D. Schröder

Leistungs-elektronische Schaltungen

Funktion, Auslegung und Anwendung

2. Auflage

Springer

Leistungselektronische Schaltungen

Dierk Schröder

Leistungselektronische Schaltungen

Funktion, Auslegung und Anwendung

2. Auflage

Springer

Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing.h.c. Dierk Schröder
Technische Universität München
Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme
Arcisstr. 21
80333 München
Deutschland
dierk.schroeder@mytum.de

ISBN 978-3-540-69300-0 e-ISBN 978-3-540-69301-7

DOI 10.1007/978-3-540-69301-7

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.d-nb.de abrufbar.

© 2008 Springer-Verlag Berlin Heidelberg

Dieses Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdrucks, des Vortrags, der Entnahme von Abbildungen und Tabellen, der Funksendung, der Mikroverfilmung oder der Vervielfältigung auf anderen Wegen und der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, bleiben, auch bei nur auszugsweiser Verwertung, vorbehalten. Eine Vervielfältigung dieses Werkes oder von Teilen dieses Werkes ist auch im Einzelfall nur in den Grenzen der gesetzlichen Bestimmungen des Urheberrechtsgesetzes der Bundesrepublik Deutschland vom 9. September 1965 in der jeweils geltenden Fassung zulässig. Sie ist grundsätzlich vergütungspflichtig. Zuwiderhandlungen unterliegen den Strafbestimmungen des Urheberrechtsgesetzes.

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Satz: digitale Druckvorlage des Autors
Herstellung: le-tex publishing services oHG, Leipzig, Deutschland
Einbandgestaltung: eStudio Calamar S.L., F. Steinen-Broo, Girona, Spanien

Gedruckt auf säurefreiem Papier

9 8 7 6 5 4 3 2 1

springer.de

Vorwort 2. Auflage

Die Leistungselektronik hat ihre Bedeutung in den vergangenen Jahren kontinuierlich auf der ganzen Breite erweitert.

Dies gilt für bereits grundsätzlich bekannte Schaltungsvarianten wie dem Direktrichter, dem Stromrichtermotor oder Drehstromantriebe mit Klemmenspannungen über 1 kV. Beispielsweise wurden Direktumrichter mit einer Leistung von je 100 MW bei doppeltgespeisten Ansynchronmotor–Antrieben mit 331 MVA für Pumpenspeicherantriebe realisiert. Ein anderes Beispiel sind Kompressorantriebe für Gasverflüssigung mit bis zu 65 MW Leistung, die die bisher verwendeten Gasturbinenantriebe ersetzen. Weiterhin werden inzwischen in großem Umfang drehzahlvariable Antriebe mit selbstgeführten Wechselrichtern für Klemmenspannungen größer 1 kV realisiert.

Die Erweiterung der Anwendungsfelder erfolgte bereits beispielsweise sowohl bei den Windkraftwerken als auch bei der Photovoltaik und könnte in naher Zukunft auch den Bereich der Hybrid-Fahrzeuge umfassen.

Eine weitere positive Änderung der Situation ist, daß inzwischen auch rückwärtssperrende Bauelemente wie der RGCT zur Verfügung stehen und damit der I–Wechselrichter wesentlich einfacher zu realisieren ist. Zusätzlich sind SiC–Bauelemente verfügbar, so daß der reverse–recovery–Effekt nicht mehr relevant ist und sich somit Verbesserungen beispielsweise im Wirkungsgrad ergeben.

Die Leistungselektronik hat sich somit sowohl vom Leistungsbereich als auch von der Schaltungstechnik erweitert.

Es ist damit sinnvoll, auch „alte“ Schaltungsvarianten, wie die doppeltgespeiste ASM, sowohl von der Funktion als auch von der Bemessung der Bauelemente in der leistungselektronischen Schaltung her, im Text dieses Buches beizubehalten.

Selbstverständlich werden auch neuere Entwicklungen wie die brückenlose PFC–Schaltung, die Mehrpunkt–Wechselrichter in den neuesten Schaltungsvarianten, aktive Filter oder die Zusatzbeanspruchungen der Drehfeld–Maschinen aufgrund steiler Schaltflanken aufgenommen.

Ich wünsche, daß alle Leser dieses Buches viele Anregungen für die tägliche Arbeit erhalten.

München, im Frühjahr 2008 Dierk Schröder

Vorwort 1. Auflage

Mit dem Lehrbuch „Elektrische Antriebe 4, Leistungselektronische Schaltungen“ liegt das vierte Buch der Reihe „Elektrische Antriebe“ vor.

Dieser Band baut auf dem Buch „Elektrische Antriebe 1, Grundlagen“ auf. In Band 1 wurden unter anderem phänomenologische Vorstellungen der verschiedenen Stromrichter-Stellglieder und damit ihrer grundsätzlichen Funktion gegeben. Außerdem wurden auch die Abwandlungen der Stromrichterschaltungen aufgrund der historisch bedingten Verfügbarkeit der Leistungshalbleiter dargestellt.

Um in dem vorliegenden Band eine geschlossene Vorstellung des Gebiets der Stromrichterschaltungen zu erhalten, wird jeweils zu Beginn für jede Schaltungsart die phänomenologische Vorstellung des ersten Buchs mit aufgenommen und um die mathematischen Zusammenhänge erweitert. Damit ist eine solide Basis gegeben, um die in den Lehrbüchern und in der Literatur im allgemeinen nur angedeutete Auslegung von Stromrichterschaltungen ausführlich zu erläutern; dies ist der erste Schwerpunkt dieses Bandes.

Bei der Auslegung von Stromrichter–Stellgliedern wird ein zutiefst ingenieurtypisches Vorgehen verlangt, das hohe Anforderungen an den verantwortlichen Ingenieur stellt. Die hohen Anforderungen sind bedingt durch die Forderungen, erstens eine jahrelange einwandfreie Funktion sicherzustellen, zweitens eine wirtschaftlich konkurrenzfähige Lösung zu finden und drittens zu beachten, daß nicht alle Anforderungen und Randbedingungen sowie die kombinatorischen Streuungen genau bekannt sind. Ich bin deshalb überzeugt, daß eine Einführung in die Auslegung von Stromrichterschaltungen in einem Lehrbuch und Nachschlage–Handbuch zwingend notwendig ist. In diesem Zusammenhang möchte ich mich bei ehemaligen Mitarbeitern in der Industrie bedanken, die mir sehr bei der Realisierung dieses angestrebten Zieles geholfen haben.

Der zweite Schwerpunkt dieses Buches sind Schaltungsvarianten wie die resonanten Schaltungstopologien, die insbesondere bei speziellen Anforderungen — wie sie beispielsweise in der Luft- und Raumfahrt bestehen — ihre Bedeutung haben.

Eine weitere Aufgabe ist die Darstellung von Stromrichterschaltungen sowie deren Steuerung und Regelung für die Kompensation von Netzrückwirkungen oder die Verbesserung der Energieübertragung mittels FACTS.

Das Gelingen eines Buches mit der gewünschten Zielsetzung ist ein sehr komplexes Vorhaben, und ich möchte mich bei meinen wissenschaftlichen Mitarbeitern — hier insbesondere Herrn Akad. Direktor Dipl.-Ing. G. Hoffstätter — für ihre Unterstützung bei der Erstellung des Bandes bedanken.

Meiner Familie danke ich sehr für ihr Verständnis und ihre Unterstützung bei diesem Vorhaben.

Dem Leser wünsche ich viel Freude beim Studium dieses Buches und bitte, Tippfehler anzumerken und mir Hinweise für Verbesserungen des komplexen Themas zu geben, vielen Dank.

München, im Herbst 1997 Dierk Schröder

Inhaltsverzeichnis

1	**Stromrichterschaltungen (Übersicht)**	1
1.1	Grundfunktionen von Stromrichtern	1
1.2	Einteilung der Stromrichter nach der Art der Kommutierung	2
2	**Netzgeführte Stromrichter**	9
2.1	Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung)	9
2.1.1	Ohmsche Last	10
2.1.2	Ideale Glättung	13
2.1.3	Allgemeine ohmsch–induktive Last	16
2.1.4	Gegenspannung im Lastkreis	23
2.1.5	Netzgeführte Kommutierung	28
2.1.6	Wechselrichterbetrieb	34
2.1.7	Wechselrichterkippen	37
2.2	Oberschwingungen und Netzrückwirkungen	40
2.2.1	Oberschwingungen auf der Lastseite	41
2.2.1.1	Ohmsche Last	41
2.2.1.2	Ideale Glättung	42
2.2.2	Oberschwingungen auf der Netzseite	46
2.2.2.1	Ohmsche Last	46
2.2.2.2	Ideale Glättung	48
2.2.3	Netzrückwirkungen	51
2.3	Blindleistung und Leistungsfaktor	54
2.3.1	Ohmsche Last	54
2.3.2	Ohmsch–induktive Last	56
2.4	Transformator–Auslegung	60
2.4.1	Gleichstrom–Vormagnetisierung	60
2.4.1.1	M2–Schaltung	61
2.4.1.2	M3–Schaltung	62
2.4.2	Transformator–Bauleistung	67
2.5	Dreipuls–Mittelpunktschaltung (M3)	72
2.5.1	M3–Schaltung mit Netztrafo in Dy–Schaltung	72
2.5.2	M3–Schaltung mit Netztrafo in Yz–Schaltung	79

2.6 Brückenschaltungen 81
2.6.1 Zweipuls–Brückenschaltung (B2–Schaltung) 82
2.6.2 Sechspuls–Brückenschaltung (B6–Schaltung) 85
2.6.3 Gegenüberstellung von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen . 90
2.7 Höherpulsige Schaltungen 91
2.7.1 Sechspuls–Mittelpunktschaltung (M6–Schaltung) 91
2.7.2 Zwölfpuls–Brückenschaltung 92
2.7.3 Zwölfpuls–Saugdrosselschaltung 94
2.8 Umkehrstromrichter 97
2.8.1 Kreisstromfreie Gegenparallelschaltung 98
2.8.2 Kreisstrombehaftete Kreuzschaltung 100
2.8.3 H–Schaltung 104
2.9 Blindleistungssparende Schaltungen 109
2.9.1 Schaltungen mit Freilaufdiode 111
2.9.2 Halbgesteuerte Sechspuls–Brückenschaltung (B6H–Schaltung) . 116
2.9.3 Zu- und Gegenschaltung von Teilstromrichtern 122
2.9.4 B6–Schaltung mit Hilfsthyristoren 127
2.9.5 Halbgesteuerte Zweipuls–Brückenschaltungen (B2H–Schaltung) 131
2.9.6 Folgesteuerung von Teilstromrichtern 134
2.9.7 Löschbare unsymmetrische Brückenschaltungen 140
2.9.7.1 Sektorsteuerung 140
2.9.7.2 Löschbare unsymmetrische Brückenschaltung (LUB) 142

3 Direktumrichter 145

3.1 Trapezumrichter 146
3.1.1 Einphasiger Trapezumrichter 146
3.1.2 Mehrphasiger Trapezumrichter 147
3.1.3 Frequenzelastischer Trapezumrichter 149
3.2 Steuerumrichter 150
3.3 Schaltungsvarianten des Direktumrichters 153
3.3.1 Wahl der Umkehrstromrichter 153
3.3.2 Schaltung der Last 153
3.3.3 Schaltungsvarianten des Umrichters 156
3.4 Frequenzbeschränkung beim Direktumrichter 162
3.5 Auslegungskriterien 175
3.6 Regelung der direktumrichter–gespeisten Synchronmaschine . . 176
3.6.1 Stationäres Flußmodell 179
3.6.2 Dynamisches Flußmodell 182
3.6.3 Stromregelkreise 185
3.6.4 Trapezbetrieb 185
3.6.5 Synchronmaschine 186
3.7 Ausführungsbeispiele 186
3.8 Matrixkonverter 188
Prof. Dr. J. W. Kolar, Dr. F. Schafmeister, ETH Zürich

3.8.1 Einleitung . . . 188
3.8.2 Konzepte dreiphasiger AC/AC–Konverterschaltungen . . . 189
3.8.2.1 AC/AC–Konverter mit Zwischenspeicher . . . 189
3.8.2.2 AC/AC–Matrixkonverter . . . 194
3.8.2.3 Klassifizierung . . . 196
3.8.3 AC/AC–Konverter mit Spannungszwischenkreis . . . 199
3.8.3.1 Grundfunktion . . . 199
3.8.3.2 Spannungskonversion und Raumzeigermodulation . . . 201
3.8.3.3 Stromkonversion . . . 205
3.8.3.4 Funktions–Ersatzschaltbild . . . 208
3.8.4 AC/AC–Konverter mit Stromzwischenkreis . . . 209
3.8.4.1 Grundfunktion . . . 210
3.8.4.2 Stromkonversion und Raumzeigermodulation . . . 212
3.8.4.3 Spannungskonversion . . . 214
3.8.4.4 Funktions–Ersatzschaltbild . . . 219
3.8.5 AC/AC–Umrichter mit Spannungszwischenkreis ohne Energiespeicher . . . 219
3.8.5.1 Grundfunktion . . . 219
3.8.5.2 Spannungsübersetzungsverhältnis . . . 221
3.8.6 Indirekter Matrixkonverter . . . 224
3.8.6.1 Ableitung der Schaltungsstruktur . . . 224
3.8.6.2 Spannungs- und Stromkonversion . . . 227
3.8.6.3 Raumzeigermodulation . . . 231
3.8.6.4 Funktions–Ersatzschaltbild . . . 244
3.8.7 Vereinfachte Schaltungstopologien indirekter Matrixkonverter . 249
3.8.7.1 Sparse Matrix Converter . . . 249
3.8.7.2 Ultra-Sparse Matrix Converter . . . 250
3.8.7.3 Very-Sparse Matrix Converter . . . 252
3.8.8 Direkter Matrixkonverter . . . 253
3.8.8.1 Grundfunktion . . . 254
3.8.8.2 Schaltzustände . . . 255
3.8.8.3 Rotierende Strom- und Spannungsraumzeiger . . . 257
3.8.8.4 Feststehende Strom- und Spannungsraumzeiger . . . 259
3.8.8.5 Relation der Schaltzustände von CMC und IMC . . . 263
3.8.8.6 Raumzeigermodulation des CMC . . . 265
3.8.8.7 Mehrschrittkommutierung des CMC . . . 268
3.8.9 Erweiterungen der Matrixkonverter-Grundstrukturen . . . 272
3.8.9.1 Indirekte Dreipunkt-Matrixkonverter . . . 272
3.8.9.2 IMC mit nach Eingangsphasen getrennten Zwischenkreisen . . . 275
3.8.9.3 Matrixkonverter in Vollbrückenschaltung . . . 276
3.8.9.4 Hybride Matrixkonverter . . . 279
3.8.10 Diskussion . . . 282
3.8.10.1 Ausgangsspannungsbereich und Betriebseigenschaften . . . 283
3.8.10.2 Modulation . . . 283

3.8.10.3 Kommutierung 283
3.8.10.4 Zwischenkreiskondensator und Ride-through 284
3.8.10.5 EMV-Filter 285
3.8.10.6 Verluste und Effizienz 285
3.8.10.7 Komplexität der Schaltung und Realisierungsaufwand 286
3.8.10.8 Kühlung und Baugrösse 287
3.8.10.9 Regelung 287
3.8.10.10 Stillstand und Gleichheit von Ein- und Ausgangsfrequenz 288
3.8.11 Ausblick 288

4 Untersynchrone Stromrichterkaskade (USK) 290

4.1 Aufbau und Funktion 290
4.2 Quasistationäre Regelung der untersynchronen Kaskade 305
4.3 Die USK und Netzrückwirkungen 311
4.4 Auslegung der untersynchronen Kaskade 314
4.4.1 Asynchronmaschine mit Schleifringläufer 314
4.4.2 Anlaßwiderstand 318
4.4.3 Gleichrichterbrücke 323
4.4.4 Wechselrichterbrücke 325
4.4.5 Zwischenkreisdrossel 330
4.4.6 Blindleistungskompensation 332
4.4.7 Schaltspannungsschutz 333
4.4.8 Vorfluten der Dioden 334
4.5 Sonderausführungen 336
4.5.1 Umschaltbare Kaskade 336
4.5.2 Zwölfpulsige Ausführung 338
4.5.3 Schaltungen bei Netzunterbrechungen und Netzumschaltungen . 340
4.6 Zusammenfassung 340

5 Stromrichtermotor 342

5.1 Prinzipielle Funktion 342
5.1.1 Drehmomentverlauf 348
5.1.2 Einfluß der Zwischenkreisdrossel 351
5.1.3 Erregung der Synchronmaschine 353
5.2 Steuerung und Auslegung 354
5.2.1 Lastgeführte Kommutierung 355
5.2.2 Auslegung des Systems 359
5.2.3 Schonzeitregelung der Thyristoren 364
5.3 Regelung des Stromrichtermotors 365
5.4 Ausführungsbeispiel 368

6 Selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (I–Umrichter) 369

6.1 Prinzipielles Systemverhalten 369
6.2 Kommutierung des selbstgeführten Wechselrichters 371
6.3 Auslegungsgang beim I–Umrichter mit Phasenfolgelöschung . . 384
6.3.1 Kritische Betriebszustände 384
6.3.2 Beanspruchung der Umrichterelemente 388
6.3.2.1 Kommutierungs–Kondensator 388
6.3.2.2 Thyristoren 390
6.3.2.3 Dioden 392
6.3.2.4 Kommutierungsdrosseln, Stufendrosseln 392
6.3.2.5 Entlastungsschaltungen (TSE–Beschaltungen) 394
6.3.2.6 Umrichter mit Zusatzschaltung 397
6.3.3 Auslegung der Einspeisung 398
6.3.3.1 Netzgeführter Stromrichter 398
6.3.3.2 Zwischenkreisdrossel 400
6.3.4 Auslegung der Asynchronmaschine 407
6.3.4.1 Betrieb mit Normmotoren 407
6.3.4.2 Stern- bzw. Dreieckschaltung der Maschine 410
6.3.4.3 Kleiner Stromhub 411
6.3.4.4 Beanspruchung der Motorisolation 412
6.3.5 Anwendungsbeispiele 413
6.4 Steuer- und Regelverfahren 416
6.5 Weiterentwicklungen der selbstgeführten I–Umrichter 418
6.5.1 I–Umrichter mit abschaltbaren Bauelementen 418
6.5.2 Schaltzustände im I–Wechselrichter mit abschaltbaren Bauelementen 424
6.5.3 Schaltentlastung für blockierfähige GTOs 426
6.5.4 Kommutierungsvorgang 427
6.6 Abschließende Bemerkungen 431

7 Gleichspannungswandler (Gleichstromsteller) 437

7.1 Prinzip des Gleichspannungswandlers (Tiefsetzsteller) 438
7.2 Gleichspannungswandler mit nicht abschaltbaren Bauelementen 440
7.2.1 Gleichspannungswandler–Grundschaltung (Tröger–Schaltung) . 440
7.2.2 Sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler–Schaltung 446
7.2.3 Weitere Schaltungs–Abwandlungen mit Löschkreis 454
7.3 Gleichspannungswandler mit abschaltbaren Bauelementen . . . 458
7.3.1 Gleichspannungswandler–Grundschaltung mit GCT/GTO . . . 458
7.3.2 Gleichspannungswandler mit GTO und RCD–Beschaltung . . . 461
7.3.3 Schaltung mit zusätzlichem Spannungsbegrenzer 466
7.3.4 Verlustfreie Entlastungsschaltungen nach Boehringer 470
7.3.4.1 Verlustfreie Entlastungsschaltung (1) nach Boehringer 471

7.3.4.2 Verlustfreie Auschalt–Entlastung (2) nach Boehringer 476
7.3.4.3 Verlustfreie Entlastungsschaltung (3) nach Boehringer 479
7.3.5 Verlustfreie Entlastungsschaltung nach Marquardt 485
7.3.6 Zusammenfassung Entlastungsschaltungen 489
7.4 Grundlegende Steuerung und Regelung von Gleichspannungswandlern 491
7.4.1 Pulsweitensteuerung 491
7.4.2 Pulsfolgesteuerung 493
7.4.3 Zweipunktregelung des Gleichspannungswandlers 493
7.5 Gleichstromstellerschaltungen für Ein- und Mehr-Quadrant-Betrieb 496
7.5.1 Motorischer Ein–Quadrant–Betrieb 496
7.5.2 Generatorischer Ein–Quadrant–Betrieb 498
7.5.3 Zwei–Quadrant–Betrieb mit Ankerstromumkehr 500
7.5.4 Zwei–Quadrant–Betrieb mit Ankerspannungsumkehr 501
7.5.5 Vier–Quadrant–Betrieb 505
7.5.6 Interleaved–Wandler 508
7.6 Leistungsfaktor–Korrektur 511
7.7 Weitere Abwandlungen der Gleichstromsteller-Schaltungen . . . 521
Prof. Dr. M. Reddig, Augsburg

8 Selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (U–Wechselrichter) 526

8.1 Einführung 526
8.2 Zweipunkt–Wechselrichter 527
8.2.1 Grundfrequenztaktung und Drehspannungssystem 527
8.2.2 Spannungssteuerung 532
8.2.3 Kommutierungsschaltungen 534
8.3 U–Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung 536
8.3.1 Zweipunkt–Wechselrichter mit Gleichstromsteller 537
8.3.1.1 Ungesteuerte netzseitige Diodenbrücke 537
8.3.1.2 Gleichstromsteller 539
8.3.1.3 Zweipunkt–Wechselrichter — Funktionsweise 539
8.3.2 Kommutierung des Wechselrichters mit Summenlöschung 543
8.3.3 Netzgeführter Stromrichter als Einspeise–Stellglied 546
8.4 Pulsverfahren, Pulsweitenmodulation 548
8.4.1 Randbedingungen 548
8.4.2 Zweipunktregelung 548
8.4.3 Pulsweitenmodulation 550
8.4.4 Unterschwingungsverfahren 554
8.4.5 Sinus–Dreieck–Modulation allgemein 559
8.4.5.1 Sinus-Dreieck PWM mit Zwischenpulsverschiebung 566
8.4.6 Injektion von Harmonischen in das Grundschwingungssignal . . 569
8.4.7 Rechteck-Dreieck-Modulation 572
8.4.8 Rechteck-Dreieck-PWM; Oberschwingungen 572

8.4.9 Übermodulation – Übersteuerung . . . 581
8.4.10 Raumzeigermodulation . . . 586
8.4.11 Übermodulation – Raumzeigermodulation . . . 591
Prof. Dr. A. M. Khambadkone, The National University of Singapore
8.4.12 PWM mit abgetastetem Sollwertsignal . . . 594
8.4.13 Direkte PWM . . . 597
8.4.14 Optimierte Pulsmustererzeugung . . . 597
8.4.15 Wechselrichter–Spannungsfehler . . . 607
8.5 Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 610
8.5.1 Dreipunkt–Wechselrichter, prinzipielle Funktion . . . 610
8.5.2 Nullpunkt–Stabilisierung . . . 619
8.5.3 Spannungsbeanspruchung und Leistung . . . 619
8.5.4 Diode–Clamped–Wechselrichter, Realisierung . . . 620
8.5.5 Aktiver NP–Wechselrichter . . . 621
8.5.6 Imbricated–Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 623
8.5.7 Kaskadierte Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 625
8.5.8 Hybride–Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 629
8.5.9 Modulationsverfahren für Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 632
8.5.10 Blockbetrieb Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 632
8.5.11 Pulsweitenmodulation Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 634
8.5.12 Raumzeigermodulation, Mehrpunkt–Wechselrichter . . . 638
8.6 Auslegung eines Drehstromantriebs mit Pulswechselrichter . . . 641
8.6.1 Bemessung der frequenzgesteuerten Asynchronmaschine . . . 641
8.6.2 Dimensionierung des Pulswechselrichters . . . 643
8.6.3 Pulsationsmomente . . . 645
8.6.4 Gleichspannungs–Zwischenkreis . . . 646
8.6.5 Eingangsschaltungen und Bremsbetrieb . . . 647
8.6.6 Anwendungsbereiche der Pulswechselrichter . . . 648
8.7 Selbstgeführte Thyristor–Wechselrichter mit Phasenlöschung . . . 650
8.7.1 Schaltung und Arbeitsweise . . . 651
8.7.2 Dimensionierung der Schaltung (Übersicht) . . . 657
8.7.3 Grundgleichungen der Kommutierung . . . 659
8.7.4 Kommutierungsbedingung . . . 661
8.7.5 Thermische Belastung der Lastthyristoren . . . 663
8.7.5.1 Schalt- und Kommutierungsstromverluste . . . 663
8.7.5.2 Laststromverluste (Durchlaßverluste) . . . 663
8.7.5.3 Gesamte Verlustleistung in den Lastthyristoren . . . 668
8.7.6 Bestimmung der Kommutierungselemente . . . 669
8.7.7 Kriterien zur Auswahl der Kommutierungselemente . . . 669
8.8 Beschaltung von Leistungshalbleitern . . . 673
8.8.1 RCD–Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator . . . 674
8.8.1.1 Einschaltvorgang . . . 675
8.8.1.2 Ausschalten großer Lastströme . . . 677
8.8.1.3 Ausschalten kleiner Lastströme . . . 678

8.8.2 Unsymmetrische Beschaltung 680
8.8.2.1 Einschaltvorgänge 680
8.8.2.2 Ausschalten großer positiver Lastströme 683
8.8.2.3 Ausschalten großer negativer Lastströme 685
8.8.2.4 Ausschalten kleiner Lastströme 686
8.8.3 Symmetrische Schutzbeschaltung 688
8.8.3.1 Einschaltvorgang 688
8.8.3.2 Ausschalten großer Lastströme 690
8.8.3.3 Ausschalten kleiner Lastströme 691
8.8.4 Vergleich der Schutzbeschaltungen 693
8.8.5 Abschließende Hinweise 694
8.9 Auslegungsbeispiel für einen GTO–U–Wechselrichter 697
8.9.1 Einführung 697
8.9.2 Orientierende Festlegung der Zwischenkreisspannung 698
8.9.3 Weiterführende Überlegungen zur Bestimmung der Sperrspannung der Halbleiter 702
8.9.4 Schutzkonzept eines U–Umrichters 703
8.9.5 Orientierende Festlegung des abzuschaltenden Stroms 704
8.9.6 Weiterführende Überlegungen zum abschaltbaren Strom der GTOs und zur Beschaltung 705
8.9.7 Quervergleich der bisherigen Ergebnisse 709
8.9.8 Auslegung des Zwischenkreiskondensators 710
8.9.9 Sicherheitsfaktoren 711
8.9.10 Verluste, Schaltfrequenzen, Kühlung 712
8.9.11 Zusammenfassung 723
8.10 Zusatzbeanspruchungen der Drehfeldmaschine 724
Prof. Dr. A. Binder, Darmstadt
8.10.1 Einleitung 724
8.10.2 Spannungsreflexionen an den Maschinenklemmen 725
8.10.2.1 Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen auf verlustfreien Maschinenzuleitungen bei Reflexionskoeffizienten $r = \pm 1$ 725
8.10.2.2 Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen auf verlustfreien Maschinenzuleitungen bei Reflexionskoeffizienten $|r| < 1$ 733
8.10.2.3 Kritische Länge der Maschinenzuleitung 735
8.10.3 Transiente Spannungsverteilung in der Maschinenwicklung . . . 739
8.10.4 Beanspruchung der Wicklungsisolierung bei Umrichterspeisung . 743
8.10.5 Umrichterbedingte Lagerströme in elektrischen Maschinen . . . 749
8.10.5.1 Gleichtaktspannung der Statorwicklung gegen Erde 749
8.10.5.2 Entladeströme in den Lagern 754
8.10.5.3 Kapazitive Umladeströme 754
8.10.5.4 Hochfrequenter über die Lager fließender Kreisstrom 755
8.10.5.5 Hochfrequenter Rotor–Erdstrom 757
8.10.6 Systemauslegung von umrichtergespeisten Drehstromantrieben bei großem du/dt 758

8.10.6.1 Kapazitive Ladeströme der Maschinenzuleitungen 758
8.10.6.2 Umrichterausgangs–Filter 760
8.10.6.3 Motoreingangsimpedanzen zur Reflexionsvermeidung 768
8.10.6.4 Maßnahmen zur Verringerung oder Vermeidung von umrichterbedingten Lagerströmen 770
8.10.6.5 Fehlerstromschutzschalter bei umrichtergespeisten Antrieben . . 774

9 Resonant schaltentlastete Wandler 776

9.1 Die Zellenstruktur der Gleichspannungswandler 779
9.2 Resonante Schaltentlastung: Grundüberlegungen 786
9.2.1 Einführung 786
9.2.2 Nullspannungsschalter (ZVS) 787
9.2.3 Nullstromschalter (ZCS) 791
9.2.4 Quasi-resonante und multi-resonante Wandler – Eine Gegenüberstellung 793
9.3 Quasi-resonante Zellwandler 795
9.3.1 Die quasi-resonanten Wandlerzellen in der Phasenebene 795
9.3.2 Quasi-Resonant Zero-Voltage-Switching (QR ZVS) 797
9.3.3 Quasi-Resonant Zero-Current-Switching (QR ZCS) 817
9.3.4 Die Gleichungen aller quasi-resonanten Zellen 829
9.3.5 Bewertung der quasi-resonanten Zellen 830
9.4 Multi-resonante Zellwandler 840
9.4.1 Die multi-resonante ZVS-Wandlerzelle im Phasenraum 841
9.4.2 Die vier Betriebsmodi 847
9.5 Resonante Brückenschaltungen 868
9.5.1 Serien-Parallel-Resonanz-Brückenschaltung 874
9.5.2 Serien-Parallel-Resonanz-Brückenschaltung mit konstanter Schaltfrequenz 876
9.5.3 Analyse resonanter Schaltungen 877
9.5.4 Serien-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsweise (ZVS) . 880
9.5.5 Serien-Parallel-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsart (ZVS) 884
9.5.6 Zusammenfassung resonante Gleichspannungswandler 890
9.6 Transient-resonante Gleichspannungswandler 891
9.6.1 Einführung 891
9.6.2 Die transient-resonanten Schalter 892
9.6.3 Transient-resonante Zellwandler 894
9.6.4 Transient-resonante Brückenwandler 908
9.7 Dreiphasige resonante Wechselrichter 924
9.7.1 Einführung 924
9.7.2 Der ARCPI (Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter) . . 936
9.7.3 Der NLRPI (Non Linear Resonant Pole Inverter) 942
9.7.4 Der MACRDCLI (Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter) 948
9.7.5 Der PRDCLI (Parallel Resonant DC Link Inverter) 952

9.7.6 Zusammenfassung resonanter Dreiphasen–Wechselrichter 955

10 Leistungselektronische Blindleistungs–Kompensation 956

10.1 Einführung: Verbraucher–Kompensation in Industrienetzen . . . 956
10.2 Spannungsstabilisierung in Übertragungsnetzen 963
10.3 Blindleistungsquellen 969
10.3.1 Synchronmaschinen 969
10.3.2 Parallelkondensatoren 969
10.3.3 Serienkondensatoren 970
10.4 Dynamische Blindleistungsquellen 971
10.4.1 Sättigbare Spulen 971
10.4.2 Netzgeführte Stromrichter–Stellglieder 977
10.4.3 Thyristor–geschaltete Kondensatoren 978
10.4.4 Thyristor–gesteuerte Spule (TCR) 979
10.5 Herkömmliche Steuer- und Regelverfahren 980
10.6 Weiterführende Überlegungen — Stellglieder 990
10.7 Selbstgeführte Stellglieder als Kompensator 993
10.8 Weitere Überlegungen — Prädiktive Signalverarbeitung 995
10.9 Flexible AC Transmission Systems (FACTS) 1003

11 Sondergebiete der Leistungselektronik 1007

11.1 Stromrichter für elektrische Triebfahrzeuge 1009
Dr. H.-G. Eckel, Nürnberg
11.1.1 Netzspannungen in der Traktion 1009
11.1.2 Traktion für DC-Netze 1010
11.1.2.1 Gleichstromsteller mit Gleichstrommotor 1011
11.1.2.2 Stromzwischenkreisumrichter mit ASM 1011
11.1.2.3 Spannungszwischenkreisumrichter mit ASM 1013
11.1.3 Traktion für AC-Netze 1016
11.1.3.1 Antriebssysteme mit Wechselstrom- und Mischstrommotor . . . 1016
11.1.3.2 Antriebssysteme mit Drehstrommotor 1018
11.1.4 Antriebssysteme für mehrere Netzspannungen 1022
11.1.4.1 Mehrsystemstromrichter für AC 15 kV und 25 kV 1022
11.1.4.2 Mehrsystemstromrichter für AC und DC 750 V / 1500 V 1022
11.1.4.3 Mehrsystemstromrichter für AC und DC 3000 V 1022
11.1.4.4 Mehrsystemstromrichter für AC, DC 3000 V und DC 1500 V . . 1027
11.1.5 Dieselelektrische Systeme 1029
11.1.6 Umrichtertechnik 1031
11.1.6.1 Leistungshalbleiter in der Traktion 1031
11.2 Three-Phase Active Filters for Power Conditioning 1032
Prof. Dr. H. Akagi, Tokyo Institute of Technology, Japan
11.2.1 Introduction 1032
11.2.2 Voltage Harmonics in Power Systems 1033

11.2.2.1 Harmonic-producing loads . . . 1033
11.2.2.2 Voltage THD and 5th-harmonic voltages . . . 1034
11.2.3 Traditional Passive Filters . . . 1035
11.2.3.1 Circuit configurations . . . 1035
11.2.3.2 Consideration to installation . . . 1036
11.2.4 Pure Active Filters for Power Conditioning . . . 1037
11.2.4.1 Circuit configurations of shunt and series active filters . . . 1037
11.2.4.2 Three-phase voltage-source and current-source PWM converters 1038
11.2.4.3 Three-phase pure active filters . . . 1040
11.2.4.4 Trends in pure active filters . . . 1041
11.2.5 Series Active Filters . . . 1042
11.2.5.1 System configuration . . . 1043
11.2.5.2 Operating principle . . . 1043
11.2.5.3 Design and effect of switching-ripple filters . . . 1044
11.2.5.4 Experimental results - Series Active Filters . . . 1046
11.2.6 Hybrid Active Filters for Harmonic-Current Filtering . . . 1046
11.2.6.1 Circuit configurations . . . 1046
11.2.6.2 Experimental waveforms . . . 1048
11.2.7 Low-Voltage Transformerless Hybrid Active Filters . . . 1050
11.2.7.1 The 480 V hybrid active filter . . . 1051
11.2.7.2 The 480 V pure active filter . . . 1053
11.2.7.3 Design of the 480 V hybrid active filter . . . 1055
11.2.7.4 Comparisons between the 480 V hybrid and pure filters . . . 1056
11.2.8 The 400 V Hybrid Active Filter . . . 1059
11.2.8.1 System configuration . . . 1059
11.2.8.2 Start-up procedure . . . 1060
11.2.8.3 Steady-state performance of the passive filter used alone . . . 1060
11.2.8.4 Steady-state performance of the hybrid filter . . . 1060
11.2.8.5 Transient-state performance of the hybrid filter . . . 1062
11.2.9 Medium-Voltage Transformerless Hybrid Active Filters . . . 1063
11.2.10 Practical Applications of Active Filters . . . 1064
11.2.10.1 Application to harmonic-current filtering . . . 1064
11.2.10.2 Application to voltage-flicker reduction . . . 1064
11.2.11 Conclusions . . . 1068
11.3 Elektronische Energiewandler für photovoltaische Solarenergieanlagen . . . 1069
Prof. Dr. P. Zacharias, Kassel
11.3.1 Einleitung . . . 1069
11.3.2 Grundsätzliche Zielstellungen und Anforderungen . . . 1069
11.3.3 Gestaltung der Energiewandlungskette DC/AC für PV–Systeme 1074
11.3.4 Situation bei den Halbleiterschaltern . . . 1077
11.3.5 MPP–Tracking . . . 1080
11.3.6 Schaltungstopologien für netzgekoppelte Photovoltaik–Wechselrichter . . . 1082

11.3.6.1 Konzepte mit isoliertem Photovoltaikgenerator 1082
11.3.6.2 Transformatorlose Wechselrichter 1086
11.3.7 Weitere Entwicklung 1089
11.3.8 Erwartete Trends und Schlußfolgerungen 1092
11.4 Elektronische Betriebsgeräte für Lichtquellen 1093
F. Bernitz, Fa. Osram, München
11.4.1 Einführung 1093
11.4.2 Lichterzeugung und Gliederung wichtiger Lichtquellen 1094
11.4.3 Grundlagen zum Betrieb von Entladungslampen 1103
11.4.4 Konventionelle Betriebsgeräte (Vorschaltgeräte) für Entladungslampen 1104
11.4.5 Betriebsgeräte für Niederdruckentladungslampen 1107
11.4.5.1 KVG für Niederdruckentladungslampen 1107
11.4.5.2 EVG für Niederdruckgasentladungslampen 1109
11.4.5.3 Vor- und Nachteile von EVG und KVG 1119
11.4.5.4 Konventionelle Betriebsgeräte für Hochdruck-Entladungslampen 1120
11.4.6 Elektronische Betriebsgeräte für Entladungslampen 1121
11.4.7 Elektronische Transformatoren für Niedervolt-Halogenglühlampen 1149
11.5 Akustische Grundlagen zur Geräuschmessung 1152
F. Witzani, Fa. Osram, München
11.5.1 Praktisches Messverfahren zur Bestimmung der akustischen Schallleistung 1157
11.5.2 Ermittlung der Schallleistung aus dem mittleren Schalldruck in der Halbkugel 1159
11.5.3 Grundlegende Mechaniken der Schallerzeugung in elektrischen Komponenten 1159
11.5.4 Praktische Methode zur Schallleistungsmessung an elektrischen Komponenten 1163
11.5.5 Umsetzung einer Geräuschreduzierung mit messtechnischer Auswertung 1167
11.5.6 Schlussfolgerung 1171

12 Simulation von leistungselektronischen Schaltungen 1172

Variablenübersicht 1180

Literaturverzeichnis 1191

Allgemeine Literatur (Bücher) 1191
Netzgeführte Stromrichter 1196
Direktumrichter 1201
Matrixkonverter 1204
Untersynchrone Kaskade – USK 1212
Stromrichtermotor 1214

I–Umrichter 1217
Gleichspannungswandler 1223
Leistungsfaktor–Korrektur 1225
Entlastungsschaltungen 1226
U–Umrichter 1231
Übermodulation – Raumzeigermodulation 1242
Dreipunkt–Wechselrichter 1243
Zusatzbeanspruchungen der Drehfeldmaschine 1247
Resonant schaltentlastete Wandler 1250
Spannungsstabilisierung 1256
Aktive Filter 1260
FACTS 1265
Traktions–Antriebe 1267
Traktions–Antriebe 1275
Elektronische Betriebsgeräte für Lichtquellen 1278
Simulation von leistungselektronischen Schaltungen 1280

Stichwortverzeichnis 1284

1 Stromrichterschaltungen (Übersicht)

Bevor die verschiedenen Stromrichterschaltungen im einzelnen besprochen werden, wird in diesem Kapitel ein kurzer Überblick über die Einteilung und die verschiedenen Arten von Stromrichtern gegeben.

1.1 Grundfunktionen von Stromrichtern

Grundsätzlich sind Stromrichter *Einrichtungen zum Umformen elektrischer Energie* unter Verwendung von Stromrichterventilen (Leistungshalbleitern) [61]. Mit Stromrichtern läßt sich deshalb der Energiefluß zwischen unterschiedlichen energetischen Systemen steuern. Bei der Kupplung von Wechsel- und Gleichstromsystemen ergeben sich die *vier Grundfunktionen der Energieumwandlung*, die von den entsprechenden *Grundfunktionen von Stromrichtern* vorgenommen werden (Abb. 1.1).

1. *Gleichrichten* ist die Umformung von Wechselstrom in Gleichstrom, wobei ein Energiefluß vom Wechselstrom- in das Gleichstromsystem erfolgt.

2. *Wechselrichten* ist die Umformung von Gleichstrom in Wechselstrom, wobei nun ein Energiefluß vom Gleichstrom- in das Wechselstromsystem geschieht.

3. *Gleichstrom–Umrichten* ist die Umformung von Gleichstrom mit einer gegebenen Spannung und Polarität in Gleichstrom mit einer anderen Spannung und gegebenenfalls der umgekehrten Polarität, wobei ein Energietransport in beide Richtungen erfolgen kann. Dieser Stromrichtertyp wird im allgemeinen als *Gleichspannungswandler (Gleichstrom–Umrichter)* bezeichnet.

4. *Wechselstrom–Umrichten* ist die Umformung von Wechselstrom mit einer gegebenen Spannung, Frequenz und Phasenzahl in Wechselstrom mit einer anderen Spannung, Frequenz und Phasenzahl, wobei der Energietransport ebenso in beide Richtungen möglich ist. Dieser Stromrichtertyp wird im allgemeinen abgekürzt als *Umrichter* bezeichnet.

Diese begrenzte Zahl von Grundfunktionen wird durch eine Vielzahl von Stromrichterschaltungen verwirklicht, von denen die wichtigsten in den anschließenden Kapiteln behandelt werden.

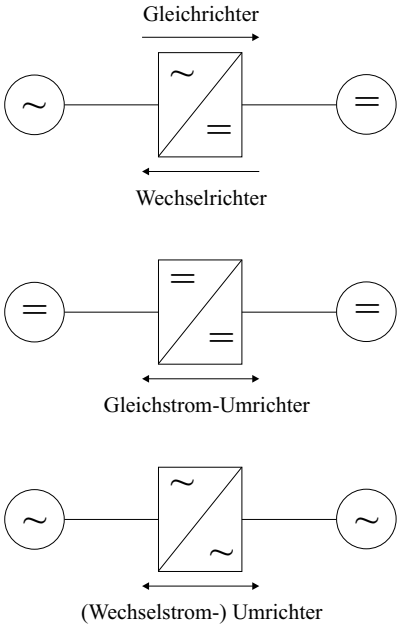


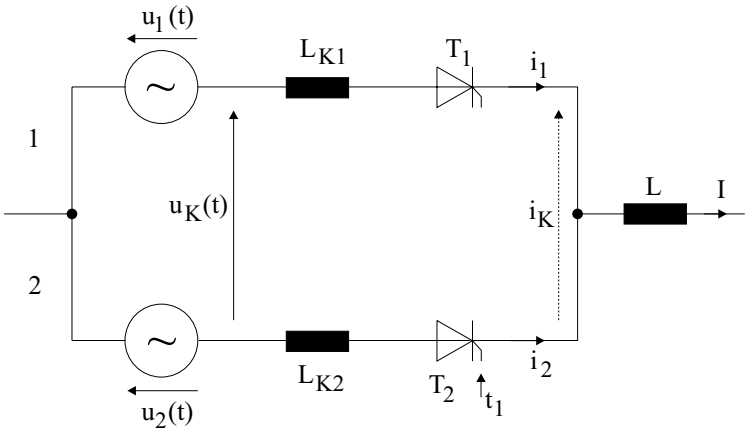
Abb. 1.1: *Grundfunktionen der Energieumformung mit Stromrichtern*

1.2 Einteilung der Stromrichter nach der Art der Kommutierung

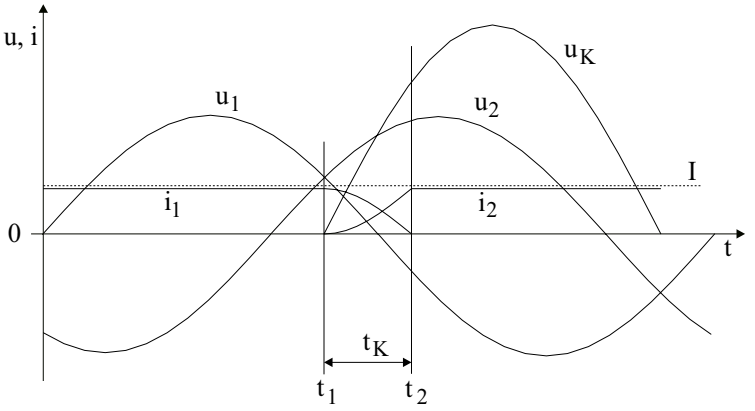
Statt nach der vom Stromrichter ausgeführten Grundfunktion (Gleichrichten, Wechselrichten, Umrichten), die die äußere Wirkungsweise beschreibt, können Stromrichter auch nach ihrer *inneren Wirkungsweise* unterschieden werden, d.h. nach der *Art der Kommutierung* und der Herkunft der Taktfrequenz.

Allgemein versteht man unter *Kommutierung* die Übergabe des Stroms vom stromführenden auf den folgenden Zweig, wobei während der Kommutierungszeit beide Zweige Strom führen. Grundsätzlich ist zwischen der Kommutierung mit *mechanischen Schaltern* und der Kommutierung mit *elektronischen Schaltern* (Leistungshalbleitern) zu unterscheiden.

Mechanische Kommutatoren wurden in der Vergangenheit beispielsweise in den sogenannten Kontaktgleichrichtern verwendet. Der Kontaktgleichrichter war ein von einem Synchronmotor betätigter mechanischer Schalter. Die Ein- und Ausschaltzeitpunkte wurden durch mechanische Verstellung des Kontaktapparates vorgegeben. Damit war eine Verstellung der Schaltpunkte in Relation zur Spannung möglich, und es konnte der Gleichspannungsmittelwert verstellt werden. Der Vorteil des Kontaktgleichrichters war der sehr geringe Spannungsab-



a) Kommutierungskreis



b) Strom- und Spannungsverläufe

Abb. 1.2: *Prinzip der natürlichen Kommutierung: Übergabe des Stroms I vom Zweig 1 auf den Zweig 2*

fall am geschlossenen Schalter, der insbesondere bei niedrigen Versorgungsspannungen und hohen Strömen besonders vorteilhaft war. Dies war gegenüber den damals üblichen Quecksilberdampf–Gleichrichtern ein erheblicher Vorteil. Kontaktgleichrichter wurden deshalb bei der Elektrolyse eingesetzt, bei der niedrige Spannungen aber hohe Ströme für den technologischen Prozeß notwendig waren. Nachteilig waren die Geräusche, der mechanische Verschleiß und die durch den Verschleiß notwendige Wartung.

Die wesentlichen Merkmale eines Kommutierungsvorganges mit *elektronischen Schaltern* sind in Abb. 1.2 dargestellt. Gezeigt ist die Übergabe des

Stroms I vom Zweig 1 auf den Zweig 2. Der Strom I fließt zunächst im Zweig 1 über das leitende Ventil T_1. Die Kommutierung wird durch Zünden des Ventils T_2 eingeleitet (Zeitpunkt t_1). Als Folge der Kommutierungsspannung $u_K = u_2 - u_1$ beginnt in den Zweigen 1 und 2 ein Kommutierungsstrom i_K zu fließen, der den Strom I im Zweig 1 abbaut und im Zweig 2 aufbaut. Nach erfolgter Stromübergabe, d.h. wenn der Strom i_2 den Wert I erreicht hat und somit der Strom i_1 zu Null geworden ist (und das Ventil T_1 sperrt), ist der Kommutierungsvorgang abgeschlossen (Zeitpunkt t_2).

Vorausetzung für den richtigen Ablauf der Kommutierung ist damit das Vorhandensein einer geeigneten Kommutierungsspannung u_K im Kommutierungskreis.

Werden die im Wechsel- bzw. Drehstromnetz vorhandenen Spannungen als Kommutierungsspannung genutzt, so spricht man von *natürlicher Kommutierung*. Anstelle der Netzspannungen können auch von der Last erzeugte Wechselspannungen zur natürlichen Kommutierung genutzt werden; man spricht dann von *Lastkommutierung*.

Wenn keine natürlichen Kommutierungsspannungen im Kommutierungskreis vorhanden sind oder wenn diese zum gewünschten Kommutierungszeitpunkt die falsche Polarität haben, dann muß durch Aufbringen einer Hilfsspannung die Kommutierung erzwungen werden. Dabei wird die Kommutierungsspannung entweder von einem Energiespeicher (Löschkondensator, LC–Schwingkreis) zur Verfügung gestellt oder es erfolgt eine Widerstandserhöhung im zu löschenden Stromzweig, beispielsweise mit einem abschaltbaren Leistungshalbleiter. Diese Art der Kommutierung wird im Gegensatz zur natürlichen Kommutierung *erzwungene Kommutierung* oder *Zwangskommutierung* genannt.

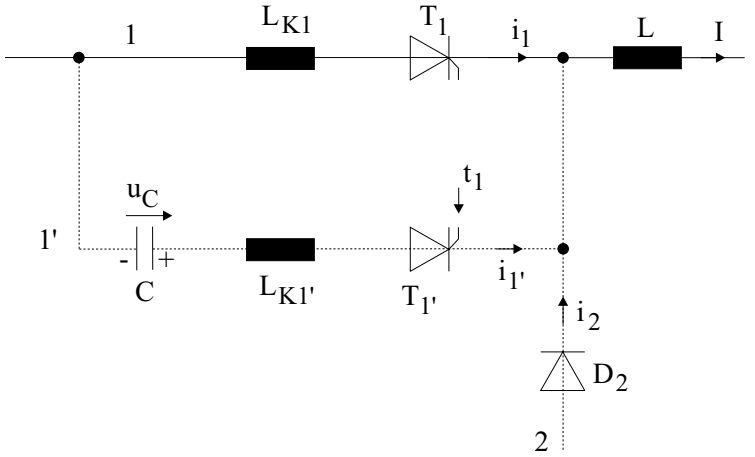
Teilt man die Stromrichter nach Art und Herkunft der Kommtierungsspannung ein, ist somit zwischen Stromrichtern mit *natürlicher Kommutierung* und Stromrichtern mit *Zwangskommutierung* zu unterscheiden. Nach diesem Unterscheidungsmerkmal können die Stromrichter in drei verschiedene Typen eingeteilt werden:

1. *Stromrichter, bei denen keine Kommutierungsvorgänge vorkommen*, beispielsweise Halbleiterschalter und –steller für Wechsel- und Drehstrom, die hier nicht weiter behandelt werden sollen (siehe Abb. 1.4 oben).

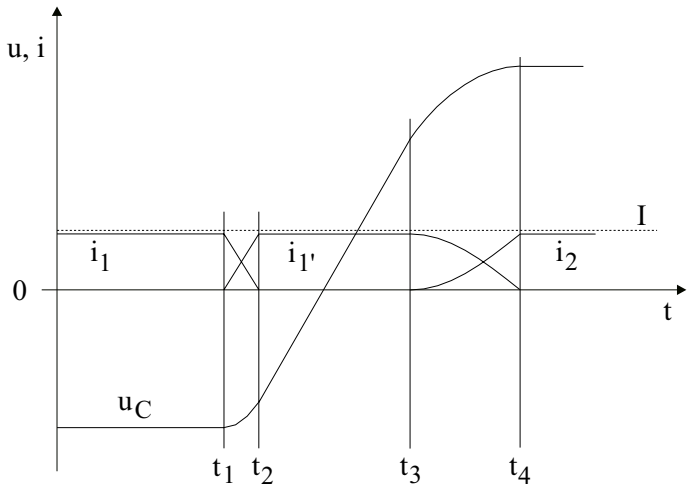
2. *Stromrichter mit natürlicher Kommutierung*, die ihre Kommutierungsspannung entweder vom speisenden Netz beziehen (*netzgeführte* Stromrichter) oder denen die Kommutierungsspannung von der Last bereitgestellt wird (*lastgeführte* Stromrichter). Beide Kommutierungsarten werden unter dem Begriff *fremdgeführte Stromrichter* zusammengefaßt, da dem Stromrichter die zur Kommutierung notwendige Spannung von *außen* zur Verfügung gestellt wird (Abb. 1.2).

3. *Stromrichter mit Zwangskommutierung*. Wie bereits dargestellt, wird mit Zwangskommutierung eine Kommutierung bezeichnet, die unter Zuhilfe-

nahme von zum Stromrichter gehörenden, meist kapazitiven Energiespeichern vorgenommen wird. Diese Stromrichter werden auch als *selbstgeführte* Stromrichter bezeichnet (Abb. 1.3).



a) Kommutierungskreise



b) Strom- und Spannungsverläufe

Abb. 1.3: *Prinzip der Zwangskommutierung: Übergabe des Stroms I vom Zweig 1 über den Hilfszweig 1' auf den Zweig 2*

Die innere Wirkungsweise von Stromrichtern läßt sich nicht nur nach der Art der Kommutierung (fremdgeführte oder selbstgeführte Stromrichter) unterscheiden. Stromrichter, die Wechselstrom in Gleichstrom oder umgekehrt umwandeln, lassen sich auch danach unterscheiden, ob die *Kommutierung auf der Gleichstromseite oder der Wechselstromseite* erfolgt:

- Stromrichter mit *wechselstromseitiger Kommutierung* arbeiten in der Regel mit natürlicher Kommutierung (fremdgeführt).
- Stromrichter mit *gleichstromseitiger Kommutierung* arbeiten in der Regel mit Zwangskommutierung (selbstgeführt).

Eine Übersicht über die Stromrichter bzw. die Umrichter mit typischen Beispielen wird in den abschließenden Abb. 1.4 und 1.5 gegeben. Von diesen werden in den folgenden Kapiteln behandelt:

- *Stromrichter mit natürlicher Kommutierung (fremdgeführt):*

Netzgeführte Stromrichter	(Kap. 2),
Direktumrichter (netzgeführt)	(Kap. 3),
Untersynchrone Stromrichterkaskade (netzgeführt)	(Kap. 4),
Stromrichtermotor (lastgeführt)	(Kap. 5);

- *Stromrichter mit erzwungener Kommutierung (selbstgeführt):*

Gleichspannungswandler (Gleichstromsteller)	(Kap. 7, 9),
Umrichter mit eingeprägtem Strom	(Kap. 6),
Umrichter mit eingeprägter Spannung	(Kap. 8).

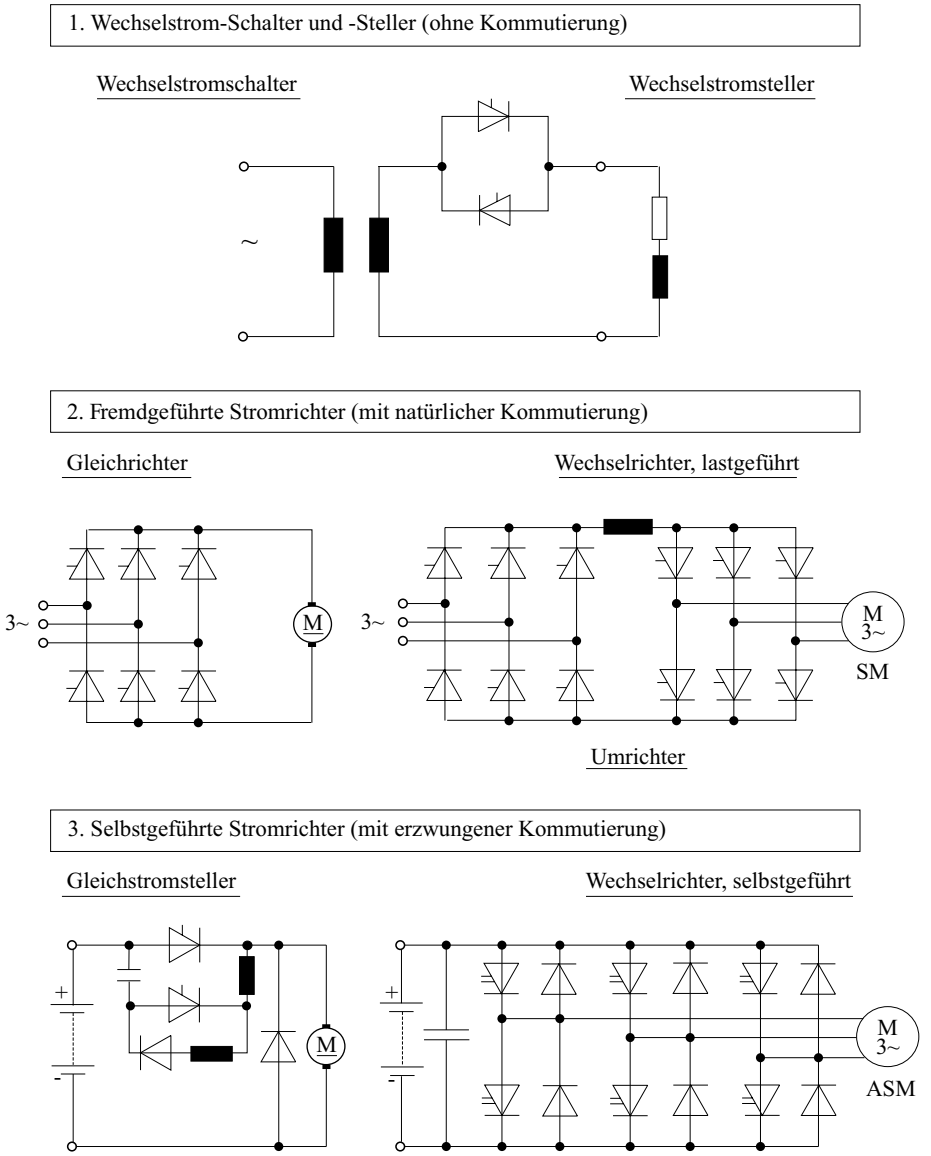


Abb. 1.4: *Einteilung der Stromrichter nach der Herkunft der Kommutierungsspannung (mit Beispielen)*

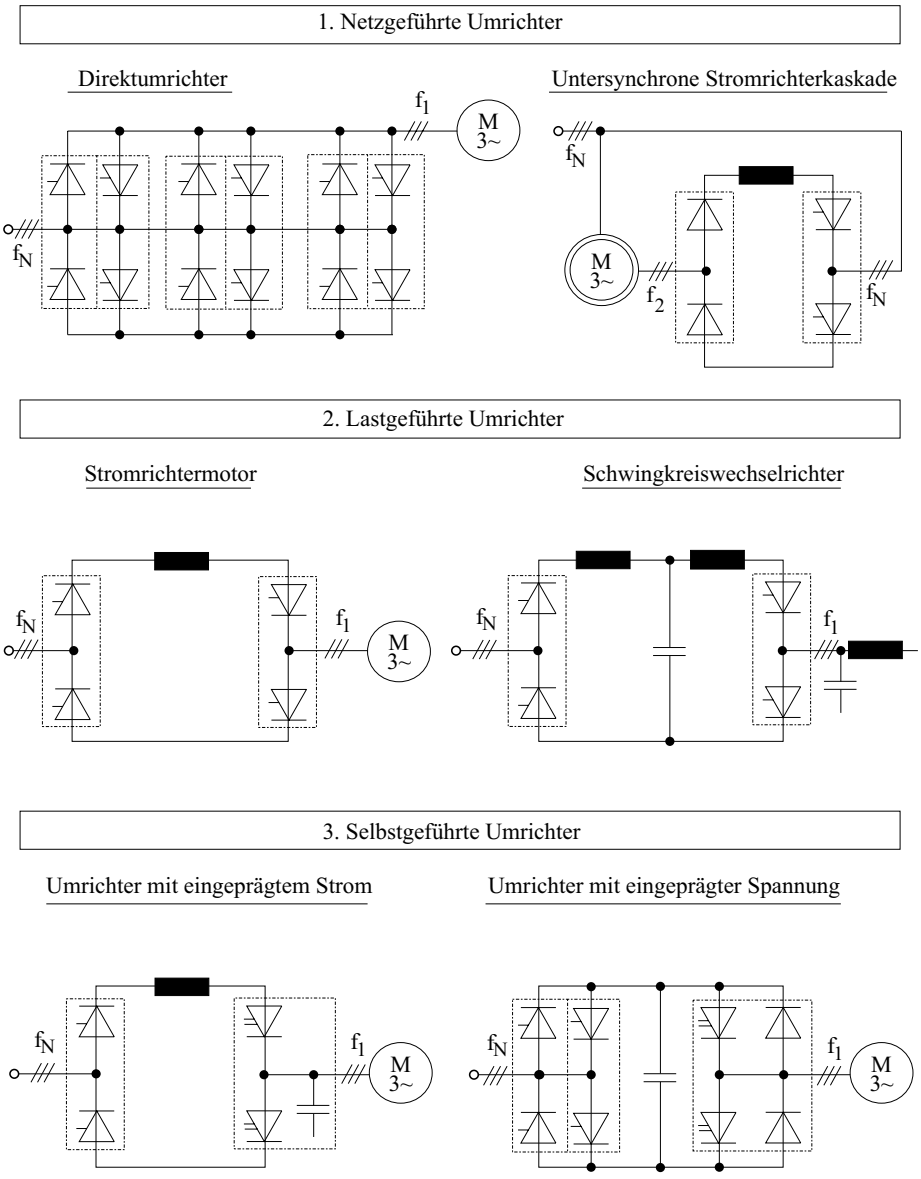
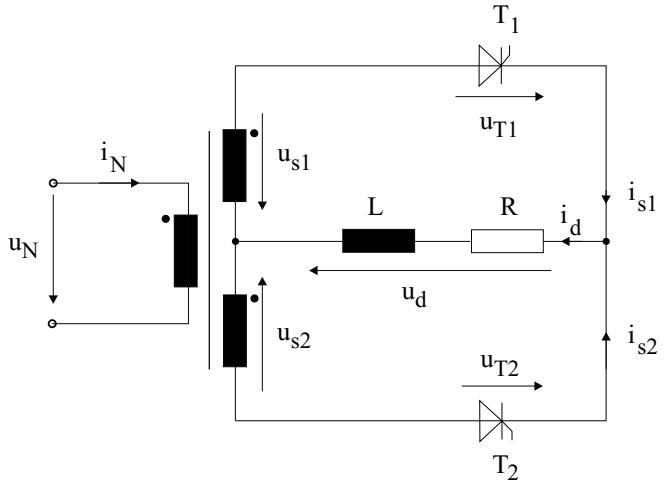


Abb. 1.5: *Einteilung der Umrichter nach der Art der Kommutierung (mit Beispielen)*

2 Netzgeführte Stromrichter

2.1 Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung)

Die Funktionsweise netzgeführter Stromrichter soll zunächst anhand der Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung, Abb. 2.1) dargestellt werden.



(Transformator–Übersetzung $\ddot{u}_T = U_N/U_{s1} = U_N/U_{s2} = 1$)

Abb. 2.1: *Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung)*

Die Zweipuls–Mittelpunktschaltung besteht aus einem Ventilstern mit zwei gesteuerten Ventilen (Thyristoren) T_1 und T_2 und einem Einphasentransformator, dessen zwei Sekundärwicklungen gleich sind. Für die folgenden Überlegungen wird angenommen, daß die Ventile, der Transformator und das Netz (u_N) *ideal* sind, d.h. die Ventile haben keinen Durchlaßspannungsabfall und keine Schaltverzögerungen, der Transformator keine Längsimpedanz und insbesondere keine Streuinduktivitäten und das versorgende Netz keine Netzimpedanz.

Für die Wirkungsweise dieser Schaltung ist die Art der Last sehr wichtig. Es sollen im Folgenden drei Fälle unterschieden werden:

1. ohmsche Last : $R > 0, \quad L = 0,$
2. ideale Glättung : $R > 0, \quad L \to \infty,$
3. allgemeine R–L–Last: $R > 0, \quad 0 < L < \infty.$

Die Spannungsverläufe $u_{s1}(t)$ und $u_{s2}(t)$ in Abb. 2.2 werden als Bezugsgrößen verwendet, mit deren Hilfe sich alle anderen zeitlichen Verläufe der Schaltung gut darstellen lassen.

Durch die Steuerung (Zündimpulse) kann der Beginn der Stromführung eines Thyristors beeinflußt werden. Die Stromführung setzt dann ein, wenn ein Zündimpuls als Steuersignal vorliegt und die Spannung u_{Ti} über dem Thyristor größer als Null ist, d.h. wenn zum Zündzeitpunkt sein Anodenpotential höher als das Kathodenpotential ist. Das Kathodenpotential ist im allgemeinen (nichtlückender Strom) das Potential des Thyristors, der den Laststrom führt.

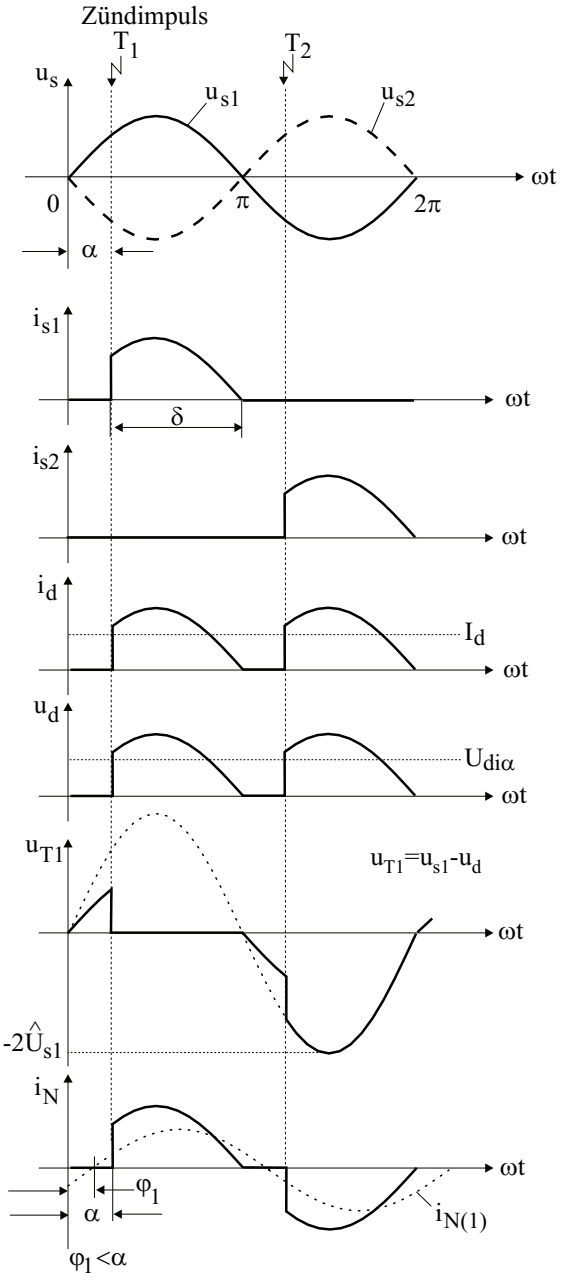
2.1.1 Ohmsche Last (R > 0, L = 0)

Die frühestmögliche Zündung kann — nach der obigen Definition — im Fall der Zweipuls–Mittelpunktschaltung im Spannungsnulldurchgang erfolgen. Dieser Zeitpunkt der frühestmöglichen Zündung wird als *natürlicher* Zündzeitpunkt bezeichnet, ab dem der Zündwinkel α gezählt wird.

Wird Ventil T_1 bei einem vorgegebenen Winkel α gezündet, beginnt es, Strom zu führen. Da bei rein ohmscher Last die Spannung $u_d(t)$ und der Strom $i_d(t)$ proportional zueinander sind, erlischt der Strom im Spannungsnulldurchgang bei $\omega t = 180°$ und T_1 sperrt wieder (Ventilwirkung; siehe statisches Verhalten des Thyristors in *Elektrische Antriebe 3* [60, 61]). Der gleiche Vorgang wiederholt sich bei T_2 (Abb. 2.2).

Aus Abb. 2.2 lassen sich die folgenden Eigenschaften der Schaltung entnehmen:

- Der Steuerbereich beginnt bei $\alpha = 0$ und endet bei $\alpha = \pi$.
- Der Stromflußwinkel (Brenndauer) δ eines Thyristors ist $\delta = \pi - \alpha$.
  Für $\alpha > 0$ gilt: Stromflußwinkel $\delta < 2\pi/p$ (mit p = Pulszahl), d.h. der Gleichstrom i_d *lückt*.
- Die höchste an einem Thyristor liegende Spannung tritt in Sperrichtung auf und beträgt $2 \cdot \hat{U}_{si}$.
- Der primärseitige Netzstrom i_N ist nicht sinusförmig und enthält Oberschwingungen. Der Grundschwingungswinkel φ_1 gibt die Verschiebung der Primärstrom–Grundschwingung $i_{N(1)}$ gegenüber der Primärspannung u_N an.
  Der Verschiebungswinkel $\varphi_1 \neq 0$ verursacht also Steuer- bzw. Verschiebungs–Blindleistung im Netz (siehe Kap. 2.3).



$i_{N(1)}$ = Grundschwingungsstrom φ_1 = Grundschwingungswinkel

Abb. 2.2: *Strom- und Spannungsverläufe der M2–Schaltung bei ohmscher Last*

Der Fall $\varphi_1 = \alpha$ wird nur bei idealer Glättung des Gleichstroms i_d erreicht; für ohmsche Last gilt: $\varphi_1 < \alpha$.

Aus Abb. 2.2 folgt für den Gleichanteil $U_{di\alpha}$ der Spannung:

$$U_{di\alpha} \;=\; \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \;=\; \frac{\hat{U}_s}{\pi} \cdot (1 + \cos\alpha) \;=\; U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos\alpha}{2} \quad (2.1)$$

Für $\alpha = 0$ erhält man die ideelle Gleichspannung am Widerstand:

$$U_{di0} \;=\; U_{di\alpha}\Big|_{\alpha=0} \;=\; \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_s \;=\; \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s \;=\; 0,9 \cdot U_s \quad (2.2)$$

Aus dem ohmschen Gesetz folgt für den Strom–Mittelwert I_d:

$$I_d \;=\; \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_s}{R} \cdot (1 + \cos\alpha) \quad (2.3)$$

Damit ergibt sich die statische Steuerkennlinie in Abb. 2.3.

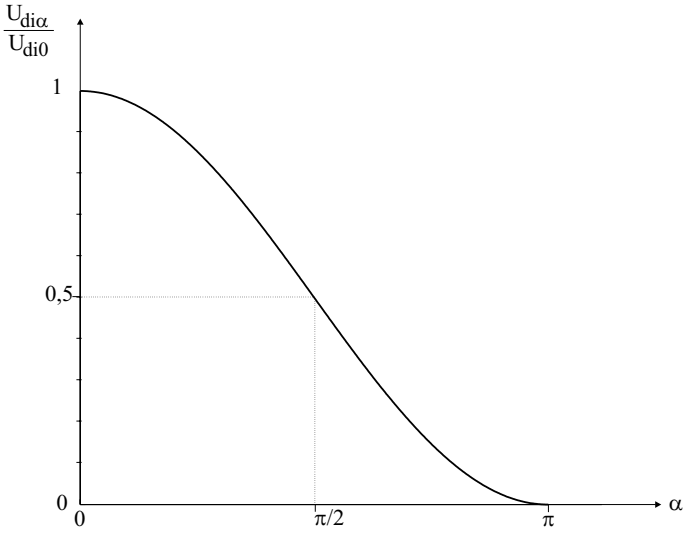


Abb. 2.3: *Steuerkennlinie für ohmsche Last*

Die Mittelwerte von Strom und Spannung im Lastkreis können somit vom Maximum bis Null mit dem Steuerwinkel α verstellt werden. Die Schaltung wirkt als *steuerbarer Gleichrichter*, da beide Mittelwerte positiv sind.

2.1.2 Ideale Glättung (R > 0, L → ∞)

Bei rein ohmscher Last „lückt“ der Strom im Gleichstromkreis, d.h. er ist zeitweise Null. Durch Einfügen einer Spule mit der Induktivität L wird die Welligkeit des Stroms verkleinert, da die Spule versucht, ihre Flußverkettung aufrechtzuerhalten und somit Stromänderungen entgegenzuwirken.

(Zur Erläuterung: Wenn eine Spule eine Spannungszeitfläche aufnimmt, resultiert dies in einer Flußänderung entsprechend

$$\Delta\Psi_L \;=\; \int u_L \cdot dt$$

Damit aber die ideale Spule ($R_L = 0$) eine Spannungszeitfläche aufnehmen kann, muß sich der Strom ändern:

$$u_L \;=\; L \cdot \frac{di}{dt}$$

Somit führt eine Flußänderung — aufgrund einer Spannungszeitflächenänderung — zu einer entsprechenden Stromänderung $\Delta i = \Delta\Psi/L$, wenn $L \neq \infty$ ist.)

In dem angenommenen Grenzfall $L \to \infty$ kann bei $\alpha < 90°$ nur ein reiner Gleichstrom (Welligkeit = 0, d.h. keine Stromänderung) im Lastkreis fließen, d.h. i_d lückt nicht und ist konstant, wenn erstens an der idealen Spule keine Gleichspannung abfällt (aber Gleichspannungsabfall am Leiterwiderstand R_L der realen Spule) und zweitens der Fluß Ψ am Ende der Stromflußdauer $\delta = 2\pi/p$ nicht Null wird.

Daraus folgt, daß im Gleichrichterbetrieb die Stromflußdauer der Ventile — unter den obigen Bedingungen — unabhängig vom Zündwinkel α sein muß. Sie beträgt $\delta = \pi$ (zweipulsige Schaltung; $\alpha < 90°$!). Die entsprechenden Strom- und Spannungsverläufe zeigt Abb. 2.4.

Wie man sieht, wird $u_d(t)$ am Ende der Durchlaßzeit der Ventile negativ, der Mittelwert der Lastspannung (Gleichspannung $U_{di\alpha}$) ist deshalb bei gleichem Steuerwinkel α kleiner als bei ohmscher Last.

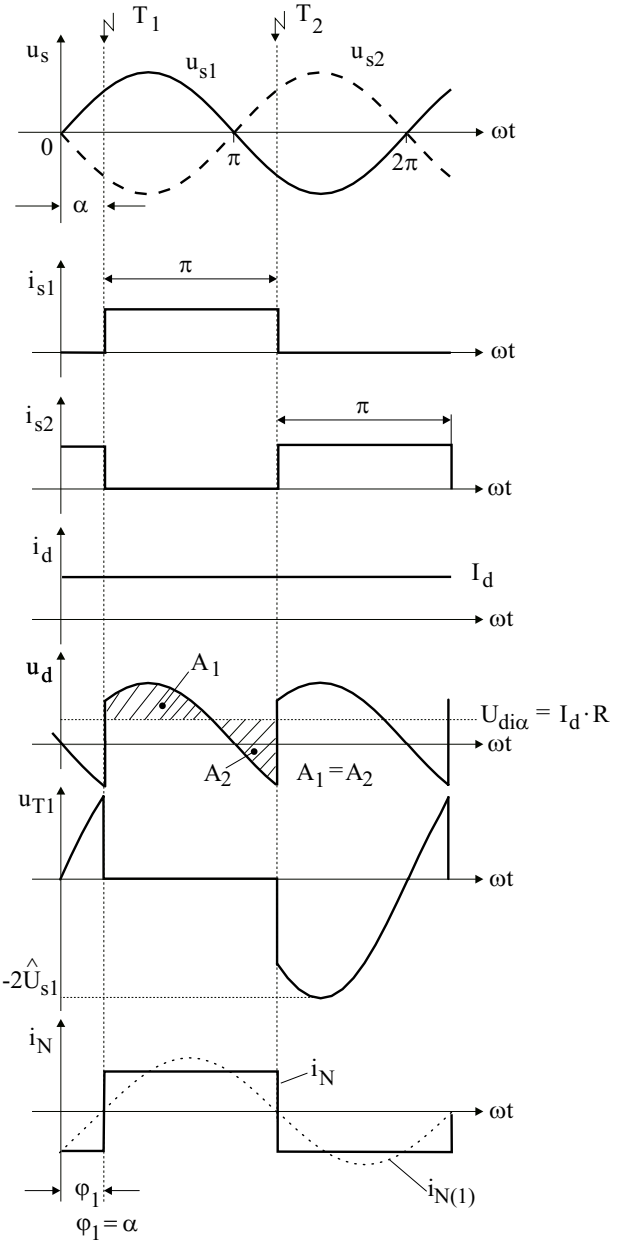
Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ ergibt sich hier zu:

$$U_{di\alpha} \;=\; \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \;=\; \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_s \cdot \cos\alpha \;=\; U_{di0} \cdot \cos\alpha \qquad (2.4)$$

Damit erhält man die *statische Steuerkennlinie* in Abb. 2.5.

Da der Strom im Lastkreis keine Welligkeit hat ($L \to \infty$), d.h. im jeweiligen Arbeitspunkt konstant ist und sich lediglich die Ventile in der Stromführung abwechseln, fließt im Primärkreis ein rein rechteckförmiger Wechselstrom i_N, dessen Grundschwingungswinkel φ_1 mit dem Zündwinkel α identisch ist.

Der Steuerwinkelbereich für den bisher diskutierten Lastfall $R > 0$, $L \to \infty$ endet bei $\alpha = \pi/2$. Wird dieser Steuerwinkelbereich überschritten, tritt ein



$i_{N(1)}$ = Grundschwingungsstrom φ_1 = Grundschwingungswinkel

Abb. 2.4: *Strom- und Spannungsverläufe der M2–Schaltung bei idealer Glättung (Kommutierung vernachlässigt)*

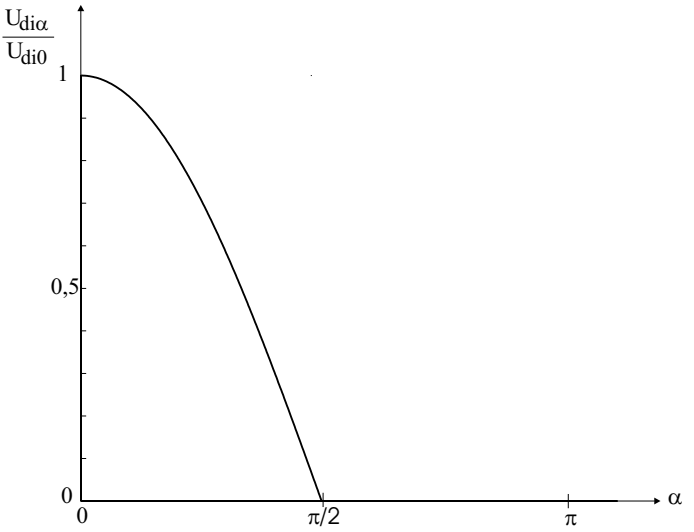


Abb. 2.5: *Steuerkennlinie bei idealer Glättung (Gleichrichterbetrieb)*

zweiter Betriebszustand der Schaltung ein. Bei $\alpha > \pi/2$ wird sich bei idealer Spule und $R = 0$ ein zum Nulldurchgang der Spannung u_s symmetrischer Laststromverlauf entsprechend $u_L = L \cdot di_d/dt$ ausbilden. Die Amplitude des Stroms nimmt mit der Induktivität L ab.
Es gilt somit:

$$i_d = \frac{1}{\omega_N L} \cdot \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \qquad (R = 0;\ L \text{ groß, aber nicht } \infty) \quad (2.5)$$

Dies bedeutet, der Strom beginnt zum Zündzeitpunkt von Null aus ansteigend, hat das Maximum beim Spannungsnulldurchgang der Versorgungsspannung und endet nach der Stromflußdauer $2 \cdot (\pi - \alpha)$. Trotz großem L lückt der Strom somit bei Steuerwinkeln $\alpha > \pi/2$ (s. Abb. 2.10). Dies kann auch wie folgt interpretiert werden:

Während der Zeitdauer der positiven Spannung an der Spule wird die positive Spannungszeitfläche aufintegriert, es bildet sich ein Strom i_d aus und die Spule speichert die magnetische Energie $1/2 \cdot L \cdot i_d^2$. Während der Zeitdauer der negativen Spannung wird die aufgenommene magnetische Energie wieder auf Null abgebaut (s. Kap. 2.1.3).

Ein *dritter* Betriebszustand tritt ein, wenn $\alpha > \pi/2$ ist und zusätzlich eine Gleichspannung in den Lastkreis eingefügt wird (Wechselrichterbetrieb, Kap. 2.1.6).

2.1.3 Allgemeine ohmsch–induktive Last (R > 0, 0 < L < ∞)

Befindet sich im Lastkreis eine Spule mit endlicher Induktivität L, so ist der Strom in den Ventilen nicht mehr rechteckförmig, der Laststrom i_d ist wellig (siehe Abb. 2.6 und Erläuterungen „Zweiter Betriebszustand“ in Kap. 2.1.2).

Bei kleinen Zündwinkeln α lückt der Strom i_d zunächst nicht, da in diesem Betriebszustand das Gleichgewicht zwischen $U_{di\alpha} = R \cdot I_d$ und Energieaufnahme der Spule sowie Energieabgabe der Spule während der Stromführungsdauer $\delta = \pi$ gewährleistet ist (Spannungszeitfläche $A_1 = A_2$).

Wenn größere Zündwinkel α gewählt werden und die R–L–Last gleich bleibt, dann wird der nichtlückende Betriebszustand bei sinkendem Strom I_d erhalten bleiben, solange die Brenndauer $\delta = \pi$ beträgt. Dies bedeutet, daß der Mittelwert des Stroms I_d groß genug sein muß, damit sich der Oberschwingungsanteil des Stroms i_d während der Brenndauer $\delta = \pi$ voll ausbilden kann. Wenn $\delta < \pi$ wird, beginnt der Lückbereich des Stroms. Der Zündwinkel, bei dem der Übergang vom nichtlückenden in den lückenden Betrieb stattfindet, wird *Lückgrenze* α_{LG} genannt und ist eine Funktion der Zeitkonstante $T_L = L/R$ des Lastkreises. Je größer die Zeitkonstante T_L ist, desto näher liegt α_{LG} bei $\pi/2$.

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ des Stromrichters bei realer R–L–Last liegt abhängig vom Zündwinkel α und von der Lastzeitkonstante T_L zwischen den Grenzsteuerkennlinien für rein ohmsche Belastung ($\delta = \pi - \alpha$) und dem Fall der idealen Glättung ($\delta = \pi$):

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = U_{di0} \cdot \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\delta}{2}\right) \qquad (2.6)$$

mit $(\pi - \alpha) \leq \delta \leq \pi$

Im nichtlückenden Betrieb gilt die Kennlinie für ideale Glättung. Bei gleichem α ist die Ausgangsspannung $U_{di\alpha}$ im lückenden Betrieb (Arbeitspunkt P_2 in Abb. 2.7) größer als im nichtlückenden Betrieb (Arbeitspunkt P_1).

Berechnung des Stromverlaufs und der Lückgrenze:

Den Einfluß der Lastzeitkonstante $T_L = L/R$ auf den Stromverlauf $i_d(t)$ und die Lückgrenze α_{LG} soll die folgende Rechnung zeigen.

Für den Lastkreis gilt die Spannungsgleichung:

$$u_d(t) = \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) = R \cdot i_d(t) + L \cdot \frac{di_d}{dt} \qquad (2.7)$$

mit $\alpha \leq \omega_N t \leq (\alpha + \pi)$ im nichtlückenden Betrieb.

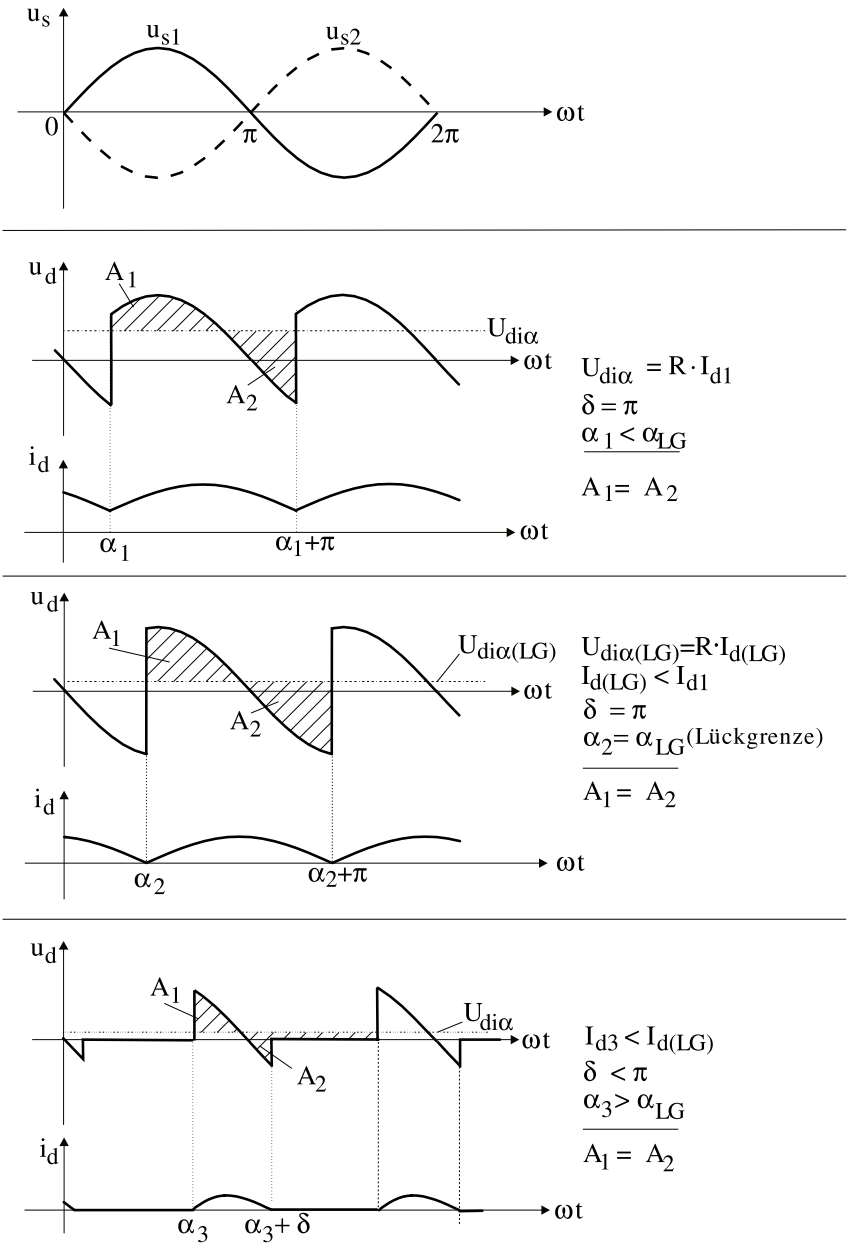


Abb. 2.6: *Spannungs- und Stromverläufe der M2–Schaltung bei realer R–L–Last*

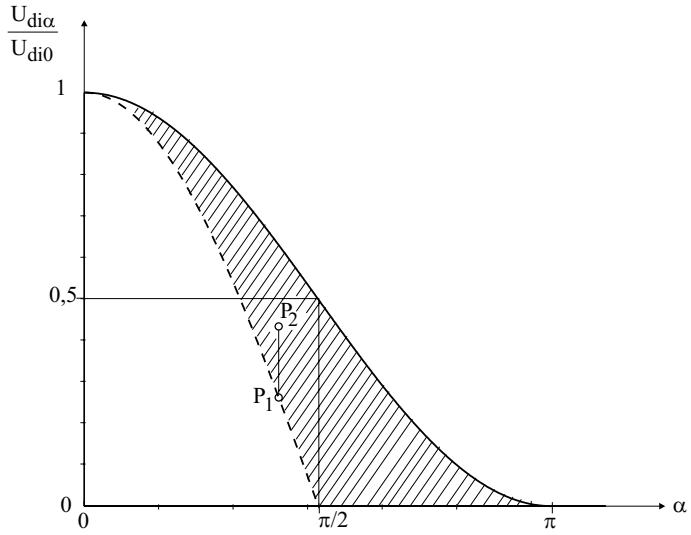


Abb. 2.7: *Ausgangsspannungsbereich für R–L–Last im Gleichrichter–Lückbetrieb*

Im stationären nichtlückenden Betrieb (einschließlich der Lückgrenze) muß außerdem gelten:

$$i_d(\alpha) \;=\; i_d(\alpha+\pi) \tag{2.8}$$

Damit erhält man als Lösung der Differentialgleichung den zeitlichen Verlauf des Laststroms:

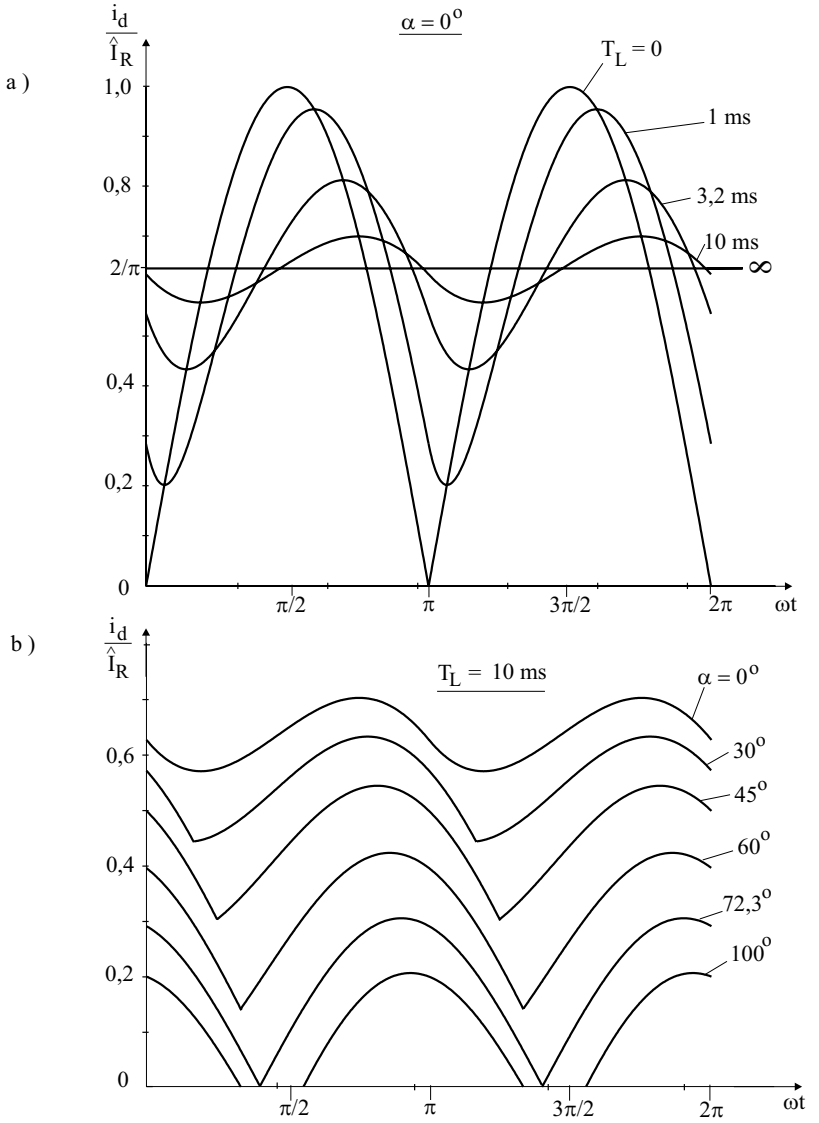
$$\begin{aligned} i_d(t) \;&=\; \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2+(\omega_N L)^2}} \cdot \left[\sin(\omega_N t-\varphi_L) - \frac{2\cdot\sin(\alpha-\varphi_L)}{1-e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t-\alpha)/(\omega_N T_L)}\right] \\ &=\; \frac{U_{di0}}{R}\cdot\frac{\pi}{2}\cdot\cos\varphi_L \cdot \left[\sin(\omega_N t-\varphi_L) - \frac{2\cdot\sin(\alpha-\varphi_L)}{1-e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t-\alpha)/(\omega_N T_L)}\right] \end{aligned} \tag{2.9}$$

mit: $\varphi_L \;=\; \arctan(\omega_N T_L)$ bzw. $\cos\varphi_L \;=\; \dfrac{1}{\sqrt{1+(\omega_N T_L)^2}}$

(Zeitpunkt $t=0$ beim Nulldurchgang von u_s, d.h. bei $\alpha=0$)

Mit der Bedingung $i_d(\alpha_{LG}) \;=\; 0$ erhält man die *Lückgrenze* α_{LG}:

$$\alpha_{LG} \;=\; \varphi_L \;=\; \arctan(\omega_N T_L) \tag{2.10}$$



a) Vollaussteuerung ($\alpha = 0°$); Parameter $T_L = L/R$
b) Teilaussteuerung bei $T_L = 10$ ms; Parameter α
(Bezugswert: $\hat{I}_R = \hat{U}_s/R$)

Abb. 2.8: *Stromglättung durch Induktivität L (p = 2)*

Beispiel (wie in Abb. 2.8b):

$T_L = 10\,ms$: $\alpha_{LG} = 72,3°$ (bei $f_N = 50\ Hz$)

Grenzfälle: a) ohmsche Last $(T_L = 0)$: $\alpha_{LG} = 0°$
b) ideale Glättung $(T_L \to \infty)$: $\alpha_{LG} = 90°$

Für den Strom an der Lückgrenze ergibt sich somit:

$$i_{d(LG)}(t) = \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} \cdot \sin(\omega_N t - \alpha_{LG}) \qquad \text{(Sinus–Halbwelle)} \quad (2.11)$$

$$I_{d(LG)} = \frac{U_{di0}}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} = \frac{U_{di\alpha(LG)}}{R} \qquad \text{(Mittelwert)} \quad (2.12)$$

mit: $\alpha_{LG} \le \omega_N t \le (\alpha_{LG} + \pi)$ und $\alpha_{LG} = \arctan(\omega_N T_L)$

Der zeitliche Verlauf des Laststroms i_d, mit T_L bzw. α als Parameter, ist in Abb. 2.8 dargestellt. Als Bezugsgröße wurde gewählt: $\hat{I}_R = \hat{U}_s / R$.

Allgemeine Lösung für p–pulsige Schaltungen:

Die allgemeine Lösung für höherpulsige Schaltungen (mit $p = 3, 6, 12$), die in Kap. 2.5 bis 2.7 behandelt werden, ergibt sich entsprechend für den nichtlückenden Betrieb:

$$i_d(t) = \hat{I} \cdot \left[\cos\left(\omega_N t - \varphi_L - \frac{\pi}{p}\right) - \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \sin(\alpha - \varphi_L)}{1 - e^{-2\pi/(p\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t - \alpha)/(\omega_N T_L)} \right] \quad (2.13)$$

mit: $\alpha \le \omega_N t \le (\alpha + \frac{2\pi}{p})$ und $\hat{I} = \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}}$

An der Lückgrenze gilt: $i_d(\alpha_{LG}) = i_d\left(\alpha_{LG} + \frac{2\pi}{p}\right) = 0$

Damit ergibt sich (Abb. 2.9):

$$\alpha_{LG} = \varphi_L + \arctan\left[\cot\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \frac{1 - e^{-2\pi/(p\omega_N T_L)}}{1 + e^{-2\pi/(p\omega_N T_L)}}\right] \quad (2.14)$$

Spezialfall $L = 0$: $\alpha_{LG} = \arctan\left(\cot\frac{\pi}{p}\right) = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$

$p = 2$: $\alpha_{LG} = 0°$; $p = 3$: $\alpha_{LG} = 30°$
$p = 6$: $\alpha_{LG} = 60°$; $p = 12$: $\alpha_{LG} = 75°$

Spezialfall $L \to \infty$: $\alpha_{LG} \to 90°$ (unabhängig von p)

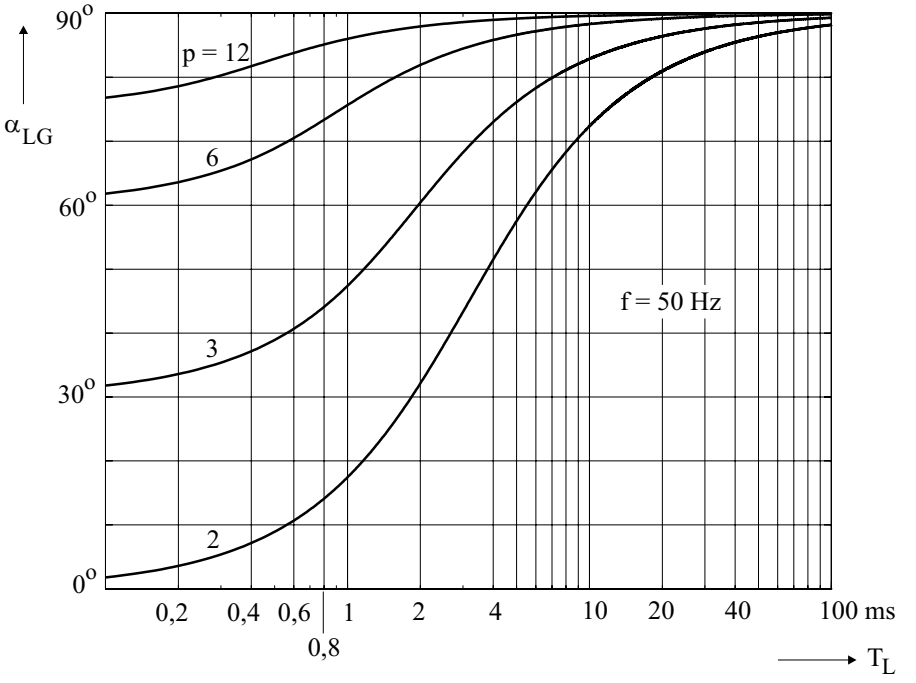


Abb. 2.9: *Lückgrenze α_{LG} als Funktion von p und T_L*

Sonderfall rein induktive Last ($R = 0$):

Ergänzend sei nun noch der Sonderfall einer idealen induktiven Last betrachtet, d.h. $R = 0$ und auch $R_L = 0$. In diesem Fall ist ein stationärer Betrieb nur bei Zündwinkeln $\alpha \geq 90°$ möglich (Abb. 2.10a,b). Der Gleichspannungsmittelwert ist dabei immer $U_{di\alpha} = 0$; es wird nur Blindleistung übertragen.

Bei Zündwinkeln $\alpha < 90°$ wird dagegen der Strom i_d immer weiter aufgebaut (Abb. 2.10c), da bei nichtlückendem Strom und $\alpha < 90°$ ein Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha} > 0$ an der Spule L anliegt und die folgenden Gleichungen gelten (Mittelwertbetrachtung):

$$U_L = U_{di\alpha} = L \cdot \frac{di_d}{dt} \tag{2.15}$$

$$I_d = \frac{1}{L} \cdot \int U_{di\alpha} \cdot dt = \frac{U_{di\alpha}}{L} \cdot t \tag{2.16}$$

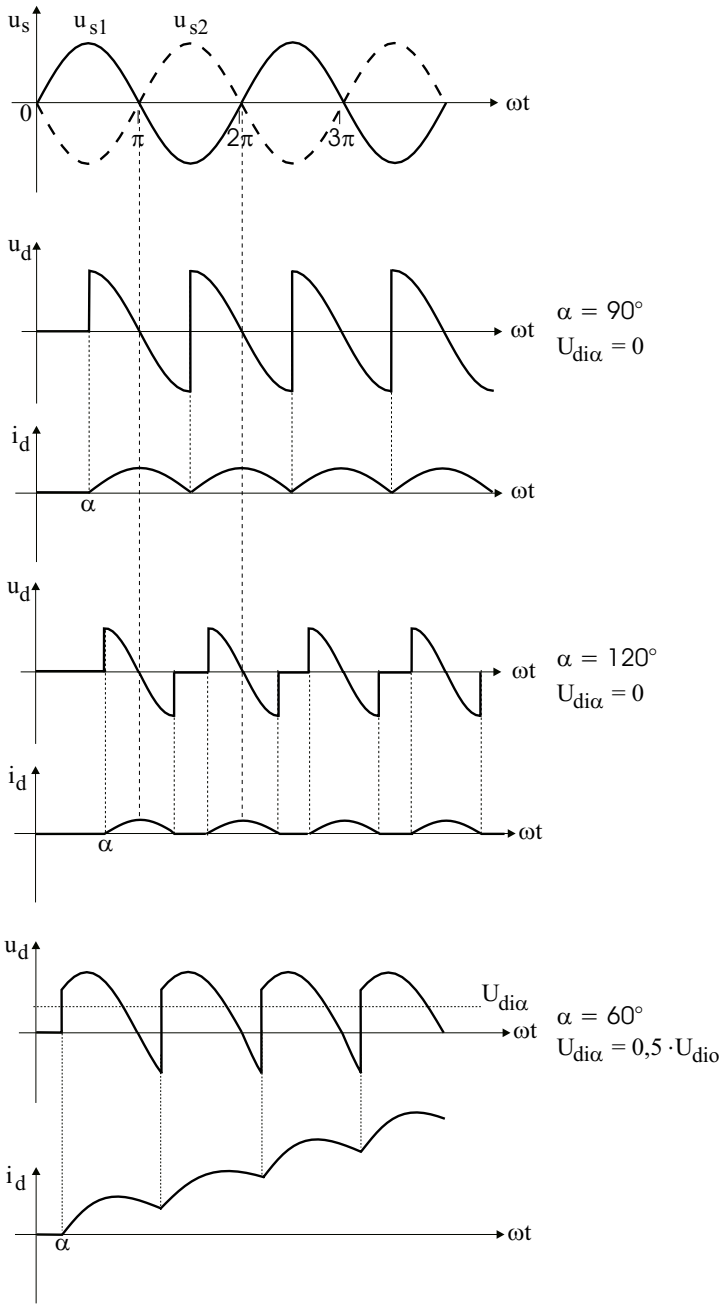


Abb. 2.10: *Strom und Spannung bei rein induktiver Last*

2.1.4 Gegenspannung im Lastkreis

Im Gegensatz zur bisher betrachteten passiven R–L–Last soll nunmehr angenommen werden, daß der Lastkreis zusätzlich eine Spannungsquelle U_0 enthält. Dieser Fall kommt z.B. beim Betrieb von Gleichstrommaschinen vor (Abb. 2.11).

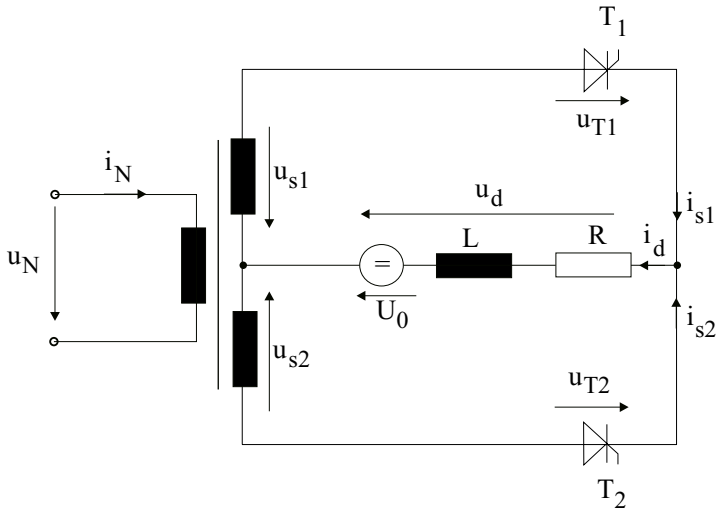


Abb. 2.11: *M2–Schaltung mit Gegenspannung U_0 im Lastkreis*

Durch die Gegenspannung U_0 wird der zeitliche Verlauf und der Mittelwert des Laststroms beeinflußt. Zu jedem Zeitpunkt gilt nun die Differentialgleichung

$$u_d(t) - U_0 \;=\; R \cdot i_d(t) \;+\; L \cdot \frac{di_d}{dt} \tag{2.17}$$

Für die Mittelwerte gilt somit bei einem Steuerwinkel α:

$$U_{di\alpha} \;=\; R \cdot I_d \;+\; U_0 \tag{2.18}$$

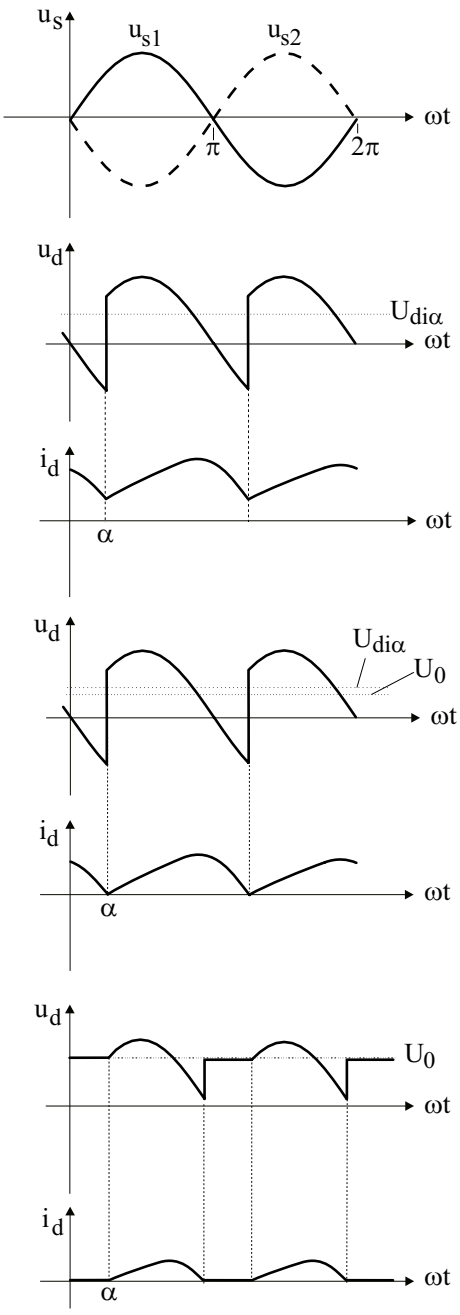
$$I_d \;=\; \frac{U_{di\alpha} - U_0}{R} \;\geq\; 0 \tag{2.19}$$

Da für I_d nur positive Werte (Ventilwirkung) möglich sind, muß gelten:

$$U_{di\alpha} \;\geq\; U_0 \tag{2.20}$$

Im nichtlückenden Betrieb wird somit der größte Steuerwinkel α_{max} durch die Bedingung bestimmt:

$$U_{di\alpha} \;=\; U_{di0} \cdot \cos \alpha_{max} \;\geq\; U_0 \tag{2.21}$$



$U_{di\alpha} = 0{,}45 \cdot \hat{U}_s$
$U_0 = 0$

$U_{di\alpha} = 0{,}45 \cdot \hat{U}_s$
$U_0 = 0{,}3 \cdot \hat{U}_s$
(Lückgrenze)

$U_{di\alpha} = 0{,}74 \cdot \hat{U}_s$
$U_0 = 0{,}70 \cdot \hat{U}_s$

Abb. 2.12: *Zeitverläufe bei verschiedenen Gegenspannungen U_0 ($\alpha = 45° = konstant$; Lastzeitkonstante $T_L = 10\,ms$)*

Als Beispiel sind in Abb. 2.12 Ströme und Spannungen bei verschiedenen Gegenspannungen U_0 dargestellt.

Die in Kap. 2.1.3 abgeleitete Gleichung (2.9) für den Zeitverlauf des Stroms i_d im nichtlückenden Betrieb muß nun um den Term $U_0/\,R$ erweitert werden:

$$i_d(t) = \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} \cdot \left[\sin(\omega_N t - \varphi_L) - \frac{2 \cdot \sin(\alpha - \varphi_L)}{1 - e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t - \alpha)/(\omega_N T_L)} \right] - \frac{U_0}{R} \tag{2.22}$$

Die Lückgrenze α_{LG} erhält man wieder aus $i_d(\alpha_{LG}) = 0$:

$$\begin{aligned} \alpha_{LG} &= \varphi_L - \arcsin \left[\frac{U_0}{\hat{U}_s} \cdot \frac{1 - e^{-\pi/(\omega_N T_L)}}{1 + e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot \sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2} \right] \\ &= \varphi_L - \arcsin \left[\frac{U_0}{\hat{U}_s} \cdot \tanh \left(\frac{\pi}{2\,\omega_N T_L} \right) \cdot \sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2} \right] \end{aligned} \tag{2.23}$$

Der Mittelwert $I_{d(LG)}$ des Laststroms an der Lückgrenze ergibt sich zu:

$$I_{d(LG)} = \frac{U_{di\alpha(LG)} - U_0}{R} = \frac{\hat{U}_s}{R} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \cos \alpha_{LG} - \frac{U_0}{R} \tag{2.24}$$

$$\begin{aligned} I_{d(LG)} &= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\cos \varphi_L}{R} \cdot \sqrt{\hat{U}_s^2 - U_0^2 \cdot [1 + (\omega_N T_L)^2] \cdot \tanh^2 \left(\frac{\pi}{2\,\omega_N T_L} \right)} \\ &\quad - \frac{U_0}{R} \cdot \left[1 - \left(\frac{2\,\omega_N T_L}{\pi} \right) \cdot \tanh \left(\frac{\pi}{2\,\omega_N T_L} \right) \right] \end{aligned} \tag{2.25}$$

Als *Näherung* für Zeitkonstanten $T_L \geq 100\,ms$ kann angesetzt werden:

$$\sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2} \approx \omega_N T_L \qquad \text{und} \qquad \tanh \left(\frac{\pi}{2\,\omega_N T_L} \right) \approx \frac{\pi}{2\,\omega_N T_L}$$

Damit vereinfachen sich Gl. (2.23) und (2.25) zu:

$$\alpha_{LG} \approx \varphi_L - \arcsin \left(\frac{\pi \cdot U_0}{2 \cdot \hat{U}_s} \right) = \varphi_L - \arcsin \left(\frac{U_0}{U_{di0}} \right) \tag{2.26}$$

$$I_{d(LG)} \approx \frac{\sqrt{U_{di0}^2 - U_0^2}}{\omega_N L} \tag{2.27}$$

In den Näherungsformeln kommt der Lastwiderstand R nicht mehr vor, d.h. sie gelten genaugenommen für $R \to 0$. Jedoch ist nunmehr gut zu erkennen, daß α_{LG} und $I_{d(LG)}$ bei $U_0 = 0$ am größten sind und mit zunehmender Gegenspannung U_0 kleiner werden (siehe auch Abb. 2.13 und 2.14).

Die Zeitverläufe beim Betrieb an der Lückgrenze und verschiedenen Gegenspannungen zeigt Abb. 2.15.

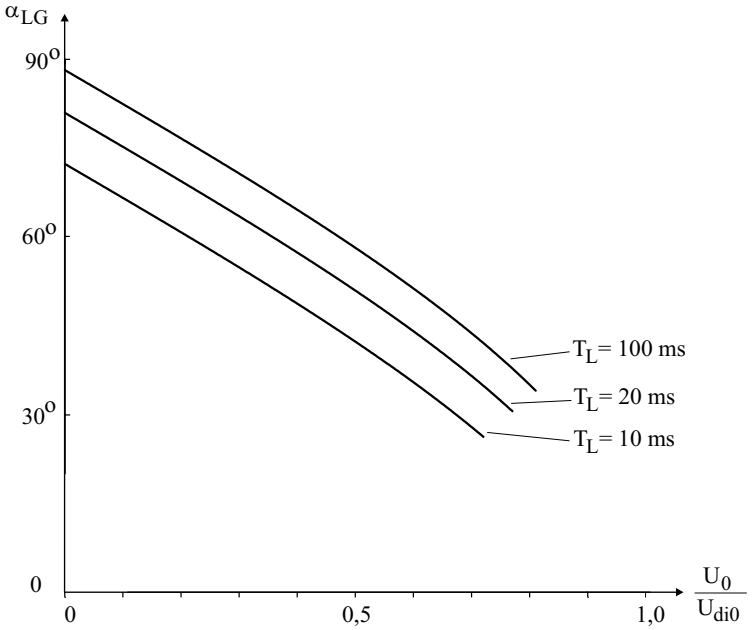


Abb. 2.13: *Verschiebung der Lückgrenze α_{LG} durch die Gegenspannung U_0*

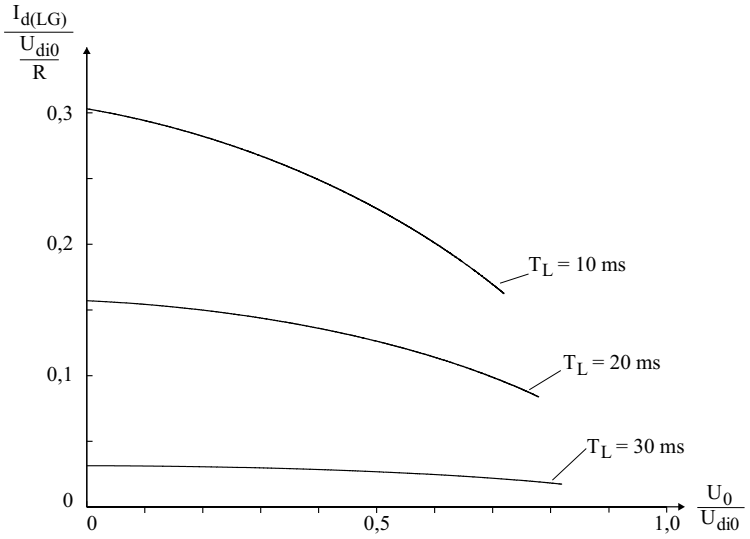


Abb. 2.14: *Strom $I_{d(LG)}$ an der Lückgrenze als Funktion der Gegenspannung U_0*

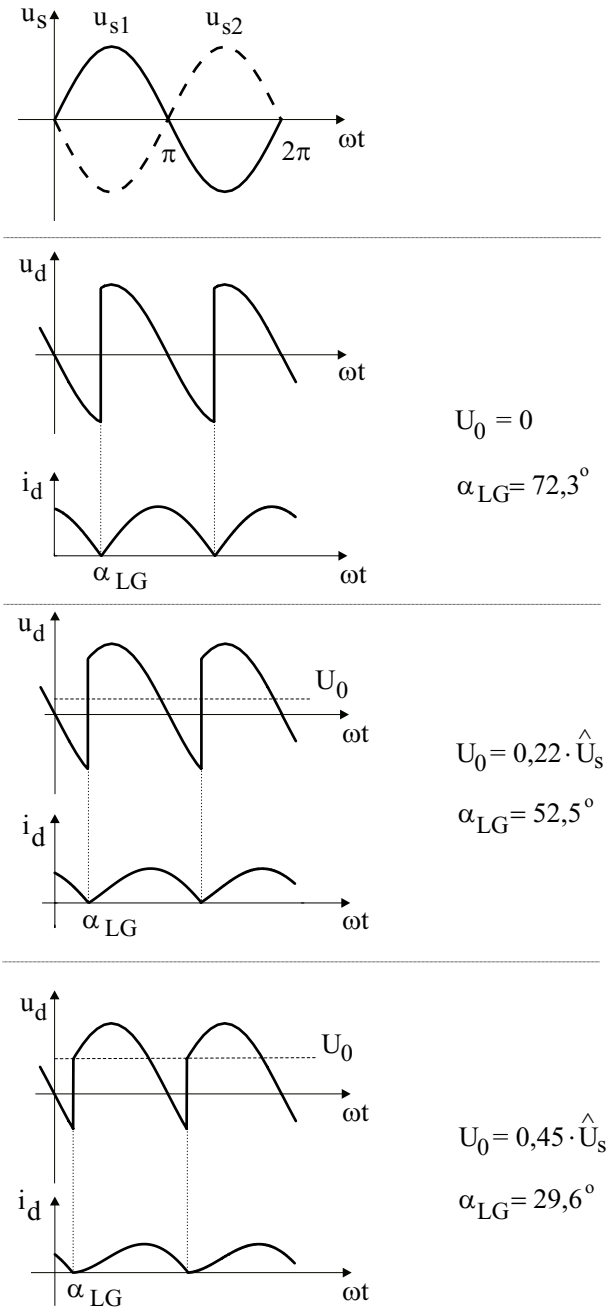
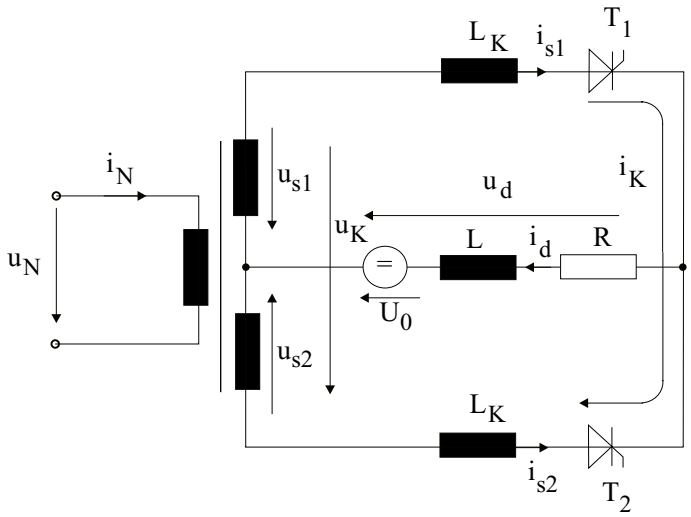


Abb. 2.15: *Betrieb an der Lückgrenze bei verschiedenen Gegenspannungen U_0 (Lastzeitkonstante $T_L = 10\,ms$)*

2.1.5 Netzgeführte Kommutierung

Bei den bisherigen Überlegungen wurde der Transformator als ideal angesehen, d.h. der Strom i_d konnte beim Zünden des Thyristors ohne Verzögerung von diesem übernommen werden (Kommutierung); dies ist nur möglich, wenn im Kommutierungskreis keine Energiespeicher enthalten sind. Tatsächlich hat der Transformator jedoch den resultierenden Wicklungswiderstand R_K und insbesondere die resultierende Streuinduktivität $L_\sigma = L_K$ (Abb. 2.16).

Für die folgenden Betrachtungen wird angenommen:
$R_K = 0,\ L_K > 0,$ sowie die Last $R > 0$ und $L \to \infty,$ d.h. I_d ohne Welligkeit.



(u_K = Kommutierungsspannung)

Abb. 2.16: *Kommutierungsgrößen in der M2–Schaltung*

Wir nehmen an, der Thyristor T_2 sei stromführend (Abb. 2.16); zum Zeitpunkt t_1 (Abb. 2.17) wird T_1 gezündet. Wie aus Abb. 2.17 zu entnehmen ist, ist das Anodenpotential von T_1 positiver als das Kathodenpotential von T_2, so daß T_1 einschalten kann und sich ein Strom in T_1 ausbildet, der — bei konstantem Laststrom I_d — dem Strom in T_2 entgegengerichtet ist und diesen abbaut. Allerdings ist ein sprungartiger Wechsel des Stroms von T_2 auf T_1 nicht mehr möglich, da die magnetischen Energien im Strompfad von T_2 abgebaut und im Strompfad von T_1 aufgebaut werden müssen, d.h. die Kommutierung des Stroms von T_2 auf T_1 benötigt eine gewisse Zeit, die Kommutierungszeit t_K.

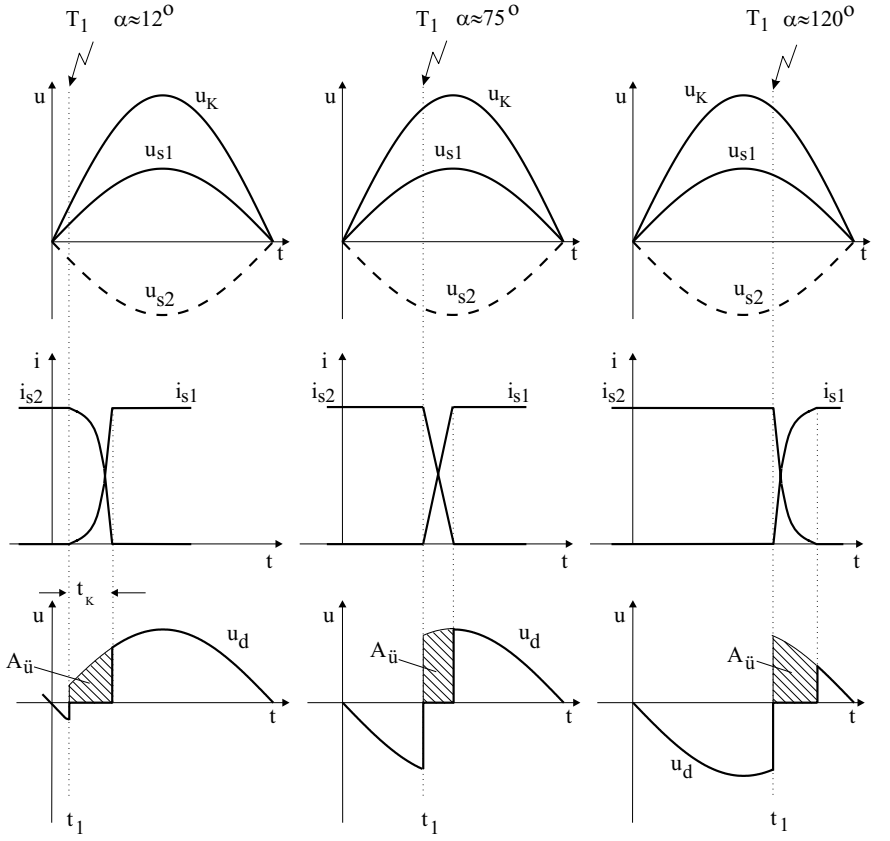


Abb. 2.17: *Ventilströme und Lastspannung während der Kommutierung bei verschiedenen Zündwinkeln α*

Für den Kommutierungsvorgang gilt:

$$u_{s1} = u_d + L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt}; \qquad u_{s2} = u_d + L_K \cdot \frac{di_{s2}}{dt} = -u_{s1} \tag{2.28}$$

$$I_d = i_{s1} + i_{s2} = \text{konst.}, \qquad \text{d.h.} \quad \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{di_{s2}}{dt} \tag{2.29}$$

$$u_K = u_{s1} - u_{s2} = 2 \cdot u_{s1} = L_K \cdot \left(\frac{di_{s1}}{dt} - \frac{di_{s2}}{dt} \right) = 2 \cdot L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt} \tag{2.30}$$

(u_K = Kommutierungsspannung)

Aus Gl. (2.30) folgt, daß sich der Ventilstrom in T_1 nur mit endlicher Steigung aufbauen kann, d.h. während der gemeinsamen Stromführungszeit der beiden Thyristoren (Kommutierungszeit t_K) wird der Strom in T_1 von 0 auf I_d aufgebaut und in T_2 von I_d auf 0 abgebaut.

Für den Strom i_{s1} folgt somit:

$$i_{s1} = \frac{1}{L_K} \cdot \int_{t_1}^{t} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot dt = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N L_K} \cdot (\cos\alpha - \cos\omega_N t) \qquad (2.31)$$

mit $\alpha = \omega_N t_1 =$ Zündwinkel von T_1

Der Kommutierungsvorgang ist beendet, wenn $i_{s2} = 0$ ist. Dann gilt:

$$i_{s1} = I_d = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N L_K} \cdot [\cos\alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \qquad (2.32)$$

Der Überlappungswinkel $\ddot{u} = \omega_N \cdot t_K$ ergibt sich damit aus:

$$\cos(\alpha + \ddot{u}) = \cos\alpha - \frac{I_d \cdot \omega_N L_K}{\hat{U}_s} = \cos\alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_k} \qquad (2.33)$$

$$\ddot{u} = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_k}\right) - \alpha \qquad (2.34)$$

$$\text{mit} \quad \hat{I}_k = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N L_K} \quad \text{(Kurzschlußstrom–Amplitude)} \qquad (2.35)$$

Somit ergeben sich für den Überlappungswinkel $\ddot{u}$ folgende Zusammenhänge:

- größere Wechselspannung u_s $\Longrightarrow$ größere Kommutierungsspannung u_K, d.h. kleineres $\ddot{u}$,
- größerer Gleichstrom I_d $\Longrightarrow$ größeres $\ddot{u}$,
- größeres L_K $\Longrightarrow$ größeres $\ddot{u}$.

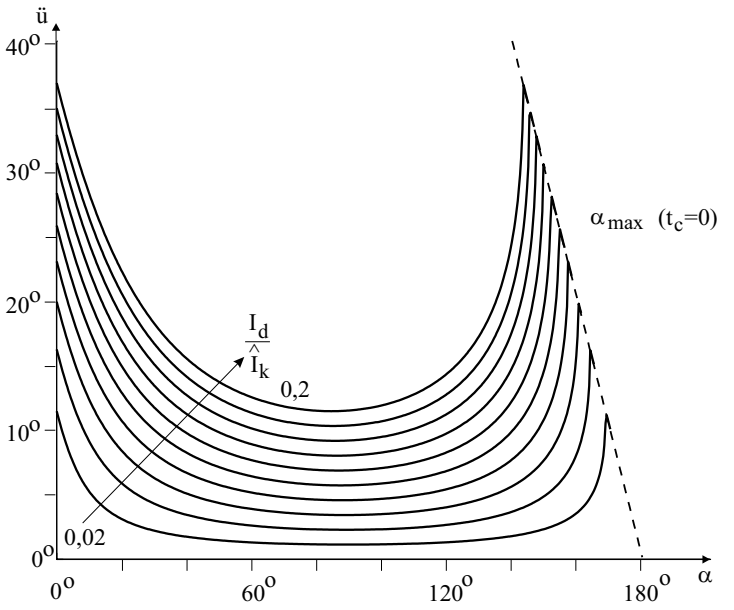
In Abb. 2.18 ist $\ddot{u}$ als Funktion von α und $I_d/\hat{I}_k$ dargestellt.

Mit Gl. (2.28) und (2.30) erhält man den Zeitverlauf der Lastspannung $u_d(t)$ während der Kommutierung:

$$u_{s1} = L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt} \qquad (2.36)$$

$$u_d = u_{s1} - L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt} = 0 \qquad (2.37)$$

Für die M2–Schaltung ist während der Kommutierungsphase (d.h. während der Kommutierungszeit t_K) die Spannung an der Last somit $u_d = 0$.



(t_c = Thyristor–Schonzeit)

Abb. 2.18: *Überlappungswinkel ü als Funktion von α und $I_d/\hat{I}_k$ (M2–Schaltung)*

Der Zeitverlauf der Ventilströme i_{s1} und i_{s2} während der Kommutierung läßt sich aus der Kommutierungsspannung $u_K(t)$ ableiten:

$$\frac{di_{s1}}{dt} \;=\; \frac{u_K(t)}{2 \cdot L_K} \tag{2.38}$$

Wird beispielsweise die wirksame Kommutierungsspannung u_K aufgrund einer Änderung des Zündwinkels α größer, dann wird das di_{s1}/dt im Thyristor T_1 zunehmen (Gl. (2.38)) und entsprechend der Strom i_{s2} im Thyristor T_2 schneller abfallen. Dies bedeutet, daß die Kommutierungszeit t_K bzw. der Überlappungswinkel $ü$ abnehmen muß (Abb. 2.17 und 2.18).

Der zweimal pro Netzperiode T_N auftretende Spannungszeitflächenverlust $A_{ü}$ bewirkt eine Verminderung des Gleichspannungsmittelwertes $U_{di\alpha}$.

Die Spannungszeitfläche $A_{ü}$ ergibt sich aus:

$$A_{ü} \;=\; \frac{1}{\omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+ü} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \;=\; \frac{\hat{U}_s}{\omega_N} \cdot [\cos\alpha - \cos(\alpha + ü)] \tag{2.39}$$

Aus Gl. (2.33) folgt:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \ddot{u}) \;=\; \frac{I_d}{\hat{I}_k} \;=\; \frac{I_d \cdot \omega_N L_k}{\hat{U}_s} \tag{2.40}$$

Damit erhält man:

$$A_{\ddot{u}} \;=\; L_K \cdot I_d \;=\; \text{konst.} \quad \text{(d.h. unabhängig von } \alpha) \tag{2.41}$$

Gleichung (2.41) besagt, daß für den Abbau (bzw. den Aufbau) des Stroms in den Kommutierungs–Induktivitäten L_K eine Spannungszeitfläche $A_{\ddot{u}}$ notwendig ist, um den Fluß $\Psi \;=\; L_K \cdot I_d$ auf Null abzusenken (bzw. von Null aufzubauen). Der durch die Kommutierungs–Induktivitäten L_K bedingte Spannungszeitflächenverlust führt zum *induktiven Gleichspannungsabfall* D_x und ergibt sich bei der M2–Schaltung zu:

$$D_x \;=\; \frac{2}{T_N} \cdot A_{\ddot{u}} \;=\; 2 \cdot f_N \cdot L_K \cdot I_d \;=\; R_i \cdot I_d \qquad (T_N = \text{Netzperiode}) \tag{2.42}$$

Der Stromrichter läßt sich somit als ideale steuerbare Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand $R_i \;=\; 2 \cdot f_N \cdot L_K$ darstellen (Abb. 2.19).

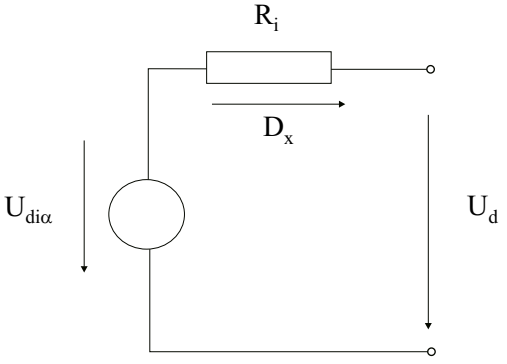


Abb. 2.19: *Ersatzschaltbild des Stromrichters*

Die zusätzlichen Spannungsabfälle an den Thyristoren sowie am Widerstand der Zuleitungen und der Wicklungen können im allgemeinen vernachlässigt werden; sie sind nur bei Hochstrom- bzw. Niederspannungsanwendungen von Bedeutung.

Gebräuchlich ist auch der bezogene Spannungsabfall d_x:

$$d_x \;=\; \frac{D_x}{U_{di0}} \;=\; 2 \cdot f_N \cdot L_K \cdot I_d \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \hat{U}_s} \;=\; \frac{I_d}{2 \cdot \hat{I}_k} \tag{2.43}$$

Damit läßt sich Gl. (2.33) auch schreiben als:

$$\cos(\alpha + \ddot{u}) \;=\; \cos\alpha \;-\; 2 \cdot d_x \tag{2.44}$$

$$\cos \ddot{u}_0 \;=\; 1 \;-\; 2 \cdot d_x \qquad (\text{für } \alpha = 0) \tag{2.45}$$

Für den Gleichspannungsmittelwert U_d folgt:

$$U_d \;=\; U_{di0} \cdot \cos\alpha \;-\; D_x \tag{2.46}$$

$$\;=\; U_{di0} \cdot (\cos\alpha - d_x) \tag{2.47}$$

$$\;=\; U_{di0} \cdot \frac{\cos\alpha \;+\; \cos(\alpha + \ddot{u})}{2} \tag{2.48}$$

Damit ergeben sich für den Stromrichter die in Abb. 2.20 dargestellten Kennlinien.

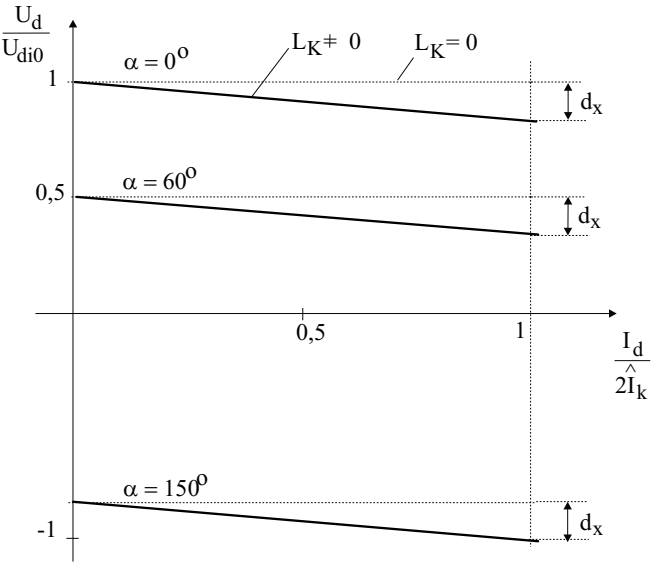


Abb. 2.20: *Kennlinien der Stromrichter–Ersatzspannungsquelle (zu beachten: $\hat{I}_k \gg I_{dN}$)*

Der induktive Spannungsabfall d_x läßt sich auch durch die relative Kurzschlußspannung u_k des Transformators ausdrücken.

Für die Scheinleistung S_N des Transformators mit zwei Sekundärwicklungen und der Übersetzung $\ddot{u}_T = U_N/U_s$ gilt:

$$S_N \;=\; U_N \cdot I_N \;=\; u_k \cdot U_N \cdot I_k \cdot \frac{2}{\ddot{u}_T} \tag{2.49}$$

Mit $u_k = \dfrac{\ddot{u}_T \cdot I_N}{2 \cdot I_k}$ und $I_N = \dfrac{I_{dN}}{\ddot{u}_T}$ ergibt sich:

$$d_x = \frac{I_d}{2 \cdot \hat{I}_k} = \frac{I_{dN}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_k} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} = \frac{u_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \tag{2.50}$$

Somit läßt sich Gl. (2.47) auch schreiben als:

$$U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos\alpha - \frac{u_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \tag{2.51}$$

(mit der relativen Kurzschlußspannung $u_k \approx 0,05 \ldots 0,10$)

2.1.6 Wechselrichterbetrieb ($U_{di\alpha} < 0$)

Der Wechselrichterbetrieb mit $U_{di\alpha} < 0$ tritt dann ein, wenn erstens der Lastkreis zusätzlich eine Spannungsquelle U_0 enthält und zweitens der Steuerwinkel $\alpha > \pi/2$ wird. Dieser Fall kommt beispielsweise beim Betrieb von Gleichstrommaschinen vor (Abb. 2.21).

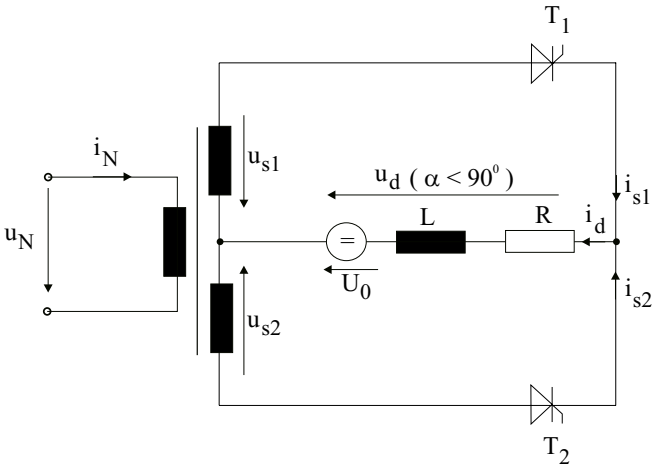


Abb. 2.21: *M2–Schaltung mit Gegenspannung U_0 im Lastkreis*

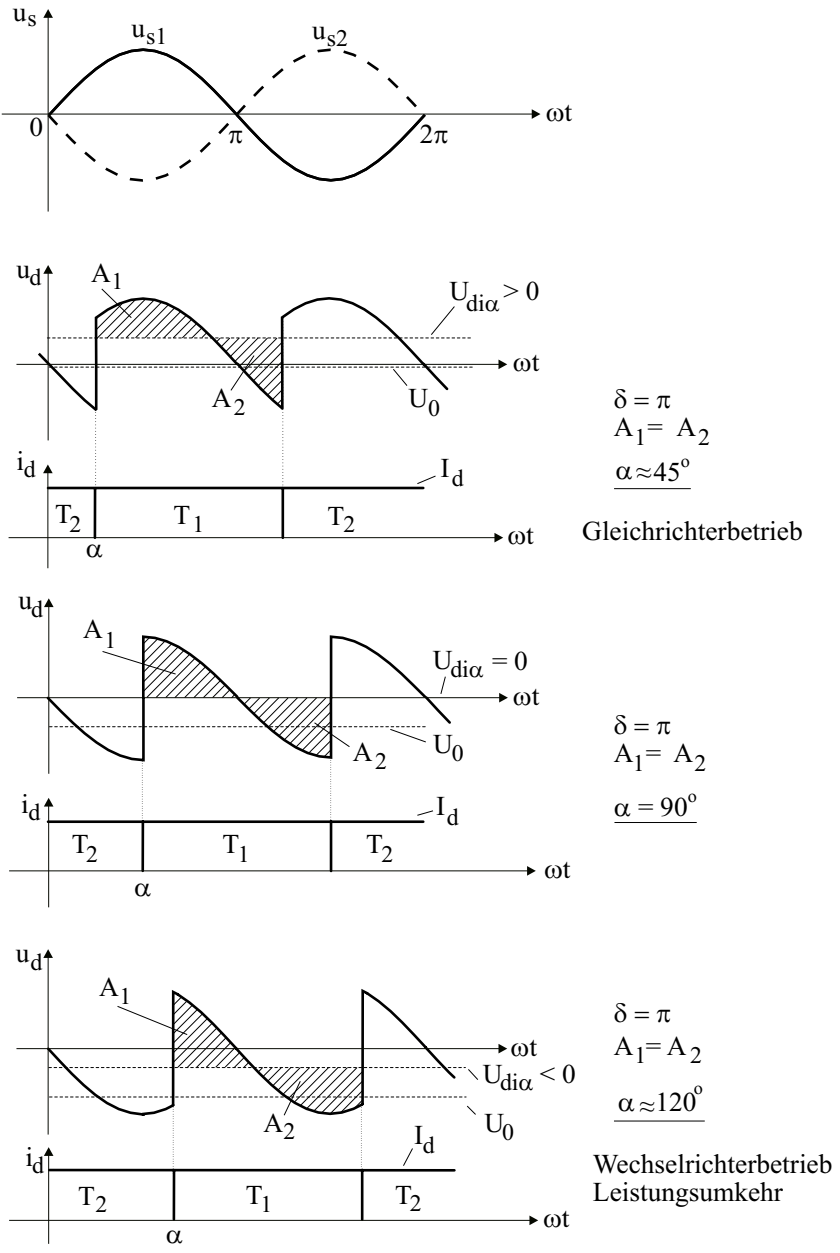


Abb. 2.22: *Strom- und Spannungsverläufe der M2–Schaltung mit Gegenspannung U_0 und idealer Glättung des Stroms*

Bei der Untersuchung der Schaltung in Abb. 2.21 wird angenommen, daß $R > 0$ und $L \to \infty$; damit ist I_d = konstant im Arbeitspunkt. Zusätzlich sind Netz, Transformator und Thyristoren als ideal angenommen.
Wie bereits in Kap. 2.1.4 gezeigt wurde, gilt dann bei einem Steuerwinkel α:

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos\alpha = R \cdot I_d + U_0 \tag{2.52}$$

$$I_d = \frac{U_{di\alpha} - U_0}{R} \geq 0 \tag{2.53}$$

Da für I_d nur positive Werte erlaubt sind (Ventilwirkung), muß die Bedingung $U_{di\alpha} - U_0 > 0$ erfüllt sein, um einen positiven Spannungsabfall an R zu gewährleisten. Dies bedeutet, daß bei einer Steuerung des Winkels α in den Bereich $\alpha > \pi/2$ die Spannung $U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos\alpha$ und — um die obige Bedingung $U_{di\alpha} - U_0 > 0$ einzuhalten — auch U_0 die Vorzeichen umkehren müssen; zusätzlich muß aber U_0 um $R \cdot I_d$ negativer sein (ideale Thyristoren) als $U_{di\alpha}$, um den weiteren positiven Spannungsabfall am Widerstand aufgrund der bleibenden Stromrichtung von I_d zu erzielen.

(Die obige Bedingung kann präziser auch wie folgt interpretiert werden: Die Spannungsdifferenz $U_d - U_0$ [realer Transformator und reale Ventile] muß positiv und so groß sein, daß sowohl der Spannungsabfall $R \cdot I_d$ als auch der Spannungsabfall $R_L \cdot I_d$ der Spule gedeckt werden.)

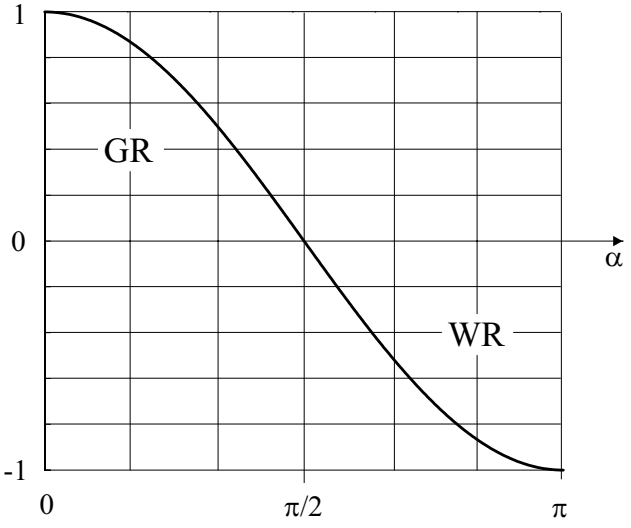


Abb. 2.23: *Statische Steuerkennlinie der M2–Schaltung mit R–L–Last und Gegenspannung bei nichtlückendem Strom*

Abbildung 2.22 zeigt, daß bei idealer Glättung die ursprüngliche Grenze des Steuerbereichs $\alpha = \pi/2$ aufgehoben wird. Solange die Gegenspannung U_0 negativer als der Mittelwert U_d der Gleichspannung ist, kann der Steuerwinkel Werte bis $\alpha = \pi$ annehmen, ohne daß der Gleichstrom I_d Null wird. Aufgrund der Kommutierung und der Freiwerdezeiten der Thyristoren kann in der Praxis der Steuerbereich aber *nicht* bis $\alpha = \pi$ ausgenutzt werden (siehe Kap. 2.1.7).

Da im Steuerwinkelbereich $\alpha > \pi/2$ die Polarität der Spannung U_d wechselt, die Stromrichtung im Gleichstromkreis jedoch gleich bleibt, kehrt sich die Energieflußrichtung um. Während im Steuerbereich $0 < \alpha < \pi/2$ das Wechselstromnetz Energie in den Gleichstromkreis liefert, wird im Bereich $\alpha > \pi/2$ von der Gegenspannungsquelle U_0 Energie ins Wechselstromnetz zurückgespeist, d.h., die Schaltung arbeitet nun als *Wechselrichter*.
Die ideale Steuerkennlinie $U_{di\alpha} / U_{di0}$ für nichtlückenden Strom ist in Abb. 2.23 dargestellt.

2.1.7 Wechselrichterkippen

Aufgrund der Freiwerdezeit t_q der Thyristoren und der Kommutierungszeit t_K ($t_K = \ddot{u}/\omega_N$; sowie Gleichungen (2.40) und (2.41)) kann im Wechselrichterbetrieb der Zündwinkel $\alpha = 180°$ nicht erreicht werden. Im allgemeinen darf der Winkel α_{WR} — *Wechselrichtertrittgrenze* genannt — nicht überschritten werden.

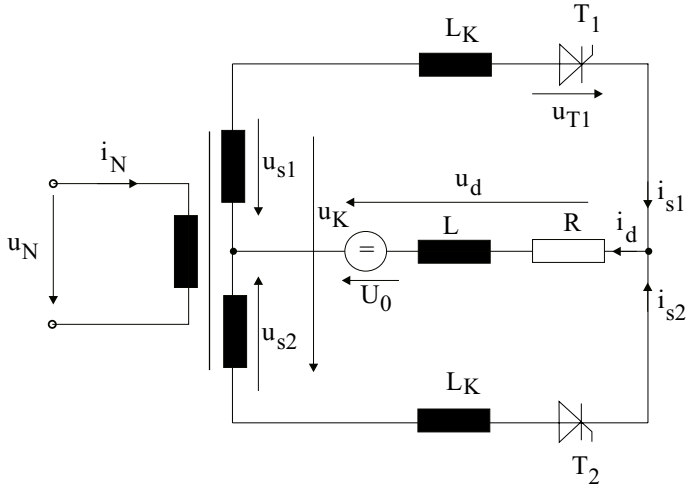
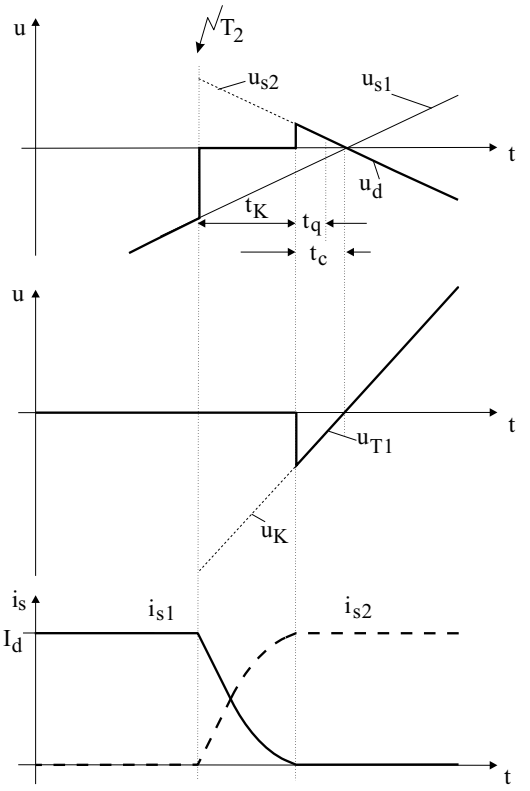


Abb. 2.24: *M2–Schaltung mit Gegenspannung*

Für die folgenden Betrachtungen sei $L \gg L_K$ angenommen. Der Thyristor T_1 führe den Strom I_d und der Thyristor T_2 soll den Strom I_d übernehmen; weiterhin sei $U_0 < 0$ (Abb. 2.24).



(t_K = Kommutierungszeit, t_c = Schonzeit, t_q = Freiwerdezeit)

Abb. 2.25: *Kommutierung in der Nähe der Wechselrichtertrittgrenze*

Wenn nun angenommen wird, daß die Bedingung $\alpha \leq \pi - \omega_N \cdot (t_K + t_c)$ eingehalten wird, dann wird nach dem Zünden von T_2 zuerst die Kommutierung mit der Kommutierungszeit t_K (wie in Kap. 2.1.5 beschrieben) erfolgen (Abb. 2.25).

Nach Ablauf der Kommutierung wird das Anodenpotential des Thyristors T_1, der vor der Kommutierung den Strom führte und in dessen niedrig dotierten Bereichen sich deshalb noch ionisierte Ladungsträger (Plasma) befinden, niedriger als das Kathodenpotential sein. Dies bedeutet, an dem Thyristor T_1 liegt Sperrspannung an, die Ladungsträger können ausgeräumt werden und der Thyristor T_1 kann — wenn die Sperrspannung länger als die Freiwerdezeit t_q des Thyristors anliegt — blockierfähig werden, d.h. der Thyristor T_1 kann dann positive Spannung blockieren. Die Schonzeit t_c muß somit größer als die Freiwerdezeit t_q sein. Damit ist verständlich, daß $\alpha_{max} \leq \pi - \omega_N \cdot (t_K + t_c)$ sein muß, um den Wechselrichterbetrieb auch in diesem Betriebspunkt sicherzustellen und das sogenannte *Wechselrichterkippen* zu vermeiden.

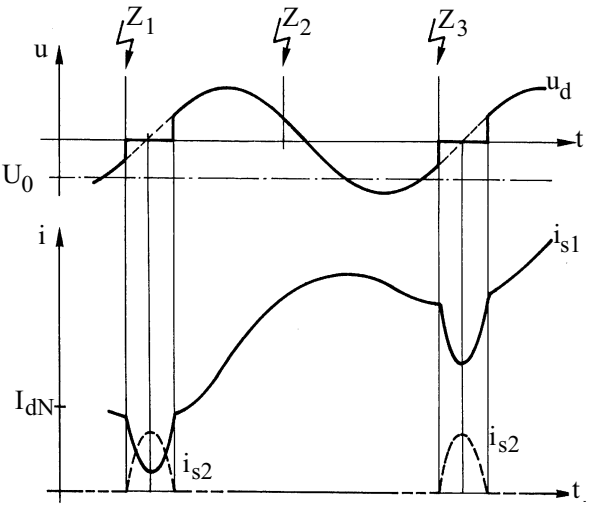


Abb. 2.26: *Ströme und Spannungen beim Wechselrichterkippen*

Wird der Thyristor T_2 dagegen zu kurz vor $\alpha = 180°$ gezündet, kann es vorkommen, daß die Kommutierungszeit t_K über den Nulldurchgang der Kommutierungsspannung u_K hinausreicht. In diesem Fall läuft folgender Vorgang ab (Abb. 2.26):

Nach der Zündung von T_2 (erster Zündimpuls Z_1) wird der Strom i_{s1} abgebaut. Bevor er jedoch zu Null wird, kehrt die Kommutierungsspannung u_K ihr Vorzeichen um. Der Strom i_{s1} steigt dadurch wieder an. Der Thyristor T_1 bleibt damit leitend, während T_2 nach dem Kommutierungsversuch erneut sperrt. Die den Strom i_{s1} treibende Spannung ergibt sich aus der Summe der Gegenspannung U_0 und der sekundären Transformatorspannung u_{s1}; der Strom i_{s1} wächst aufgrund der Spannungsaddition sehr schnell an.

Der folgende zweite Zündimpuls Z_2 an Thyristor T_1 ist ohne Bedeutung, da T_1 bereits leitet. Der dritte Zündimpuls Z_3 an T_2 führt zu einem erneuten Kommutierungsversuch, der jedoch wiederum scheitern muß, da die Kommutierungsspannung den inzwischen wesentlich größeren Strom i_{s1} nicht mehr abbauen kann.

Man sieht, daß der Strom bei zu großem Steuerwinkel nicht kommutiert werden kann und deshalb laufend zunimmt: der Wechselrichter *kippt* (Abb. 2.26); der Strom kann nur noch durch Schalter oder Sicherungen abgeschaltet werden. Aber auch wenn die Kommutierung vor dem Nulldurchgang von u_K beendet ist, kann der Wechselrichter kippen; dies ist der zweite Fehlermodus:

Ist die Schonzeit t_c kleiner als die Freiwerdezeit t_q des Thyristors T_1 (vgl. Abb. 2.25), kann T_1 die nach dem Nulldurchgang von u_K positive Span-

nung u_{T1} nicht sperren (blockieren). Thyristor T_1 wird dann — ohne Zündimpuls — wieder leitend, und es läuft der in Abb. 2.26 dargestellte Vorgang ab [60, 61].

Um bei Spannungseinbrüchen oder Laststromänderungen eine Verlängerung der Kommutierungszeit auffangen zu können, ohne Wechselrichterkippen befürchten zu müssen, wird der Zündwinkel α in der Praxis im allgemeinen auf die Wechselrichtertrittgrenze $\alpha_{WR} \approx 150°$ fest eingestellt.

Bei hochwertigen Anlagen mit Stromrichtern wie Stromrichtermotoren oder HGÜs wird α_{WR} nicht fest eingestellt, sondern in Abhängigkeit vom Laststrom und der Spannung gesteuert bzw. geregelt.

In [141] wird eine Löschvorrichtung für netzgeführte Stellglieder vorgestellt, die das Wechselstromkippen verhindert. Diese Entwicklung wurde realisiert, da Gleichstromantriebe auch im Jahr 2006 noch ein erhebliches Marktpotential haben.

2.2 Oberschwingungen und Netzrückwirkungen

Wie bereits in Kap. 2.1 gezeigt wurde, sind die in der Schaltung auftretenden Spannungen und Ströme nicht–sinusförmige, periodische Zeitfunktionen. Sie lassen sich mit Hilfe der *Fourierreihe* als Summe eines Gleichanteils ($n = 0$), einer Grundschwingung ($n = 1$) und unendlich vieler Oberschwingungen ($n > 1$) darstellen (Fourier–Koeffizienten $a_{(n)}$ und $b_{(n)}$; $a_{(n)}$ und $b_{(n)}$ repräsentieren Scheitelwerte).

Mit $\omega = 2\pi/T$ gilt allgemein:

$$f(t) = \frac{a_{(0)}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{(n)} \cdot \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_{(n)} \cdot \sin(n\omega t)$$

$$= \frac{a_{(0)}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{a_{(n)}^2 + b_{(n)}^2} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \tag{2.54}$$

mit
$$a_{(n)} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot dt \qquad (n = 0,\ 1,\ 2,\ \ldots) \tag{2.55}$$

$$b_{(n)} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt \qquad (n = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots) \tag{2.56}$$

$$\varphi_n = \arctan\left(\frac{a_{(n)}}{b_{(n)}}\right) \tag{2.57}$$

In einer p–pulsigen Schaltung erfolgen p Kommutierungen während einer Netzperiode T_N, d.h. im stationären Betriebszustand sind p gleiche Spannungs- und Stromverläufe auf der Lastseite festzustellen.

Somit gilt für die Lastseite:

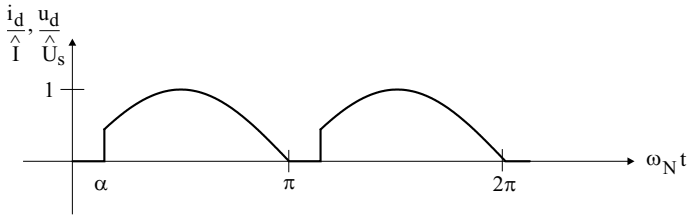
$$\omega \;=\; p \cdot \omega_N \qquad (\omega_N \;=\; \text{Netzkreisfrequenz}) \tag{2.58}$$

Daraus folgt, daß — bezogen auf die Netzfrequenz — nur Oberschwingungen der Ordnungszahl $\nu = n{\cdot}p$ auf der Lastseite (Gleichstromseite) auftreten können.

Im Folgenden sollen für die bisher betrachtete zweipulsige Mittelpunktschaltung (M2) die Oberschwingungen auf der Lastseite (Gleichstromseite) und auf der Netzseite berechnet werden. Dabei wird zunächst vorausgesetzt, daß die Netzspannung sinusförmig (Netz-Innenimpedanz $Z_N = 0$) ist und die Kommutierung unberücksichtigt bleibt.

2.2.1 Oberschwingungen auf der Lastseite

2.2.1.1 Ohmsche Last ($L = 0$):



(Bezugswert: $\hat{I} = \hat{U}_s/R$)

Abb. 2.27: *Strom und Spannung auf der Lastseite bei ohmscher Last (M2–Schaltung)*

Für die Lastspannung $u_d(t)$ bei ohmscher Last (Abb. 2.27) ergeben sich die Fourier–Koeffizienten zu:

$$\begin{aligned} a_{(\nu)} \;&=\; \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\nu\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\ &=\; -\,\frac{2 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2-1)} \cdot [1 + \nu \cdot \sin(\nu\alpha) \cdot \sin\alpha + \cos(\nu\alpha) \cdot \cos\alpha] \quad (\nu \;=\; 0, 2, 4, \ldots) \\ b_{(\nu)} \;&=\; \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\nu\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\ &=\; \frac{2 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2-1)} \cdot [\nu \cdot \cos(\nu\alpha) \cdot \sin\alpha - \sin(\nu\alpha) \cdot \cos\alpha] \qquad (\nu \;=\; 2, 4, 6, \ldots) \end{aligned}$$

Für den Gleichanteil $U_{di\alpha}$ folgt (vergl. Gl. (2.1)):

$$U_{di\alpha} \;=\; \frac{a_{(0)}}{2} \;=\; \frac{\hat{U}_s}{\pi} \cdot (1 \;+\; \cos\alpha) \tag{2.59}$$

Für die Oberschwingungs–Amplituden $\hat{U}_{d(\nu)}$ folgt:

$$\hat{U}_{d(\nu)} \;=\; \frac{2 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2-1)} \sqrt{2 + 2\nu \cdot \sin(\nu\alpha)\sin\alpha + 2 \cdot \cos(\nu\alpha)\cos\alpha + (\nu^2-1) \cdot \sin^2\alpha} \tag{2.60}$$

$(\nu = 2,\ 4,\ 6,\ 8,\ ...)$ (siehe Abb. 2.29)

Entsprechendes gilt für die Stromamplituden $\hat{I}_{d(\nu)}$, da $i_d = u_d/R$.

2.2.1.2 Ideale Glättung ($L \rightarrow \infty$):

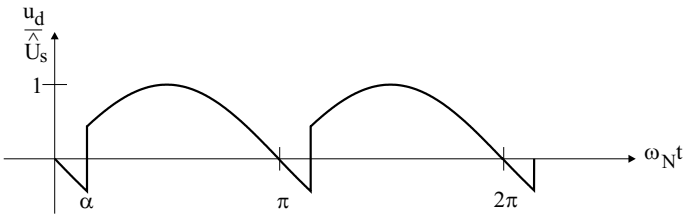


Abb. 2.28: *Lastspannung bei idealer Glättung (M2–Schaltung)*

Im Fall der idealen Glättung fließt ein reiner Gleichstrom I_d = konstant. Für die Lastspannung $u_d(t)$ nach Abb. 2.28 ergibt die Rechnung:

$$\begin{aligned} a_{(\nu)} \;&=\; \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\nu\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\ &=\; -\frac{4 \cdot \hat{U}_s}{\pi\,(\nu^2-1)} \cdot [\nu \cdot \sin(\nu\alpha) \cdot \sin\alpha + \cos(\nu\alpha) \cdot \cos\alpha] \qquad (\nu \;=\; 0, 2, 4, \ldots) \\ b_{(\nu)} \;&=\; \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\nu\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\ &=\; \frac{4 \cdot \hat{U}_s}{\pi\,(\nu^2-1)} \cdot [\nu \cdot \cos(\nu\alpha) \cdot \sin\alpha - \sin(\nu\alpha) \cdot \cos\alpha] \qquad (\nu \;=\; 2, 4, 6, \ldots) \end{aligned}$$

Für den Gleichanteil $U_{di\alpha}$ und die Oberschwingungs–Amplituden $\hat{U}_{d(\nu)}$ folgt:

$$U_{di\alpha} \;=\; \frac{a_{(0)}}{2} \;=\; \hat{U}_s \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \cos\alpha \qquad \text{(vergl. Gl. (2.4))} \tag{2.61}$$

$$\hat{U}_{d(\nu)} \;=\; \frac{4 \cdot \hat{U}_s}{\pi\,(\nu^2-1)} \cdot \sqrt{1+(\nu^2-1)\cdot\sin^2\alpha} \tag{2.62}$$

$$(\nu \;=\; 2, 4, 6, \ldots) \qquad \text{(siehe Abb. 2.30)}$$

Welligkeit:

Den Effektivwert $U_{d\,eff}$ der Lastspannung $u_d(t)$ erhält man nach der Formel:

$$U_{d\,eff} \;=\; \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d^2(t) \cdot dt} \tag{2.63}$$

Zerlegt man $u_d(t)$ in den Gleichanteil und die Wechselanteile:

$$u_d(t) \;=\; U_{di\alpha} \;+\; \sum_{\nu=1}^{\infty} \left[U_{d(\nu)} \cdot \sin(\nu\omega_N t + \varphi_\nu)\right] \;=\; U_{di\alpha} \;+\; u_{d\sim}(t) \tag{2.64}$$

dann ergibt sich für den Effektivwert:

$$U_{d\,eff} \;=\; \sqrt{U_{di\alpha}^2 \;+\; \sum_{\nu=1}^{\infty} U_{d(\nu)}^2} \;=\; \sqrt{U_{di\alpha}^2 \;+\; U_{d\sim}^2} \tag{2.65}$$

Darin sind die Anteile $U_{d(\nu)} = \hat{U}_{d(\nu)}/\sqrt{2}$ die Effektivwerte der einzelnen Oberschwingungen und

$$U_{d\sim} \;=\; \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_{d(\nu)}^2} \;=\; \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[u_d(t) - U_{di\alpha}\right]^2 dt} \;=\; \sqrt{U_{d\,eff}^2 - U_{di\alpha}^2} \tag{2.66}$$

der Effektivwert des gesamten Wechselanteils $u_{d\sim}(t)$.

Bei Mischgrößen ($U_{di\alpha} \neq 0$) wird als Maß für den Oberschwingungsgehalt das Verhältnis w definiert, das als *Welligkeit* bezeichnet wird.
Für die Welligkeit der Lastspannung u_d gilt somit:

$$w_{ud} \;=\; \frac{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_{d(\nu)}^2}}{|U_{di\alpha}|} \;=\; \frac{U_{d\sim}}{|U_{di\alpha}|} \;=\; \sqrt{\left(\frac{U_{d\,eff}}{U_{di\alpha}}\right)^2 - 1} \tag{2.67}$$

Grenzwerte der Welligkeit sind $w = 0$ für reine Gleichgrößen und $w \to \infty$ für reine Wechselgrößen.

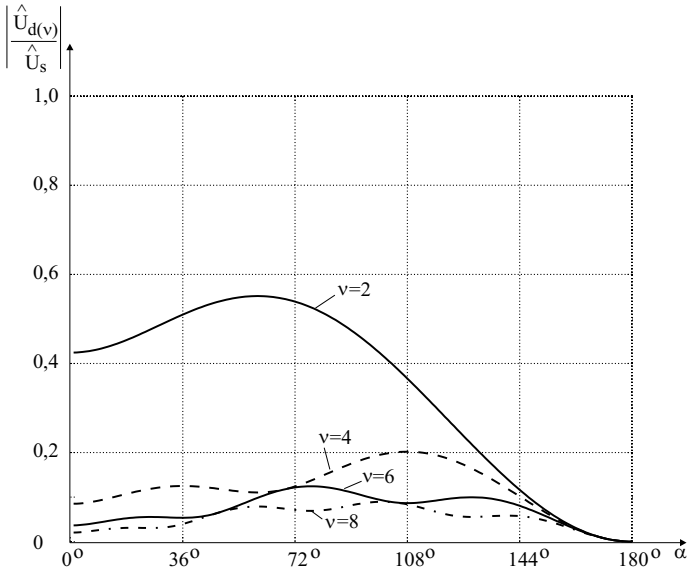


Abb. 2.29: *Gleichspannungs–Oberschwingungen bei ohmscher Last (M2–Schaltung)*

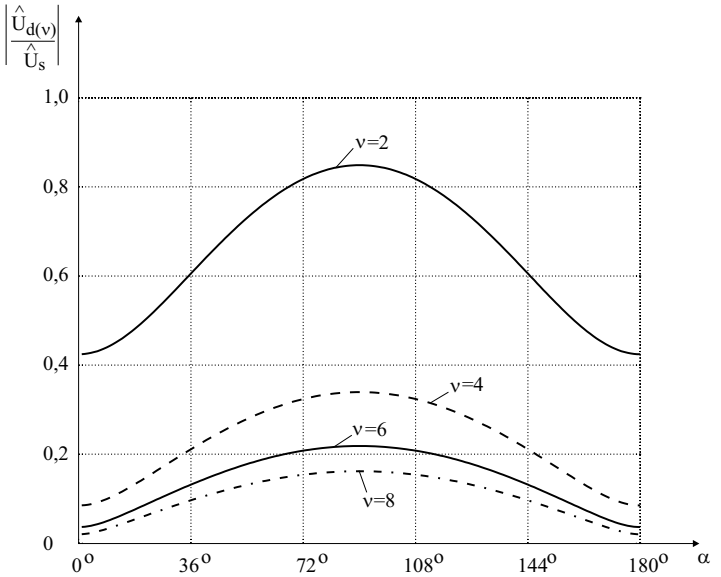


Abb. 2.30: *Gleichspannungs–Oberschwingungen bei I_d = konstant (M2–Schaltung)*

Allgemein gilt für *p–pulsige Schaltungen und nichtlückenden Laststrom*:

a) Gleichspannungsmittelwert der Lastspannung:

$$U_{di\alpha} \;=\; \hat{U}\cdot\frac{p}{2\pi}\cdot\int\limits_{-\frac{\pi}{p}+\alpha}^{+\frac{\pi}{p}+\alpha}\cos(\omega_N t)\cdot d\omega_N t \;=\; \hat{U}\cdot\frac{p}{\pi}\cdot\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)\cdot\cos\alpha \;=\; U_{di0}\cdot\cos\alpha \quad (2.68)$$

$\Big(\hat{U} =$ Scheitelwert der wirksamen Wechselspannung,
d.h. Strangspannung $\hat{U}_s$ bei Mittelpunktschaltungen
bzw. verkettete Spannung $\hat{U}_v$ bei Brückenschaltungen)

b) Effektivwert der Lastspannung:

$$U_{d\,eff} \;=\; \sqrt{\frac{p}{2\pi}\cdot\int\limits_{-\frac{\pi}{p}+\alpha}^{+\frac{\pi}{p}+\alpha}\hat{U}^2\cdot\cos^2(\omega_N t)\cdot d\omega_N t} \;=\; \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{1+\frac{p}{2\pi}\cdot\sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)\cdot\cos(2\alpha)} \quad (2.69)$$

c) Effektivwert des Wechselspannungsanteils der Lastspannung:

$$U_{d\sim} \;=\; \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{1\;+\;\frac{p}{2\pi}\cdot\sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)\cdot\cos(2\alpha)\;-\;2\cdot\left[\frac{p}{\pi}\cdot\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)\cdot\cos\alpha\right]^2} \quad (2.70)$$

$$= \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{1-\left(\frac{p}{\pi}\right)^2\sin^2\left(\frac{\pi}{p}\right)-\cos(2\alpha)\left[\left(\frac{p}{\pi}\right)^2\sin^2\left(\frac{\pi}{p}\right)-\frac{p}{2\pi}\sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)\right]}$$

Somit ergibt sich allgemein die Welligkeit zu:

$$w_{ud}(p,\alpha) \;=\; \sqrt{\frac{1\;+\;\frac{p}{2\pi}\cdot\sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)\cdot\cos(2\alpha)}{2\cdot\left[\frac{p}{\pi}\cdot\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)\cdot\cos\alpha\right]^2}\;-\;1} \quad (2.71)$$

Die Welligkeit w_{ud} ist für $\alpha = 0$ am kleinsten (siehe Gl. (2.70)):

$\alpha = 0:$ $\quad p = 2:$ $\quad w_{ud} = 0,48$
$\quad\quad\;\; p = 3:$ $\quad w_{ud} = 0,18$
$\quad\quad\;\; p = 6:$ $\quad w_{ud} = 0,04$

Die Welligkeit w_{id} des Laststroms i_d läßt sich bei allgemeiner R–L–Last und Gegenspannung in der Regel nur mit großem Aufwand berechnen.

Die einzelnen Laststrom–Oberschwingungen $\hat{I}_{d(\nu)}$ lassen sich berechnen aus:

$$\hat{I}_{d(\nu)} \;=\; \frac{\hat{U}_{d(\nu)}}{\sqrt{R^2 \;+\; (\nu \cdot \omega_N L)^2}} \tag{2.72}$$

Für größere ν läßt sich im allgemeinen annähern:

$$\hat{I}_{d(\nu)} \;\approx\; \frac{\hat{U}_{d(\nu)}}{\nu \cdot \omega_N L} \tag{2.73}$$

Die Last–Induktivität L stellt gemäß

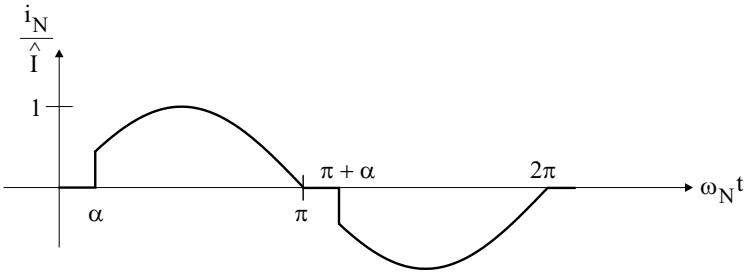
$$X_{(\nu)} \;=\; \nu \cdot \omega_N L \tag{2.74}$$

eine proportional mit der Ordnungszahl ν ansteigende Reaktanz $X_{(\nu)}$ dar. Daher werden die Laststrom–Oberschwingungen $\hat{I}_{d(\nu)}$ mit zunehmender Ordnungszahl ν stärker gefiltert als dem Oberschwingungsanteil der Spannung entsprechend. Somit muß bei $L > 0$ immer gelten:

$$w_{id} \;<\; w_{ud} \tag{2.75}$$

2.2.2 Oberschwingungen auf der Netzseite

2.2.2.1 Ohmsche Last ($L \;=\; 0$):



(Bezugswert: $\hat{I} = \frac{1}{\ddot{u}_T} \cdot \frac{\hat{U}_s}{R} = \frac{1}{\ddot{u}_T^2} \cdot \frac{\hat{U}_N}{R}$)

Abb. 2.31: *Netzstromverlauf bei ohmscher Last (M2–Schaltung)*

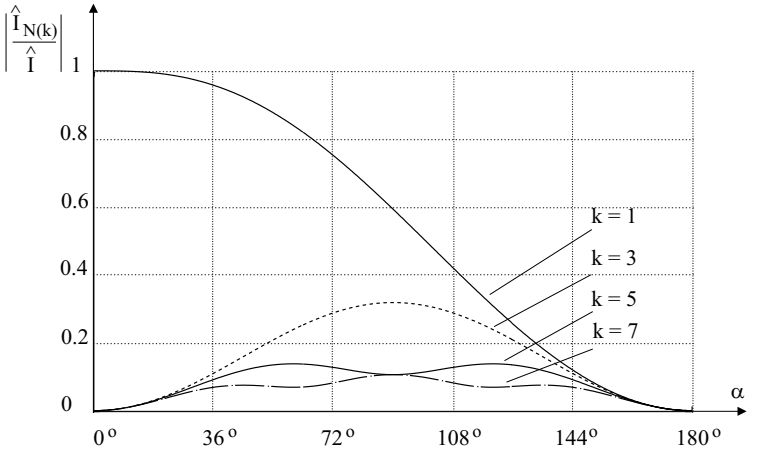
Für den Netzstrom $i_N(t)$ bei ohmscher Last (Abb. 2.31) ergeben sich die Fourier–Koeffizienten zu:

$$a_{(k)} = \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t + \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t$$

$$= \begin{cases} -\dfrac{\hat{I}}{\pi} \cdot \sin^2 \alpha & (k = 1) \\ \dfrac{2 \cdot \hat{I}}{\pi(k^2-1)} \cdot [1 - k \cdot \sin(k\alpha) \cdot \sin\alpha - \cos(k\alpha) \cdot \cos\alpha] & (k = 3, 5, 7, \ldots) \end{cases}$$

$$b_{(k)} = \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t + \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t$$

$$= \begin{cases} \hat{I} \cdot (1 - \dfrac{\alpha}{\pi} + \dfrac{1}{2\pi} \cdot \sin 2\alpha) & (k = 1) \\ \dfrac{2 \cdot \hat{I}}{\pi(k^2-1)} \cdot [k \cdot \cos(k\alpha) \cdot \sin\alpha - \sin(k\alpha) \cdot \cos\alpha] & (k = 3, 5, 7, \ldots) \end{cases}$$



(Bezugswert: $\hat{I} = \dfrac{1}{\ddot{u}_T} \cdot \dfrac{\hat{U}_s}{R} = \dfrac{1}{\ddot{u}_T^2} \cdot \dfrac{\hat{U}_N}{R}$)

Abb. 2.32: *Netzstrom–Grund- und Oberschwingungen bei R–Last (M2–Schaltung)*

Somit folgt für die Grundschwingungs–Amplitude des Netzstroms:

$$\hat{I}_{N(1)} \;=\; \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \sqrt{(\pi-\alpha)^2 \;+\; (\pi-\alpha)\cdot\sin(2\alpha) \;+\; \frac{1}{2}\cdot(1-\cos 2\alpha)} \qquad (2.76)$$

Für die Oberschwingungs–Amplituden des Netzstroms folgt:

$$\hat{I}_{N(k)} = \frac{2\cdot\hat{I}}{\pi(k^2-1)} \sqrt{1+k^2\sin^2\alpha+\cos^2\alpha-2\cos(k\alpha)\,\cos\alpha-2k\cdot\sin(k\alpha)\,\sin\alpha}$$

$$(k \;=\; 3,5,7,\ldots) \qquad \text{(siehe Abb. 2.32)} \qquad (2.77)$$

Der Effektivwert I_N des Netzstroms ergibt sich damit aus:

$$I_N \;=\; \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k\,=\,1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)}^2} \qquad (2.78)$$

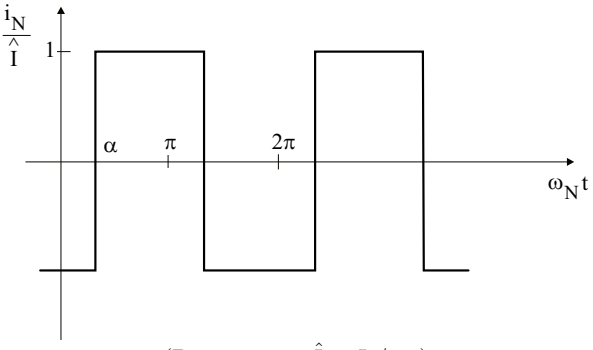
oder einfacher aus:

$$I_N \;=\; \hat{I}\cdot\sqrt{\frac{1}{\pi}\cdot\int_{\alpha}^{\pi}\sin^2(\omega_N t)\cdot d\omega_N t} \;=\; \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{1}{2\pi}\cdot\sin(2\alpha)} \qquad (2.79)$$

Damit ergibt sich der *Grundschwingungsgehalt* g_i des Netzstroms:

$$g_i \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \;=\; \sqrt{\frac{(\pi-\alpha)^2+(\pi-\alpha)\cdot\sin(2\alpha)+0,5\cdot(1-\cos 2\alpha)}{\pi^2-\alpha\cdot\pi+0,5\cdot\pi\cdot\sin 2\alpha}} \;=\; f(\alpha) \qquad (2.80)$$

2.2.2.2 Ideale Glättung ($L \rightarrow \infty$):



(Bezugswert: $\hat{I} = I_d/\ddot{u}_T$)

Abb. 2.33: *Netzstromverlauf bei idealer Glättung (M2)*

Für den rechteckförmigen Netzstrom $i_N(t)$ nach Abb. 2.33 ergibt sich:

$$a_{(k)} = \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t - \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t = -\frac{4 \cdot \hat{I}}{k \cdot \pi} \cdot \sin(k\alpha)$$

$$b_{(k)} = \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t - \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \frac{4 \cdot \hat{I}}{k \cdot \pi} \cdot \cos(k\alpha)$$

$$(k = 1, 3, 5, \ldots)$$

Für die Stromoberschwingungs–Amplituden $\hat{I}_{N(k)}$ folgt somit:

$$\hat{I}_{N(k)} = \frac{4}{k \cdot \pi} \cdot \hat{I} \qquad (k = 1, 3, 5, \ldots) \qquad \text{(siehe Abb. 2.34)}$$

Somit ergibt sich als Effektivwert $I_{N(1)}$ der Grundschwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{I} \tag{2.81}$$

Der Effektivwert I_N des Netzstroms ergibt sich aus:

$$I_N = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)}^2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{I} \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2}} = \hat{I} = \frac{I_d}{\ddot{u}_T} \tag{2.82}$$

Somit ergibt sich der Grundschwingungsgehalt g_i des Netzstroms:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90 = \text{konst.} \tag{2.83}$$

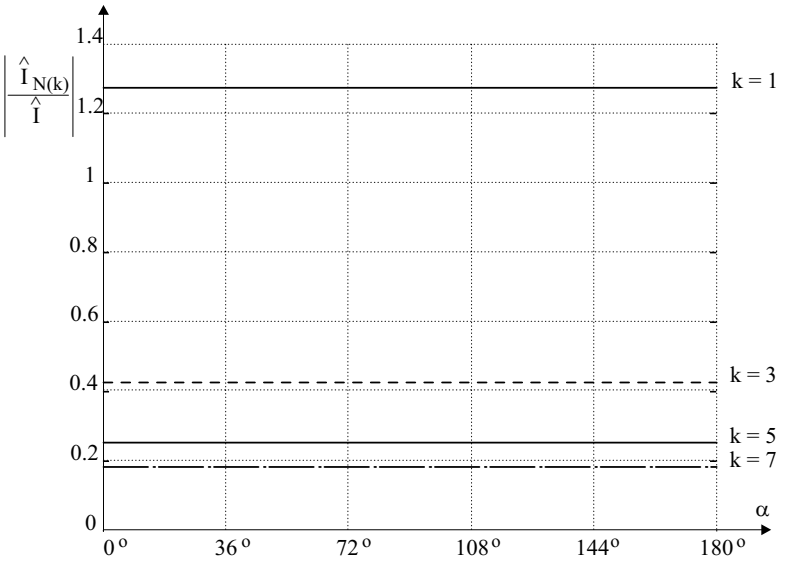
Wie aus der vorhergehenden Rechnung zu erkennen ist, entstehen bei einer zweipulsigen Schaltung auf der Netzseite nur ungeradzahlige Vielfache der Netzfrequenz, während es auf der Lastseite nur geradzahlige Vielfache sind. Der Zusammenhang zwischen den Harmonischen der Netzseite und der Lastseite soll abschließend untersucht werden.

Für den idealen Fall (keine Stromrichterverluste) müssen die Augenblickswerte der Leistungen auf der Netz- und auf der Gleichstromseite übereinstimmen. Zur Vereinfachung der Rechnung sei der *Fall idealer Glättung* angenommen.

Leistung auf der *Netzseite:*

$$p_N(t) = \hat{U}_N \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)} \cdot \sin(k\omega_N t + \varphi_k) \tag{2.84}$$

$$= \frac{\hat{U}_N}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)} \cdot (\cos[(k-1)\,\omega_N t + \varphi_k] - \cos[(k+1)\,\omega_N t + \varphi_k]) \tag{2.85}$$



(Bezugswert: $\hat{I} = I_d/\ddot{u}_T$)

Abb. 2.34: *Netzstrom–Grund- und Oberschwingungen bei idealer Glättung des Stroms (M2–Schaltung)*

Leistung auf der *Lastseite:*

$$p_d(t) \;=\; I_d \cdot [U_{di\alpha} \;+\; \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{U}_{d(\nu)} \cdot \cos(\nu\omega_N t + \varphi_\nu)] \tag{2.86}$$

Allgemein gilt bei einer *p–pulsigen Schaltung* für die Ordnungszahlen der Oberschwingungen auf der Lastseite:

$$\nu \;=\; n \cdot p \qquad\qquad (n \;=\; 1, 2, 3, \ldots) \tag{2.87}$$

Wegen $p_N(t) \;=\; p_d(t)$ muß somit für die Ordnungszahlen der Netzstromoberschwingungen gelten:

$$\nu \;=\; k \pm 1 \qquad \text{bzw.} \qquad k \;=\; \nu \pm 1 \tag{2.88}$$

Daraus folgen die Ordnungszahlen der Oberschwingungen auf der Netzseite:

$$k = n \cdot p \pm 1 \qquad\qquad (n \;=\; 1, 2, 3, \ldots) \tag{2.89}$$

Damit gilt für:	Lastspannung:	Netzstrom:
$p = 2$:	$\nu = 2, 4, 6, 8, 10, \ldots$	$k = 3, 5, 7, 9, 11, 13, \ldots$
$p = 3$:	$\nu = 3, 6, 9, 12, 15, ..$	$k = 2, 4, 5, 7, 8, 10, \ldots$
$p = 6$:	$\nu = 6, 12, 18, 24, \ldots$	$k = 5, 7, 11, 13, 17, \ldots$

2.2.3 Netzrückwirkungen

Bei den bisherigen Überlegungen wurde immer von einem starren Netz ausgegangen. Dieses ideale Netz besteht nur aus einer idealen Spannungsquelle und hat deshalb eine belastungsunabhängige Spannung sowie eine unbegrenzte Kurzschlußleistung.

Ein reales Netz enthält dagegen erstens zahlreiche induktive und ohmsche Widerstände (beispielsweise Längsimpedanzen im Transformatorersatzschaltbild) sowie zweitens ohmsche, induktive und kapazitive Beläge (z.B. Leitungen) (Abb. 2.35).

Durch die Steuereingriffe beim Stromrichter entsteht eine Phasenverschiebung $\varphi_1' = \alpha + \ddot{u}/2$ der Grundschwingung des Stroms gegenüber der Spannung auf der Netzseite (siehe Kap. 2.3). Das bedeutet, das Netz wird — außer mit dem Wirkstrom — mit einem unerwünschten Blindstrom belastet, der zu einem weiteren Spannungsabfall an der Netzimpedanz führt und damit zu einer Spannungsabsenkung am Anschlußpunkt des Stromrichters. Durch den Blindleistungstransport im versorgenden Netz kann die Wirkleistungsübertragung der Leitung — bei hoher Stromrichterleistung — thermisch bestimmt werden. Mögliche Abhilfemaßnahme ist die Verwendung von blindleistungssparenden Schaltungen (Kap. 2.9), von steuerbaren Blindstromkompensatoren (Kap. 10.1) und von passiven sowie aktiven Filtern (Kap. 11.2) zur Kompensation der Oberschwingungen.

Die unkompensierten Oberschwingungen $i_{N(k)}$ des Netzstroms erzeugen ausserdem insbesondere induktive Spannungsabfälle, so daß aus der theoretisch idealen sinusförmigen Generatorspannung u_G eine verzerrte Speisespannung u_N für den Stromrichter wird. Durch die Stromoberschwingungen entstehen zusätzliche Verluste im Netz, in den Transformatoren und den Generatoren. Dies ist die zweite Art der Netzrückwirkungen.

Unter ungünstigen Umständen können Überspannungen durch Resonanzen auftreten. Dieser Fall tritt ein, wenn durch Parallelschaltung der Netzinduktivitäten mit Kapazitäten in Form von Kondensatoren oder leerlaufenden bzw. schwach belasteten Leitungen Parallelresonanzkreise entstehen, deren Resonanzfrequenz mit der Frequenz einzelner Oberschwingungen übereinstimmt. Da die Netzimpedanzen vom Belastungszustand des Netzes abhängen, ist immer damit zu rechnen, daß der Resonanzfall eintritt.

Abhilfemaßnahmen müssen also immer am Stromrichter selbst oder in nächster Nähe einsetzen.

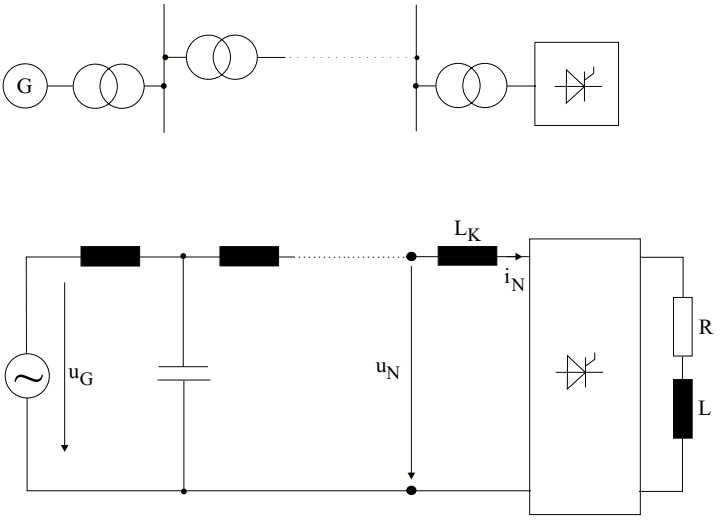


Abb. 2.35: *Ersatzschaltbild eines realen Netzes*

Dafür stehen zur Verfügung:

- Wahl einer Stromrichterschaltung mit möglichst hoher Pulszahl. Dadurch entstehen nur noch Harmonische höherer Ordnungszahl und damit geringerer Amplitude.
- Anordnung von Filtern in Form von Serienresonanzkreisen (Saugkreise) für die niedrigen Oberschwingungsfrequenzen (Abb. 2.36).
- aktive Filter (Kap. 11.2).

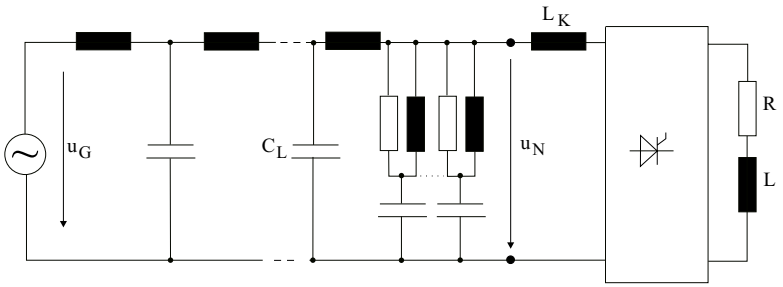


Abb. 2.36: *Saugkreise für die Stromoberschwingungen*

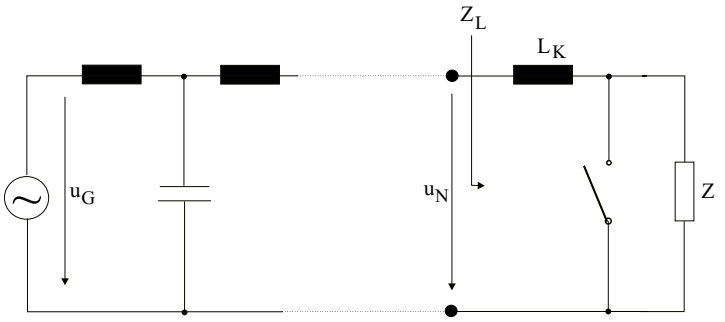


Abb. 2.37: *Kommutierungseinfluß auf die Netzspannung*

Passive Saugkreise bilden für die Oberschwingungsströme mit der Resonanzfrequenz der Saugkreise im stationären Zustand einen Kurzschlußpfad und entlasten dadurch das Netz ganz oder teilweise (Dämpfung der Saugkreise) von den Oberschwingungsströmen der Stromrichter. Allerdings entsteht — wie schon hingewiesen — durch die resultierende Kapazität aller Saugkreise und der Netzinduktivität ein Parallelresonanzkreis mit einer Resonanzfrequenz unterhalb der tiefsten Saugkreis–Resonanzfrequenz. Oberschwingungsströme des Stromrichters oder anderer Lasten führen bei einer Anregung dieser Parallelresonanz zu erheblichen Spannungsverzerrungen und Überspannungen. Bei diesen Überlegungen ist zu beachten, daß sich durch Netzumschaltungen der induktive Innenwiderstand und damit auch die Parallelresonanzfrequenz ändern können. Zu beachten ist weiterhin, daß bei der Grundfrequenz die Saugkreise kapazitiv wirken und damit eine Spannungserhöhung am Anschlußpunkt des Stromrichters bewirken.

Eine weitere Netzrückwirkung ist der Netzspannungseinbruch während der Kommutierungszeit (Abb. 2.37). Solange der Stromrichter nicht kommutiert, ist das Netz mit der Impedanz $Z_L = X_K + Z$ belastet. Während der Kommutierung wird dagegen Z kurzgeschlossen und die Generatorspannung u_G fällt an der Netzinnenimpedanz Z_N sowie an L_K ab. Dies führt zu einer deutlichen Verringerung der Spannung u_N an der Stromrichter–Kommutierungsinduktivität während der Kommutierung. Da durch eine kleinere Spannung u_N aber auch die Kommutierungszeit t_K (Kap. 2.1.5) verlängert werden würde, wird zwischen dem Netz und dem Anschlußpunkt des Stromrichters eine Spule — oder ein Transformator mit ausreichender Streuung — oder beides geschaltet, um sicherzustellen, daß das resultierende L_K groß gegenüber der Netzinduktivität ist, d.h. die Netz–Kurzschlußleistung sollte gegenüber der Transformator–Kurzschlußleistung und der Drosselleistung groß sein.

Hinweis: Bei netzgeführten Stromrichtern wird im allgemeinen eine Spule mit einer relativen Kurzschlußspannung von $u_k = 0,05 \ldots 0,07$ eingesetzt. Diese Spule ist aufgrund der begrenzten zulässigen Stromsteilheit der Thyristoren notwendig (s.a. Band 3 dieser Buchreihe [60, 61]).

2.3 Blindleistung und Leistungsfaktor

Beim Betrieb von netzgeführten Stromrichtern entsteht Blindleistung, mit der das versorgende Netz belastet wird. Zur Untersuchung der netzseitigen Betriebszustände betrachten wir eine M2–Schaltung mit idealen Ventilen, das versorgende Netz wird als ideal angenommen.

2.3.1 Ohmsche Last ($L = 0$)

Bei der M2–Schaltung haben Netzstrom i_N und Netzspannung u_N bei ohmscher Last den in Abb. 2.38 gezeigten Verlauf. In dieser Abbildung ist auch die Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ dargestellt. Sie ist gegenüber der Netzspannung u_N um den Winkel φ_1 verschoben, d.h. durch die Ansteuerung des Stromrichters entsteht eine induktive Belastung. Die vom Stromrichter aufgenommene Scheinleistung S_N ist

$$S_N \;=\; U_N \cdot I_N \;=\; U_N \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{N(k)}^2} \tag{2.90}$$

Es ist zweckmäßig, den Effektivwert I_N des Netzstroms in einen Anteil der Grundschwingung und einen Anteil der Oberschwingungen zu zerlegen:

$$I_N \;=\; \sqrt{I_{N(1)}^2 \;+\; \sum_{k=2}^{\infty} I_{N(k)}^2} \tag{2.91}$$

Damit folgt für die Scheinleistung:

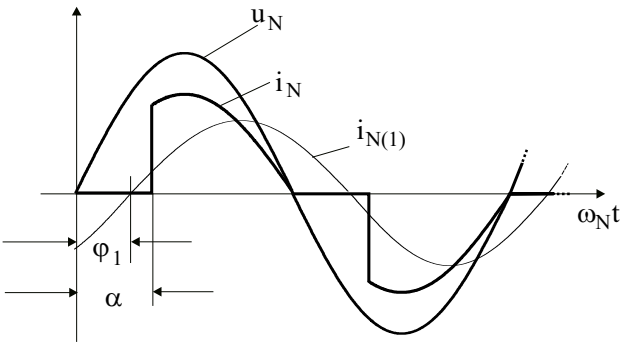


Abb. 2.38: *Netzstrom- und Netzspannungsverläufe der M2–Schaltung bei ohmscher Last*

$$S_N \;=\; U_N \cdot \sqrt{I_{N(1)}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_{N(k)}^2} \;=\; \sqrt{(U_N \cdot I_{N(1)})^2 + \sum_{k=2}^{\infty} (U_N \cdot I_{N(k)})^2} \quad (2.92)$$

Die Grundschwingungs–Leistungsanteile sind:

Scheinleistung: $S_{N(1)} \;=\; U_N \cdot I_{N(1)} \;=\; \sqrt{P_{N(1)}^2 \;+\; Q_{N(1)}^2}$

Wirkleistung: $P_{N(1)} \;=\; U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos\varphi_1$

Blindleistung: $Q_{N(1)} \;=\; U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \sin\varphi_1$

Bei den Scheinleistungsanteilen $S_{N(k)} = U_N \cdot I_{N(k)}$ (mit $k > 1$) muß es sich um Blindleistungsanteile handeln, da Strom und Spannung nicht gleichfrequent sind ($k \;=\; 2,\, 3,\, 4,\, 5, \ldots$) und damit $P_{N(k)}$ über eine Netzperiode Null ist.

$$P_{N(k)} \;=\; \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \hat{U}_N \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \hat{I}_{N(k)} \cdot \sin(k\omega_N t + \varphi_k) \cdot d\omega_N t \;=\; 0 \quad (k > 1) \quad (2.93)$$

Die Blindleistung D_N erfaßt nur die Oberschwingungen des Netzstroms, die sich der Grundschwingung $i_{N(1)}$ überlagern und damit die Sinusform des Grundschwingungsstroms $i_{N(1)}$ verzerren. Sie heißt *Verzerrungs–Blindleistung* D_N.

$$D_N \;=\; \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_N \cdot I_{N(k)})^2} \quad (2.94)$$

Die Netzscheinleistung S_N läßt sich also darstellen als:

$$S_N \;=\; \sqrt{S_{N(1)}^2 \;+\; D_N^2} \quad (2.95)$$

$$\;=\; \sqrt{(S_{N(1)} \cdot \cos\varphi_1)^2 \;+\; (S_{N(1)} \cdot \sin\varphi_1)^2 \;+\; D_N^2} \quad (2.96)$$

$$\;=\; \sqrt{P_{N(1)}^2 \;+\; Q_{N(1)}^2 \;+\; D_N^2} \quad (2.97)$$

Dabei ist $P_{N(1)} = P_d$ die *Wirkleistung*, die der ideale Stromrichter aufnimmt und die in der ohmschen Last verbraucht wird.

Die Blindleistung $Q_{N(1)} = S_{N(1)} \cdot \sin\varphi_1$ entsteht durch die Phasenverschiebung φ_1 der Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ gegenüber der Netzspannung u_N und heißt daher *Verschiebungs–* oder *Grundschwingungs–Blindleistung.*
Die Gesamtblindleistung

$$Q_N = \sqrt{Q_{N(1)}^2 + D_N^2} \quad (2.98)$$

wird auch *Steuer–Blindleistung* genannt, da sie durch die Anschnittsteuerung hervorgerufen wird.

Der in der Wechselstromtechnik übliche Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$ ist nur für sinusförmige Größen gleicher Frequenz definiert. Bei Stromrichtern erfaßt er also nur die *Grundschwingung*:

$$\cos\varphi_1 \;=\; \frac{P_{N(1)}}{S_{N(1)}} \tag{2.99}$$

Um Stromrichter beurteilen zu können, führt man daher den *Leistungsfaktor* λ ein (ideale Spannungsquelle angenommen):

$$\lambda \;=\; \frac{P_{N(1)}}{S_N} \;=\; \frac{P_{N(1)}}{\sqrt{S_{N(1)}^2 + D_N^2}} \;<\; \cos\varphi_1 \tag{2.100}$$

Nach diesen allgemeinen Überlegungen läßt sich für die M2–Schaltung mit ohmscher Last berechnen (mit $\ddot{u}_T \;=\; U_N / U_S$):

Wirkleistung $P_{N(1)}$:

$$P_{N(1)} \;=\; P_d \;=\; \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \frac{u_d^2}{R} \cdot d\omega_N t \;=\; \frac{U_N^2}{R \cdot \ddot{u}_T^2} \cdot \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha) \right] \tag{2.101}$$

In Kap. 2.2.2, Gl. (2.76) und (2.79), ist der Netzstrom bereits berechnet worden:

$$I_N \;=\; \frac{U_N}{R \cdot \ddot{u}_T^2} \cdot \sqrt{1 \;-\; \frac{\alpha}{\pi} \;+\; \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \tag{2.102}$$

$$I_{N(1)} \;=\; \frac{U_N}{R \cdot \ddot{u}_T^2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \cdot \sin(2\alpha) + \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos 2\alpha)} \tag{2.103}$$

Damit erhält man:

$$S_N \;=\; \frac{U_N^2}{R \cdot \ddot{u}_T^2} \cdot \sqrt{1 \;-\; \frac{\alpha}{\pi} \;+\; \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \;=\; f(\alpha) \tag{2.104}$$

$$S_{N(1)} \;=\; U_N \cdot I_{N(1)} \;=\; f(\alpha) \tag{2.105}$$

$$\cos\varphi_1 \;=\; \frac{P_{N(1)}}{S_{N(1)}} \;=\; \frac{P_{N(1)}}{U_N \cdot I_{N(1)}} \;=\; f(\alpha) \tag{2.106}$$

$$\lambda \;=\; \frac{P_{N(1)}}{S_N} \;=\; \sqrt{1 \;-\; \frac{\alpha}{\pi} \;+\; \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \;=\; f(\alpha) \quad \text{(Abb. 2.40)} \tag{2.107}$$

2.3.2 Ohmsch–induktive Last ($L \rightarrow \infty$)

Um eine Abschätzung des realen Stromrichterverhaltens zu erhalten, betrachten wir nun den Fall der M2–Schaltung mit *verlustlosen Ventilen* und ohmsch–induktiver Last mit $i_d = I_d =$ konstant im Arbeitspunkt.

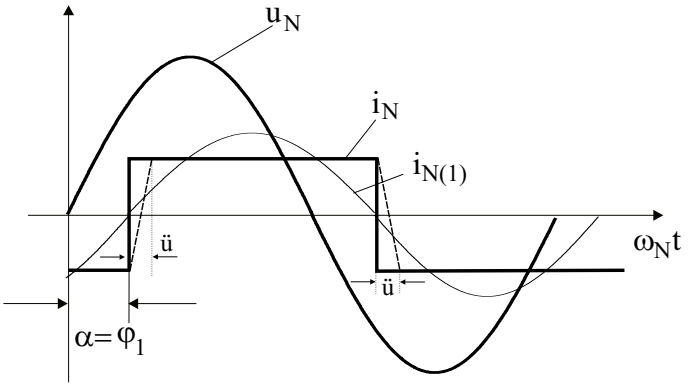


Abb. 2.39: *Netzstrom- und Netzspannungsverläufe der M2–Schaltung bei idealer Glättung (i_d = konst., ü = Überlappung)*

Unter Vernachlässigung der Kommutierung gilt: $\alpha = \varphi_1$.

Damit läßt sich berechnen:

$$P_{N(1)} = U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos\varphi_1 = P_d = U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos\alpha \tag{2.108}$$

$$S_{N(1)} = \frac{P_{N(1)}}{\cos\varphi_1} = \frac{P_d}{\cos\alpha} = \frac{U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos\alpha}{\cos\alpha} = U_{di0} \cdot I_d = \text{konst.} \tag{2.109}$$

$$Q_{N(1)} = S_{N(1)} \cdot \sin\alpha = U_{di0} \cdot I_d \cdot \sin\alpha \tag{2.110}$$

$$S_N = U_N \cdot I_N = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_{di0} \cdot I_d = 1,11 \cdot U_{di0} \cdot I_d = \text{konst.} \tag{2.111}$$

$$D_N = \sqrt{S_N^2 - S_{N(1)}^2} = U_N \cdot \sqrt{I_N^2 - I_{N(1)}^2} = U_N \cdot I_N \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{I_{N(1)}}{I_N}\right)^2} \tag{2.112}$$

In Kap. 2.2.2, Gl. (2.83), wurde der Grundschwingungsgehalt g_i berechnet:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0,90 = \text{konst.} \tag{2.113}$$

Somit ergibt sich für die Verzerrungs–Blindleistung:

$$D_N = U_N \cdot I_N \cdot \sqrt{1 - g_i^2} = 0,435 \cdot U_N \cdot I_N = 0,483 \cdot U_{di0} \cdot I_d = \text{konst.} \tag{2.114}$$

Da sich bei einer Änderung des Steuerwinkels α die Kurvenform des Netzstroms $i_N(t)$ nicht ändert, ist die Verzerrungs–Blindleistung D_N unabhängig von α.

Für den Leistungsfaktor λ ergibt sich somit:

$$\lambda \;=\; \frac{P_{N(1)}}{S_N} \;=\; \frac{U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos\varphi_1}{U_N \cdot I_N} \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \cdot \cos\varphi_1 \;=\; g_i \cdot \cos\alpha \;=\; g_i \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \tag{2.115}$$

In Abb. 2.40 ist der Leistungsfaktor λ für die M2–Schaltung für ohmsche Last ($L = 0$) bzw. ideale Glättung ($L \to \infty$) gegenübergestellt.

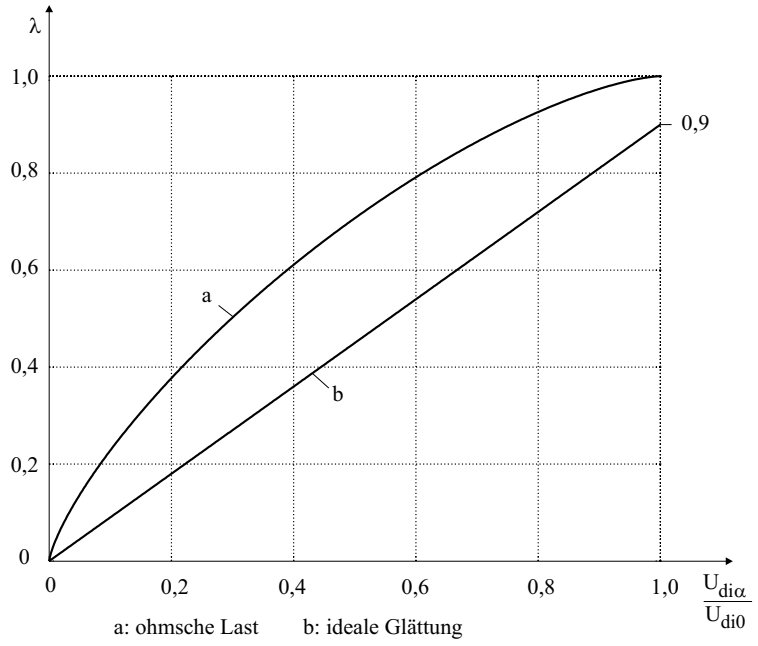


Abb. 2.40: *Leistungsfaktor λ der M2–Schaltung (Kommutierung unberücksichtigt)*

Berücksichtigung der Kommutierung:

Berücksichtigt man zusätzlich noch die Kommutierung, so wird die Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ ungefähr um den Winkel

$$\varphi_1' \;=\; \varphi_1 \;+\; \frac{\ddot{u}}{2} \;=\; \alpha \;+\; \frac{\ddot{u}}{2} \tag{2.116}$$

gegenüber der Netzspannung u_N nacheilen. Dadurch erhöht sich die Verschiebungs–Blindleistung $Q_{N(1)}$ um die sogenannte *Kommutierungs–Blindleistung* Q_K.

Unter Berücksichtigung der Kommutierung (Abb. 2.39) gilt für die *Scheinleistung der Grundschwingung*:

$$S'_{N(1)} = \frac{P'_{N(1)}}{\cos\varphi'_1} = \frac{(U_{di0}\cdot\cos\alpha - D_x)\cdot I_d}{\cos\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right)} = \frac{U_{di0}\cdot I_d\cdot(\cos\alpha - d_x)}{\cos\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right)} \quad (2.117)$$

Aus Kap. 2.1.5, Gl. (2.44) ergibt sich:

$$d_x = \frac{\cos\alpha - \cos(\alpha+\ddot{u})}{2} \quad (2.118)$$

$$\cos\alpha - d_x = \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha+\ddot{u})}{2} \quad (2.119)$$

Somit erhält man:

$$S'_{N(1)} = U_{di0}\cdot I_d\cdot\frac{\cos\alpha+\cos(\alpha+\ddot{u})}{2\cdot\cos\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right)} \quad (2.120)$$

$$= U_{di0}\cdot I_d\cdot\frac{\cos\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right)\cdot\cos\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right)}{\cos\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right)} \quad (2.121)$$

$$= U_{di0}\cdot I_d\cdot\cos\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right) = S_{N(1)}\cdot\cos\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right) \quad (2.122)$$

Bei Berücksichtigung der Kommutierung erhält man also eine kleinere Scheinleistung der Grundschwingung, die vom Überlappungswinkel $\ddot{u}$ abhängt.

Gleichzeitig wird die Wirkleistung $P'_{N(1)}$ wegen des induktiven Spannungsabfalls D_x ebenfalls kleiner.

Wie die folgende Rechnung zeigt, wird die Verschiebungs–Blindleistung infolge der Kommutierung größer:

$$Q'_{N(1)} = S'_{N(1)}\cdot\sin\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right) \quad (2.123)$$

$$= U_{di0}\cdot I_d\cdot\cos\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right)\cdot\sin\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right) \quad (2.124)$$

$$= U_{di0}\cdot I_d\cdot\frac{1}{2}\cdot[\sin\alpha + \sin(\alpha+\ddot{u})] \quad (2.125)$$

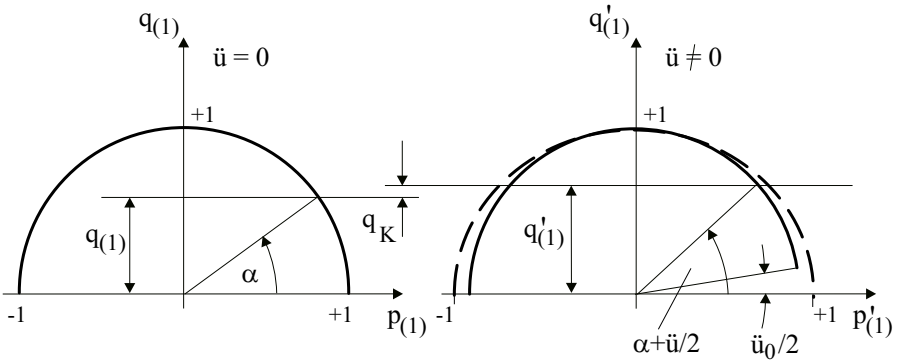
$$= U_{di0}\cdot I_d\cdot\sin\alpha + U_{di0}\cdot I_d\cdot\frac{1}{2}\cdot[\sin(\alpha+\ddot{u}) - \sin\alpha] \quad (2.126)$$

$$= Q_{N(1)} + \underbrace{U_{di0}\cdot I_d\cdot\cos\left(\alpha+\frac{\ddot{u}}{2}\right)\cdot\sin\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right)} \quad (2.127)$$

$$Q'_{N(1)} = Q_{N(1)} + Q_K \quad (2.128)$$

Der Blindleistungsanteil Q_K ist die bereits erwähnte Kommutierungs–Blindleistung, die ebenfalls vom Überlappungswinkel $\ddot{u}$ abhängt.

In Abb. 2.41 sind die Verläufe der Verschiebungs–Blindleistung $Q_{N(1)}$ für $\ddot{u} = 0$ und für $\ddot{u} \neq 0$ dargestellt ($\ddot{u}_0$ = Überlappungswinkel bei $\alpha = 0$).



$$p_{(1)} = \frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} \qquad q_{(1)} = \frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} \qquad q_K = \frac{Q_K}{U_{di0} \cdot I_d}$$

Abb. 2.41: *Verschiebungs–Blindleistungs–Diagramme für* $\ddot{u} = 0$ *und* $\ddot{u} \neq 0$

Bei *höherpulsigen Schaltungen* erfolgt die Berechnung von Blindleistung und Leistungsfaktor auf analoge Weise.
Im allgemeinen gilt bei höherpulsigen Schaltungen:

$$D_N \ll S_{N(1)} \qquad \text{und damit} \qquad \lambda \approx \cos\varphi_1. \tag{2.129}$$

Bei *Betrieb mehrerer Stromrichter* am gleichen Netz überlagern sich die Vektoren der Ströme, d.h. es besteht die Möglichkeit, daß sich Oberschwingungsströme auslöschen und somit die Verzerrungs–Blindleistung verringert wird. Zur Berechnung der Verzerrungs–Blindleistung benutzt man in diesen Fällen statistische Verfahren.

2.4 Transformator–Auslegung

Bei der Auslegung von Stromrichter–Transformatoren ist zu beachten, daß es sich hier nicht um den normalen Netzbetrieb mit symmetrischen Systemen und sinusförmigen Strom- und Spannungsverläufen handelt.

2.4.1 Gleichstrom–Vormagnetisierung

Bei Mittelpunktschaltungen fließt durch jeden Thyristor (und somit auch durch die zugehörigen Sekundärwicklungen) ein Mischstrom mit dem Gleichanteil I_0

und dem Wechselanteil $i_{s\sim}$. Im folgenden Abschnitt soll untersucht werden, ob der Gleichanteil zu einer Vormagnetisierung des Transformators führt und dadurch dessen Ausnutzungsgrad verschlechtert.

Der einfacheren Darstellung wegen wird wieder der Fall konstanten Laststroms $i_d = I_d =$ konstant im Arbeitspunkt und ein Trafo–Übersetzungverhältnis $\ddot{u}_T = U_N / U_s = 1$, d.h. Windungszahl $w_p = w_{s1} = w_{s2} = w$ angenommen.

2.4.1.1 M2–Schaltung

Die M2–Schaltung mit zugehörigem Transformator ist in Abb. 2.42 dargestellt. Die Pfeile zeigen die auf der Sekundärseite zulässigen Strom- und Durchflußrichtungen sowie die resultierenden Signale auf der Primärseite.

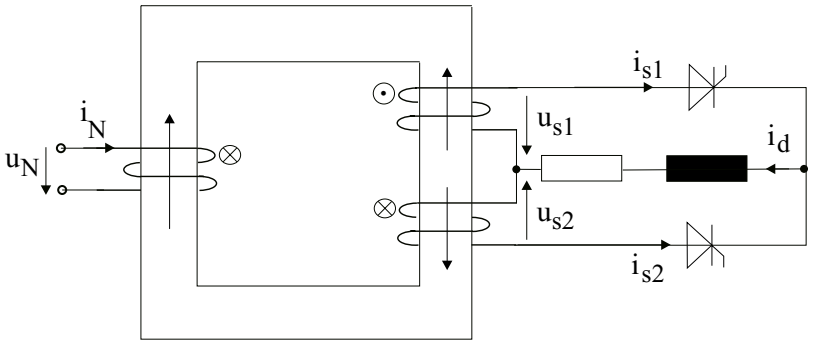


Abb. 2.42: *Transformator für die M2–Schaltung*

In Abb. 2.43 sind die beiden sekundären Strangströme i_{s1} und i_{s2} und ihre Zerlegung in die Gleichanteile I_{01}, I_{02} und die Wechselanteile $i_{s1\sim}$, $i_{s2\sim}$ dargestellt:

$$i_{s1} \;=\; I_{01} \;+\; i_{s1\sim} \;=\; \frac{I_d}{2} \;+\; i_{s1\sim} \tag{2.130}$$

$$i_{s2} \;=\; I_{02} \;+\; i_{s2\sim} \;=\; \frac{I_d}{2} \;+\; i_{s2\sim} \tag{2.131}$$

Somit gilt für die Gleichdurchflutung im Kern ($\ddot{u}_T = 1$):

$$\Theta_0 \;=\; w \cdot I_{01} - w \cdot I_{02} \;=\; \frac{w}{2} \cdot (I_d - I_d) \;=\; 0 \tag{2.132}$$

$\Theta_0 \;=\; 0$ bedeutet, der Kern ist *nicht* vormagnetisiert.

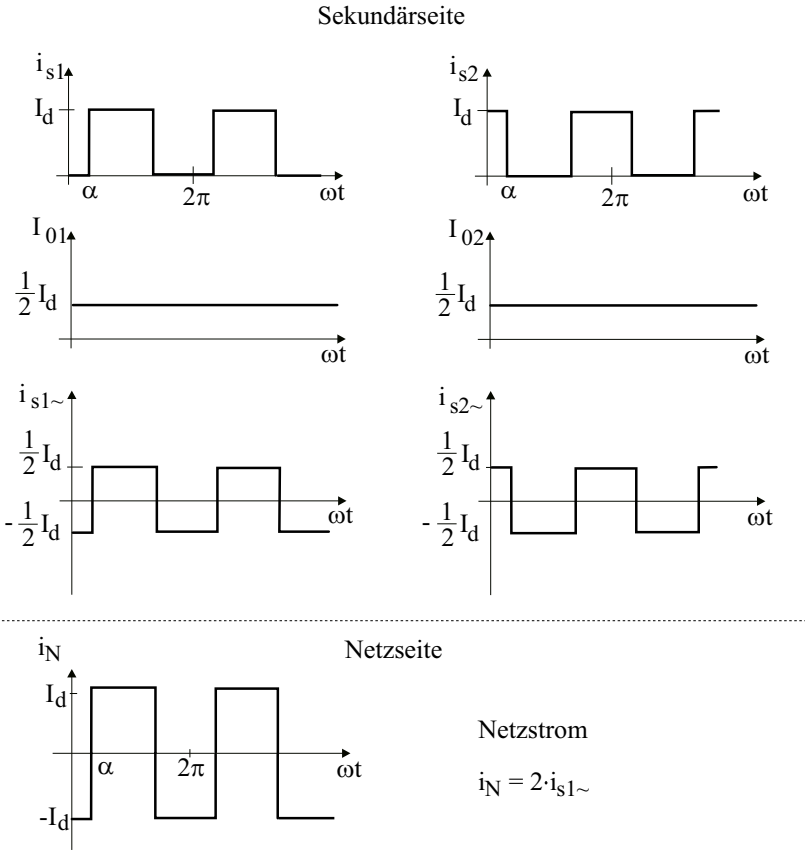


Abb. 2.43: *Gleich- und Wechselanteile der sekundären Strangströme i_{s1} und i_{s2} sowie Netzstrom i_N bei der M2–Schaltung ($\ddot{u}_T = 1$)*

Für den vom Trafo übertragenen Wechselanteil gilt:

$$w \cdot i_N \; - \; w \cdot i_{s1\sim} \; + \; w \cdot i_{s2\sim} \; = \; 0 \tag{2.133}$$

Mit $i_{s1\sim} = -\, i_{s2\sim}$ ergibt sich:

$$i_N \; = \; 2 \cdot i_{s1\sim} \tag{2.134}$$

2.4.1.2 M3–Schaltung

Im Folgenden soll der Drehstrom–Transformator für die im anschließenden Kapitel 2.5 behandelte M3–Mittelpunktschaltung untersucht werden. Wir nehmen zunächst an, daß die Sekundärseite im Stern geschaltet und die Schaltung der Primärseite noch nicht festgelegt ist, wie in Abb. 2.44 dargestellt.

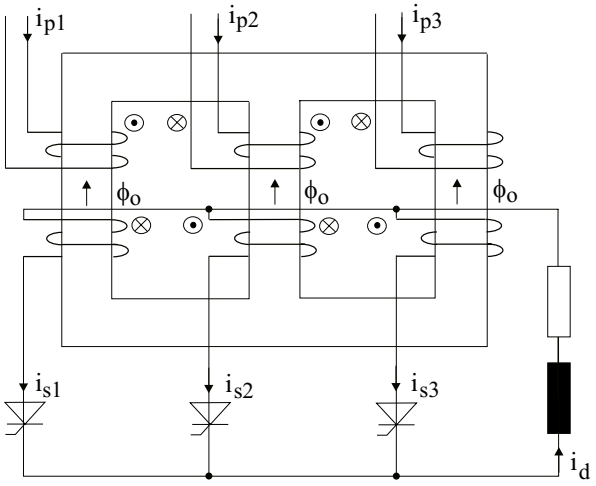


Abb. 2.44: *Trafo für M3–Schaltung mit nicht verschalteter Primärwicklung*

Die drei Sekundärströme i_s bestehen aus positiven Stromblöcken der Länge 120°; ihre Zerlegung in Gleich- und Wechselanteile ist in Abb. 2.45 dargestellt. Wie man sieht, ist der Trafo auf der Sekundärseite wechselstrommäßig symmetrisch belastet ($\ddot{u}_T = 1$):

d.h. :	$i_{s1\sim} + i_{s2\sim} + i_{s3\sim} = 0$
In diesem Fall ist:	$i_{p1} + i_{p2} + i_{p3} = 0$
linkes Fenster:	$w \cdot i_{p1} - w \cdot i_{s1\sim} - w \cdot i_{p2} + w \cdot i_{s2\sim} = 0$
rechtes Fenster:	$w \cdot i_{p2} - w \cdot i_{s2\sim} - w \cdot i_{p3} + w \cdot i_{s3\sim} = 0$

Somit erhält man nach kurzer Rechnung:

$$i_{p1} = i_{s1\sim}\,; \qquad i_{p2} = i_{s2\sim}\,; \qquad i_{p3} = i_{s3\sim} \tag{2.135}$$

Der Gleichanteil I_0 erzeugt in jedem Schenkel einen Fluß

$$\Psi_0 \sim \frac{1}{3} \cdot I_d \tag{2.136}$$

d.h. der Kern wird *vormagnetisiert*. Dies resultiert in allen Schenkeln in einphasiger Durchflutung und bedeutet einen erhöhten Magnetisierungsstrom des Trafos.

Die Primärseite des Trafos kann entweder im *Stern* oder im *Dreieck* geschaltet werden (Abb. 2.46).

Für die Netzströme ergibt sich:

a) bei der Yy–Schaltung (Abb. 2.45a und Abb. 2.46a):

$$i_{N1} = i_{p1} = i_{s1\sim} \tag{2.137}$$

$$i_{N2} = i_{p2} = i_{s2\sim} \tag{2.138}$$

$$i_{N3} = i_{p3} = i_{s3\sim} \tag{2.139}$$

b) bei der Dy–Schaltung (Abb. 2.45b und Abb. 2.46b):

$$i_{N1} = i_{p1} - i_{p3} = i_{s1} - i_{s3} \tag{2.140}$$

$$i_{N2} = i_{p2} - i_{p1} = i_{s2} - i_{s1} \tag{2.141}$$

$$i_{N3} = i_{p3} - i_{p2} = i_{s3} - i_{s2} \tag{2.142}$$

Bei ideal glattem Laststrom I_d sind die Yy– und die Dy–Schaltung gleichwertig. Bei *unvollkommener Glättung* dagegen hat I_d eine Wechselkomponente $i_{d\sim}$, die einen Jochfluß dreifacher Netzfrequenz und somit entsprechende Zusatzverluste verursacht. Die Wicklungsspannung u_s weicht dann um den Spannungsverlust

$$u_j = -L_j \cdot \frac{di_{d\sim}}{dt} \tag{2.143}$$

von der Sinusform ab.

Bei primärer Dreieckschaltung (Dy) gilt jedoch die Maschengleichung des netzseitigen Dreiecks:

$$u_{L12} + u_{L23} + u_{L31} = 0 \tag{2.144}$$

$$\text{d.h.:} \qquad \frac{d\psi_1}{dt} + \frac{d\psi_2}{dt} + \frac{d\psi_3}{dt} = \frac{d\psi_j}{dt} = 0 \tag{2.145}$$

Der Jochfluß ist somit bei der Dy–Schaltung immer zeitlich konstant; vom Jochfluß herrührende Zusatzverluste und induzierte Spannungen treten bei netzseitigem Dreieck *nicht* auf.

Somit kann für kleinere Leistungen bei der M3–Schaltung ein Dy–Transformator verwendet werden.

Die Gleichstrom–Vormagnetisierung kann durch eine *sekundäre Zickzackschaltung* des Trafos vermieden werden (Abb. 2.47 und Abb. 2.45c).

Hier überlagern sich in jedem Schenkel zwei Gleichflüsse; z.B. gilt für den linken Schenkel:

$$\Theta_0 = \Theta_{02} - \Theta_{01} \tag{2.146}$$

Mit $\Theta_{01} \sim I_{01} = \frac{1}{3} \cdot I_d$ und $\Theta_{02} \sim I_{02} = \frac{1}{3} \cdot I_d$ folgt: $\Theta_0 = 0$,
d.h. kein Schenkel wird vormagnetisiert.

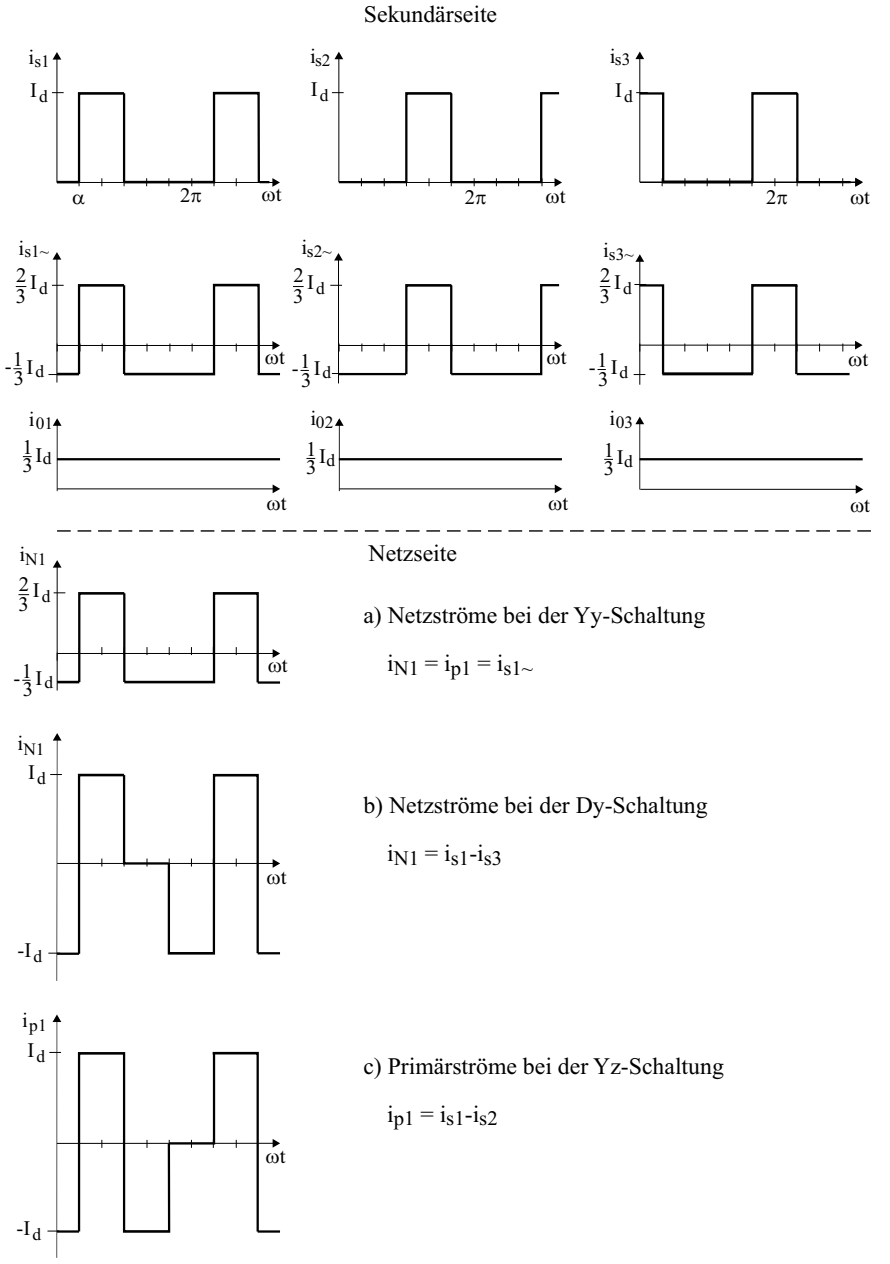


Abb. 2.45: *Gleich- und Wechselanteile der Sekundärströme i_s bei der M3–Schaltung sowie Netzströme bei Yy–, Dy– und Yz–Schaltung des Trafos ($\ddot{u}_T = 1$)*

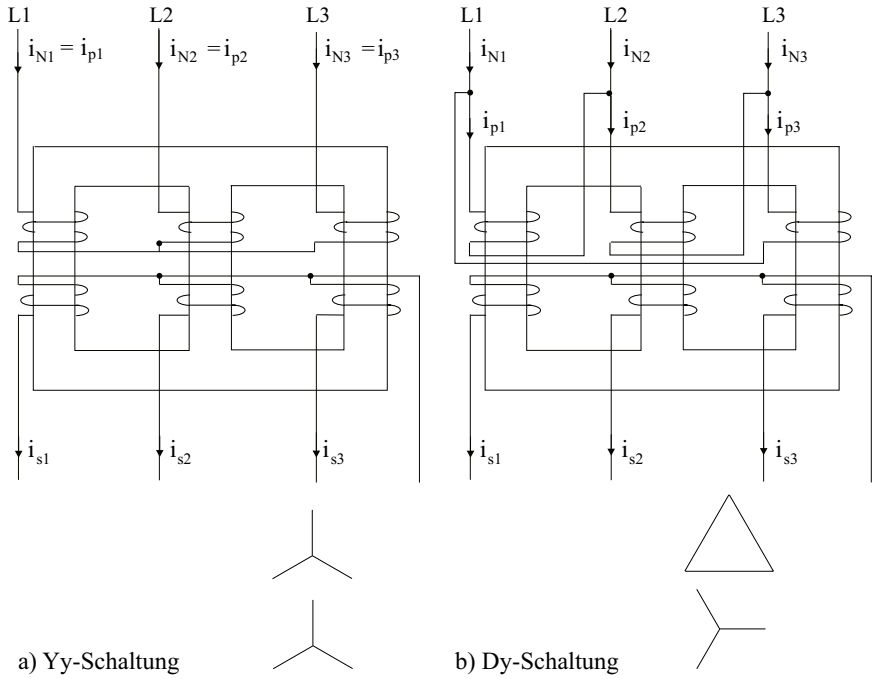


Abb. 2.46: *Schaltungen der Primärseite des Transformators*

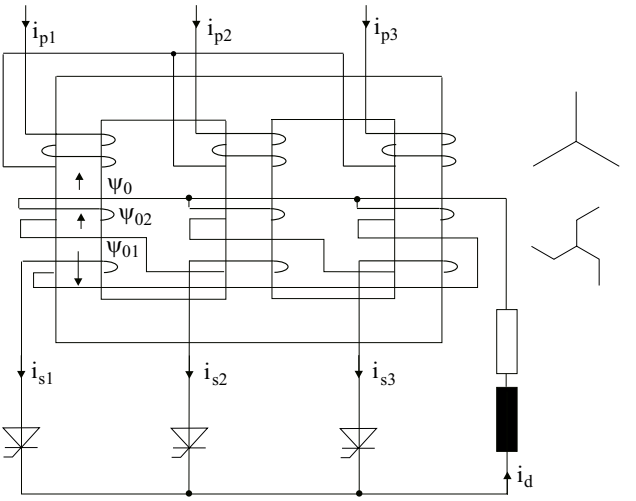


Abb. 2.47: *Transformator mit sekundärer Zickzackschaltung*

Die Primärströme ergeben sich dann zu (Abb. 2.45c, Voraussetzung: alle Wicklungen gleich):

$$i_{p1} = i_{s1} - i_{s2} \tag{2.147}$$

$$i_{p2} = i_{s2} - i_{s3} \tag{2.148}$$

$$i_{p3} = i_{s3} - i_{s1} \tag{2.149}$$

Zur *Übertragung großer Leistungen* kann bei der M3–Schaltung also nur die Yz– oder die Dz–Schaltung verwendet werden. Bei *Brückenschaltungen* (Kap. 2.6) gelten diese Überlegungen nicht, da bei diesen Schaltungen auf der Sekundärseite ein reiner Wechselstrom fließt.

2.4.2 Transformator–Bauleistung

Bei Transformatoren, bei denen alle Wicklungen mit Wechselgrößen beaufschlagt werden, ist die Transformator–Bauleistung gleich der aus dem Netz bezogenen Scheinleistung. Trafos mit gleichstrombehaften Mischströmen in den Sekundärwicklungen müssen gegenüber der Belastung mit reinen Wechselgrößen mit größerer Bauleistung ausgelegt werden. Die Trafobauleistung ergibt sich in diesem Fall aus dem arithmetischen Mittel der primären und der sekundären Scheinleistungen. Mehrwicklungstransformatoren können in einen äquivalenten Zweiwicklungstrafo umgerechnet werden. Allgemein gilt dann:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_k (U_{pk} \cdot I_{pk}) + \sum_i (U_{si} \cdot I_{si}) \right] \tag{2.150}$$

Bezieht man S_T auf die ideelle Gleichstromleistung

$$P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN} \tag{2.151}$$

die bei ohmsch–induktiver Last mit $L \to \infty$ und dem Zündwinkel $\alpha = 0°$ übertragen wird, so erhält man die Typengröße des Transformators und somit eine Vergleichsgröße für verschiedene Stromrichterschaltungen und –Transformatoren.

Bei der *M2–Schaltung* gilt:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (U_N \cdot I_N + U_{s1} \cdot I_{s1} + U_{s2} \cdot I_{s2}) \tag{2.152}$$

Die Effektivwerte der Ströme ergeben sich aus:

$$I_{s1} = I_{s2} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_s^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi I_{dN}^2 \cdot d\omega_N t} = \frac{I_{dN}}{\sqrt{2}} \tag{2.153}$$

$$I_N = \frac{I_{dN}}{\ddot{u}_T} \tag{2.154}$$

Mit $U_N = \ddot{u}_T \cdot U_{s1} = \ddot{u}_T \cdot U_{s2} = \ddot{u}_T \cdot U_s$

folgt somit:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot \left(\ddot{u}_T \cdot U_s \cdot \frac{I_{dN}}{\ddot{u}_T} + U_s \cdot \frac{I_{dN}}{\sqrt{2}} + U_s \cdot \frac{I_{dN}}{\sqrt{2}} \right)$$

$$= \frac{1+\sqrt{2}}{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} \tag{2.155}$$

Die auf die idelle Wirkleistung P_{di0} bezogene Scheinleistung S_T des Transformators ist somit bei der M2–Schaltung:

$$\frac{S_T}{U_{di0} \cdot I_{dN}} = \frac{(1+\sqrt{2}) \cdot U_s \cdot I_{dN} \cdot \pi}{2 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN}} = \frac{(1+\sqrt{2}) \cdot \pi}{4 \cdot \sqrt{2}} = 1,34 \tag{2.156}$$

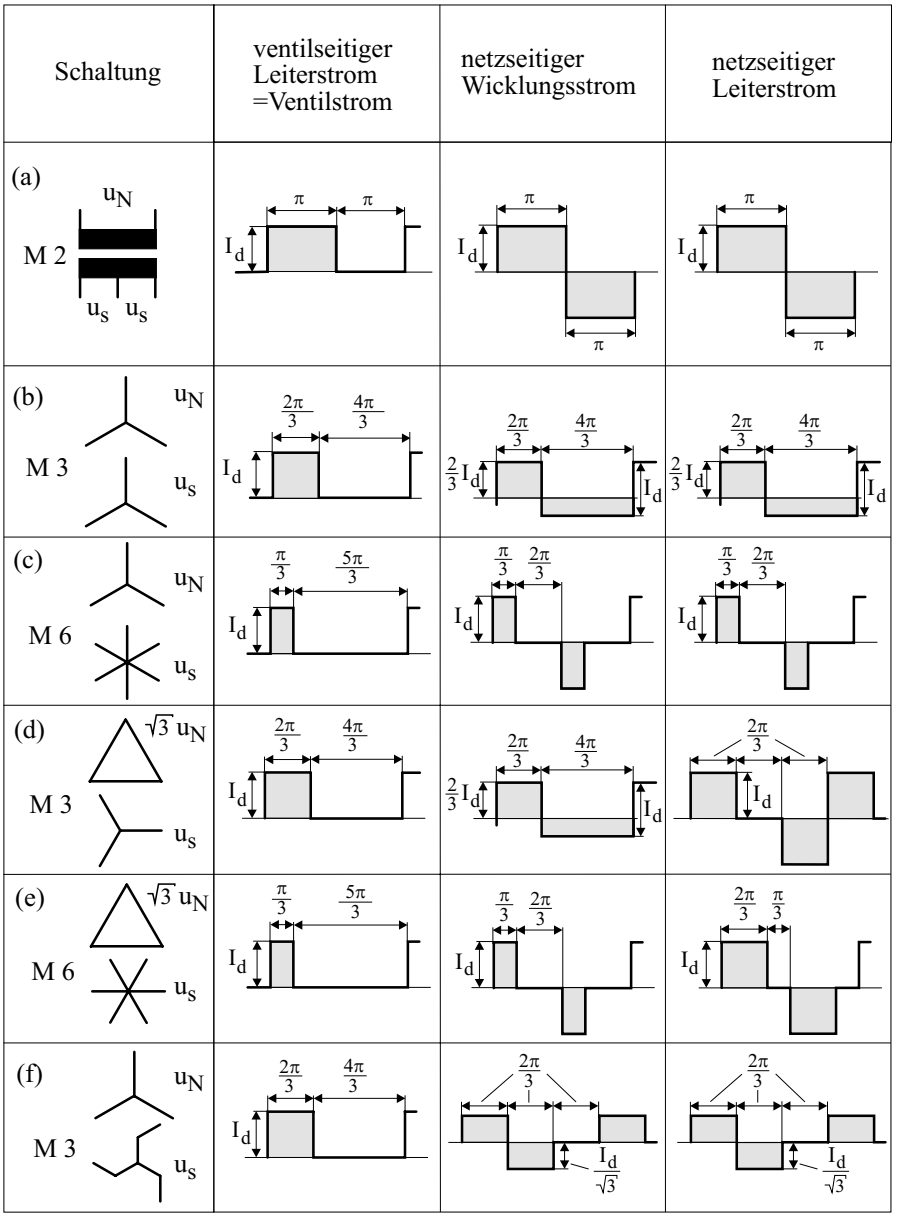
Für die *M3–Schaltung* wird die Trafo–Scheinleistung (abhängig von der Trafoschaltung) im nächsten Abschnitt berechnet. Hier gilt entsprechend:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (3 \cdot U_N \cdot I_N + 3 \cdot U_s \cdot I_s) \tag{2.157}$$

Bei allen *Brückenschaltungen* (Kap. 2.6) sind die primäre und die sekundäre Scheinleistung gleich, da in den Sekundärwicklungen ein reiner Wechselstrom fließt. Die relative Trafobauleistung S_T / P_{di0} ist somit bei Brückenschaltungen immer kleiner als bei Mittelpunktschaltungen.

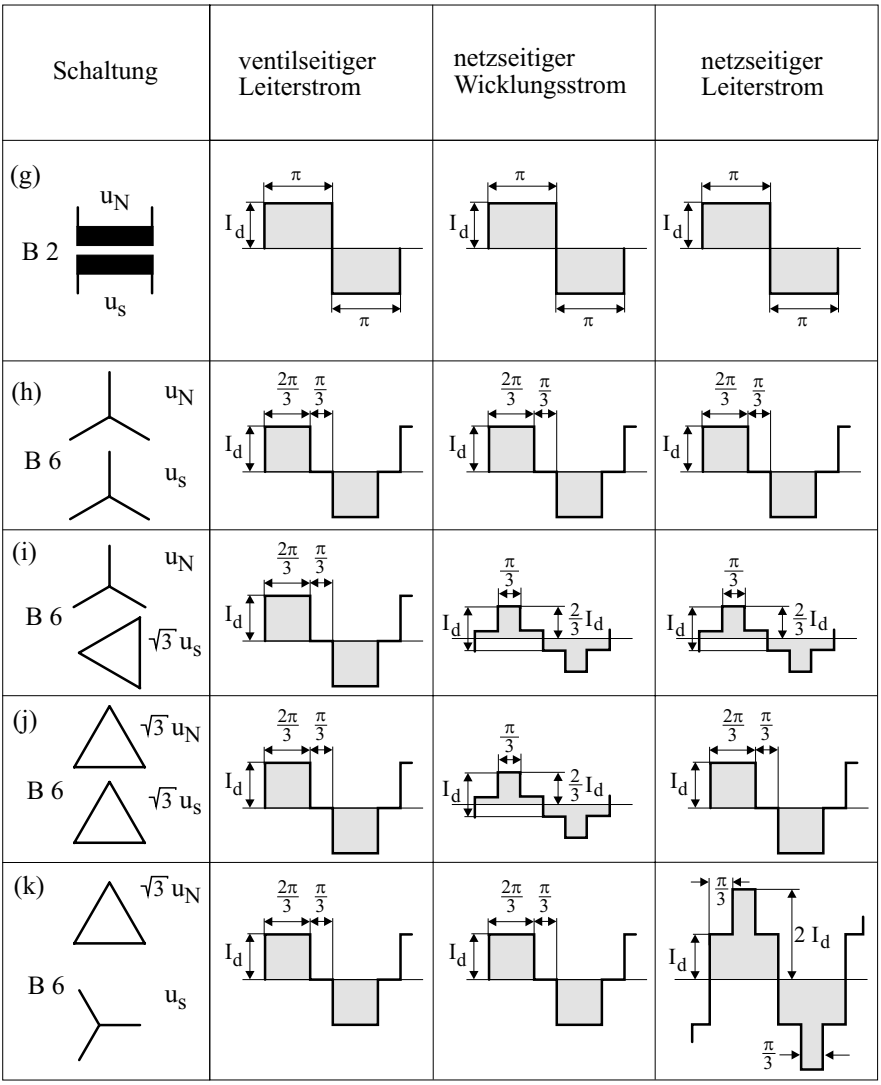
Abschließend sind in Abb. 2.48 und 2.49 sowie in Tabelle 2.1 die charakteristischen Stromverläufe und Daten von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen bei verschiedenen Transformator–Schaltungen zusammengestellt.

Die Formeln für die M3–, B2– und B6–Schaltung werden in den folgenden Kapiteln 2.5 und 2.6 ausführlich abgeleitet.



(Gleichungen siehe Tabelle 2.1)

Abb. 2.48: *Charakteristische Stromverläufe bei Mittelpunktschaltungen (I_d = konst.)*



(Gleichungen siehe Tabelle 2.1)

Abb. 2.49: *Charakteristische Stromverläufe bei Brückenschaltungen (I_d = konst.)*

Tabelle 2.1: *Daten von Mittelpunktschaltungen (links) und Brückenschaltungen (rechts)*

Schaltung	Transformator-Bauleistung $\frac{S_T}{P_{di0}}$	Aufteilung der Wicklungsscheinleistungen $\frac{S_s}{S_N}$	Gleichspannung $\frac{U_{di0}}{U_s}$	Netzseitiger Leiterstrom $\frac{I_N}{I_d}$	Netzseitiger Wicklungsstrom $\frac{I_p}{I_d}$	Ventilseitiger Leiterstrom = Ventilstrom $\frac{I_s = I_T}{I_d}$
(a)	$\frac{\pi}{4\cdot\sqrt{2}}\cdot\left(1+\sqrt{2}\right)=1,34$	$\sqrt{2}=1,41$	$\frac{2\cdot\sqrt{2}}{\pi}=0,900$	1	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}=0,707$
(b)	$\frac{\pi}{3\cdot\sqrt{3}}\cdot\left(1+\sqrt{\frac{3}{2}}\right)=1,35$	$\sqrt{\frac{3}{2}}=1,22$	$\frac{3}{\pi}\cdot\sqrt{\frac{3}{2}}=1,17$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\frac{1}{\sqrt{3}}=0,577$
(c)	$\frac{\pi}{6}\cdot\left(1+\sqrt{3}\right)=1,43$	$\sqrt{3}=1,73$	$\frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}=1,35$	$\frac{1}{\sqrt{3}}=0,577$	$\frac{1}{\sqrt{3}}=0,577$	$\frac{1}{\sqrt{6}}=0,408$
(d)	$\frac{\pi}{3\cdot\sqrt{3}}\cdot\left(1+\sqrt{\frac{3}{2}}\right)=1,35$	$\sqrt{\frac{3}{2}}=1,22$	$\frac{3}{\pi}\cdot\sqrt{\frac{3}{2}}=1,17$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\frac{1}{\sqrt{3}}=0,577$
(e)	$\frac{\pi}{2\cdot\sqrt{6}}\cdot\left(1+\sqrt{2}\right)=1,55$	$\sqrt{2}=1,41$	$\frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}=1,35$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$	$\frac{1}{\sqrt{3}}=0,577$	$\frac{1}{\sqrt{6}}=0,408$
(f)	$\frac{\pi}{3\cdot\sqrt{3}}\cdot\left(1+\sqrt{2}\right)=1,46$	$\sqrt{2}=1,41$	$\frac{3}{\pi}\cdot\sqrt{\frac{3}{2}}=1,17$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\frac{1}{\sqrt{3}}=0,577$

Schaltung	Transformator-Bauleistung $\frac{S_T}{P_{di0}}$	Strangspannung/ Sternspannung $\frac{U_y}{U_s}$	Gleichspannung $\frac{U_{di0}}{U_s}$	Netzseitiger Leiterstrom $\frac{I_N}{I_d}$	Netzseitiger und ventilseitiger Wicklungsstrom $\frac{I_p}{I_d}$	Ventilseitiger Leiterstrom $\frac{I_s}{I_d}$
(g)	$\frac{\pi}{4\cdot\sqrt{2}}\cdot(1+1)=1,11$	1	$\frac{2\cdot\sqrt{2}}{\pi}=0,900$	1	1	1
(h)	$\frac{\pi}{6}\cdot(1+1)=1,05$	1	$\frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot\sqrt{3}=2,34$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$
(i)	$\frac{\pi}{6}\cdot(1+1)=1,05$	$\sqrt{3}=1,73$	$\frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot\sqrt{3}=2,34$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$
(j)	$\frac{\pi}{6}\cdot(1+1)=1,05$	$\sqrt{3}=1,73$	$\frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot\sqrt{3}=2,34$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$	$\frac{\sqrt{2}}{3}=0,471$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$
(k)	$\frac{\pi}{6}\cdot(1+1)=1,05$	1	$\frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot\sqrt{3}=2,34$	$\sqrt{2}=1,41$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$	$\sqrt{\frac{2}{3}}=0,816$

2.5 Dreipuls–Mittelpunktschaltung (M3)

Mittelpunktschaltungen sind dadurch gekennzeichnet, daß *ein* Gleichstromanschluß durch den Mittelpunkt des Drehstromsystems auf der Sekundärseite des Transformators gebildet wird; der andere Gleichstromanschluß entsteht durch die Verbindung der gleichpoligen Anschlüsse der Leistungshalbleiter in den Stromrichterzweigen. Bei Mittelpunktschaltungen wird also immer ein Netztransformator benötigt, der sekundärseitig einen Mittelpunktzugang besitzt. Bei Mittelpunktschaltungen ist die Pulszahl p gleich der Anzahl der Stromrichterhauptzweige.

Dreipuls–Mittelpunktschaltungen (M3) haben drei Stromrichterhauptzweige. Die verschiedenen Ausführungen der M3–Schaltung werden durch die Schaltgruppe des Netztransformators bestimmt. Mögliche Schaltungen sind die Dy–, die Yz– und die Dz–Schaltung. Dabei ist zu beachten, daß eine Besonderheit der M3–Mittelpunktschaltungen darin besteht, daß die Sekundärwicklungen des Netztransformators stets einsträngig und damit mit einer Gleichstromkomponente belastet werden, da die Stromrichterzweige abwechselnd stromführend sind. Die Probleme, die sich daraus für den Netztrafo ergeben, wurden bereits in Kap. 2.4 behandelt.

2.5.1 M3–Schaltung mit Netztrafo in Dy–Schaltung

Wir betrachten zunächst die M3–Schaltung mit einem Netztrafo in Dreieck–Stern–Schaltung (Dy) nach Abb. 2.50.

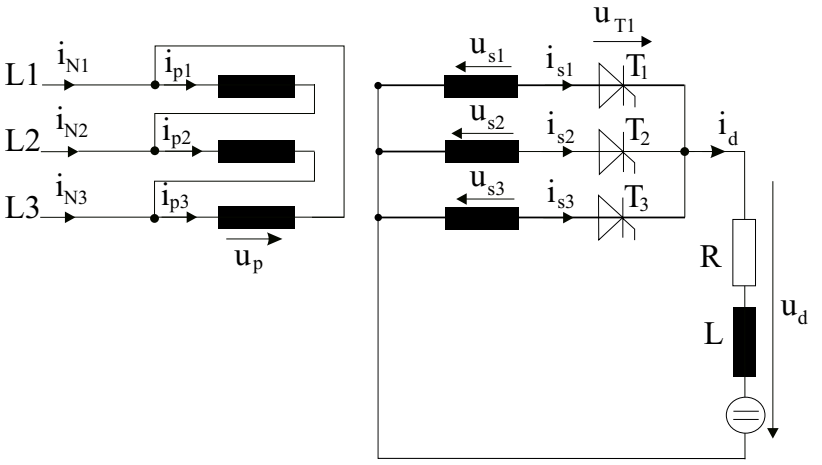


Abb. 2.50: *Dreipuls–Mittelpunktschaltung (M3) mit Netztrafo in Dy–Schaltung*

Aufbau und Funktionsweise der M3–Schaltung sind analog zur M2–Schaltung in Kap. 2.1. Bei Vollaussteuerung (entspricht dem Betrieb mit Dioden statt mit Thyristoren) ist jeweils der Stromrichterzweig stromführend, an dessen Anode das höchste Potential liegt. Der Stromübergang zwischen zwei Zweigen findet bei Gleichheit der beiden Strangspannungen statt. Ab diesem Zeitpunkt, dem natürlichen Zündzeitpunkt, wird der Zündwinkel α gezählt.

In Abb. 2.51 ist bei der Vollaussteuerung ($\alpha = 0°$) eine ideale Glättung des Gleichstroms $I_d = i_d$ entsprechend $L \to \infty$ vorausgesetzt. In diesem Fall (und allgemein im nichtlückenden Betrieb) beträgt der Stromflußwinkel in jedem Thyristor $\delta = 120°$.

In Abb. 2.52 sind die Spannungsverläufe bei drei verschiedenen Zündwinkeln α dargestellt (bei nichtlückendem Strom und Gegenspannung im Lastkreis).

Der ideelle Gleichspannungs–Mittelwert U_{di0} bei Vollaussteuerung kann für beliebige Pulszahl p und für nichtlückenden Strom durch Integration der Cosinuskurve in den Grenzen $\pm\pi/p$ ermittelt werden:

$$U_{di0} \;=\; \hat{U}_s \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \int\limits_{-\frac{\pi}{p}}^{+\frac{\pi}{p}} \cos(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \;=\; \hat{U}_s \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \tag{2.158}$$

Mit $\hat{U}_s = \sqrt{2} \cdot U_s$ und $p = 3$ ergibt sich:

$$U_{di0} \;=\; \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s \;=\; 1,17 \cdot U_s \tag{2.159}$$

Die Steuerkennlinie lautet wiederum:

$$U_{di\alpha} \;=\; U_{di0} \cdot \cos\alpha \tag{2.160}$$

Bei *Berücksichtigung der Kommutierung* ergeben sich die Strom- und Spannungsverläufe in Abb. 2.53.

Die Gleichspannung $u_d(t)$ verläuft während der Kommutierung auf dem Spannungsmittelwert der übernehmenden und der ablösenden Spannung; es gilt daher während der Kommutierung von Thyristor T_1 zu T_2:

$$u_d \;=\; \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2} \tag{2.161}$$

d.h. beim Kommutieren ist $u_d \neq 0$ (im Gegensatz zur M2–Schaltung). Die treibende Kommutierungsspannung u_K ist in diesem Fall:

$$u_K \;=\; u_{s2} - u_{s1} \;=\; u_{v21} \qquad \text{(verkettete Spannung)} \tag{2.162}$$

Die dreimalige Kommutierung pro Netzperiode T_N erzeugt den Spannungsverlust D_x, der sich analog zur M2–Schaltung berechnen läßt (vergl. Kap. 2.1.5). Dabei wird eine Kommutierungsinduktivität (= Kurzschlußinduktivität) L_K pro Strang angenommen.

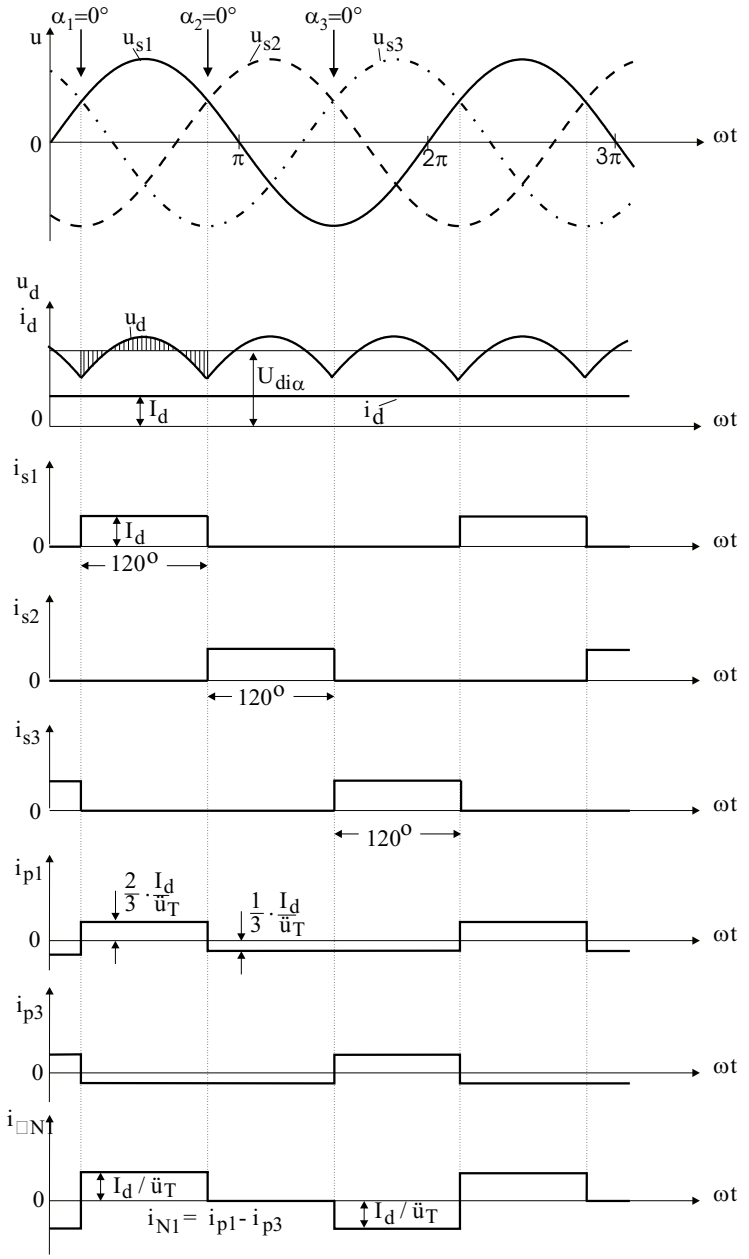


Abb. 2.51: *Systemgrößen der M3–Schaltung mit Dy–Trafo bei $\alpha = 0$ und idealer Glättung des Stroms I_d*

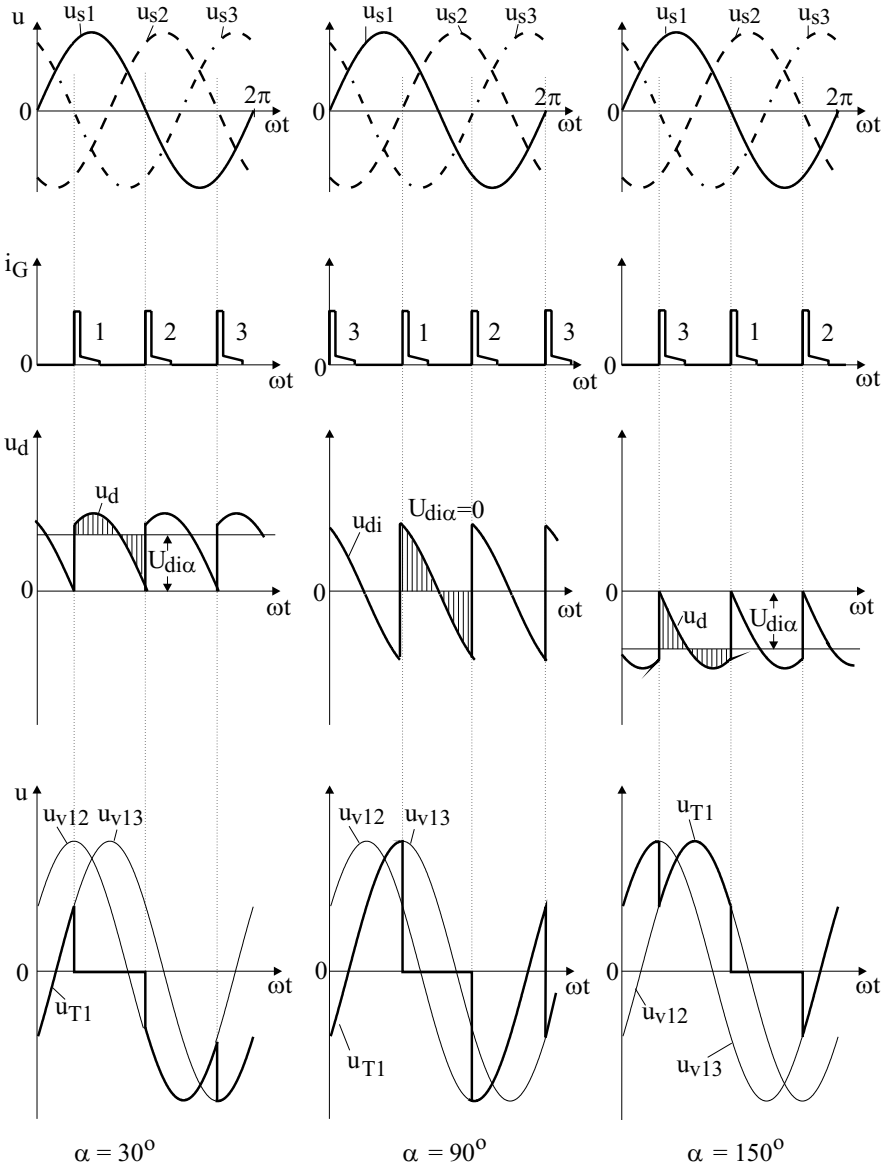


Abb. 2.52: *Spannungsverläufe der M3–Schaltung bei drei verschiedenen Zündwinkeln*

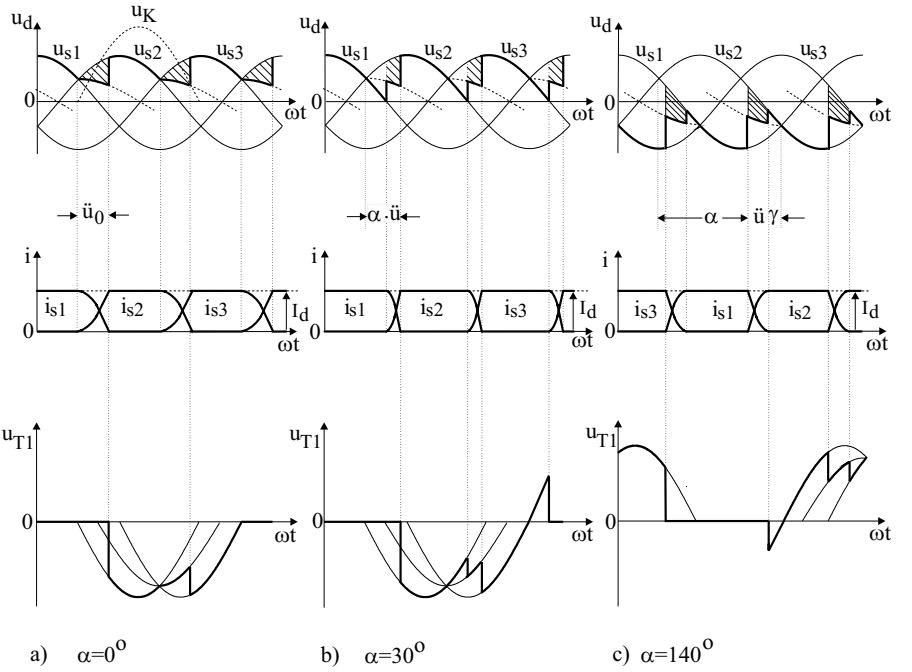


Abb. 2.53: *Strom- und Spannungsverläufe bei der M3–Schaltung unter Berücksichtigung der Kommutierung*

Der Überlappungswinkel $\ddot{u} = \omega_N \cdot t_K$ ergibt sich mit Gl. (2.162) aus:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{1}{2 \cdot \omega_N L_K} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} u_K \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N L_K} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \sin(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N L_K} \cdot [\cos\alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \end{aligned} \tag{2.163}$$

Der Spannungszeitflächenverlust $A_{\ddot{u}}$ pro Kommutierung ist (Beispiel: Kommutierung von T_1 zu T_2, vergl. Abb. 2.53):

$$A_{\ddot{u}} = \frac{1}{\omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} (u_{s2} - u_d) \cdot d(\omega_N t) \tag{2.164}$$

Mit Gl. (2.161) ergibt sich:

$$\begin{aligned} A_{\ddot{u}} &= \frac{1}{\omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \frac{u_{s2} - u_{s1}}{2} \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{\hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \left[\sin\left(\omega_N t + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\omega_N t + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N} \cdot [\cos\alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \\ &= L_K \cdot I_d \end{aligned} \tag{2.165}$$

(Das Ergebnis von Gl. (2.165) ist somit identisch mit Gl. (2.41) bei der M2–Schaltung.)
Der Spannungsverlust D_x für $p = 3$ Kommutierungen pro Netzperiode ist damit:

$$D_x = \frac{p}{T_N} \cdot A_{\ddot{u}} = \frac{3}{T_N} \cdot L_K \cdot I_d = \frac{3}{2\pi} \cdot \omega_N L_K \cdot I_d \tag{2.166}$$

Der Gleichspannungs–Mittelwert U_d als Funktion des Steuerwinkels α ergibt sich unter Berücksichtigung der Kommutierung wieder zu:

$$U_d = U_{di0} \cdot \cos\alpha - D_x = U_{di0} \cdot (\cos\alpha - d_x) \tag{2.167}$$

Mit Gl. (2.184) für die netzseitige Scheinleistung

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} \tag{2.168}$$

ergibt sich die relative Kurzschlußspannung u_k zu:

$$u_k = S_N \cdot \frac{\omega_N L_K}{3 \cdot U_s^2} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{\omega_N L_K \cdot I_{dN}}{U_s} \tag{2.169}$$

Mit U_{di0} nach Gl. (2.159)

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s \tag{2.170}$$

ergibt sich der bezogene Spannungsabfall d_x zu:

$$d_x = \frac{D_x}{U_{di0}} = u_k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \tag{2.171}$$

und damit:

$$U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos\alpha - u_k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \tag{2.172}$$

Die maximale Blockier- bzw. Sperrspannung $\hat{U}_T$ an einem Ventil ist gleich dem Scheitelwert der verketteten Spannung (vergl. Abb. 2.52 und 2.53):

$$\hat{U}_T \;=\; \sqrt{3}\cdot\hat{U}_s \;=\; \sqrt{6}\cdot U_s \;=\; \frac{2\pi}{3}\cdot U_{di0} \;=\; 2,09\cdot U_{di0} \tag{2.173}$$

Für den Ventilstrom ergibt sich (I_d = konst.):

Effektivwert:

$$I_T \;=\; I_s \;=\; \frac{I_d}{\sqrt{3}} \;=\; 0,577\cdot I_d \tag{2.174}$$

Mittelwert:

$$I_{TAV} \;=\; \frac{I_d}{3} \;=\; 0,333\cdot I_d \tag{2.175}$$

Für die Berechnung der Primärströme und der Scheinleistung ist die Transformator–Schaltung zu berücksichtigen.

Für die Dy–Schaltung nach Abb. 2.50 ergibt sich mit

$$I_d \;=\; \text{konst.} \qquad \text{und} \qquad \ddot{u}_T \;=\; \frac{U_p}{U_s} \;=\; \frac{\sqrt{3}\cdot U_N}{U_s}$$

für den primärseitigen Strangstrom (vergl. Abb. 2.51):

Effektivwert:

$$I_p \;=\; \frac{\sqrt{2}}{3}\cdot\frac{I_d}{\ddot{u}_T} \;=\; \frac{0,471}{\ddot{u}_T}\cdot I_d \tag{2.176}$$

und für den Netzstrom:

Effektivwert:

$$I_N \;=\; \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\cdot\frac{I_d}{\ddot{u}_T} \;=\; \frac{0,817}{\ddot{u}_T}\cdot I_d \tag{2.177}$$

Grundschwingung:

$$I_{N(1)} \;=\; \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}\cdot\frac{I_d}{\ddot{u}_T} \;=\; \frac{0,675}{\ddot{u}_T}\cdot I_d \tag{2.178}$$

Grundschwingungsgehalt:

$$g_i \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \;=\; \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \;=\; 0,827 \tag{2.179}$$

Grundschwingungs–Verschiebungswinkel:

$$\varphi_1 \;=\; \alpha \qquad \text{(ohne Kommutierung)} \tag{2.180}$$

$$\varphi_1' \;=\; \alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \qquad \text{(mit Kommutierung)} \tag{2.181}$$

und somit:

$$S_{N(1)} = U_{di0} \cdot I_d \qquad \text{(unabhängig von } \alpha) \tag{2.182}$$

$$\lambda = \frac{P_d}{S_N} = g_i \cdot \cos\varphi_1 = g_i \cdot \cos\alpha = 0,827 \cdot \cos\alpha \tag{2.183}$$

Mit der ideellen Gleichstromleistung $P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN}$ ergibt sich:
die Netzscheinleistung:

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_{di0} = 1,21 \cdot P_{di0} \tag{2.184}$$

die sekundäre Scheinleistung:

$$S_s = 3 \cdot U_s \cdot I_s = \sqrt{3} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} \cdot P_{di0} = 1,48 \cdot P_{di0} \tag{2.185}$$

die Transformator–Typenleistung:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (S_N + S_s) = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}\right) \cdot P_{di0} = 1,35 \cdot P_{di0} \tag{2.186}$$

2.5.2 M3–Schaltung mit Netztrafo in Yz–Schaltung

Während bei den M3–Mittelpunktschaltungen mit Yy–Schaltung oder Dy–Schaltung des Transformators, bedingt durch die M3–Schaltung in der jeweiligen Sekundärwicklung des Transformators Gleichstromanteile nicht zu vermeiden sind, besitzt die Yz–Schaltung zwei Sekundärwicklungen, die entgegengesetzt von den Thyristorströmen durchflossen sind; somit wird der jeweilige Schenkel des Transformators nicht mehr mit Gleichstromanteilen beansprucht.

Für die Yz–Schaltung nach Abb. 2.54 ergibt sich mit

$$I_d = \text{konst.} \qquad \text{und} \qquad \ddot{u}_T = \frac{U_p}{U_s} = \frac{U_N}{U_s}$$

für den Primärstrom (vergl. Kap. 2.4.1):
Effektivwert:

$$I_p = I_N = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,471}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \tag{2.187}$$

Grundschwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,390}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \tag{2.188}$$

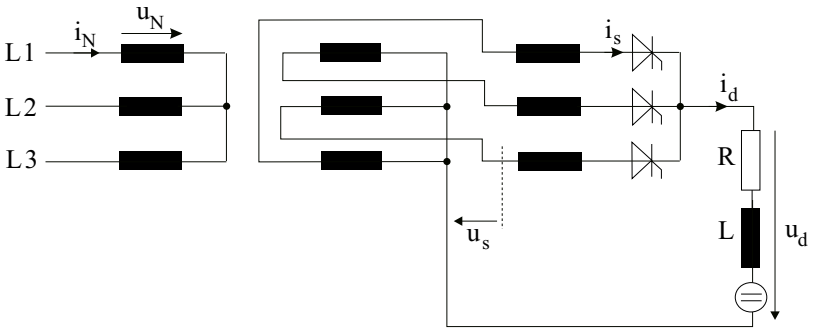


Abb. 2.54: *M3–Schaltung mit Netztrafo in Yz–Schaltung*

und somit wieder (wie bei Dy):

$$\varphi_1 \;=\; \alpha \qquad \text{(ohne Kommutierung)} \tag{2.189}$$

$$g_i \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \;=\; \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \;=\; 0,827 \tag{2.190}$$

$$S_{N(1)} \;=\; U_{di0} \cdot I_d \tag{2.191}$$

$$\lambda \;=\; g_i \cdot \cos\varphi_1 \;=\; g_i \cdot \cos\alpha \;=\; 0,827 \cdot \cos\alpha \tag{2.192}$$

Damit ergibt sich:
die Netzscheinleistung (wie bei Dy):

$$S_N \;=\; 3 \cdot U_N \cdot I_N \;=\; \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} \;=\; \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_{di0} \;=\; 1,21 \cdot P_{di0} \tag{2.193}$$

die sekundäre Scheinleistung (6 sekundäre Teilwicklungen mit Spannung $U_s/\sqrt{3}$):

$$S_s \;=\; 6 \cdot \frac{U_s}{\sqrt{3}} \cdot I_s \;=\; 2 \cdot U_s \cdot I_{dN} \;=\; \frac{2\sqrt{2} \cdot \pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_{di0} \;=\; 1,71 \cdot P_{di0} \tag{2.194}$$

die Transformator–Typenleistung:

$$S_T \;=\; \frac{1}{2} \cdot (S_N + S_s) \;=\; \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot (1 + \sqrt{2}) \cdot P_{di0} \;=\; 1,46 \cdot P_{di0} \tag{2.195}$$

2.6 Brückenschaltungen

Bei den Stromrichter–Brückenschaltungen arbeiten zwei in Reihe geschaltete p–pulsige Mittelpunktschaltungen, deren Leistungshalbleiter bei der ersten Mittelpunktschaltung kathodenseitig und bei der zweiten Mittelpunktschaltung anodenseitig das gemeinsame Potential haben, auf eine gemeinsame Last; die Teilspannungen beider Brückenhälften addieren sich deshalb zur gesamten Gleichspannung u_d. Dies soll anhand der zweipulsigen Brückenschaltung in Abb. 2.55 gezeigt werden.

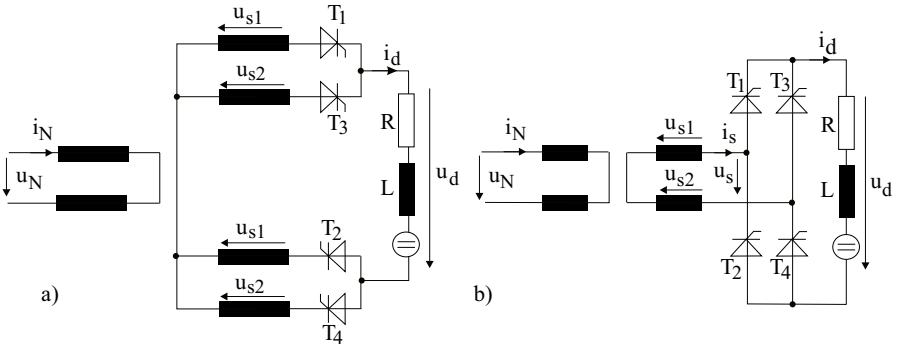


Abb. 2.55: *Bildung einer Zweipuls–Brückenschaltung (B2) aus der Reihenschaltung von zwei Mittelpunktschaltungen*

Im Fall der B2–Brückenschaltung erhält man wieder eine zweipulsige Gleichspannung; im Fall einer dreiphasigen Brückenschaltung ergibt sich eine sechspulsige Gleichspannung.

Da Brückenschaltungen keinen Transformator–Mittelpunkt erfordern, können sie, im Gegensatz zu den Mittelpunktschaltungen, auch ohne Stromrichter–Transformator an das Netz angeschlossen werden; die Höhe der ideellen Gleichspannung U_{di0} ist dann jedoch durch die Netzspannung U_N festgelegt.

Am Stromrichter–Transformator der Brückenschaltung sind sekundärseitig pro Strang jeweils zwei Ventile so angeschlossen, daß der positive Wicklungsstrom durch das eine Ventil, der negative Strom durch das andere Ventil fließt. Die sekundärseitigen Transformatorstränge führen somit einen Wechselstrom, während sie bei Mittelpunktschaltungen nur in einer Richtung Strom führen. Aus diesem Grund werden die Brückenschaltungen auch als *Zweiwegschaltungen* bezeichnet, die Mittelpunktschaltungen dagegen als *Einwegschaltungen*.

Da der Stromrichter–Transformator bei den Brückenschaltungen durch die sekundärseitige Wechselstrombelastung besser als bei den Mittelpunktschaltungen ausgenutzt wird, sind bei gleicher Leistung kleinere Baugrößen des Transformators möglich.

2.6.1 Zweipuls–Brückenschaltung (B2–Schaltung)

Die B2–Brückenschaltung mit R–L–Last, die im Folgenden genauer untersucht werden soll, ist in Abb. 2.56 dargestellt. Den Zeitverlauf der zugehörigen Systemgrößen zeigt Abb. 2.57.

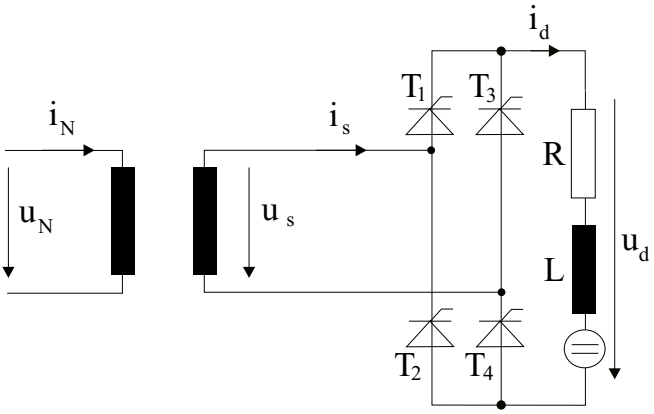


Abb. 2.56: *Zweiphasen–Brückenschaltung (B2)*

In allen Stromrichter–Brückenschaltungen ist in beiden Brückenhälften jeweils ein Ventil stromführend. Bei der ungesteuerten B2–Schaltung (Diodenbrücke) oder bei Vollaussteuerung der Thyristorbrücke ($\alpha = 0°$) übernimmt von den Ventilen T_1 und T_3 stets das Ventil mit dem höchsten Anodenpotential den Strom; von den Ventilen T_2 und T_4 wird dasjenige Ventil leitend, welches das niedrigste Kathodenpotential hat.

Im Fall der gesteuerten Brücke übernimmt das Folgeventil dann, wenn die obigen Bedingungen für die Potentiale erfüllt sind und der Thyristor gezündet wird. Somit sind in der B2–Schaltung stets zwei in den Armen gegenüberliegende Ventile gleichzeitig stromführend (d.h. entweder das Paar T_1–T_4 oder T_2–T_3).

Zur vereinfachten Darstellung sind in Abb. 2.56 und Abb. 2.57 nur die resultierende Netzspannung u_N und die resultierende Sekundärspannung u_s gegenüber Abb. 2.55 eingezeichnet.

Die Ventile T_1–T_4 und T_2–T_3 werden jeweils paarweise gezündet. Die sich ergebende zweipulsige Gleichspannung u_d entspricht der Gleichspannung bei der M2–Mittelpunktschaltung. Für das Verhalten der B2–Brückenschaltung gelten die für die M2–Schaltung abgeleiteten Gleichungen. Auch die Steuerkennlinie ist für beide Schaltungen identisch; es ist lediglich statt U_{s1} jetzt $U_s = 2 \cdot U_{s1}$ einzusetzen.

Die Kommutierung verläuft ebenfalls wie bei der M2–Schaltung; allerdings ist zu beachten, daß bei der B2–Schaltung als Folge der paarweisen Zündung jeweils zwei Kommutierungsvorgänge gleichzeitig ablaufen.

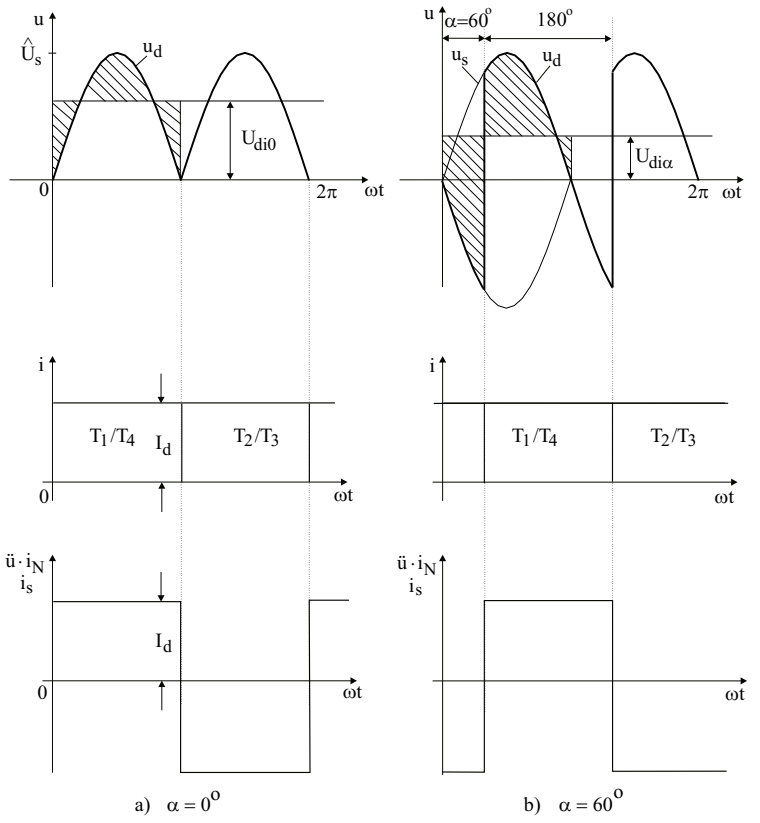


Abb. 2.57: *Ströme und Spannungen der B2–Schaltung*

Im Folgenden wird eine ohmsch–induktive Last (R–L–Last) mit einer Zeitkonstante $T_L = L/R \gg 10\ ms$ vorausgesetzt. Dann wird der Laststrom i_d nicht lücken; die Stromführungsdauer der Ventile beträgt somit $\delta = 180°$.
Damit ergibt sich die ideelle Gleichspannung bei $\alpha = 0°$ zu:

$$U_{di0} \;=\; 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_{s1} \;=\; \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_s \;=\; 0,90 \cdot U_s \tag{2.196}$$

mit der Welligkeit (bei $\alpha = 0°$): $\quad w_{ud} \;=\; 0,482 \quad$ (wie M2)

Die Steuerkennlinie lautet wieder:

$$U_d \;=\; U_{di0} \cdot (\cos\alpha - d_x) \tag{2.197}$$

$$\text{bzw.} \qquad U_d \;=\; U_{di0} \cdot \left(\cos\alpha - \frac{u_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}}\right) \tag{2.198}$$

Die maximale Sperrspannung an einem Ventil ist:

$$\hat{U}_T \;=\; \hat{U}_s \;=\; \sqrt{2}\cdot U_s \;=\; 1,57\cdot U_{di0} \tag{2.199}$$

Für den Ventilstrom ergibt sich mit $I_d = \text{konst.}$:

Effektivwert:

$$I_T \;=\; \frac{I_d}{\sqrt{2}} \;=\; 0,707\cdot I_d \tag{2.200}$$

Mittelwert:

$$I_{TAV} \;=\; 0,5\cdot I_d \tag{2.201}$$

Für die primär- und sekundärseitigen Wechselströme erhält man mit

$$I_d \;=\; \text{konst.} \qquad \text{und} \qquad \ddot{u}_T \;=\; \frac{U_N}{U_s}$$

die Effektivwerte:

$$I_s \;=\; I_d \qquad \text{bzw.} \qquad I_N \;=\; \frac{I_d}{\ddot{u}_T} \tag{2.202}$$

und die Netzstrom–Grundschwingung:

$$I_{N(1)} \;=\; \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{I_d}{\ddot{u}_T} \;=\; \frac{0,90}{\ddot{u}_T}\cdot I_d \tag{2.203}$$

und somit

$$g_i \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \;=\; \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \;=\; 0,90 \tag{2.204}$$

$$\lambda \;=\; \frac{P_d}{S_N} \;=\; g_i\cdot\cos\varphi_1 \;=\; g_i\cdot\cos\alpha \;=\; 0,90\cdot\cos\alpha \tag{2.205}$$

Die primäre und die sekundäre Scheinleistung, und somit auch die Trafo–Typenleistung, sind gleich.
Mit $P_{di0} = U_{di0}\cdot I_{dN}$ ergibt sich:

$$S_s \;=\; U_s\cdot I_s \;=\; U_s\cdot I_{dN} \;=\; \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\cdot P_{di0} \;=\; 1,11\cdot P_{di0} \tag{2.206}$$

$$S_N \;=\; U_N\cdot I_N \;=\; U_s\cdot I_{dN} \;=\; 1,11\cdot P_{di0} \tag{2.207}$$

$$S_T \;=\; S_N \;=\; S_s \;=\; 1,11\cdot P_{di0} \tag{2.208}$$

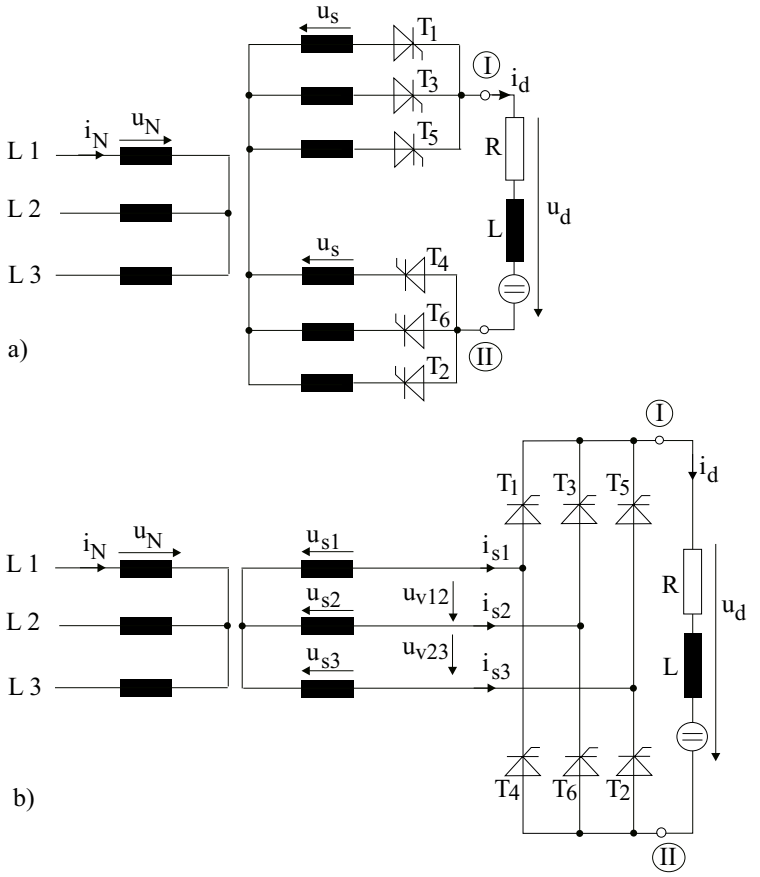


Abb. 2.58: *B6–Brückenschaltung als Reihenschaltung von zwei M3–Mittelpunktschaltungen (Trafo Yy)*

2.6.2 Sechspuls–Brückenschaltung (B6–Schaltung)

Die Drehstrom–Brückenschaltung ergibt sich als dreiphasige Erweiterung der Zweipuls–Brückenschaltung. Man kann sie sich aber auch als Reihenschaltung von zwei M3–Mittelpunktschaltungen vorstellen. Dies ist in Abb. 2.58 dargestellt.

Aus der in Abb. 2.58a gezeichneten Reihenschaltung zweier Teilstromrichter I (gemeinsames Potential kathodenseitig) und II (gemeinsames Potential anodenseitig) in M3–Schaltung, von denen Stromrichter II durch die vertauschte Anordnung der Thyristoren eine negative Gleichspannung $U_{d\mathrm{II}}$ hat, entsteht die in Abb. 2.58b dargestellte Sechspuls–Brückenschaltung (B6), bei der die

Transformator–Sekundärwicklungen für beide Teilstromrichter zusammengefaßt werden können.

Die Ausgangsspannung u_d ergibt sich, wie in Abb. 2.59a und 2.60a dargestellt, aus den Zeitverläufen der Anodenpotentiale der oberen Thyristorgruppe (I) und der Kathodenpotentiale der unteren Thyristorgruppe (II). Aus dem Spannungsverlauf kann man die Lage der natürlichen Zündzeitpunkte entnehmen. Für die Ventile T_1, T_3, T_5 sind sie durch die Schnittpunkte der positiven Halbschwingungen von u_{s1}, u_{s2}, u_{s3} gegeben; entsprechend für die Ventile T_2, T_4, T_6 durch die Schnittpunkte der negativen Halbschwingungen.

Im ungesteuerten Betrieb der B6–Schaltung (Diodenbrücke) bzw. bei Vollaussteuerung der Thyristorbrücke ($\alpha = 0°$) wird in der oberen Ventilgruppe (I) dasjenige Ventil den Strom übernehmen, welches das positivste Anodenpotential hat; entsprechend wird in der unteren Ventilgruppe (II) das Ventil leitend, welches das negativste Kathodenpotential hat. Das bedeutet bei der vorgegebenen Phasenfolge der Strangspannungen u_{s1}, u_{s2}, u_{s3}, daß die Stromübernahme der einzelnen Ventile gemäß ihrer Numerierung in Abb. 2.58 erfolgt.

In jeder Ventilgruppe ist jeweils ein Ventil leitend, wobei die Zündzeitpunkte der kathodenseitigen Ventilgruppe (I) und der anodenseitigen Ventilgruppe (II) zeitlich gegeneinander um 60° versetzt sind.

Wenn die Thyristoren T_1 und T_6 den Strom führen, ist die Lastspannung:

$$u_d \;=\; u_{s1} - u_{s2} \;=\; u_{v12} \tag{2.209}$$

Anschließend führen die Ventile T_1 und T_2 den Strom; die Spannung ist dann:

$$u_d \;=\; u_{s1} - u_{s3} \;=\; u_{v13} \tag{2.210}$$

Es folgen die Ventile T_3 und T_2, danach T_3 und T_4, und so fort.

Die Gleichspannung $u_d(t)$ an der Last ist also sechspulsig; sie besteht im nichtlückenden Betrieb aus 60°–Ausschnitten der verketteten Spannungen u_{v12}, u_{v13}, u_{v23}, u_{v21}, u_{v31} und u_{v32}.

Während die Lastspannung u_d sechspulsig mit der Pulsperiodendauer T_N/p ($\widehat{=}60°$) ist, ist jeder Thyristor $2\,T_N/p$ ($\widehat{=}120°$) lang durchgeschaltet. Dadurch ergibt sich für die sekundären Strangströme i_s ein reiner Wechselstrom mit positiven und negativen Stromblöcken von jeweils 120° Länge.

Zur Steuerung im stationären nichtlückenden Betrieb müssen die Thyristoren in der vorgegebenen Reihenfolge im Abstand von 60° gezündet werden. Beim Anfahren der Brücke muß ein geschlossener Stromkreis durchgeschaltet werden; hierzu muß außer dem zu zündenden Thyristor auch der in der Zündfolge vorherliegende Thyristor, der im Prinzip bereits gezündet ist, nachgezündet werden (siehe Abb. 2.59b).

Da im Lückbetrieb der Strom i_d im Lastkreis periodisch Null wird, ist dieser Betriebszustand mit einem ständig neuen Anfahren der Brücke vergleichbar. Zur sicheren Funktion wird die Brücke somit in allen Betriebszuständen mit Nachzündung betrieben; wenn also der Thyristor T_x der einen Ventilgruppe einen

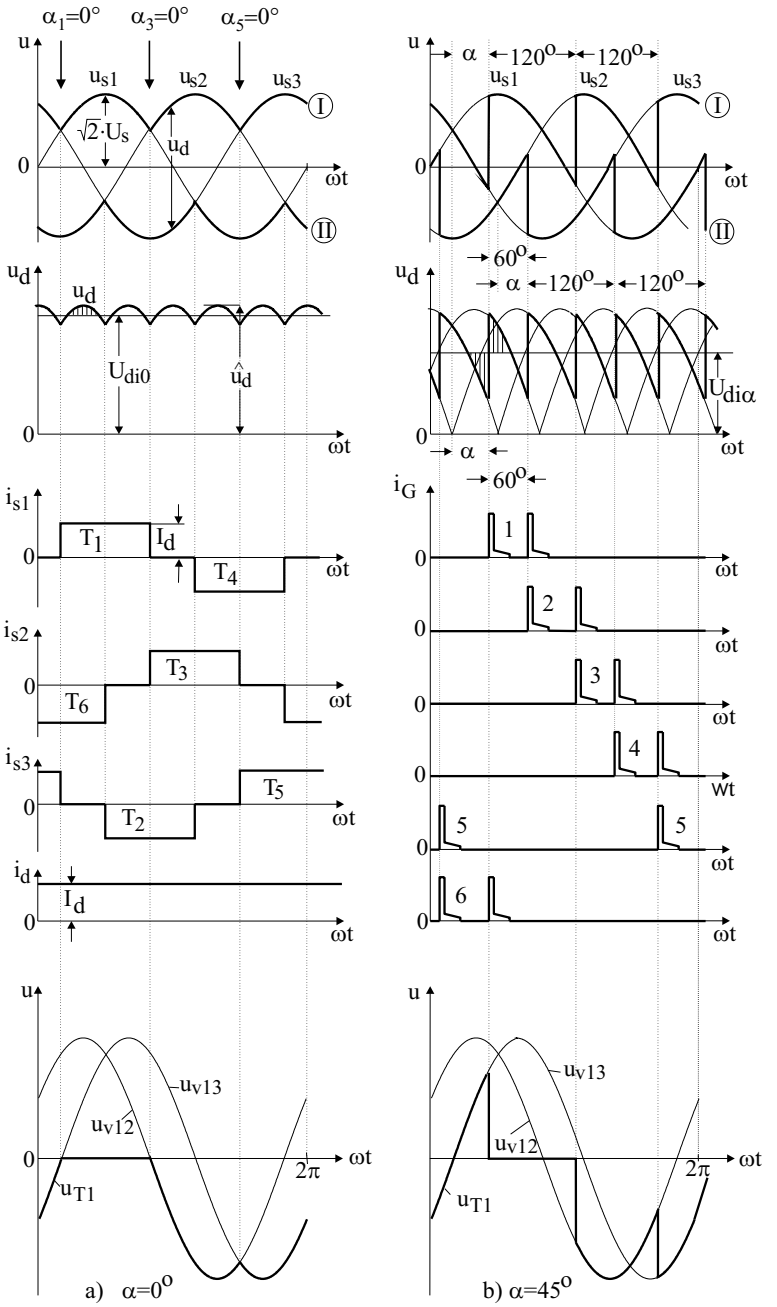
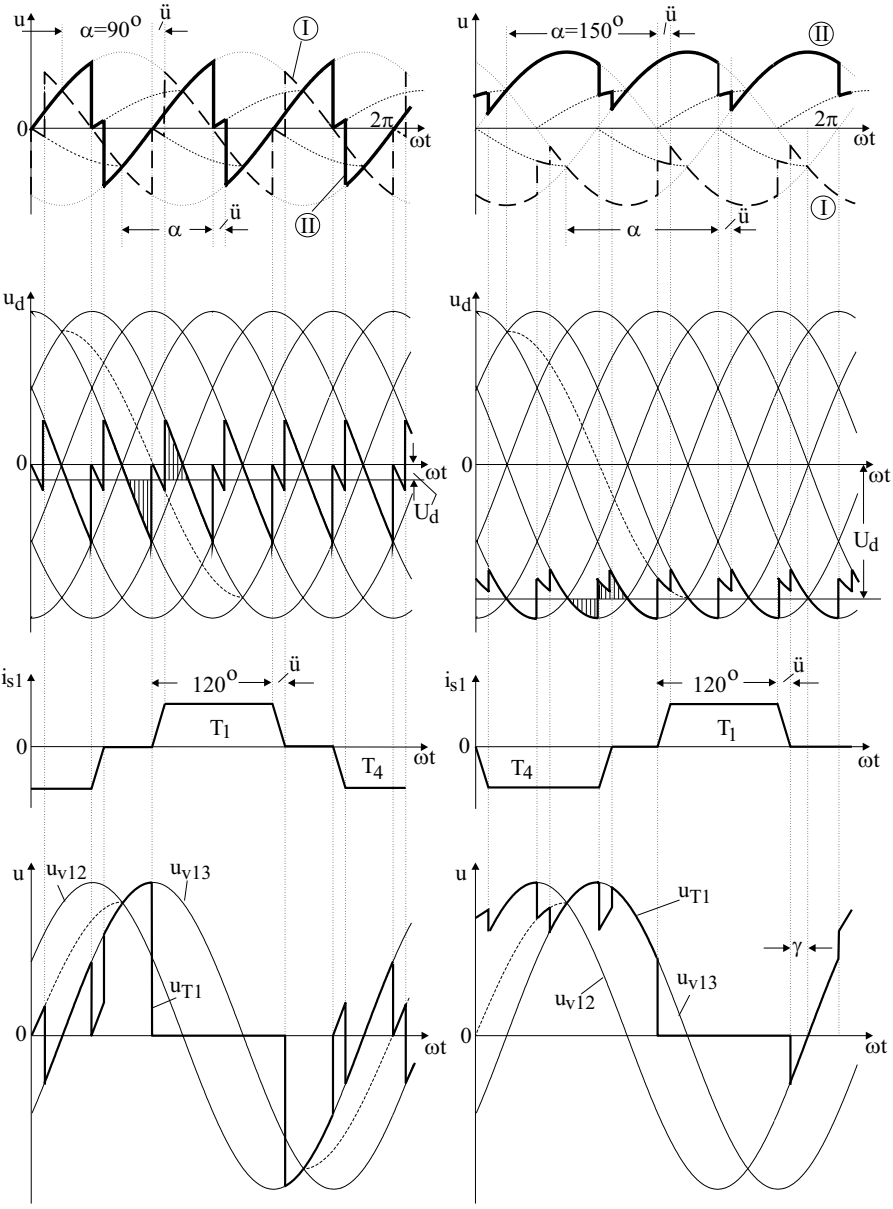


Abb. 2.59: *Spannungen und Ströme bei der B6–Schaltung (ohne Kommutierung)*



a) $\alpha = 90°$ b) $\alpha = 150°$

Abb. 2.60: *Systemgrößen bei der B6–Schaltung (mit Kommutierung)*

Zündimpuls erhält, dann wird der zuvor gezündete Thyristor T_{x-1} der anderen Ventilgruppe ebenso einen Zündimpuls erhalten (Abb. 2.59b).

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ läßt sich auf die bereits bekannte Weise berechnen. Da die B6–Brücke aus der Reihenschaltung von zwei M3–Mittelpunktschaltungen entstanden ist, muß U_{di0} doppelt so groß sein wie bei der M3–Schaltung. Der ideelle Gleichspannungsmittelwert U_{di0} ergibt sich somit zu (bei sekundärer Sternschaltung des Trafos wie in Abb. 2.58):

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s = 2,34 \cdot U_s = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_v = 1,35 \cdot U_v \tag{2.211}$$

mit $U_v = \sqrt{3} \cdot U_s$ (verkettete Spannung)

und $w_{ud} = 0,042$ (Welligkeit bei $\alpha = 0°$)

Die Spannungs- und Stromverläufe unter *Berücksichtigung der Kommutierung* sind in Abb. 2.60 dargestellt. Der Spannungsverlust D_x durch die Kommutierung läßt sich analog zur M3–Schaltung berechnen (s. Kap. 2.5.1). Zu beachten ist, daß hier sechs Kommutierungen pro Netzperiode erfolgen, und zwar abwechselnd in jeder Ventilgruppe (im Gegensatz zur B2–Schaltung, wo die Kommutierung jeweils in beiden Brückenhälften gleichzeitig erfolgt).

Bei Berücksichtigung der Kommutierung erhält man den Mittelwert der Gleichspannung zu (mit der relativen Kurzschlußspannung u_k):

$$U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos\alpha - \frac{u_k}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \tag{2.212}$$

Die maximale Sperrspannung an einem Ventil beträgt:

$$\hat{U}_T = \hat{U}_v = \sqrt{2} \cdot U_v = \frac{\pi}{2} \cdot U_{di0} = 1,05 \cdot U_{di0} \tag{2.213}$$

Für den Ventilstrom ergibt sich mit I_d = konst.:

Effektivwert:

$$I_T = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,577 \cdot I_d \tag{2.214}$$

Mittelwert:

$$I_{TAV} = \frac{I_d}{3} = 0,333 \cdot I_d \tag{2.215}$$

Für die primär- und sekundärseitigen Wechselströme erhält man mit Laststrom I_d = konst. und Yy–Trafo mit $\ddot{u}_T = U_N / U_s$:

die Effektivwerte:

$$I_s = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d = 0,816 \cdot I_d \tag{2.216}$$

bzw.

$$I_N = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,816}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \tag{2.217}$$

und die Netzstrom–Grundschwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,780}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \tag{2.218}$$

und somit:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{3}{\pi} = 0,95 \tag{2.219}$$

$$\varphi_1 = \alpha \qquad \text{(ohne Kommutierung)} \tag{2.220}$$

$$\lambda = g_i \cdot \cos\varphi_1 = g_i \cdot \cos\alpha = 0,95 \cdot \cos\alpha \tag{2.221}$$

Die primäre und die sekundäre Scheinleistung, und somit auch die Trafo–Typenleistung, sind gleich.
Mit $P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN}$ ergibt sich:

$$S_s = 3 \cdot U_s \cdot I_s = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{\pi}{3} \cdot P_{di0} = 1,05 \cdot P_{di0} \tag{2.222}$$

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_{dN} = 1,05 \cdot P_{di0} \tag{2.223}$$

$$S_T = S_N = S_s = 1,05 \cdot P_{di0} \tag{2.224}$$

Für die weiteren möglichen Trafoschaltungen (Dy, Yd und Dd) ergeben sich die Ströme entsprechend; die Scheinleistungen bleiben unverändert (vergl. auch die Zusammenstellung in Abb. 2.49 und in Tabelle 2.1, S. 70/71).

2.6.3 Gegenüberstellung von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen

Vergleicht man die wesentlichen Eigenschaften von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen, so erhält man:

- Stromrichter–Mittelpunktschaltungen sind nur bei Transformator–Schaltungen zulässig, die gegen den Sternpunkt belastbar sind.
- Stromrichter–Brückenschaltungen ergeben bei gleichem Transformator höhere Gleichspannungs–Mittelwerte als die Mittelpunktschaltungen.
- Die maximale Sperrspannung $\hat{U}_T$ an einem Ventil ist bezogen auf die Gleichspannung U_{di0} bei einer Brückenschaltung nur halb so groß wie bei einer Mittelpunktschaltung gleicher Phasenzahl.

- Mit zunehmender Pulszahl p wird die der Gleichspannung überlagerte Wechselspannung kleiner, so daß der Glättungsaufwand sinkt. Mit der Dreiphasen–Brückenschaltung (sechspulsige Gleichspannung) erreicht man eine höhere Pulszahl als mit der Dreiphasen–Mittelpunktschaltung (dreipulsige Gleichspannung).
- Die günstigste Transformatorausnutzung wird mit der Dreiphasen–Brückenschaltung (B6) erreicht.

Aufgrund der vielen Vorteile wird deshalb bei Stromrichterantrieben fast ausschließlich die Drehstrom–Brückenschaltung eingesetzt.

2.7 Höherpulsige Schaltungen

2.7.1 Sechspuls–Mittelpunktschaltung (M6–Schaltung)

Die sechspulsige Mittelpunktschaltung (M6) ergibt sich durch die Parallelschaltung von zwei um 180° phasenverschobenen M3–Schaltungen. Der Stromrichter–Transformator hat bei dieser Schaltung auf der Sekundärseite sechs um jeweils 60° versetzte Wicklungen, die im Stern geschaltet sind, wie in Abb. 2.61 dargestellt.

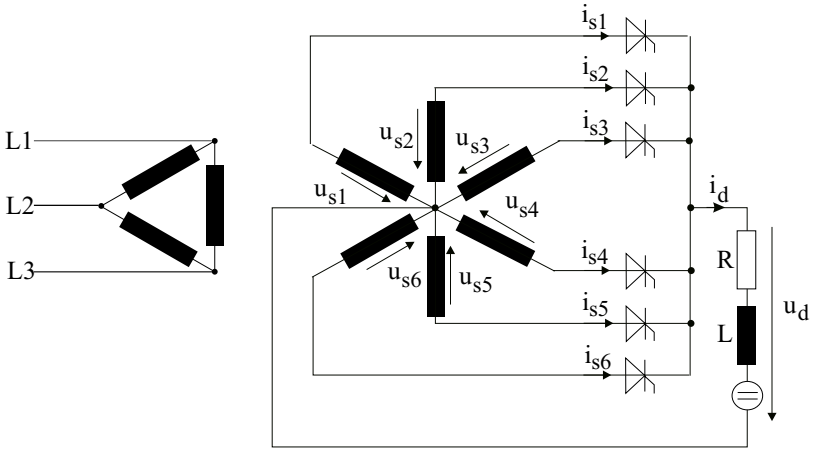


Abb. 2.61: *Sechspulsige Mittelpunktschaltung (M6)*

Die Gleichspannung ist bei der M6–Schaltung sechspulsig wie bei der B6–Brückenschaltung. Im Gegensatz zur B6–Schaltung ist hier jedoch immer nur ein Ventil stromführend; die Stromführungsdauer der einzelnen Ventile beträgt hier nur $\delta = 60°$ (im nichtlückenden Betrieb). Die Gleichspannung u_d folgt somit

entsprechend dem Zündwinkel α nacheinander den um 60° versetzten Phasenspannungen u_{s1} bis u_{s6}.
Die ideelle Gleichspannung bei Vollaussteuerung beträgt:

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s = 1,35 \cdot U_s \tag{2.225}$$

Die weiteren charakteristischen Daten können aus der Zusammenstellung in Abb. 2.48 entnommen werden.

Die M6–Schaltung hat früher für sechsanodige Quecksilberdampfgefäße häufig Anwendung gefunden. Mit der Einführung der Thyristoren hat sie wegen der ungünstigen Stromflußdauer der Thyristoren von nur 60° und des relativ aufwendigen Transformators keine Bedeutung mehr.

2.7.2 Zwölfpuls–Brückenschaltung

Bei der Dreiphasen–Brückenschaltung (B6) kann der Transformator außer in der Yy–Schaltung, die in Kap. 2.6.2 behandelt wurde, auch mit primärer oder sekundärer Dreieckschaltung ausgeführt werden. Dies kann dazu benutzt werden,

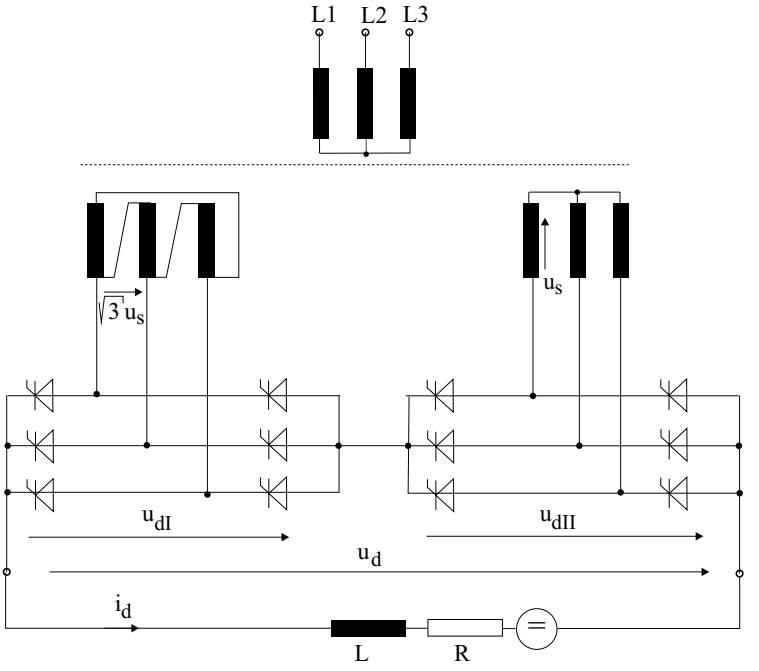


Abb. 2.62: *Zwölfpulsige Brückenschaltung B6.2S als Reihenschaltung von zwei B6–Brücken ($\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}}$)*

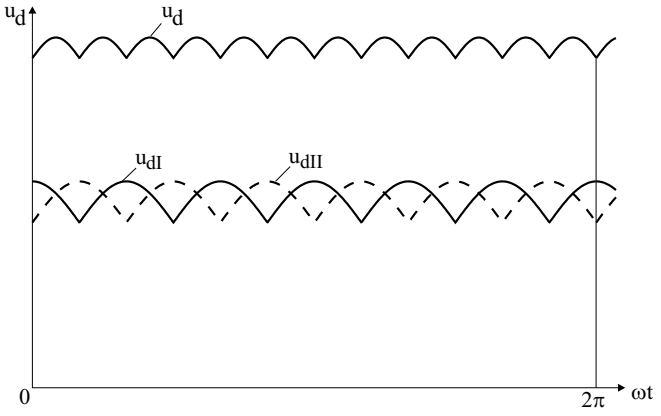


Abb. 2.63: *Spannung der zwölfpulsigen Brückenschaltung B6.2S bei Vollaussteuerung* ($\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}} = 0°$)

zwei Brückenschaltungen mit Spannungssystemen unterschiedlicher Phasenlage so zu verschalten, daß eine Gleichspannung mit erhöhter Pulszahl erreicht wird. So ergibt sich bei Speisung von zwei B6–Schaltungen durch einen Transformator mit zwei Sekundärwicklungen geeigneter Schaltgruppen (z.B. Yy6 und Yd5, d.h. 30° Phasenverschiebung der beiden sekundärseitigen Spannungssysteme) die Pulszahl $p = 12$. Dabei ist zwischen der Reihen- und der Parallelschaltung der beiden Brücken zu unterscheiden.

Bei der *Reihenschaltung* beider Brücken (Abb. 2.62) addieren sich die um 30° gegeneinander verschobenen Teilspannungen $u_{d\mathrm{I}}$ und $u_{d\mathrm{II}}$ zur *zwölfpulsigen* Gesamtspannung u_d (Zündwinkel $\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}}$).

Die Gleichspannung ergibt sich hier zu:

$$u_d \;=\; u_{d\mathrm{I}} \;+\; u_{d\mathrm{II}} \tag{2.226}$$

Der ideelle Mittelwert bei Vollaussteuerung ist somit:

$$U_{di0} \;=\; 2 \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \;=\; 4,68 \cdot U_s \tag{2.227}$$

Wegen $p = 12$ ist die Welligkeit bei $\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}} = 0°$ sehr gering:

$$w_{ud} \;=\; 0,0103 \tag{2.228}$$

Durch die Reihenschaltung wird somit die Ausgangsspannung verdoppelt; als Einsatzgebiet ergeben sich Anwendungen, die hohe Gleichspannungen erfordern.

Die Nachteile dieser Schaltung liegen in dem relativ hohen Transformatoraufwand und im kritischen Verhalten bei Überlast.

Normalerweise werden die Thyristoren und die Sicherungen der beiden Teilstromrichter auf die Nennspannung eines Teilstromrichters ausgelegt. Im Sicherungsfall können an den Thyristoren und den Sicherungen aufgrund der Reihenschaltung wesentlich höhere Spannungen auftreten als im Normalbetrieb, die entweder von den Sicherungen nicht mehr abgeschaltet werden oder zur Zerstörung der Thyristoren führen können. Eine sichere Dimensionierung erfordert somit die Auslegung der Thyristoren und Sicherungen auf etwa die doppelten Spannungswerte eines Teilstromrichters. Diese Auslegung ist häufig unwirtschaftlich.

2.7.3 Zwölfpuls–Saugdrosselschaltung

Wenn nicht hohe Spannungen gefordert werden, sondern hohe *Ströme*, ist die *Parallelschaltung* von zwei Stromrichtern günstig. Hierfür sind zwei prinzipiell verschiedene Varianten denkbar.

Zum einen können Teilstromrichter mit gleichphasigen versorgenden Spannungssystemen parallel geschaltet werden. Diese Schaltung wird in der Praxis nicht angewendet, da die Stromerhöhung auch durch direktes Parallelschalten der Ventile zu erreichen ist.

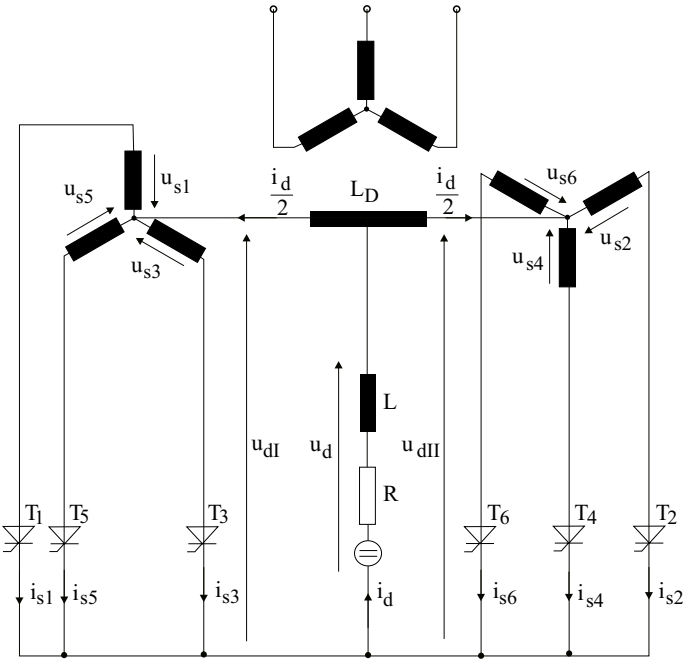


Abb. 2.64: *Sechspulsige Saugdrosselschaltung*

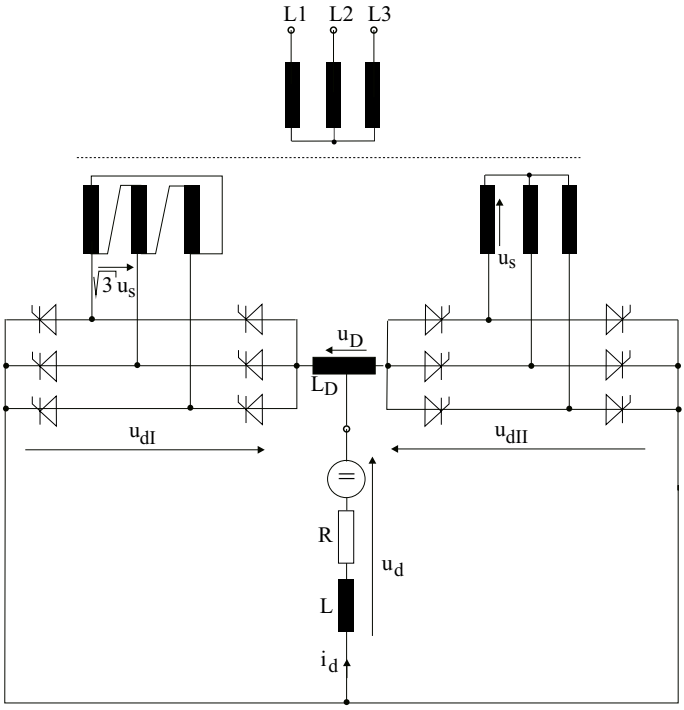


Abb. 2.65: *Zwölfpulsige Saugdrosselschaltung* ($\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}}$)

Zum anderen können die Teilstromrichter (wie schon bei der Reihenschaltung) von *in der Phase verschobenen* Spannungssystemen gespeist werden. Damit wird die Pulszahl verdoppelt und die Welligkeit verringert.

Nachteilig ist dabei, daß die Augenblickswerte der Gleichspannungen $u_{d\mathrm{I}}$ und $u_{d\,\mathrm{II}}$ der Teilstromrichter verschieden sind. Sollen sich die Teilstromrichter gegenseitig nur wenig beeinflussen, müssen sie durch eine Induktivität L_D entkoppelt werden. Dies soll zunächst am Beispiel einer *sechspulsigen Saugdrosselschaltung* in Abb. 2.64 gezeigt werden.

Aus Abb. 2.64 ist sofort zu erkennen, daß die Parallelarbeit der beiden Teilstromrichter keineswegs dadurch herbeigeführt werden kann, daß man die beiden Sternpunkte kurzschließt und mit der Last verbindet. Durch diese Maßnahme erhält man wieder die bereits bekannte sechspulsige Mittelpunktschaltung (M6) nach Abb. 2.61, bei der die Ventile zeitlich aufeinanderfolgend 60° el. lang den vollen Laststrom führen und nicht jeweils 120° el. lang den halben Laststrom, wie es bei der Parallelarbeit von zwei M3–Schaltungen erforderlich wäre. Für die Parallelarbeit der beiden Teilstromrichter ist daher die Drossel $\mathrm{L_D}$ mit der

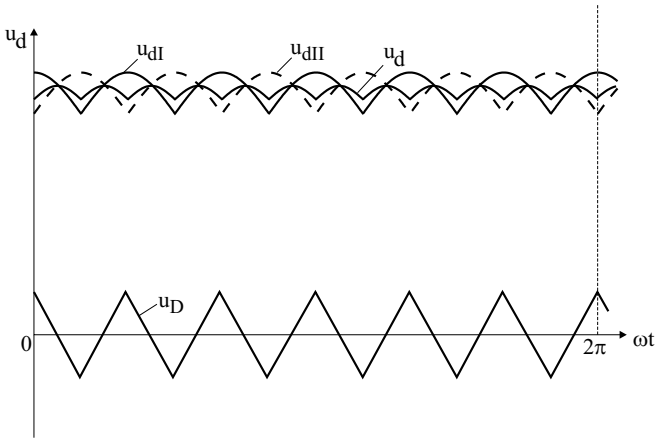


Abb. 2.66: *Spannungen der zwölfpulsigen Saugdrosselschaltung bei Vollaussteuerung* ($\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}} = 0°$)

Induktivität L_D notwendig, an deren Mittelanzapfung die Last angeschlossen ist. Wesentlich für die Funktion ist weiterhin nichtlückender Strom.

Die *zwölfpulsige Saugdrosselschaltung* nach Abb. 2.65 ergibt sich entsprechend aus der Parallelschaltung von zwei B6–Brücken, die von zwei um 30° phasenverschobenen Spannungssystemen gespeist werden (Zündwinkel $\alpha_{\mathrm{I}} = \alpha_{\mathrm{II}}$).

Aus Abb. 2.65 folgt die Spannungsgleichung:

$$u_{d\mathrm{I}} - u_D - u_{d\mathrm{II}} = 0 \tag{2.229}$$

Somit ist die Spannung an der Drossel $\mathrm{L_D}$:

$$u_D = u_{d\mathrm{I}} - u_{d\mathrm{II}} \tag{2.230}$$

Die Drossel $\mathrm{L_D}$ mit der Induktivität L_D übernimmt demnach die Differenz der Augenblickswerte der beiden Teilspannungen und hält sie vom Lastkreis fern. Sie wird daher als *Saugdrossel* bezeichnet. Die Drossel sorgt gleichzeitig dafür, daß der Laststrom I_d je zur Hälfte von beiden B6–Brücken übernommen wird.

Die Gleichspannung u_d an der Last ist dann:

$$u_d = u_{d\mathrm{I}} - \frac{u_D}{2} = \frac{1}{2} \cdot (u_{d\mathrm{I}} + u_{d\mathrm{II}}) \tag{2.231}$$

und somit gleich dem zwölfpulsigen Mittelwert der beiden Teilspannungen $u_{d\mathrm{I}}$ und $u_{d\mathrm{II}}$, wie in Abb. 2.66 dargestellt.

Damit ist das Grundprinzip der Saugdrosselschaltungen erläutert. Die speziellen Probleme von Saugdrosselschaltungen (z.B. bei kleinen bzw. lückenden Strömen) sollen hier nicht weiter behandelt werden, da diese Schaltungen nur noch in Sonderfällen verwendet werden.

2.8 Umkehrstromrichter

Bei den bisher behandelten Stromrichterschaltungen kann die Gleichspannung U_d über den Steuerwinkel α gesteuert werden. Durch die Umkehr des Vorzeichens der Gleichspannung ist Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb möglich (Quadrant I und IV in Abb. 2.67). Aufgrund der Ventilwirkung ist jedoch die Stromrichtung auf der Gleichstromseite vorgegeben.

Vor allem für *Antriebe mit Gleichstrommaschinen* wird häufig ein Vier–Quadrant–Betrieb gefordert, d.h. Strom und Spannung (und damit Drehmoment und Drehzahl der Gleichstrommaschine) müssen unabhängig voneinander eingestellt und umgekehrt werden können.

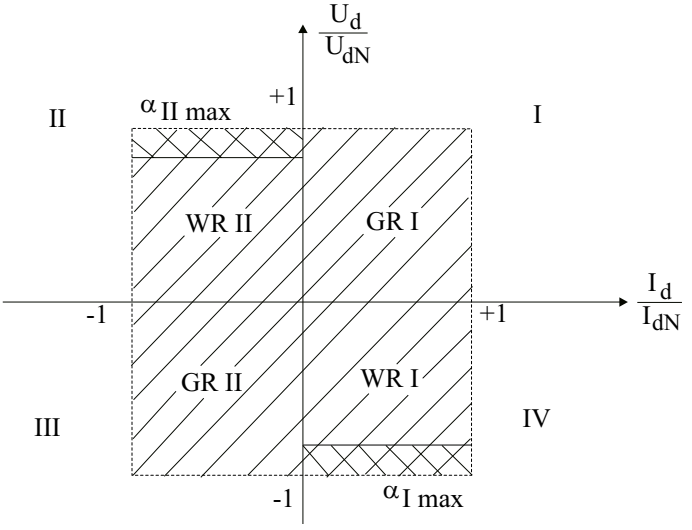


Abb. 2.67: *Stromrichter–Quadranten*

Eine Möglichkeit, diese Forderung zu erfüllen, ist der Einsatz eines Wendeschützes im Ankerkreis der Maschine. Da die Umschaltung stromlos erfolgen muß, dauert der Umkehrvorgang je nach Maschine zwischen 50 und 200 ms.

Eine andere Möglichkeit ist die Umkehrung des Erregerfeldes. Aufgrund der großen Induktivitäten im Erregerkreis kann die Umschaltung bis zu $1 \ldots 2$ s dauern, oder es müssen erhebliche Erhöhungen der maximalen Gleichspannung dimensioniert werden (siehe Band 1 dieser Buchreihe [54–56]).

Die strom- und drehmomentfreien Pausen und damit die gesamte Dauer der Drehmomentumkehr können wesentlich verkürzt werden, wenn Stromrichter die Schaltfunktion übernehmen. Da ein einzelner Stromrichter nur eine Stromrichtung zuläßt, sind dazu zwei Stromrichter erforderlich, die gegenparallel geschaltet

werden. Diese Schaltung wird als *Umkehrstromrichter* bezeichnet. Man unterscheidet zwei Typen von Umkehrstromrichtern:

1. Gegenparallelschaltung (kreisstromfrei),
2. Kreuzschaltung (mit Kreisstrom).

2.8.1 Kreisstromfreie Gegenparallelschaltung

Die Gegenparallelschaltung wird vorzugsweise mit Dreiphasen–Brückenschaltungen ausgeführt. Die beiden Teilstromrichter I und II können direkt zusammengeschaltet werden. Diese Schaltung wird *kreisstromfreier Umkehrstromrichter* genannt (Abb. 2.67).

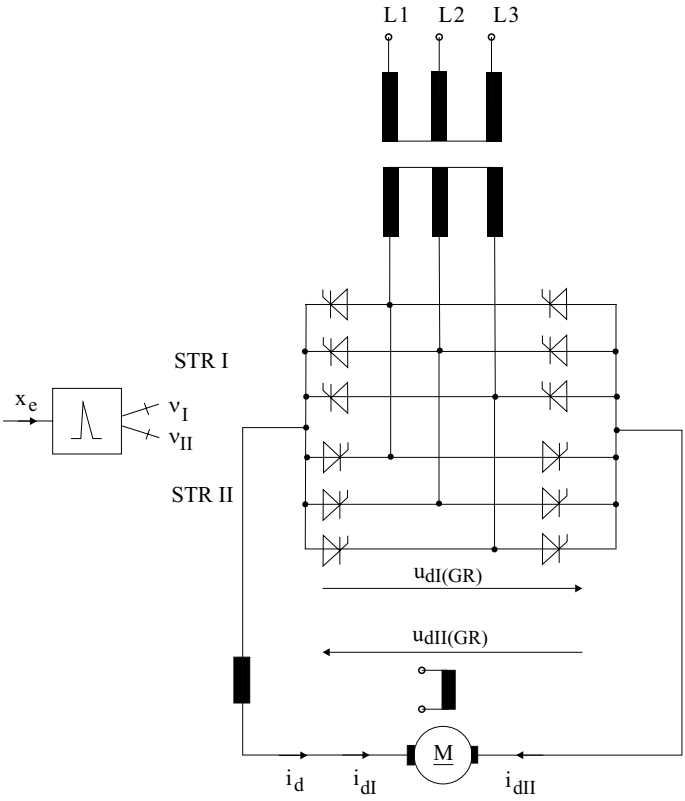
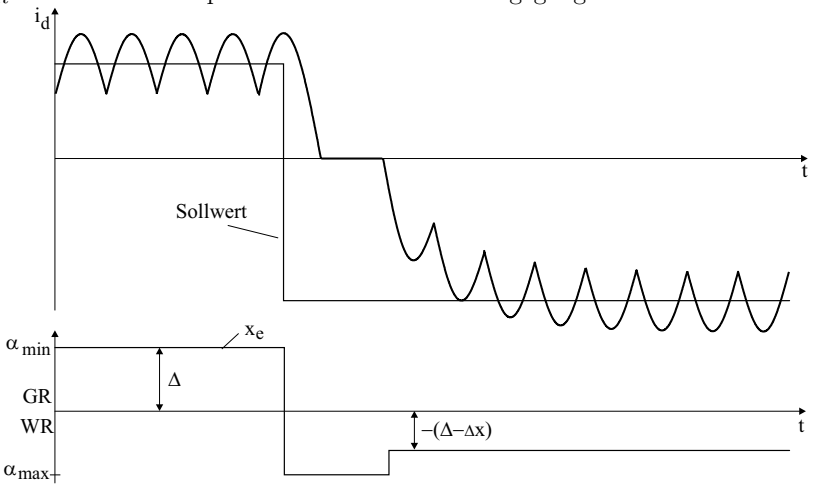


Abb. 2.68: *Umkehrstromrichter in kreisstromfreier Gegenparallelschaltung zur Speisung einer Gleichstrommaschine*

Bei dieser Schaltung erhält für positive Lastströme $i_d > 0$ nur der Stromrichter I Zündimpulse, während der Stromrichter II gesperrt ist, d.h. die Thyristoren

des Stromrichters STRII erhalten keine Zündimpulse. Bei negativer Stromrichtung $i_d < 0$ wird nur der Stromrichter II freigegeben.

Bei Stromumkehr wird zunächst der Strom i_d durch Steuerung des stromführenden Stromrichters an die Wechselrichtertrittgrenze $a_{WR} = 150°$ auf den Wert Null zurückgeführt. Wenn $i_d = 0$ ist, werden die Zündimpulse des bis dahin stromführenden Stromrichters gesperrt. Nach Ablauf der Freiwerdezeit des zuletzt leitenden Thyristorpaares und eines zusätzlichen Sicherheitsabstands von $1 \ldots 2\,ms$ können die Thyristoren des antiparallelen Stromrichters gezündet werden (Abb. 2.69); dabei wird aus Sicherheitsgründen ebenso von Steuerwinkeln $\alpha_{WR} = 150°$ beim antiparallelen Stromrichter ausgegangen.



(x_e = Stromrichter–Steuersignal)

Abb. 2.69: *Stromumkehr bei einem kreisstromfreien Umkehrstromrichter*

Durch diese Stromnullpause wird verhindert, daß es bei der Stromumkehr Zeiten gibt, in denen beide Stromrichterbrücken leitend sind und ein — unter Umständen sehr großer — Kreisstrom direkt zwischen den Ventilgruppen fließen würde.

Diese Umschaltung ist wesentlich schneller als die Umschaltung durch Wendeschütz oder Feldumkehr. Allerdings gibt es auch hier eine kurze stromlose Pause (häufig auf $3 \ldots 5\,ms$ eingestellt), in der die Last nicht vom Stromrichter geführt wird. Die Stromnullpause kann nahezu auf die Freiwerdezeit der Thyristoren verringert werden, wenn schnelle und genaue Stromnull–Erfassungen verwendet werden. Noch vorteilhafter ist es, die Blockierfähigkeit — z.B. per Hochfrequenzmessung — aller Thyristoren festzustellen, um danach sofort die nachfolgende Brücke freizugeben.

Für die Regelung des kreisstromfreien Umkehrstromrichters werden nur *ein Stromregler und ein Steuersatz* benötigt; die sechs Zündimpulsausgänge werden

auf die gerade stromführende Thyristorbrücke umgeschaltet. Für die Stromumkehr ist eine zusätzliche Steuerlogik und eine Stromnull–Erfassung erforderlich.

Zur Verbesserung der Dynamik sollte außer der Ausgangsspannung des Stromreglers zusätzlich die Gegenspannung der Maschine als Vorsteuerung der Steuerspannung des Stromrichter–Stellglieds genutzt werden. Ohne Vorsteuerung muß bei Stromumkehr der Stromregler nach der Stromnullpause an der Wechselrichtertrittgrenze freigegeben werden; dies verzögert vor allem bei einem Wechsel vom Wechselrichter- in den Gleichrichterbetrieb den Aufbau des Stroms.

Nachteilig (im Vergleich zur kreisstrombehafteten Schaltung) ist, daß bei kleineren Strömen Lückbetrieb auftritt (vergl. Kap. 2.1.4). Da sich im Lückbetrieb die Struktur und die Parameter des Stromregelkreises ändern, sind für den Lückbereich eine Lückstrom–Erkennung und ein adaptiver Stromregler vorzusehen (zur Lückgrenze siehe Kap. 2.1.3 und 2.1.4 und Band 2 dieser Buchreihe [57–59]).

Wegen seines einfachen und preiswerten Aufbaus ist der kreisstromfreie Umkehrstromrichter die heute übliche Standardlösung.

2.8.2 Kreisstrombehaftete Kreuzschaltung

Eine Stromumkehr ohne Strompause erhält man mit der *kreisstrombehafteten Kreuzschaltung* (Abb. 2.70). Bei dieser Schaltung werden die beiden gegenparallel arbeitenden Teilstromrichter I und II an getrennte Sekundärwicklungen eines zwingend notwendigen Stromrichter–Transformators angeschlossen; die beiden Stromrichter werden über zwei Kreisstromdrosseln L_{Kr} entkoppelt.

Bei dieser Schaltung werden *immer beide* Teilstromrichter I und II so angesteuert, daß ihre mittleren Gleichspannungen U_d gleich groß sind. Dies bedeutet, daß jeweils der eine Stromrichter im Gleichrichter- und der andere im Wechselrichterbetrieb arbeitet.

Je nach Betriebszustand der Maschine wird der Laststrom I_L nur von einem Stromrichter geliefert, während der andere Stromrichter in Bereitschaft mitgeführt wird. Bei Laststromumkehr kann dieser dann den Laststrom sofort übernehmen.

Aus der Gleichheit der beiden Gleichspannungsmittelwerte

$$|U_{d\,\mathrm{I}}| \;=\; |U_{d\,\mathrm{II}}| \tag{2.232}$$

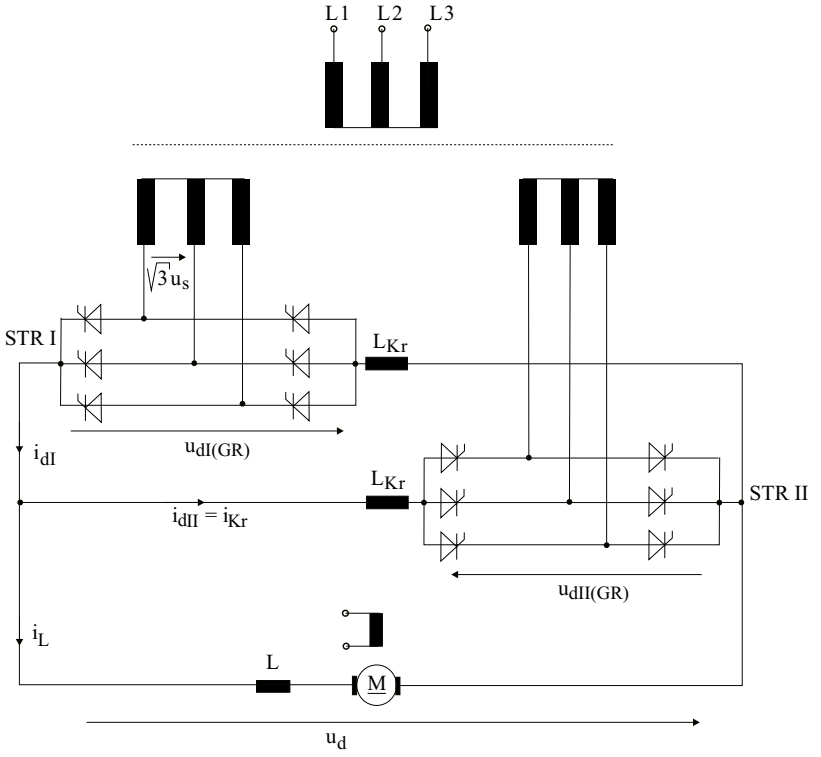


Abb. 2.70: *Umkehrstromrichter in kreisstrombehafteter Kreuzschaltung (Beispiel: $i_L > 0$, d.h. $i_{d\mathrm{I}} = i_L + i_{Kr}$; $i_{d\mathrm{II}} = i_{Kr}$)*

ergibt sich die folgende Bedingung für die Ansteuerwinkel:

$$\cos \alpha_{\mathrm{I}} \;=\; -\cos \alpha_{\mathrm{II}} \tag{2.233}$$

$$\text{bzw.} \qquad \alpha_{\mathrm{I}} + \alpha_{\mathrm{II}} \;=\; 180^\circ \tag{2.234}$$

Durch die Wechselrichtertrittgrenze von $\alpha_{max} = \alpha_{WR} \approx 150^\circ$ ergibt sich dabei für den Gleichrichterbetrieb eine entsprechende Begrenzung des Steuerwinkels auf $\alpha_{min} \approx 30^\circ$.

Die Steuerbedingung $\alpha_{\mathrm{I}} + \alpha_{\mathrm{II}} = 180^\circ$ bedeutet zwar gleiche Mittelwerte der beiden Gleichspannungen $U_{d\mathrm{I}}$ und $U_{d\mathrm{II}}$; ihre Augenblickswerte $u_{d\mathrm{I}}(\mathrm{t})$ und $u_{d\mathrm{II}}(\mathrm{t})$ sind jedoch verschieden, da die Spannungsverläufe im Gleichrichter- und im Wechselrichterbetrieb verschieden sind. Die auftretende Differenzspannung

$$\Delta u \;=\; u_{d\mathrm{I}} - u_{d\mathrm{II}} \tag{2.235}$$

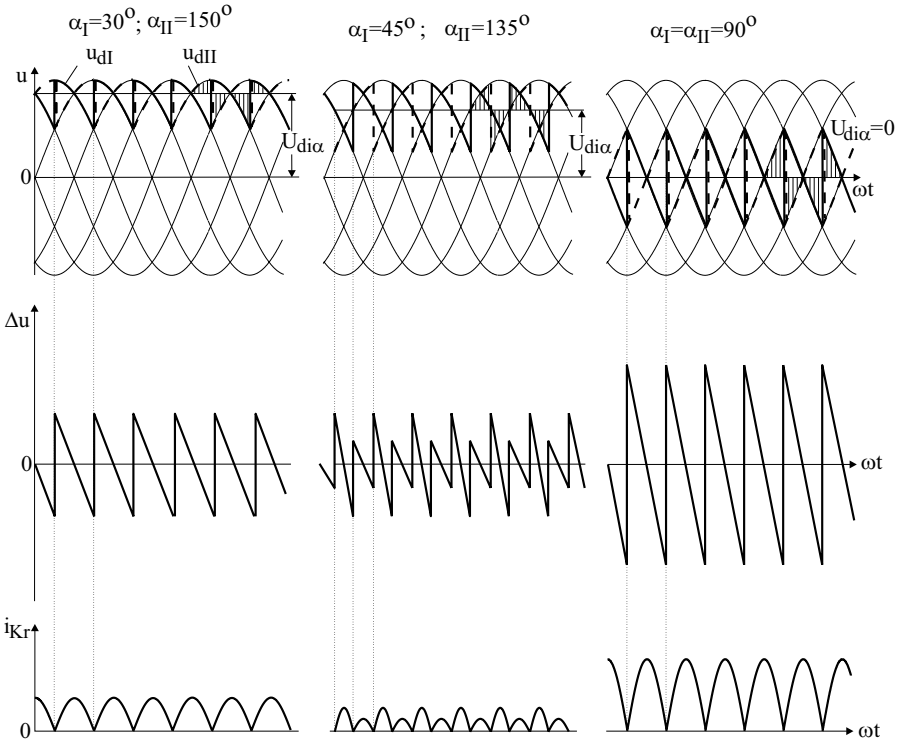


Abb. 2.71: *Spannungen und ungeregelter Kreisstrom i_{Kr} beim Umkehrstromrichter in Kreuzschaltung*

bewirkt einen Kreisstrom i_{Kr} in den beiden Teilstromrichtern, der durch die beiden Kreisstromdrosseln L_{Kr} begrenzt werden muß:

$$i_{Kr} = \frac{1}{2 \cdot L_{Kr}} \cdot \int \Delta u \cdot dt \tag{2.236}$$

Abbildung 2.71 zeigt die Spannungsverläufe bei drei verschiedenen Steuerwinkeln und den Kreisstrom i_{Kr}, der sich dabei ergibt. Im gesteuerten Betrieb sind die Differenzspannung Δu und der Kreisstrom i_{Kr} bei $\alpha = 90°$ am größten.

Bei der Betriebsart $\alpha_{II} = 180° - \alpha_I$ ist die Kreisspannung Δu eine reine Wechselspannung.

Wenn $\alpha_{II} < 180° - \alpha_I$ ist, enthält die Kreisspannung Δu eine Gleichspannungskomponente, die im Kreisstrom eine Gleichstromkomponente bewirkt, die nur durch die ohmschen Spannungsabfälle im Kreisstromweg begrenzt wird.

Bei Betrieb mit $\alpha_{II} > 180° - \alpha_I$ ist die mittlere Wechselrichterspannung größer als die Gleichrichterspannung. Wegen der Ventilwirkung kann sich ein Gleichstromanteil dieser Polarität im Kreisstrom nicht ausbilden.

Der Umkehrstromrichter wird also so betrieben, daß jeweils in einem Stromrichter der Kreisstrom zusätzlich zum Laststrom fließt, während der andere

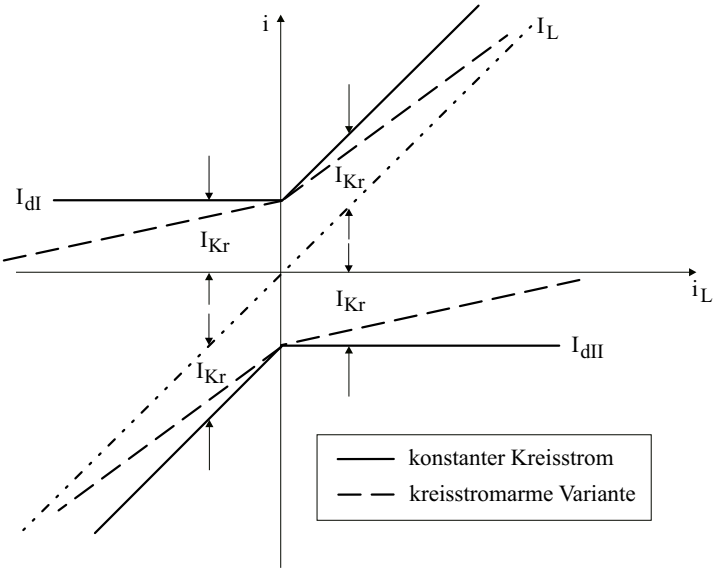


Abb. 2.72: *Führung der Ströme beim Umkehrstromrichter mit Kreisstrom*

Stromrichter nur den Kreisstrom führt. Um die Probleme des lückenden Betriebs zu umgehen, wird der Kreisstrom so gesteuert, daß ein zusätzlicher Gleichanteil entsteht; der Kreisstrom wird so groß gewählt, daß auch bei Laststrom Null die Lückgrenze nicht unterschritten wird.

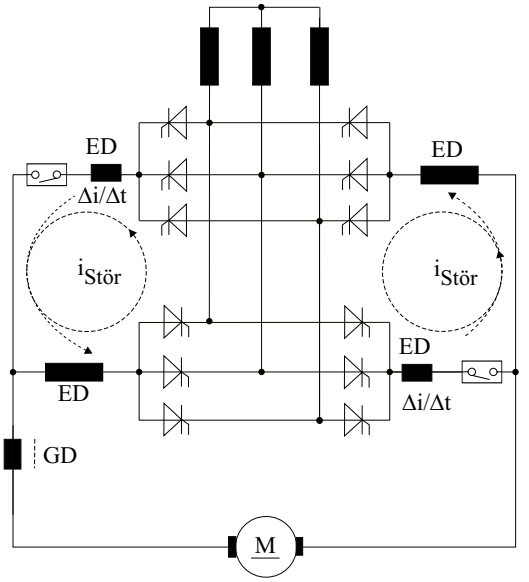
Jedem Stromrichter wird ein Stromregler zugeordnet, wobei der eine als Sollwert den Kreisstrom, der andere als Sollwert die Summe aus Laststrom und Kreisstrom erhält (Abb. 2.72). Bei großen Werten des Laststroms kann der Kreisstrom vermindert oder ganz unterdrückt werden, da es zur Vermeidung des lückenden Betriebs genügt, wenn der Kreisstrom bei kleinen Lastströmen fließt. Daher wird häufig der Kreisstromsollwert entsprechend lastabhängig geführt (*kreisstromarme Umkehrstromrichter*).

Eine stromlose Pause tritt bei dieser Schaltung nicht mehr auf. Die Dynamik der Stromregelung bleibt auch bei Stromumkehr voll erhalten.

Nachteilig bei dieser Lösung ist der beträchtliche Mehraufwand gegenüber der kreisstromfreien Schaltung. Außer den zusätzlich erforderlichen Kreisstromdrosseln und den getrennten Trafo–Sekundärwicklungen müssen Steuersätze und Stromregler zweifach vorhanden sein.

Nachteilig beim Betrieb ist ferner der durch den Kreisstrom hervorgerufene zusätzliche Blindleistungsbedarf.

Von Nachteil ist außerdem, daß immer einer der Stromrichter sich im Wechselrichterbetrieb befindet und damit — insbesondere bei Netzspannungseinbrüchen — Wechselrichterkippen auftreten kann.



GD = Drossel
ED = Entkopplungsdrossel
Δi/Δt = Stromanstiegs–Begrenzungsdrossel

Abb. 2.73: *Kreisstromfreier Umkehrstromrichter mit zwei Gleichstromschaltern*

2.8.3 H–Schaltung

Bei den bisherigen Darstellungen war der Schwerpunkt die prinzipielle Funktion der jeweiligen Schaltung. Um die Grundidee der H–Schaltung zu verstehen, sollen nun die Vorteile und die Schwächen der Umkehrstromrichter bezüglich der Betriebssicherheit gegenübergestellt werden.

a) Kreisstromfreier Umkehrstromrichter:

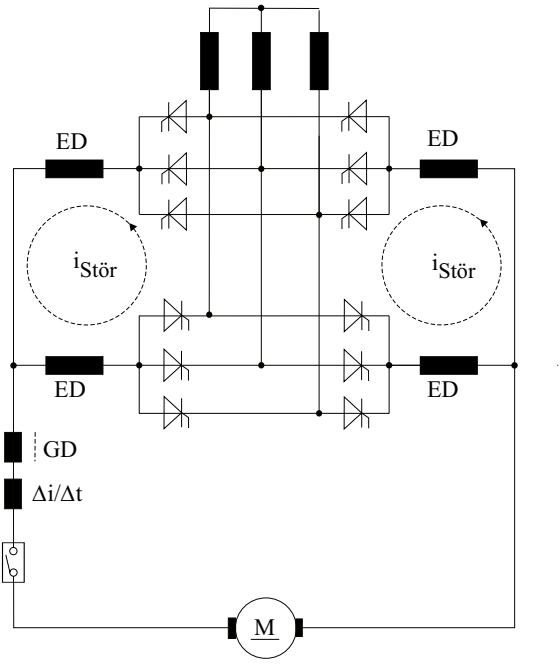
(Gegenparallelschaltung nach Kap. 2.8.1; Abb. 2.73 und 2.74)

Vorteile:

Direkter Netzanschluß über Kommutierungsdrosseln oder über einen Transformator möglich, beste Trafoausnutzung, Typenleistung $S_T = 1,05 \cdot P_{di0}$.

Nachteile:

Es sind zwei Gleichstromschalter (sehr teuer) und je eine Drossel pro Gleichstromschalter notwendig, um die Selektivität zwischen den Schaltern und den



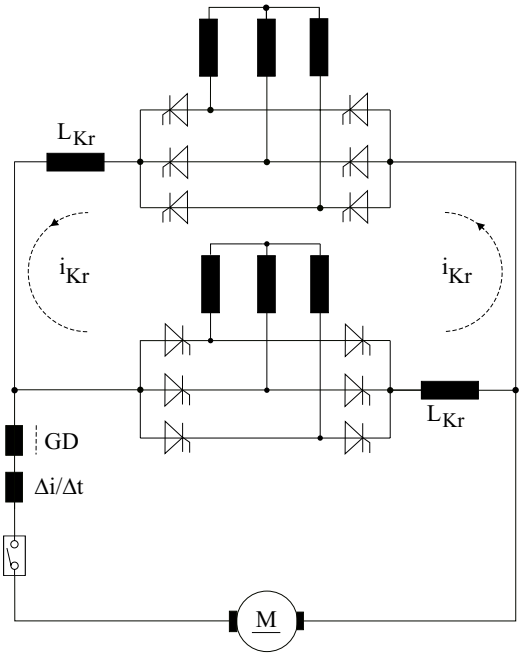
GD = Drossel
ED = Entkopplungsdrossel
Δi/Δt = Stromanstiegs–Begrenzungsdrossel

Abb. 2.74: *Kreisstromfreier Umkehrstromrichter mit einem Gleichstromschalter*

Sicherungen der Thyristoren zu erzielen (Abb. 2.73). Diese Aussage ist insbesondere immer dann zu beachten, wenn die beiden Stromrichter hinsichtlich der Strombelastung asymmetrisch ausgelegt sind. Nachteilig ist auch, daß die Ventile der nicht stromführenden Brücke mit dem positiven du/dt der stromführenden Brücke jeweils nach der Kommutierung beansprucht werden und damit die Gefahr der Durchzündung besteht.

Bei Fehlsteuerung der gegenparallelen Brücken können sich die eingezeichneten unerwünschten Fehlerströme $i_{Stör}$ ausbilden, die durch zusätzliche Entkopplungsdrosseln ED begrenzt werden müssen.

Abbildung 2.74 zeigt eine kreisstromfreie Schaltungsvariante mit nur einem Gleichstromschalter (sehr teuer).



L_{Kr} = Kreisstromdrossel
GD = Drossel
$\Delta i/\Delta t$ = Stromanstiegs–Begrenzungsdrossel

Abb. 2.75: *Kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter (Kreuzschaltung)*

b) Kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter:

(Kreuzschaltung nach Kap. 2.8.2; Abb. 2.75)

Vorteile:

Diese Variante (Abb. 2.75) kann kreisstrombehaftet (kleiner Laststrom), kreisstromarm und kreisstromfrei (großer Laststrom) betrieben werden. Es gibt keine Stromnullpause. Der Kreisstrom kann mit einem Proportionalregler geregelt werden; in diesem Fall müssen die beiden Transformator–Sekundärwicklungen nicht entkoppelt werden. Die Kreisspannung ist stationär sechspulsig.

Nachteile:

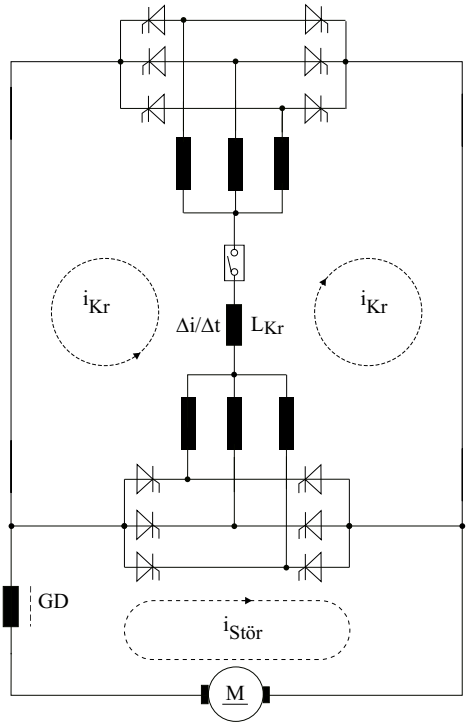
Hoher Transformatoraufwand, da zwei getrennte Transformator–Sekundärwicklungen notwendig sind; Typenleistung $S_T = (1,26 \ldots 1,5) \cdot P_{di0}$ (Faktor 1,26 bei getrennten Primär- und Sekundärwicklungen, Faktor 1,5 bei nur zwei getrennten Sekundärwicklungen); zwei Kreisstromdrosseln L_{Kr} notwendig; zwei getrennte Steuersätze und Impulserzeuger sowie Kreisstrom–Steuerung oder –Regelung notwendig; zusätzliche Blindleistungsanteile im Netz, bedingt durch den Kreis-

strom; eventuell zusätzliche Ventilbelastung durch den Kreisstrom; Gefahr des Wechselrichterkippens bei Netzspannungseinbrüchen; im Störungsfall kein selektives Abschalten der kreisstromführenden Stromrichter.

Statt der Variante mit nur einem Gleichstrom–Schnellschalter (Abb. 2.75) kann auch eine Variante mit zwei di/dt–Begrenzungsdrosseln und zwei Gleichstrom–Schnellschaltern verwendet werden. Der erhebliche Aufwand ist insbesondere dann in Betracht zu ziehen, wenn eine unsymmetrische Stromrichterauslegung erfolgte und Selektivität gefordert wird.

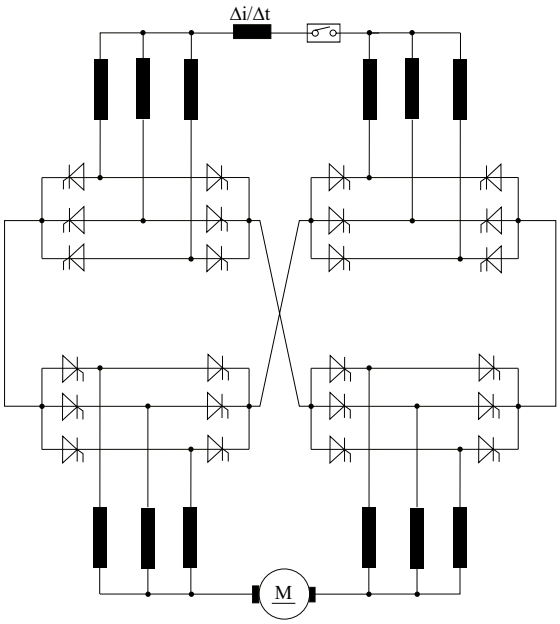
c) H–Schaltung:

Die grundlegende Idee der H–Schaltung ist, daß beispielsweise die obere linke Seite des ersten Stromrichters nur mit der unteren rechten Seite des zweiten Stromrichters — und umgekehrt für die andere Laststromrichtung — zusammen betrieben werden (Abb. 2.76). Durch den topologischen Aufbau bedingt, fließt



L_{Kr}	=	Kreisstromdrossel
GD	=	Drossel
$\Delta i/\Delta t$	=	Stromanstiegs–Begrenzungsdrossel

Abb. 2.76: *Sechspulsige H–Schaltung*



Δi/Δt = Stromanstiegs–Begrenzungsdrossel

Abb. 2.77: *Zwölfpulsige H–Schaltung*

der Gleichstrom im Schnellschalter immer nur in einer Richtung. Es ist außerdem nur eine di/dt–Begrenzungsdrossel (Luftdrossel) notwendig, um die Selektivität zwischen Schalter und Sicherung zu erreichen.

Bei fehlerhaften Zündungen der Stromrichterventile können sich Kreisströme ausbilden, die aber durch die di/dt–Begrenzungsdrossel und den Gleichstrom–Schnellschalter begrenzt werden. Durch die di/dt–Begrenzungsdrossel wird auch das positive du/dt der nicht stromführenden Ventilgruppen begrenzt.

Insgesamt ist somit festzustellen, daß bei der H–Schaltung eine sehr hohe Betriebssicherheit erreichbar ist. Nachteilig ist die ungünstige Trafotypenleistung von $S_T = 1,26 \cdot P_{di0}$.

Eine Erweiterung der sechspulsigen Schaltung zu einer zwölfpulsigen Schaltung zeigt Abb. 2.77. Mit dieser Schaltung ist auch die blindleistungssparende Zu- und Gegenschaltung realisierbar (vergl. Kap. 2.9.3).

2.9 Blindleistungssparende Schaltungen

Bei den bisher besprochenen vollgesteuerten Mittelpunkt- und Brückenschaltungen ist der Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$ und der Leistungsfaktor λ proportional dem Aussteuerungsgrad $U_{di\alpha}/U_{di0}$. Hieraus folgt ein im Teillastbereich stark herabgesetzter Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$ und Leistungsfaktor λ. Da der Hauptanteil der den Leistungsfaktor bestimmenden Blindleistung durch die *Verschiebungs–Blindleistung* gegeben ist, ist deren Verringerung anzustreben.

Hierfür gibt es mehrere Möglichkeiten, die im Folgenden besprochen werden sollen:

1. Schaltungen mit Freilaufdiode,
2. halbgesteuerte Brückenschaltungen,
3. Zu- und Gegenschaltung von Teilstromrichtern,
4. Folgesteuerung von Teilstromrichtern,
5. löschbare unsymmetrische Brückenschaltungen.

Der Vorteil verringerter Blindleistung wird allerdings im allgemeinen dadurch erkauft, daß diese Schaltungen keine negativen Ausgangsspannungen u_d und somit *keinen Wechselrichterbetrieb* zulassen, d.h. es ist nur *Ein–Quadrant–Betrieb* möglich.

Um den Leistungsfaktor λ der verschiedenen Schaltungen vergleichen zu können, werden den Berechnungen die folgenden Annahmen zugrunde gelegt:

- ideale Glättung des Gleichstroms $i_d = I_d = \text{konst.}$,
- verlustfreier Transformator und Stromrichter,
- Transformator–Übersetzung $\ddot{u}_T = U_N/U_s$,
- Vernachlässigung der Kommutierung,
- Vernachlässigung der Wechselrichtertrittgrenze,
- sinusförmige Wechselspannungen.

Unter diesen Voraussetzungen lassen sich die Wirkleistung $P_d = P_{N(1)}$ und die Scheinleistung S_N berechnen:

$$P_d = U_{di\alpha} \cdot I_d = P_{N(1)} = m \cdot U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos\varphi_1 \tag{2.237}$$

$$S_N = m \cdot U_N \cdot I_N \tag{2.238}$$

mit:
$I_{N(1)}$ = Effektivwert der Netzstrom–Grundschwingung
I_N = Effektivwert des Netzstroms
m = Phasenzahl des Netzes ($m = 1$ oder $m = 3$)

Somit gilt für den Leistungsfaktor λ:

$$\lambda \;=\; \frac{P_{N(1)}}{S_N} \;=\; \frac{U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos\varphi_1}{U_N \cdot I_N} \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \cdot \cos\varphi_1 \;=\; g_i \cdot \cos\varphi_1 \qquad (2.239)$$

Bei den bisher betrachteten *vollgesteuerten* Schaltungen galt:

$$\cos\varphi_1 \;=\; \cos\alpha \;=\; \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \qquad (2.240)$$

und für den Grundschwingungsgehalt g_i des Netzstroms i_N:

$$g_i \;=\; \frac{I_{N(1)}}{I_N} \;=\; \text{konst.} \qquad \text{(unabhängig von } \alpha) \qquad (2.241)$$

Beispiel: B2–Schaltung: $g_i \;=\; \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \;=\; 0{,}90$

B6–Schaltung: $g_i \;=\; \frac{3}{\pi} \;=\; 0{,}95$

Somit gilt für den Leistungsfaktor

$$\lambda \;=\; g_i \cdot \cos\alpha \qquad (2.242)$$

und für die netzseitige Scheinleistung

$$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} \;=\; \frac{1}{g_i} \;=\; \text{konst.} \qquad (2.243)$$

Diese Gleichung zeigt nochmals die bereits bekannte Tatsache, daß aufgrund der Verzerrungs–Blindleistung D_N ein Leistungsfaktor $\lambda = 1$ auch bei Vollaussteuerung ($\cos\alpha = 1$) nicht zu erreichen ist.

Allgemein läßt sich λ ermitteln aus:

$$\lambda(\alpha) \;=\; \frac{P_d}{S_N} \;=\; \frac{U_{di\alpha}}{m \cdot U_N} \cdot \frac{I_d}{I_N} \qquad (2.244)$$

Zur Ermittlung des Leistungsfaktors λ ist somit zu berechnen:

a) $U_{di\alpha} \;=\; f\,(\alpha, U_N)$ (Steuerkennlinie)

b) $I_N \;=\; f\,(\alpha, I_d)$ (Strom–Effektivwert)

Die Effektivwerte des Netzstroms I_N bzw. des Strangstroms I_s lassen sich einfach berechnen, da diese bei ideal geglättetem Gleichstrom I_d aus rechteckförmigen Stromblöcken bestehen.

$$I_s \;=\; \ddot{u}_T \cdot I_N \;=\; \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_s^2\,(t) \cdot d\omega_N t} \;=\; I_d \cdot \sqrt{\frac{\delta_{is}}{\pi}} \qquad (2.245)$$

(mit δ_{is} = Länge des positiven bzw. negativen Stromblocks des Strangstroms i_s)

2.9.1 Schaltungen mit Freilaufdiode

Bei Verbrauchern mit großer Lastinduktivität, d.h. gut geglättetem Gleichstrom, sind Mittelpunkt- bzw. Brückenschaltungen mit *Freilaufdiode* D_F einsetzbar. Die Wirkung der Freilaufdiode besteht darin, bei jedem Nulldurchgang der Ausgangsspannung u_d des Stromrichters den durch die Lastinduktivität aufrechterhaltenen Gleichstrom I_d zu übernehmen. Dabei wird der Stromrichter gleichstromseitig kurzgeschlossen und das speisende Netz ab der Stromübernahme durch die Freilaufdiode D_F vom Strom entlastet, dies verringert die Blindleistung Q_N und verbessert somit den Leistungsfaktor λ.

Am Beispiel der *Drehstrom–Brückenschaltung mit Freilaufdiode* (Kennzeichen B6F) soll die Funktion gezeigt werden (Abb. 2.78).

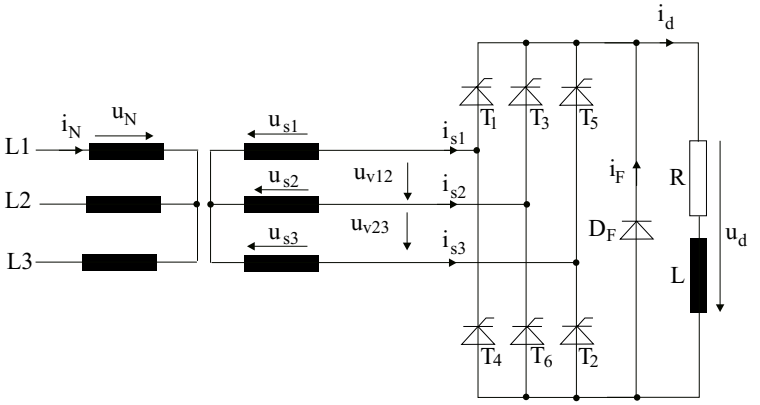


Abb. 2.78: *Drehstrom–Brückenschaltung mit Freilaufdiode (B6F)*

Die zugehörigen Strom- und Spannungsverläufe sind in Abb. 2.79 dargestellt. Wie bekannt, können für Steuerwinkel $\alpha \leq 60°$ keine negativen Augenblickswerte der Gleichspannung u_d auftreten; somit ist die Freilaufdiode in diesem Bereich unwirksam.

Im Bereich $\alpha \geq 60°$ übernimmt die Freilaufdiode D_F den Laststrom I_d vom Nulldurchgang der Spannung u_d an bis zur nächsten Zündung (Abb. 2.79). Aus dem Zeitverlauf der Gleichspannung $u_d(t)$ ist außerdem zu erkennen, daß der Steuerbereich bei $\alpha = 120°$ endet, da hier der Zündzeitpunkt bei $u_d(t) = 0$ liegt; somit ist $U_{di\alpha} = 0$ für $\alpha \geq 120°$.

Der maximale ideelle Gleichspannungsmittelwert U_{di0} ergibt sich wie bei der B6–Schaltung zu:

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \tag{2.246}$$

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ für den Bereich $0° \leq \alpha \leq 60°$ läßt sich

nach der bekannten Formel berechnen ($p = 6$):

$$U_{di\alpha} = \hat{U}_v \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{p}+\alpha}^{+\frac{\pi}{p}+\alpha} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{+\frac{\pi}{6}+\alpha} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \cdot \cos\alpha = U_{di0} \cdot \cos\alpha \qquad (2.247)$$

Den Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ für den Bereich $60° \leq \alpha \leq 120°$ erhält man entsprechend, wenn als Obergrenze des Integrals nun $\pi/2$ anstelle von $(\pi/6 + \alpha)$ eingesetzt wird (vergl. Abb. 2.79):

$$U_{di\alpha} = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right] = U_{di0} \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right] \qquad (2.248)$$

Somit ergibt sich eine Steuerkennlinie mit drei Bereichen:

Bereich I $(0° \leq \alpha \leq 60°)$: $\dfrac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \cos\alpha$

Bereich II $(60° \leq \alpha \leq 120°)$: $\dfrac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = 1 + \cos\left(\alpha + \dfrac{\pi}{3}\right)$

Bereich III $(120° \leq \alpha \leq 180°)$: $\dfrac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = 0$

In Abb. 2.80 sind zum Vergleich die Steuerkennlinien der B6– und der B6F–Schaltung dargestellt.

Aus Abb. 2.79 und den angegebenen Formeln erhält man die in Tabelle 2.2 zusammengestellten Beziehungen für die B6F–Schaltung.

In Abb. 2.81 sind die Leistungsfaktoren λ der B6– und der B6F–Schaltung abhängig von der Aussteuerung $U_{di\alpha}/U_{di0}$ gegenübergestellt (für $U_{di\alpha} \geq 0$). Es zeigt sich, daß die Verbesserung des Leistungsfaktors relativ gering und auf den Teilsteuerbereich $\alpha > 60°$ bzw. $U_{di\alpha}/U_{di0} < 0{,}5$ beschränkt ist. Dies zeigt sich auch im Diagramm für die Verschiebungs–Blindleistung $Q_{N(1)}$ (Abb. 2.82).

Für die B6F–Schaltung mit Freilaufdiode spricht die im Vergleich zur B6–Schaltung verringerte Spannungswelligkeit im Bereich kleiner Aussteuerung. Die Freilaufdiode wirkt zusätzlich als Schutz gegen Schaltüberspannungen im Gleichstromkreis.

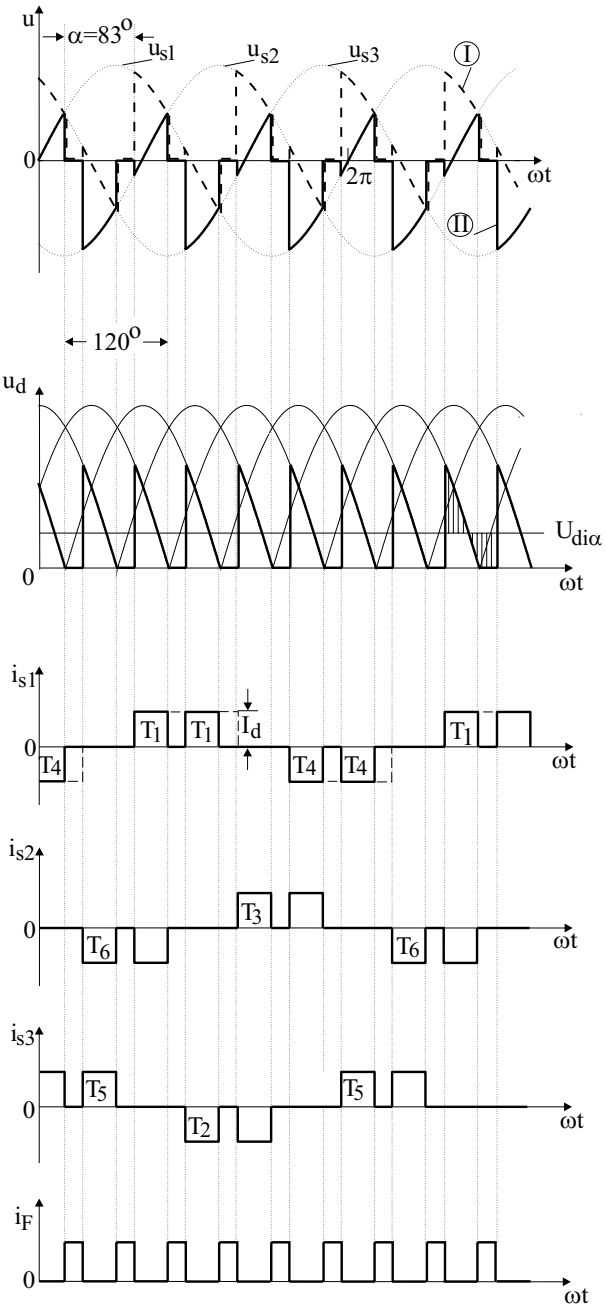


Abb. 2.79: *Spannungen und Ströme bei der B6F–Schaltung (Freilaufwirkung im Bereich $\alpha > 60°$)*

Tabelle 2.2: *Beziehungen für die B6F–Schaltung*

	Bereich I (wie B6) $0° \le \alpha \le 60°$	Bereich II $60° \le \alpha \le 120°$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\cos\alpha$ $(= 1 \ldots 0,5)$	$1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$ $(= 0,5 \ldots 0)$
$\delta_{is} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$2 \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$
$\frac{I_s}{I_d} = \ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{2\pi - 3\alpha}{\pi}}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}\right)$
$g_i =$	$\frac{3}{\pi}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2\pi - 3\alpha}} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}\right)$
$\lambda =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2\pi - 3\alpha}}$
$\varphi_1 =$	α	$\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\alpha$	$1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\sin\alpha$	$\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	1	$2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{2\pi - 3\alpha}{\pi}}$

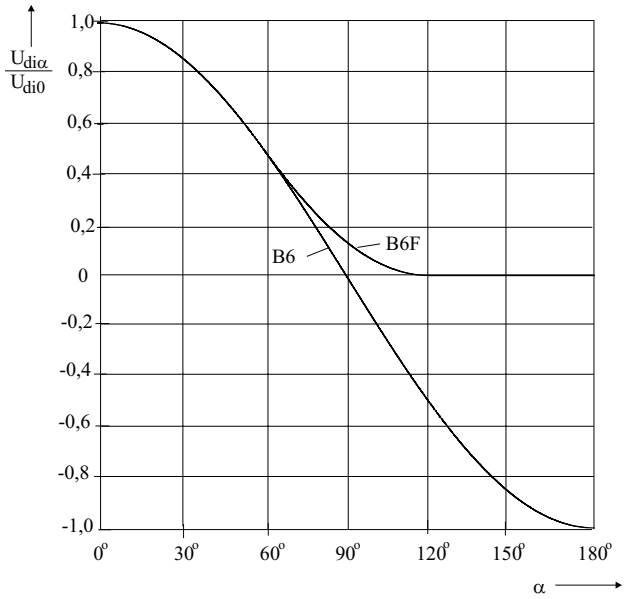


Abb. 2.80: *Steuerkennlinien der B6– und der B6F–Schaltung*

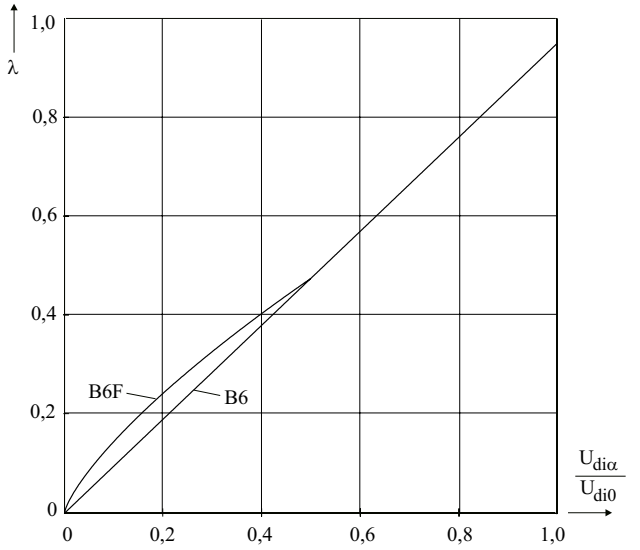


Abb. 2.81: *Leistungsfaktor λ der B6– und der B6F–Schaltung*

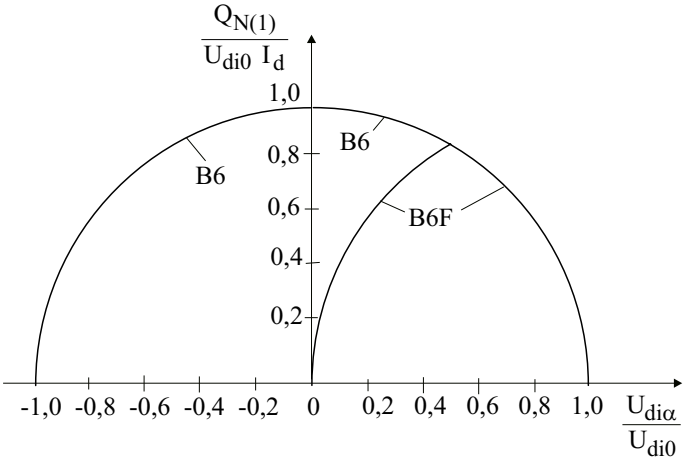


Abb. 2.82: *Verschiebungs–Blindleistungs–Diagramm (B6, B6F)*

2.9.2 Halbgesteuerte Sechspuls–Brückenschaltung (B6H–Schaltung)

Bei Stromrichter–Brückenschaltungen sind stets zwei stromführende Ventile in Reihe geschaltet; daher reicht es zur Steuerung der positiven Gleichspannung aus, wenn *eine* dieser zwei Ventilgruppen steuerbar ist. Bei solchen Brückenschaltungen werden, wie in Abb. 2.83 dargestellt, die Ventile einer Brückenhälf-

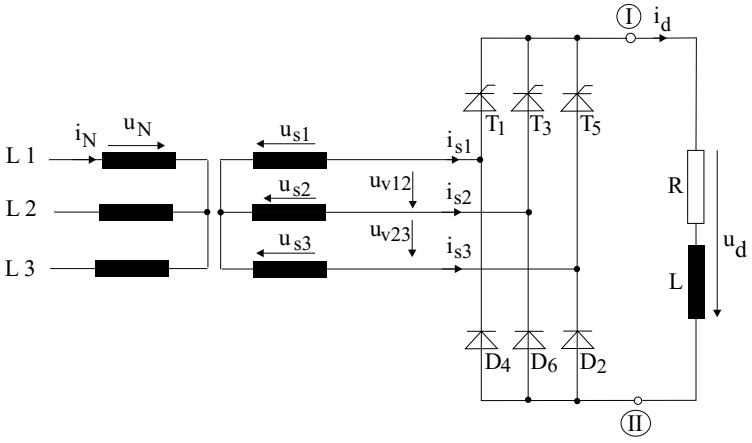


Abb. 2.83: *Halbgesteuerte sechspulsige Brückenschaltung (B6H)*

te (Mittelpunktschaltung) als Thyristoren und die der anderen Brückenhälfte als Dioden ausgeführt. Im Gegensatz zu den bisher behandelten *vollgesteuerten* Brückenschaltungen bezeichnet man derartige Schaltungen als *halbgesteuert* (Kennzeichen B2H bzw. B6H).

Zunächst soll die in Abb. 2.83 dargestellte *halbgesteuerte sechspulsige Brückenschaltung* B6H betrachtet werden. Die zugehörigen Zeitverläufe der Spannungen und Ströme sind in Abb. 2.85 dargestellt. Der Steuerwinkel $\alpha = 45°$ wurde als Beispiel für den Steuerbereich $\alpha < 60°$ gewählt, der Steuerwinkel $\alpha = 90°$ als Beispiel für den Steuerbereich $\alpha > 60°$.

Die Ausgangsspannung $u_d(t)$ ergibt sich zu jedem Zeitpunkt als Differenz des Potentials $u_{d\mathrm{I}}$ der gesteuerten M3–Schaltung und des Potentials $u_{d\mathrm{II}}$ der ungesteuerten (also voll ausgesteuerten) M3–Schaltung; die Anschnittsteuerung wirkt sich nur auf das Potential $u_{d\mathrm{I}}$ der gesteuerten Brückenhälfte aus.

Die Steuerkennlinie ergibt sich im gesamten Steuerbereich aus:

$$U_{di\alpha} \;=\; \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s \cdot \cos\alpha \;+\; \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s \;=\; U_{di0} \cdot \frac{1+\cos\alpha}{2} \qquad (2.249)$$

mit $\qquad U_{di0} \;=\; \dfrac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \qquad$ (wie bisher)

Der Gleichspannungsmittelwert ist immer $U_{di\alpha} \geq 0$ und bei gleichem Steuerwinkel α größer als bei der vollgesteuerten B6–Schaltung. Der Steuerbereich ist hier $0 \leq \alpha \leq 180°$ (ohne Berücksichtigung der Wechselrichtertrittgrenze).

Die Steuerkennlinien der bisher behandelten Varianten der B6–Schaltung sind in Abb. 2.84 gegenübergestellt.

Aus Abb. 2.85 ist zu erkennen, daß die Augenblickswerte der Gleichspannung $u_d(t)$ im Steuerbereich $\alpha < 60°$ stets positiv sind; daher kann eine Freilaufwirkung hier nicht auftreten.

Im Bereich $\alpha > 60°$ wird, wenn die Gleichspannung den Augenblickswert $u_d(t) = 0$ erreicht, diejenige Diode leitend, die mit dem gerade stromführenden Thyristor am gleichen Transformatorstrang liegt. Dadurch entsteht ein Freilaufzweig, der bis zur Zündung des folgenden Thyristors den Laststrom I_d führt.

Aus Abb. 2.85 ist außerdem zu erkennen, daß durch die ungleiche Steuerung der beiden Brückenhälften die bei $\alpha = 0°$ sechspulsige Spannungsform mit größerem α immer mehr in eine dreipulsige Spannungsform übergeht; für $\alpha \geq 60°$ ist die Schaltung dreipulsig.

Bei Teilaussteuerung ($\alpha > 0°$) verschieben sich die Stromblöcke der Thyristoren mit dem Steuerwinkel α, während die Stromblöcke der Dioden unverändert bleiben, da die Dioden jeweils im natürlichen Zündzeitpunkt stromführend werden. Die Länge der Stromblöcke von $\delta = 120°$ in allen Ventilen bleibt jedoch im gesamten Steuerbereich erhalten; somit werden alle sechs Ventile unabhängig von α gleich belastet.

Die Stromblöcke des Strangstroms i_s werden im Bereich der Freilaufwirkung ($\alpha > 60°$) von vorher $\delta_{is} = 120°$ auf $\delta_{is} = 180° - \alpha$ verkürzt.

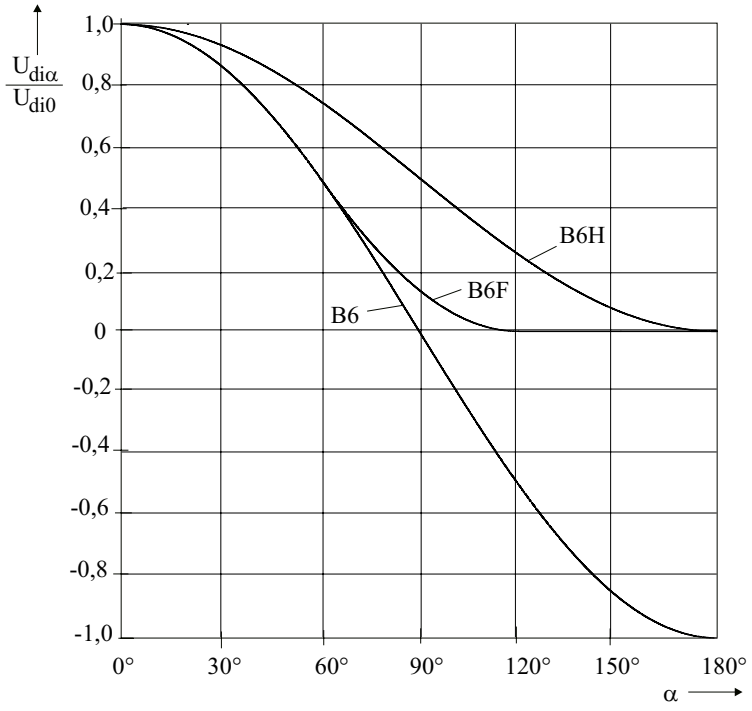
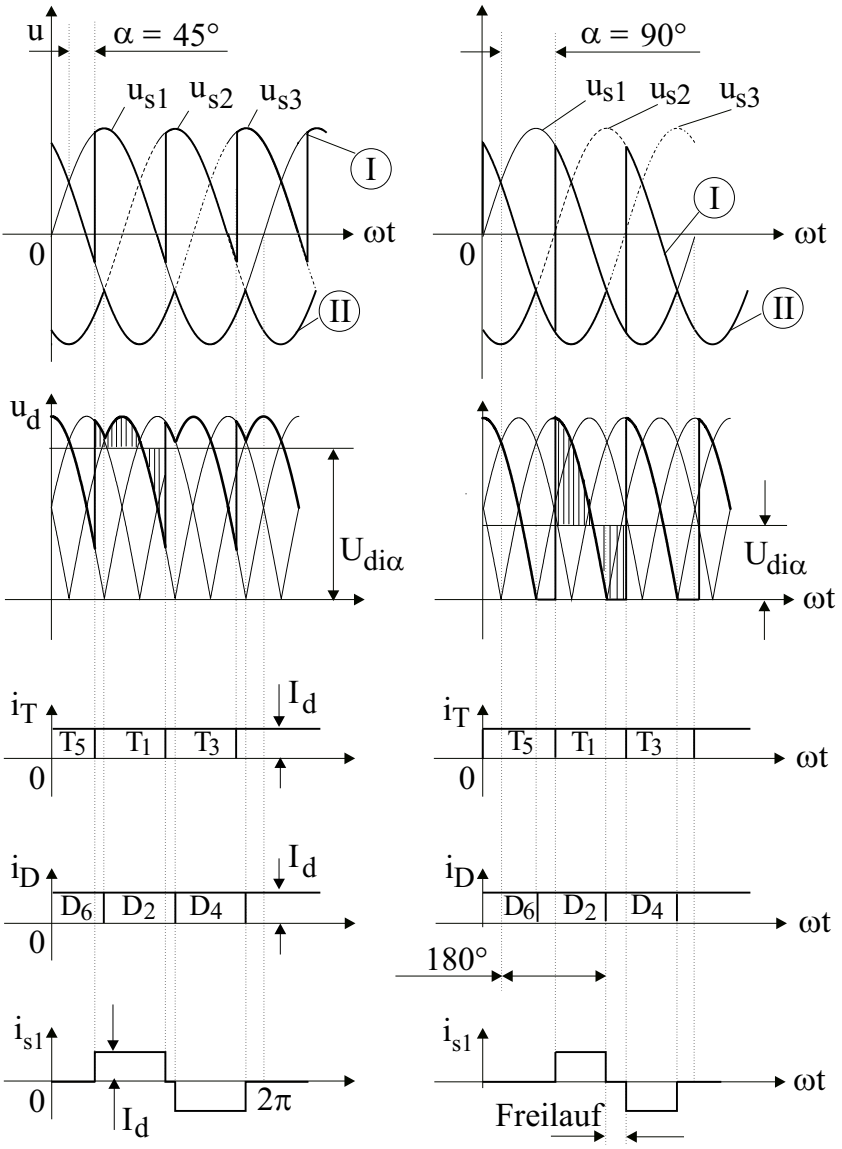


Abb. 2.84: *Steuerkennlinien der B6–, B6F– und B6H–Schaltung*

Damit lassen sich die in Tabelle 2.3 dargestellten Beziehungen für die B6H–Schaltung aufstellen.

Aus der Gegenüberstellung der Leistungsfaktoren in Abb. 2.86 zeigt sich, daß die B6H–Schaltung die günstigsten Eigenschaften hat. Im Teillastbereich ergibt sich eine beträchtliche Verringerung der Blind- und der Scheinleistung (siehe auch Abb. 2.87 und 2.92). Nachteilig bei der B6H–Schaltung ist die erhöhte Spannungswelligkeit w_{ud}, die einen erhöhten Glättungsaufwand erfordert. Daher wird diese Schaltung für große Leistungen nicht angewendet.



a) Bereich I: $\alpha < 60°$ b) Bereich II: $\alpha > 60°$

Abb. 2.85: *Spannungen und Ströme bei der B6H–Schaltung (Steuerbereiche I und II)*

Tabelle 2.3: *Beziehungen für die B6H–Schaltung*

	Bereich I $0° \leq \alpha \leq 60°$	Bereich II $60° \leq \alpha \leq 120°$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$ (wie B6)	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$ $(= 1 \ldots 0,75)$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$ $(= 0,75 \ldots 0)$
$\delta_{is} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$\pi - \alpha$
$\frac{I_s}{I_d} = \ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$ (wie B6)	$\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$
$g_i =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{3}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{3(\pi-\alpha)}}$
$\lambda =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$ (wie B6)	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{3\,(\pi-\alpha)}}$
$\varphi_1 =$	$\frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\sin\alpha}{2}$	$\frac{\sin\alpha}{2}$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3}$ (wie B6)	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{3\,(\pi-\alpha)}{2\pi}}$

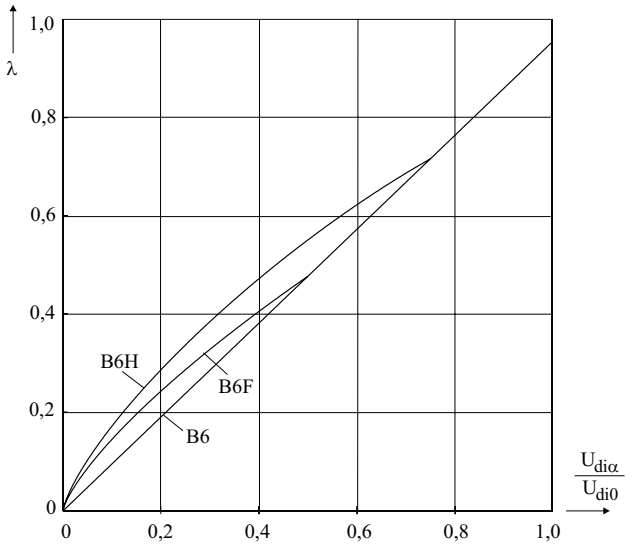


Abb. 2.86: *Leistungsfaktor λ von sechspulsigen Brückenschaltungen (Vergleich von B6–, B6F– und B6H–Schaltung)*

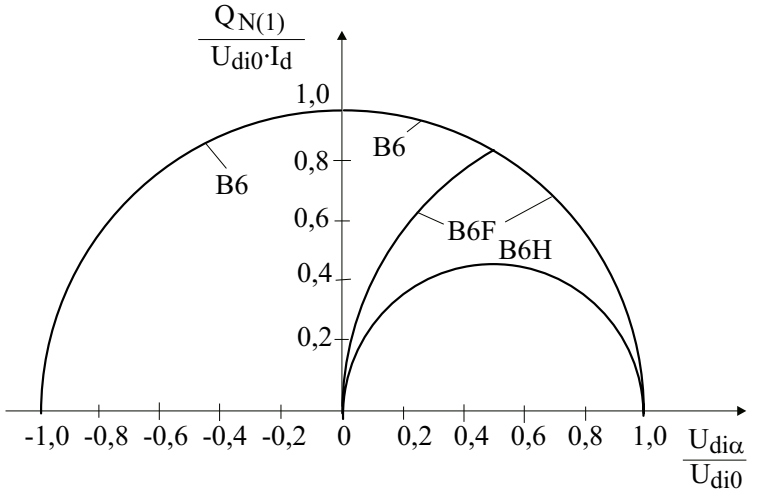


Abb. 2.87: *Verschiebungs–Blindleistungs–Diagramm (Vergleich von B6–, B6F– und B6H–Schaltung)*

2.9.3 Zu- und Gegenschaltung von Teilstromrichtern

Eine Zwischenstellung zwischen den halbgesteuerten Schaltungen und den anschließend behandelten Schaltungen mit Folgesteuerung nimmt die Reihenschaltung einer ungesteuerten und einer vollgesteuerten Stromrichterbrücke ein, die sogenannte *Zu- und Gegenschaltung*. Dies ist in Abb. 2.88 am Beispiel von zwei B6–Brücken dargestellt (B6ZG).

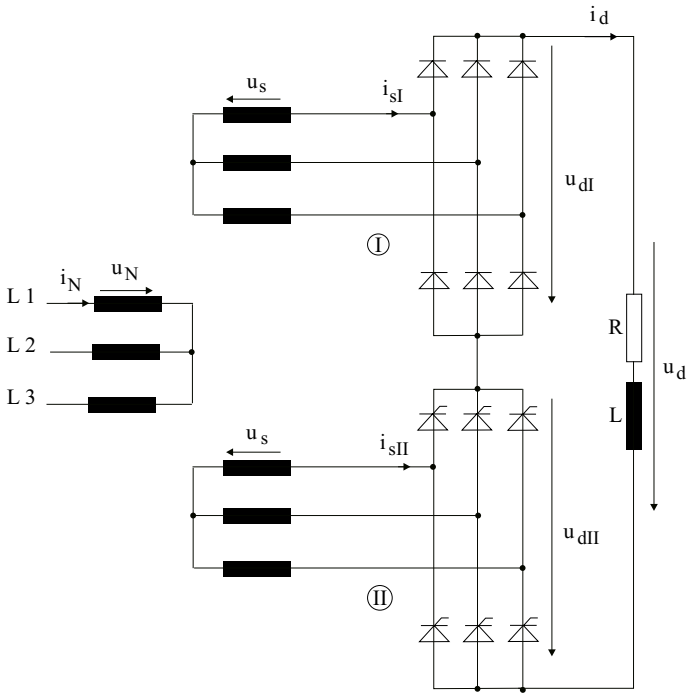


Abb. 2.88: *Zu- und Gegenschaltung von zwei B6–Brücken (Brücke I ungesteuert, Brücke II steuerbar)*

Die Ausgangsgleichspannung $U_{di\alpha}$ ergibt sich bei dieser Anordnung als Summe des konstanten Anteils $U_{d\mathrm{I}}$, den der ungesteuerte Stromrichter I liefert und des verstellbaren Anteils $U_{d\mathrm{II}}$, den der steuerbare Stromrichter II liefert.

$$U_{di\alpha} \;=\; U_{d\mathrm{I}} \;+\; U_{d\mathrm{II}} \;=\; U_{di0\,\mathrm{I}} \;+\; U_{di0\,\mathrm{II}} \cdot \cos\alpha_{\mathrm{II}} \tag{2.250}$$

Da der steuerbare Stromrichter im Gleichrichter- und im Wechselrichterbetrieb arbeiten kann, ist die Gesamtspannung im Bereich

$$0 \;\leq\; U_{di\alpha} \;\leq\; U_{di0} \tag{2.251}$$

verstellbar, wenn beide Teilstromrichter denselben Spannungshöchstwert $U_{di0}/2$ haben.
Mit

$$U_{di0\,\mathrm{I}} = U_{di0\,\mathrm{II}} = \frac{U_{di0}}{2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \tag{2.252}$$

ergibt sich:

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2} \tag{2.253}$$

Dies entspricht der Steuerkennlinie der B6H–Schaltung (Abb. 2.89).

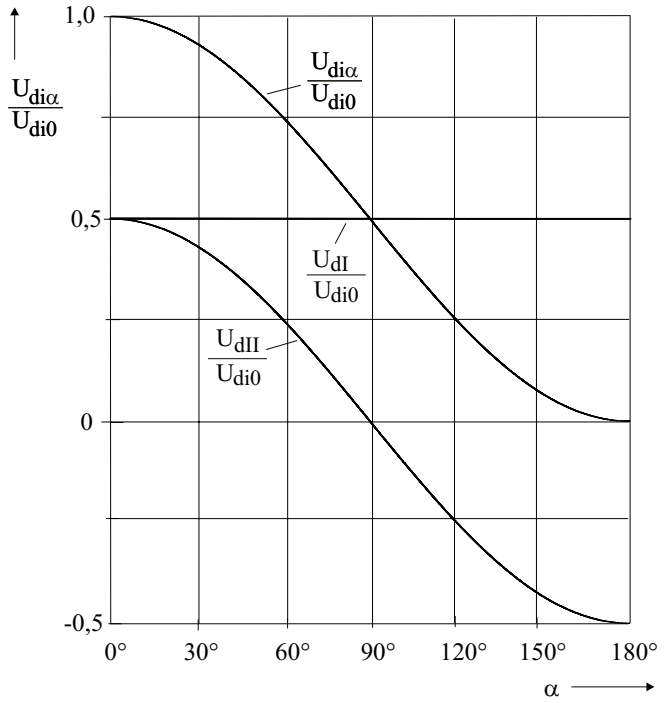


Abb. 2.89: *Steuerkennlinie der Zu- und Gegenschaltung B6ZG ($U_{di\alpha} = U_{d\mathrm{I}} + U_{d\mathrm{II}}$)*

Der gegenüber der vollgesteuerten B6–Schaltung verbesserte Leistungsfaktor λ ergibt sich daraus, daß der ungesteuerte Teilstromrichter I stets bei Vollaussteuerung, also ohne Verschiebungs–Blindleistung $Q_{N(1)}$ arbeitet (Abb. 2.91).

Gegenüber der halbgesteuerten B6H–Schaltung hat die Zu- und Gegenschaltung Vorteile:

- Die Spannungswelligkeit w_{ud} ist geringer, da die Ausgangsspannung immer sechspulsig ist.

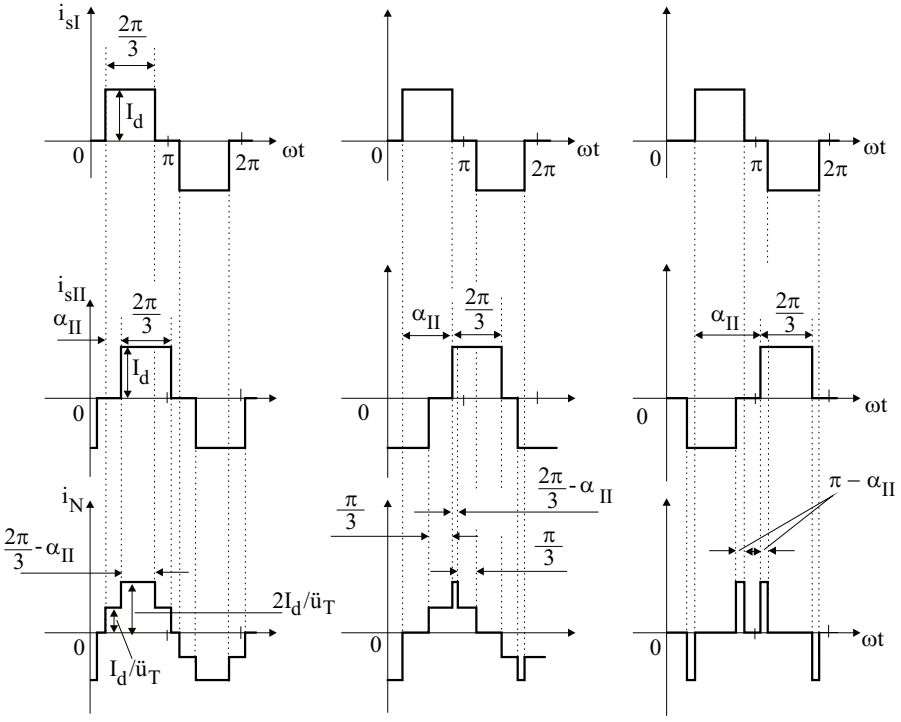
- Das Oberschwingungsspektrum des Netzstroms ist günstiger, da Oberschwingungen mit gerader Ordnungszahl hier nicht auftreten (vergleiche Kurvenform von i_N in Abb. 2.90).

Aufgrund dieser Eigenschaften wird die Zu- und Gegenschaltung trotz des erhöhten Aufwands für Transformator und Stromrichter der halbgesteuerten Schaltung für größere Leistungen häufig vorgezogen.

Für die Berechnung des Leistungsfaktors λ sind die Zeitverläufe und die Effektivwerte der Ströme erforderlich. Die Zeitverläufe sind in Abb. 2.90 dargestellt. Der Netzstrom i_N ergibt sich dabei aus:

$$\ddot{u}_T \cdot i_N \;=\; i_{s\,\mathrm{I}} \;+\; i_{s\,\mathrm{II}} \tag{2.254}$$

Da sich die Stromblöcke des gesteuerten Stromrichters II mit dem Steuerwinkel α_{II} verschieben, ergeben sich für den Netzstrom i_N drei Bereiche unterschiedlicher Überlagerung und Kurvenform.



a) $0 \le \alpha_{\mathrm{II}} \le 60°$ b) $60° \le \alpha_{\mathrm{II}} \le 120°$ c) $120° \le \alpha_{\mathrm{II}} \le 180°$

Abb. 2.90: *Stromverläufe bei der Zu- und Gegenschaltung B6ZG*

Tabelle 2.4: *Beziehungen für die Zu- und Gegenschaltung B6ZG*

	Bereich I $0° \le \alpha_{\mathrm{II}} \le 60°$	Bereich II $60° \le \alpha_{\mathrm{II}} \le 120°$	Bereich III $120° \le \alpha_{\mathrm{II}} \le 180°$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$
	$(= 1 \ldots 0,75)$	$(= 0,75 \ldots 0,25)$	$(= 0,25 \ldots 0)$
$\delta_{isI} = \delta_{isII} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{8}{3} - \frac{2\alpha_{\mathrm{II}}}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{10}{3} - \frac{4\alpha_{\mathrm{II}}}{\pi}}$	$\sqrt{2 - \frac{2\alpha_{\mathrm{II}}}{\pi}}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}\right)$
$\lambda =$	$\frac{3 \cdot (1+\cos\alpha_{\mathrm{II}})}{\sqrt{\pi \cdot (4\pi - 3\alpha_{\mathrm{II}})}}$	$\frac{3 \cdot (1+\cos\alpha_{\mathrm{II}})}{\sqrt{\pi \cdot (5\pi - 6\alpha_{\mathrm{II}})}}$	$\frac{3 \cdot (1+\cos\alpha_{\mathrm{II}})}{\sqrt{3\pi \cdot (\pi - \alpha_{\mathrm{II}})}}$
$\varphi_1 =$	$\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\sin\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{\sin\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$	$\frac{\sin\alpha_{\mathrm{II}}}{2}$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\left(\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}\right)$	$\cos\left(\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}\right)$	$\cos\left(\frac{\alpha_{\mathrm{II}}}{2}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{1 - \frac{3\alpha_{\mathrm{II}}}{4\pi}}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha_{\mathrm{II}}}{2\pi}}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{3\alpha_{\mathrm{II}}}{4\pi}}$

Damit ergeben sich für die Zu- und Gegenschaltung B6ZG die in Tabelle 2.4 zusammengestellten Beziehungen.

Abschließend ist zum Vergleich in Abb. 2.92 die Scheinleistung S_N bei den verschiedenen B6–Schaltungen dargestellt. Die Zu- und Gegenschaltung hat dabei deutlich die günstigsten Werte.

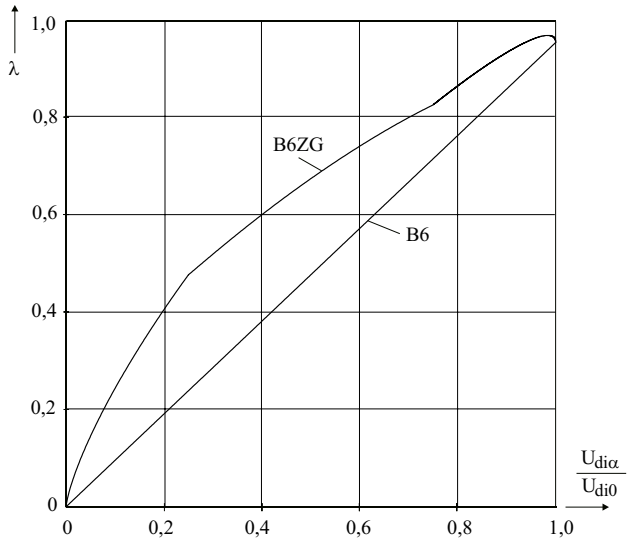


Abb. 2.91: *Leistungsfaktor λ der Zu- und Gegenschaltung B6ZG*

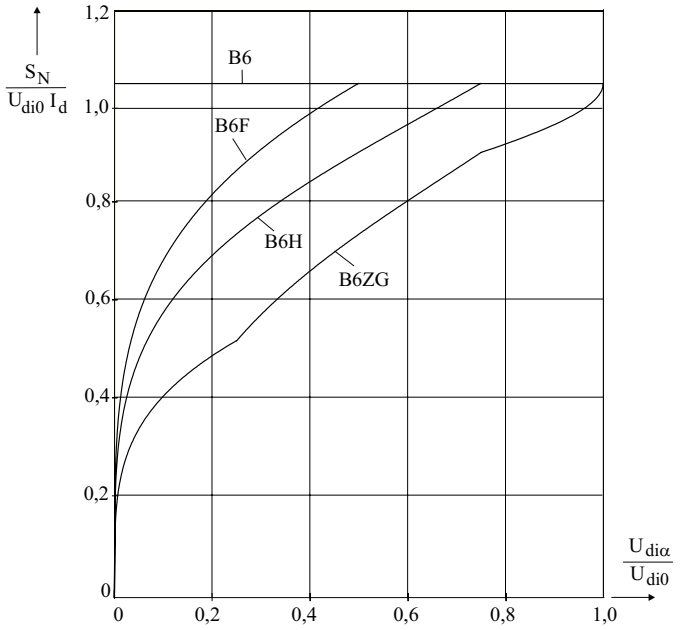


Abb. 2.92: *Scheinleistung S_N der verschiedenen B6–Schaltungen*

2.9.4 B6–Schaltung mit Hilfsthyristoren

Eine Abwandlung bzw. Erweiterung der in Kap. 2.9.1 behandelten B6–Schaltung mit Freilaufdiode (B6F) ist die in Abb. 2.93 dargestellte B6–Schaltung mit Hilfsthyristoren [111]. Die Freilaufdiode D_F wird dabei durch zwei in Reihe geschaltete Hilfsthyristoren T_7 und T_8 ersetzt, deren gemeinsamer Anschluß mit dem Transformator–Sternpunkt verbunden ist. Durch die Steuerbarkeit von T_7 und T_8 ergeben sich zusätzliche Eingriffsmöglichkeiten. Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Schaltungen B6F, B6H und B6ZG ist mit dieser Schaltung auch ein Wechselrichterbetrieb möglich.

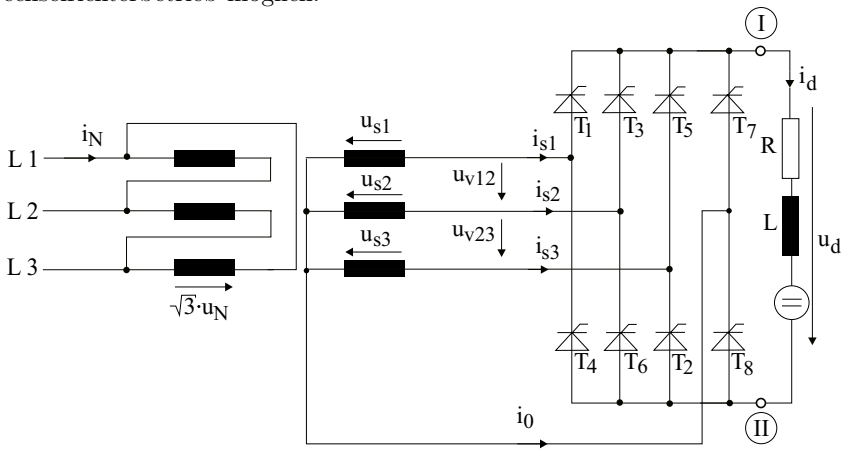


Abb. 2.93: *Drehstrom–Brückenschaltung mit Hilfsthyristoren*

Im Gleichrichterbetrieb werden die Hilfsthyristoren T_7, T_8 üblicherweise bei $\alpha_7 = \alpha_8 = 0°$ gezündet (Zündwinkel bezogen auf den Nulldurchgang der jeweiligen Thyristorspannung u_{T7} bzw. u_{T8}). Wenn kein Wechselrichterbetrieb erforderlich ist, können die Hilfsthyristoren somit durch Dioden ersetzt werden.

Im Gleichrichterbetrieb gibt es drei Steuerbereiche:

Bereich I ($0° \leq \alpha \leq 30°$): Betrieb wie bei der B6-Schaltung; die Spannungen an T_7 und T_8 sind immer negativ, d.h. die Hilfsthyristoren können nicht gezündet werden.

Bereich II ($30° \leq \alpha \leq 90°$): Die Hilfsthyristoren leiten zeitweise, aber nicht gleichzeitig (kein Freilauf); die Ausgangsspannung u_d besteht aus Segmenten einer verketteten Spannung u_v (T_7 und T_8 leiten nicht) und einer Strangspannung u_s (T_7 oder T_8 leitend), wie in Abb. 2.94a dargestellt.

Bereich III ($90° \leq \alpha \leq 150°$): Es führt immer mindestens einer der Hilfsthyristoren den Strom, zeitweise auch beide gleichzeitig; die Ausgangsspanung u_d besteht aus Segmenten der Strangspannungen u_s (T_7 oder T_8 leitend) und ist anschließend Null (Freilauf, T_7 und T_8 leitend), wie in Abb. 2.94b dargestellt.

Für den Bereich I gilt wieder (wie bei der B6–Schaltung):

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \cos\alpha \qquad \text{mit} \qquad U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \tag{2.255}$$

Für den Bereich II ergibt sich (vergleiche Abb. 2.94a):

$$\begin{aligned} U_{di\alpha} &= \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_s \cdot \cos(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \\ &+ \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \hat{U}_s \cdot \cos\left(\omega_N t - \frac{\pi}{6}\right) \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}_s \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \end{aligned} \tag{2.256}$$

Für den Bereich III ergibt sich entsprechend (vergl. Abb. 2.94b):

$$\begin{aligned} U_{di\alpha} &= \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \hat{U}_s \cdot \cos(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}_s \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \end{aligned} \tag{2.257}$$

In den Bereichen II und III gilt somit dieselbe Steuerkennlinie:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \tag{2.258}$$

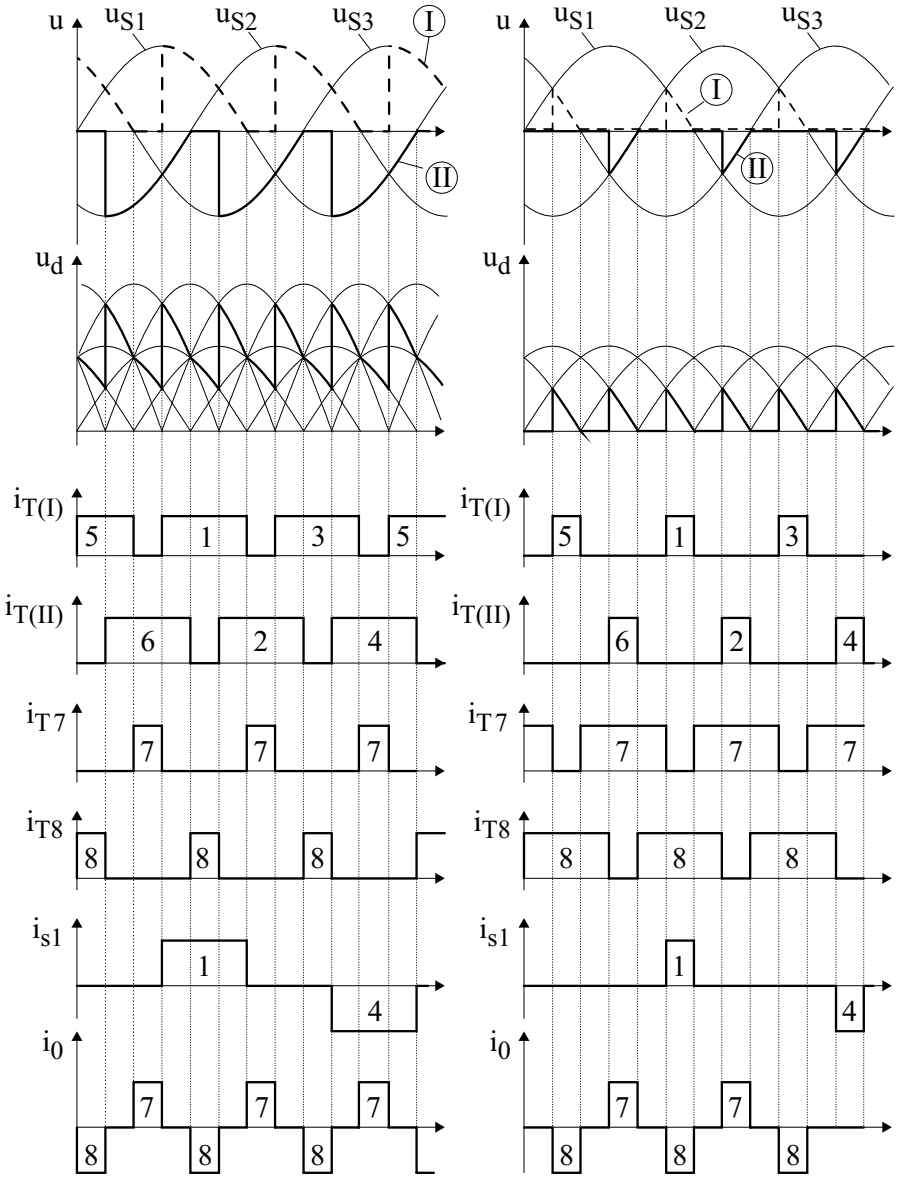
Werden die Zündwinkel $\alpha_7 = \alpha_8 > 0$ eingestellt, dann gilt allgemein:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[\cos\alpha_{7,8} + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \tag{2.259}$$

Die weiteren Beziehungen für den Gleichrichterbetrieb dieser Schaltung sind in Tabelle 2.5 zusammengestellt.

Im Wechselrichterbetrieb gibt es ebenfalls drei Steuerbereiche mit Strom- und Spannungsverläufen (Spannung negativ) analog zu den Bereichen I – III:

Bereich IV ($\alpha = 150° = \text{konst.}$; $0° \le \alpha_{7,8} \le 60°$): entspricht Bereich III,
Bereich V ($\alpha = 150° = \text{konst.}$; $60° \le \alpha_{7,8} \le 120°$): entspricht Bereich II,
Bereich VI ($150° < \alpha < 180°$; T_7 und T_8 gesperrt): entspricht Bereich I (Wechselrichtertrittgrenze beachten!).



a) Bereich II: $\alpha = 60°$ b) Bereich III: $\alpha = 120°$

Abb. 2.94: *Spannungen und Ströme bei der B6–Schaltung mit Hilfsthyristoren (Steuerbereiche II und III)*

Tabelle 2.5: *Beziehungen für die B6–Schaltung mit Hilfsthyristoren (Gleichrichterbetrieb mit $\alpha_7 = \alpha_8 = 0°$; Transformator Dy)*

	Bereich I (wie B6) $0° \le \alpha \le 30°$	Bereich II $30° \le \alpha \le 90°$	Bereich III $90° \le \alpha \le 150°$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\cos\alpha$	$\frac{1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$	$\frac{1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$
	$(= 1 \ldots 0,866)$	$(= 0,866 \ldots 0,289)$	$(= 0,289 \ldots 0)$
$\delta_{is} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6} - \alpha$	$\frac{5\pi}{6} - \alpha$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \left(\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}\right)}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \left(\frac{5}{6} - \frac{\alpha}{\pi}\right)}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$
$\lambda =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{3\pi}{4\pi - 6\alpha}}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{6\pi}{5\pi - 6\alpha}}$
$\varphi_1 =$	α	$\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}$	$\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\alpha$	$\frac{1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$	$\frac{1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\sin\alpha$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	1	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha}{\pi}}$

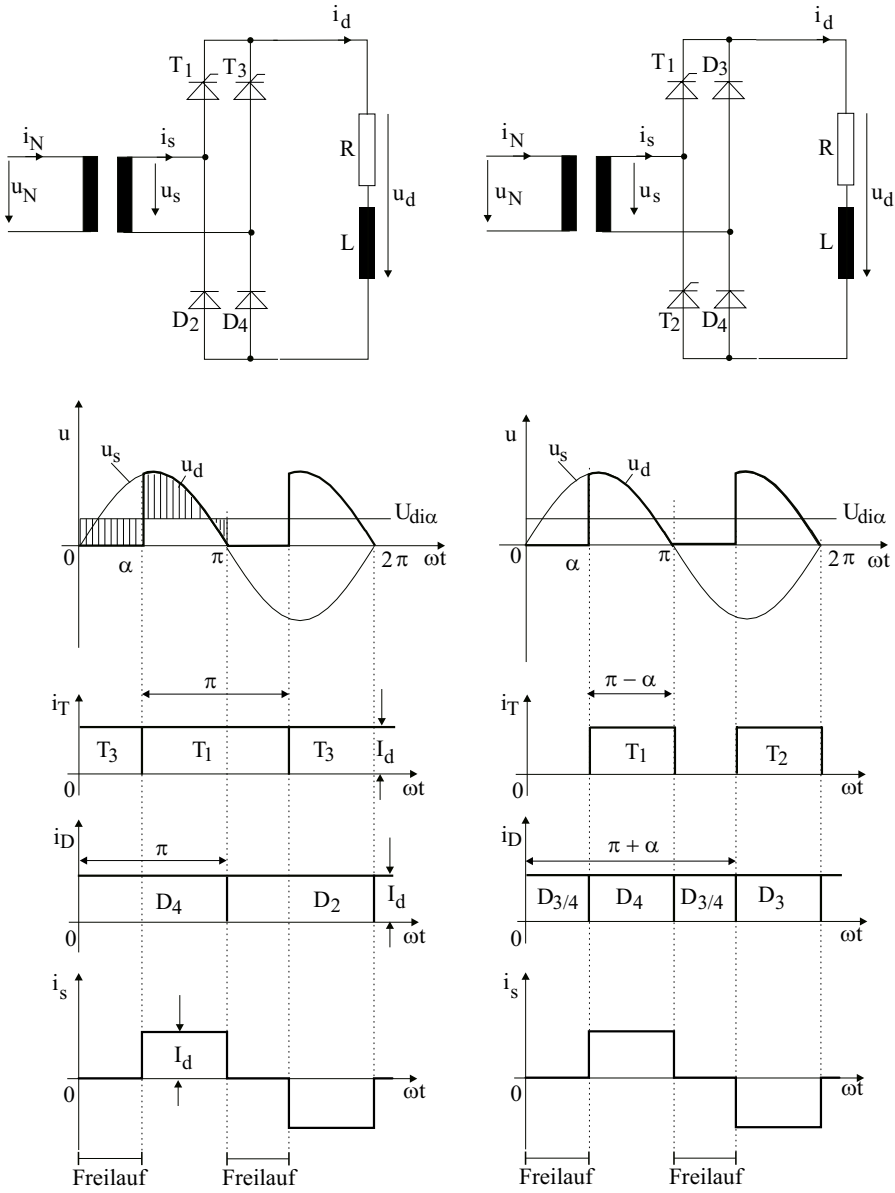
2.9.5 Halbgesteuerte Zweipuls–Brückenschaltungen (B2H–Schaltung)

Bei zweipulsigen Brückenschaltungen gibt es zwei Möglichkeiten der Halbsteuerung, die in Abb. 2.95 dargestellt sind:

Die Schaltung (a) wird *einpolig halbgesteuert* genannt und entspricht im Aufbau der B6H–Schaltung. Das Schaltungskennzeichen ist B2HK, da die Kathoden der steuerbaren Ventile einen Gleichstromanschluß bilden. Die Schaltung (b) wird als *zweigpaargesteuert* bezeichnet, da hier die beiden Ventile eines Zweigpaares gesteuert und die des anderen ungesteuert sind. Ihr Kennzeichen ist B2HZ. Betrachtet man die Zeitverläufe der Ströme nach Abb. 2.95, so ist zu erkennen: Bei der einpolig halbgesteuerten Schaltung (a) wird der Freilaufzweig durch den beim Spannungs–Nulldurchgang gerade leitenden Thyristor und die dazu in Reihe geschaltete Diode gebildet. Die Stromflußwinkel aller vier Ventile betragen unabhängig von α immer $\delta = 180°$ (symmetrisch halbgesteuerte Schaltung). Bei der zweigpaargesteuerten Schaltung (b) bildet sich der Freilauf stets über den Diodenzweig D_3–D_4 aus, da durch den Nulldurchgang der Wechselspannung die vorher sperrende Diode in Vorwärtsrichtung beansprucht und somit leitend wird. Bei dieser Schaltung ergibt sich für die Thyristoren der Stromflußwinkel $\delta_T = 180° - \alpha$, also eine Entlastung mit zunehmendem α, während die beiden Dioden mit $\delta_D = 180° + \alpha$ entsprechend mehr belastet werden (unsymmetrisch halbgesteuerte Schaltung). Hinsichtlich der Steuerkennlinie, des Netzstroms und somit auch des Leistungsfaktors λ sind die beiden halbgesteuerten B2–Schaltungen gleichwertig. Für die Steuerkennlinie ergibt sich wiederum (vergleiche B6H–Schaltung):

$$U_{di\alpha} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s \cdot \frac{1+\cos\alpha}{2} = U_{di0} \cdot \frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{2.260}$$

Aus den Zeitverläufen nach Abb. 2.95 und den bekannten Formeln lassen sich wieder die Beziehungen für Ströme, Leistungen und Leistungsfaktor berechnen, die in Tabelle 2.6 zusammengestellt sind.In Abb. 2.96 sind die Leistungsfaktoren λ der halbgesteuerten B2H– und der vollgesteuerten B2–Schaltung gegenübergestellt. Im gesamten Steuerbereich wird eine beträchtliche Verbesserung des Leistungsfaktors erreicht. Die netzseitige Blind- und Scheinleistung wird vor allem im unteren Spannungsbereich deutlich reduziert, wie aus Abb. 2.101 und 2.102 hervorgeht. Anwendungsbereiche für halbgesteuerte Zweipuls–Schaltungen großer Leistung sind elektrische Triebfahrzeuge, bei denen der Einphasen–Wechselstrom der Fahrleitung zur Speisung der Fahrmotoren gleichgerichtet wird (Kap. 11.1). Dabei wird meist auf Nutzbremsung (Wechselrichterbetrieb) verzichtet; man strebt jedoch einen hohen Leistungsfaktor an. Vorteilhaft bei der B2HZ–Schaltung ist, daß bei Unterbrechungen des Einspeisekreises („Stromabnehmerspringen“) der Gleichstromkreis immer einen Freilaufzweig aufweist. Neben der B2HZ–Schaltung sind dafür weitere Schaltungs–Varianten ausgeführt worden, die anschließend behandelt werden.



a) kathodenseitig einpolig halbgesteuert (B2HK)

b) zweigpaargesteuert (B2HZ)

Abb. 2.95: *Halbgesteuerte zweipulsige Brückenschaltungen (Schaltung, Zeitverläufe)*

Tabelle 2.6: *Beziehungen für die B2H–Schaltung*

	B2H $0° \leq \alpha \leq 180°$	B2 (zum Vergleich) $0° \leq \alpha \leq 180°$
$U_{di0} =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$ $(= 1, 0 \ldots 0)$	$\cos\alpha$ $(= 1, 0 \ldots -1, 0)$
$\delta_{is} =$	$\pi - \alpha$	π
$\frac{I_s}{I_d} = \ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$	1
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$
$g_i =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$
$\lambda =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$
$\varphi_1 =$	$\frac{\alpha}{2}$	α
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\cos\alpha$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\sin\alpha}{2}$	$\sin\alpha$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	1
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$

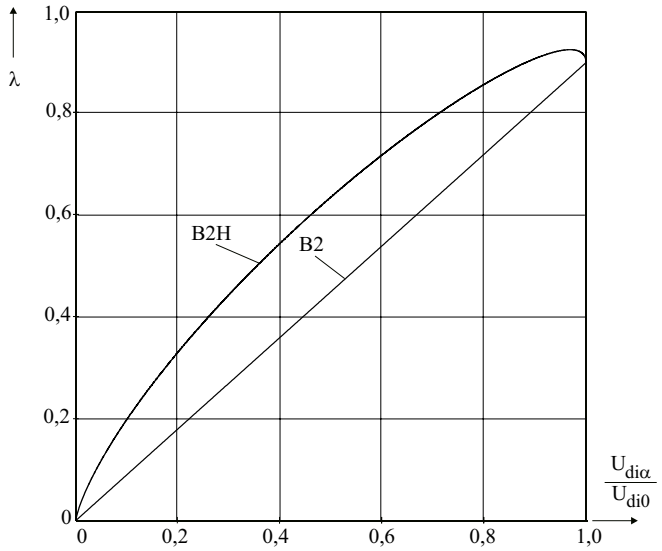


Abb. 2.96: *Leistungsfaktor λ der B2– und der B2H–Schaltung*

2.9.6 Folgesteuerung von Teilstromrichtern

Eine Erweiterung der Zu- und Gegenschaltung besteht darin, die Ausgangsgleichspannung durch eine Reihenschaltung von Teilstromrichtern zu erzeugen, die *alle steuerbar* sind und *nacheinander ausgesteuert* werden. Diese als *Folgesteuerung* bezeichnete Betriebsart erfordert Stromrichter mit Freilaufeigenschaften. In Abb. 2.97 ist eine Schaltung mit zwei zweigpaargesteuerten Zweipuls–Brückenschaltungen (2B2HZS) dargestellt, die für die elektrische Traktion eingesetzt wird (Kap. 11.1).

Die Ausgangsspannung u_d ergibt sich aus der Summe der Teilspannungen der beiden Brücken:

$$u_d(t) \;=\; u_{d\mathrm{I}}(t) \;+\; u_{d\mathrm{II}}(t) \tag{2.261}$$

Mit $U_{di0} \;=\; 2 \cdot \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$ ergibt sich allgemein:

$$U_{di\alpha} \;=\; \frac{U_{di0}}{2} \cdot \left(\frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{I}}}{2} \;+\; \frac{1+\cos\alpha_{\mathrm{II}}}{2} \right) \tag{2.262}$$

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \;=\; \frac{1}{2} \;+\; \frac{1}{4} \cdot (\cos\alpha_{\mathrm{I}} + \cos\alpha_{\mathrm{II}}) \tag{2.263}$$

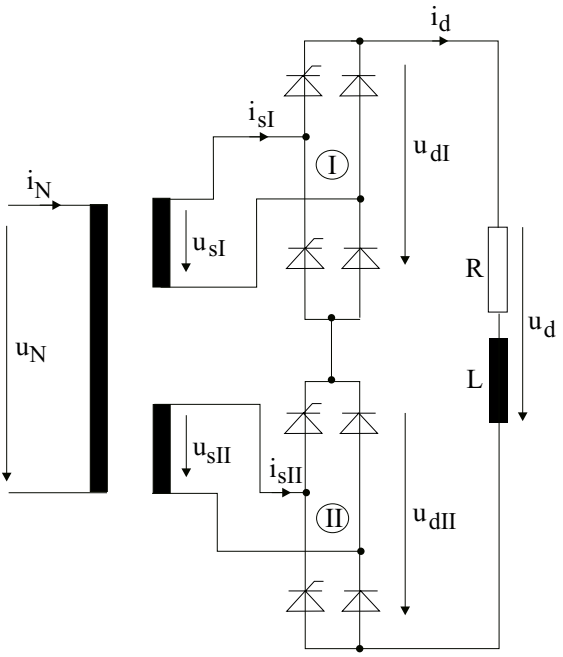


Abb. 2.97: *Schaltung für die Folgesteuerung von zwei zweigpaargesteuerten Zweipuls–Brückenschaltungen (2B2HZS)*

Für die Steuerung sind *zwei Bereiche* zu unterscheiden (Abb. 2.98):

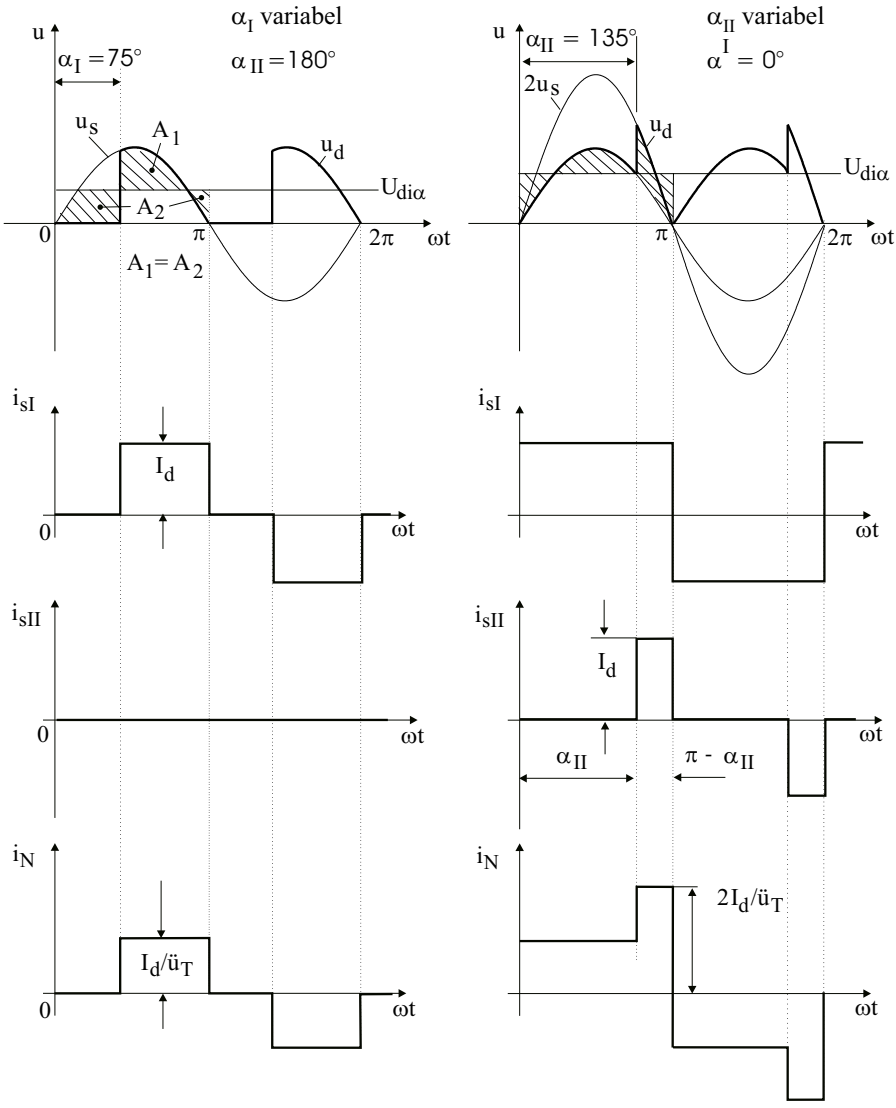
Bereich I: Im Bereich kleiner Gleichspannung $U_{di\alpha}$ wird zunächst nur die Brücke I ausgesteuert, während die Brücke II keine Zündimpulse erhält; dies entspricht $\alpha_{\mathrm{II}} = 180°$ (Wechselrichtertrittgrenze vernachlässigt). Der Laststrom I_d fließt über den Diodenzweig der Brücke II. Bei $\alpha_{\mathrm{I}} = 0°$ wird die Spannung $U_{di\alpha} = U_{di0}/2$ erreicht.

Bereich II: Für $U_{di\alpha} > U_{di0}/2$ bleibt $\alpha_{\mathrm{I}} = 0°$; es wird nun mit α_{II} gesteuert, bis bei $\alpha_{\mathrm{II}} = 0°$ die volle Spannung $U_{di\alpha} = U_{di0}$ erreicht ist. Damit ergibt sich die Steuerkennlinie nach Abb. 2.99.

Anhand von Abb. 2.98 lassen sich die in Tabelle 2.7 aufgeführten Beziehungen für die Folgesteuerung ableiten.

In Abb. 2.100 sind die Leistungsfaktoren λ der drei behandelten B2–Schaltungen gegenübergestellt. Der Vorteil der blindleistungsarmen Schaltungen, besonders der Folgesteuerung, wird deutlich.

Daß die Bezeichnung „blindleistungsarm“ bzw. „blindleistungssparend“ berechtigt ist, geht aus der Gegenüberstellung der relativen Netzblindleistung in Abb. 2.101 hervor.



a) Bereich I ($\alpha_{II} = 180°$) α_I variabel

b) Bereich II ($\alpha_I = 0°$) α_{II} variabel

Abb. 2.98: *Spannungen und Ströme bei der Folgesteuerung (2B2HZS)*

Tabelle 2.7: *Beziehungen für die Folgesteuerung (2B2HZS)*

	Bereich I ($\widehat{=}$B2H) $0° \le \alpha_\mathrm{I} \le 180°$ $\alpha_\mathrm{II} = 180°$	Bereich II $\alpha_\mathrm{I} = 0$ $0° \le \alpha_\mathrm{II} \le 180°$
$U_{di0} =$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1+\cos\alpha_\mathrm{I}}{4}$ $(= 0 \ldots 0,5)$	$\frac{3+\cos\alpha_\mathrm{II}}{4}$ $(= 0,5 \ldots 1,0)$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{1-\frac{\alpha_\mathrm{I}}{\pi}}$	$\sqrt{4-\frac{3\alpha_\mathrm{II}}{\pi}}$
$\lambda =$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{\pi-\alpha_\mathrm{I}}}$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{4\pi-3\alpha_\mathrm{II}}}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1+\cos\alpha_\mathrm{I}}{4}$	$\frac{3+\cos\alpha_\mathrm{II}}{4}$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}-\frac{\alpha_\mathrm{I}}{2\pi}}$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2-\frac{3\alpha_\mathrm{II}}{2\pi}}$

Abschließend ist für die drei behandelten B2–Schaltungen in Abb. 2.102 die relative Scheinleistung dargestellt, mit der das speisende Netz belastet wird.

In allen Diagrammen hat die Folgesteuerung die günstigsten Ergebnisse. Nachteilig bei der Folgesteuerung ist der erhöhte Schaltungsaufwand.

Abwandlungen dieser Grundvariante werden in Kap. 11.1 dargestellt.

Hinweis: Alle Rechnungen und Diagramme gelten unter den zu Anfang des Kapitels getroffenen Voraussetzungen (ideale Glättung; Kommutierung, Wechselrichtertrittgrenze sowie Trafo- und Stromrichter–Verluste vernachlässigt). Bei Berücksichtigung dieser Einflüsse werden sich die Ergebnisse unter Umständen merklich ändern; Transformator und Stromrichter müssen entsprechend dimensioniert werden.

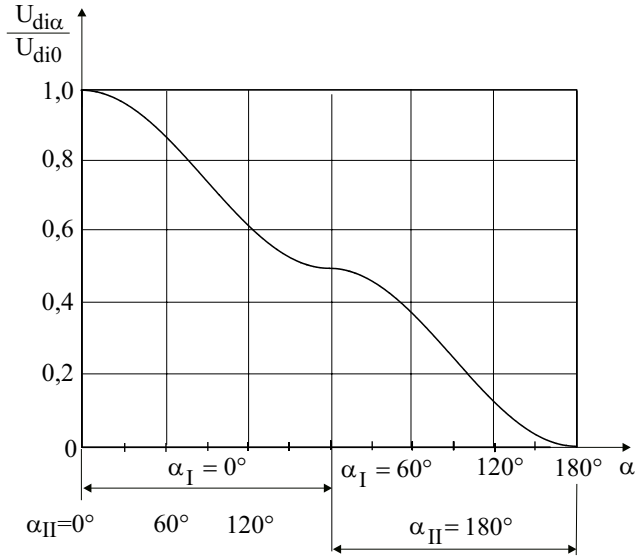


Abb. 2.99: *Steuerkennlinie der Folgesteuerung (2B2HZS)*

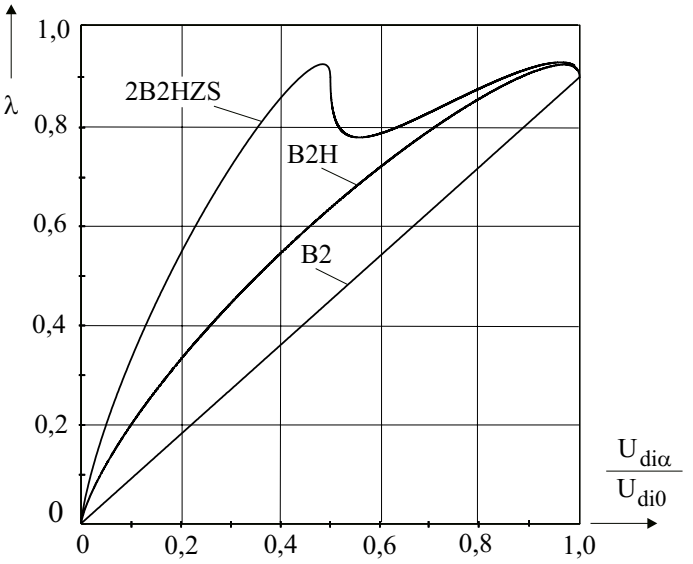


Abb. 2.100: *Leistungsfaktor λ der verschiedenen B2–Schaltungen*

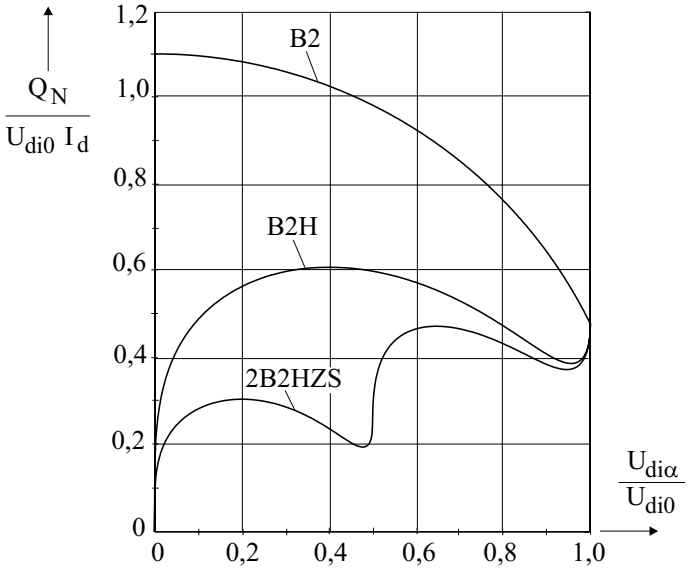


Abb. 2.101: *Blindleistung Q_N der verschiedenen B2–Schaltungen*

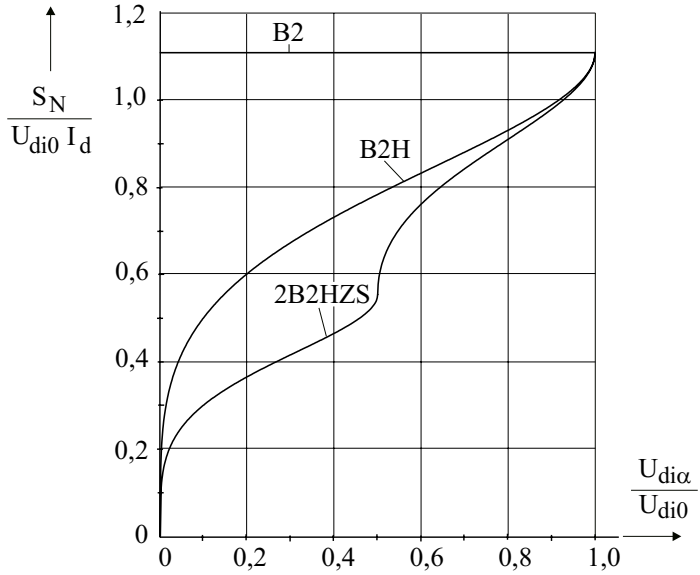
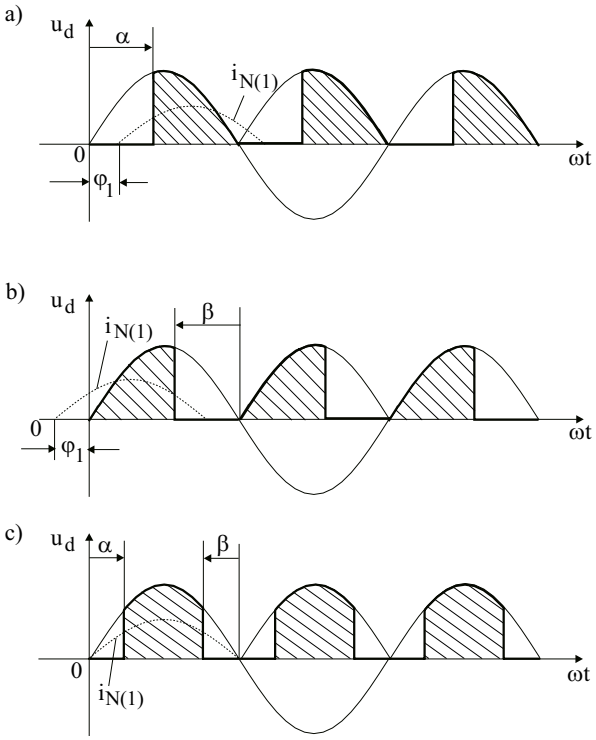


Abb. 2.102: *Scheinleistung S_N der verschiedenen B2–Schaltungen*

2.9.7 Löschbare unsymmetrische Brückenschaltungen

2.9.7.1 Sektorsteuerung

Neben den bisher behandelten blindleistungssparenden Schaltungen mit Anschnittsteuerung ist noch ein weiteres Verfahren anwendbar, um die Verschiebungs–Blindleistung zu reduzieren. Dies ist die Sektorsteuerung, deren Prinzip in Abb. 2.103 dargestellt ist.



($i_{N(1)}$ = Netzstrom–Grundschwingung)

a) Anschnittsteuerung
b) Abschnittsteuerung
c) An- und Abschnittsteuerung

Abb. 2.103: *Prinzip der Sektorsteuerung (ohmsche Last)*

In Abb. 2.103 ist die Gleichspannung u_d einer zweipulsigen Brückenschaltung und die Netzstrom–Grundschwingung $i_{N(1)}$ dargestellt (vereinfachend wurde ohmsche Last angenommen).

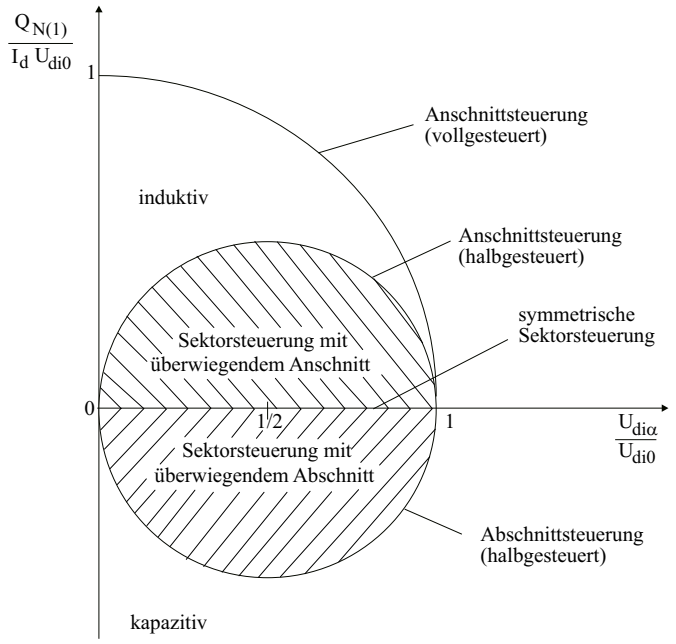


Abb. 2.104: *Verschiebungs–Blindleistung $Q_{N(1)}$ des Netzes bei den verschiedenen Steuerverfahren (ideale Glättung)*

Bei normaler *Anschnittsteuerung* mit dem Steuerwinkel α wird die Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ um den Phasenwinkel φ_1 nacheilend verschoben (vergl. Abb. 2.103a). Der Stromrichter belastet das Netz mit induktiver Blindleistung $Q_{N(1)}$.

Bei *Abschnittsteuerung* mit dem Steuerwinkel β (beginnend vom Ende der Spannungshalbschwingung) ergibt sich für $i_{N(1)}$ eine voreilende Phasenverschiebung (Abb. 2.103b); dadurch wird das Netz kapazitiv belastet. Dieses Verfahren ist jedoch mit natürlicher Kommutierung bei netzgeführten Stromrichtern nicht durchzuführen, da hier eine *Zwangskommutierung* vorgenommen werden muß. (Schaltungen mit Zwangskommutierung werden ausführlich in Kap. 6 – 8 behandelt; hier soll nur das Prinzip gezeigt werden).

Beide Verfahren lassen sich kombinieren; man erhält dann die *An- und Abschnittsteuerung (Sektorsteuerung)* nach Abb. 2.103c. Wenn α und β gleich groß sind, bleibt die Grundschwingung $i_{N(1)}$ in Phase mit der Netzspannung ($\varphi_1 = 0°$).

Abbildung 2.104 zeigt den mit den verschiedenen Steuerverfahren erreichbaren Bereich der Verschiebungs–Blindleistung $Q_{N(1)}$. Bei Anschnittsteuerung mit halbgesteuerten Schaltungen wird ein Halbkreis im Bereich induktiver Blindleistung durchlaufen; bei Abschnittsteuerung entsprechend ein Halbkreis im Bereich kapazitiver Blindleistung. Mit Sektorsteuerung können beliebige Betriebspunkte

im gesamten schraffierten Bereich eingestellt werden. Der Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1$ der Grundschwingung kann somit induktiv, 1 oder kapazitiv eingestellt werden. Es ist jedoch zu beachten, daß wegen des nichtsinusförmigen Stroms immer Verzerrungs–Blindleistung auftritt. Somit liegt der Leistungsfaktor λ immer unter 1.

2.9.7.2 Löschbare unsymmetrische Brückenschaltung (LUB)

Abbildung 2.105 zeigt als Anwendung des Verfahrens der Sektorsteuerung die löschbare unsymmetrische (halbgesteuerte) Brückenschaltung (LUB), die bei Stromrichterantrieben im Nahverkehr eingesetzt wurde [917,918,935,936]. Durch Einfügen des Löschkondensators C_L und zweier Hilfsthyristoren T_1' und T_2' können die Hauptthyristoren T_1 und T_2 durch Zwangskommutierung gelöscht werden, so daß die Kommutierungsspannung vom Wechselstromnetz nicht notwendig ist.

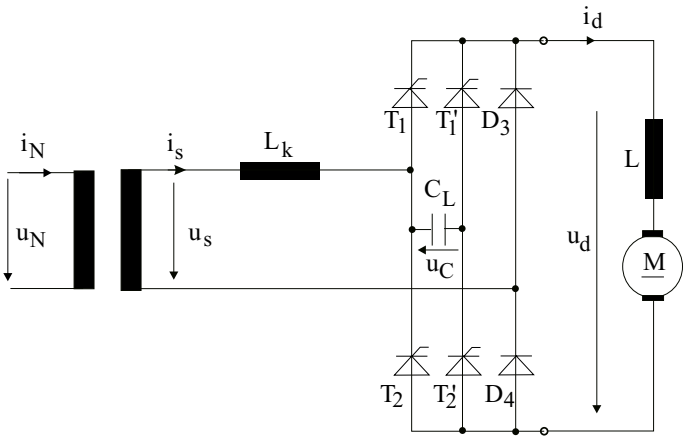


Abb. 2.105: *Löschbare unsymmetrische Brückenschaltung (LUB)*

Abbildung 2.106 zeigt die Spannungs- und Stromverläufe bei der LUB. Dargestellt ist ein Betriebszustand mit $\alpha = 0°$ und Abschnittsteuerung mit dem Winkel β, beginnend am Ende der Halbschwingung. Mit größer werdendem β wird der Gleichspannungsmittelwert kleiner; der Strom in den steuerbaren Ventilen T_1 und T_2 wird verkürzt und der Strom in den Dioden D_3 und D_4 entsprechend verlängert.

Das Löschen der Hauptthyristoren erfolgt durch Zünden der zugehörigen Hilfsthyristoren, die den Laststrom I_d übernehmen und so den Löschkondensator C_L umladen, bis $u_d = 0$, d.h. $u_s = -u_C$ ist. Danach übernimmt die zugehörige Diode den Laststrom I_d (Freilauf) bis zur Zündung des nächsten Hauptthyristors.

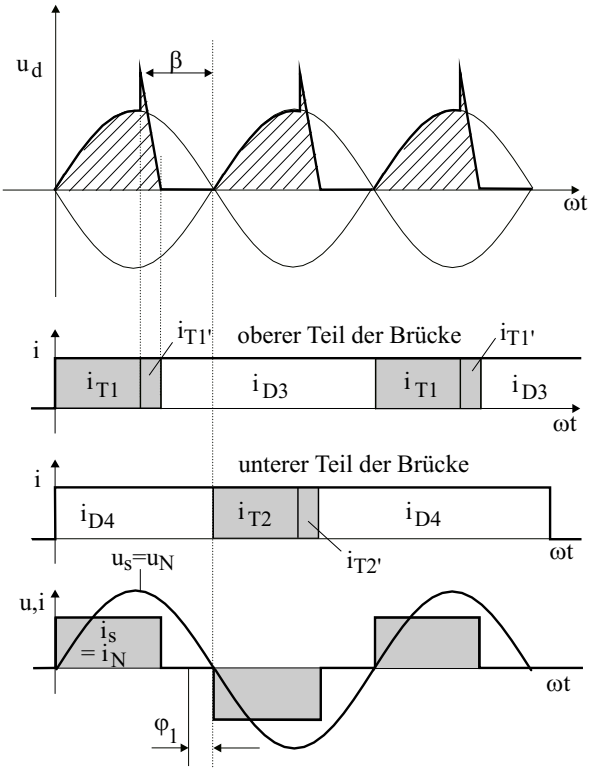
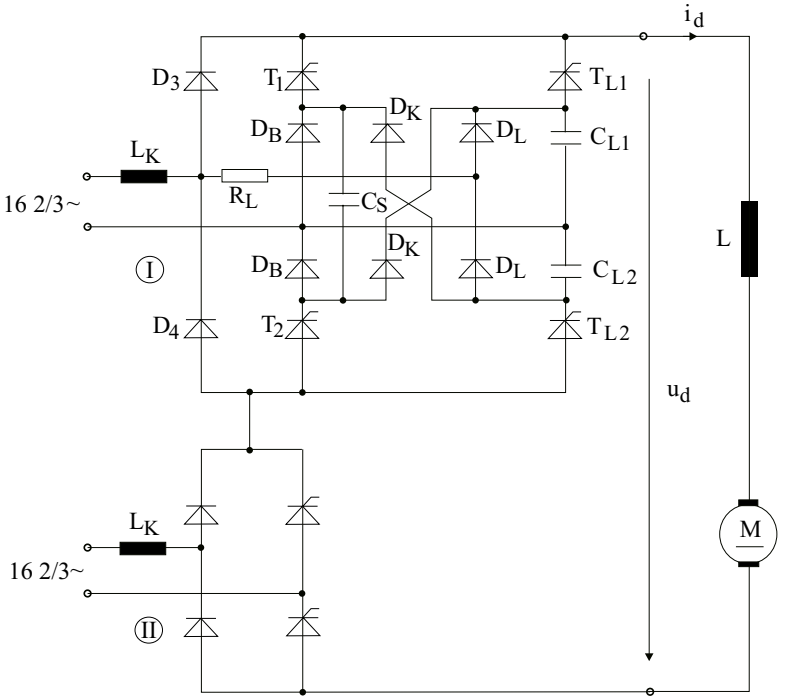


Abb. 2.106: *Spannungs- und Stromverläufe bei der löschbaren unsymmetrischen Brückenschaltung (LUB)*

Da in Abb. 2.106 nur eine Abschnittsteuerung angenommen wurde, ist die Grundschwingung $i_{N(1)}$ des Netzstroms um den Winkel φ_1 kapazitiv (voreilend) eingestellt.

Bei der Sektorsteuerung ist zu berücksichtigen, daß das Wechselstromnetz im allgemeinen nennenswerte Induktivitäten L_K enthält. Der Löschkondensator muß also den Strom in L_K abbauen, wobei die dort gespeicherte Energie $0,5 \cdot L_K \cdot I_d^2$ aufgenommen werden muß. Um unzulässige Überspannungen zu vermeiden, ist die in Abb. 2.105 gezeigte Schaltung weiterentwickelt worden.

Dies soll abschließend anhand von Abb. 2.107 gezeigt werden. Die beiden halbgesteuerten Brücken I und II (mit Löscheinrichtung für Brücke I) werden in Folgesteuerung betrieben. Beim Löschen der Hauptthyristoren T_1 (über T_{L1} und C_{L1}) bzw. T_2 (über T_{L2} und C_{L2}) wird die magnetische Energie der Netzinduktivitäten im Speicherkondensator C_S zwischengespeichert und nach Beendigung des Löschvorgangs in die Gleichstromlast entladen. Bei dieser Schaltung können Werte bis $\lambda \approx 0,95$ erreicht werden.



T_1, T_2	=	Hauptthyristoren	D_K	=	Kommutierungsdioden
T_{L1}, T_{L2}	=	Löschthyristoren	D_B	=	Sperrdioden
R_L	=	Ladewiderstand	D_L	=	Ladedioden
C_{L1}, C_{L2}	=	Löschkondensatoren	C_S	=	Speicherkondensator
L_K	=	Trafo- und Netzinduktivität			

Abb. 2.107: *Zwei unsymmetrisch halbgesteuerte Brücken in Folgesteuerung mit Löscheinrichtung für Brücke I*

Allgemein muß aber festgestellt werden, daß alle blindleistungssparenden Schaltungen mit Thyristoren inzwischen — insbesondere für den Bahnverkehr — durch selbstgeführte Wechselrichter abgelöst wurden, da mit diesen Schaltungen sowohl der Verschiebungsfaktor $\cos\varphi = 1$ als auch der Leistungsfaktor $\lambda \approx 1$ eingestellt werden kann und eine Energierückführung möglich ist.

3 Direktumrichter

Aus Kapitel 2.8 ist bekannt, daß netzgeführte *Umkehrstromrichter* beide Spannungsrichtungen bei beiden Stromrichtungen auf der Ausgangsseite erzeugen können; d.h. Umkehrstromrichter sind Vier–Quadrant–Stellglieder (Abb. 3.1).

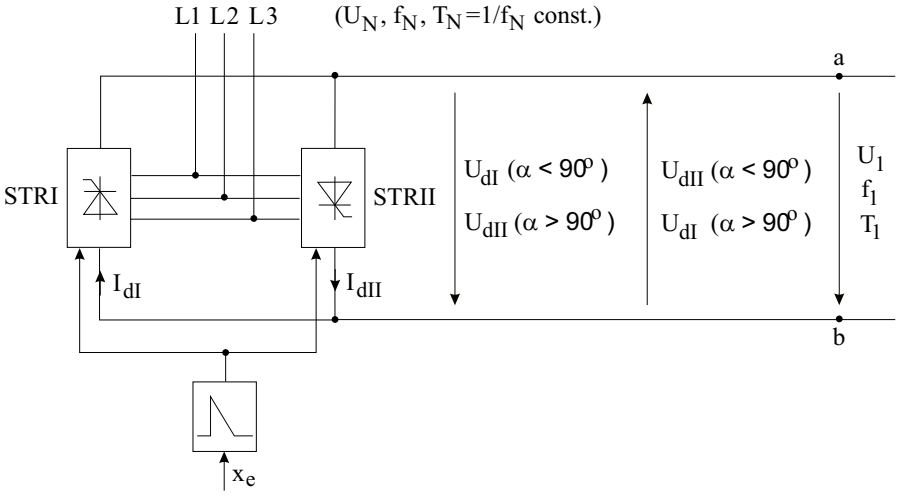


Abb. 3.1: *Umkehrstromrichter (Vier–Quadrant–Stellglied)*

Wenn durch eine entsprechende Steuerung beispielsweise der Stromrichter STR I die positive Stromhalbschwingung und damit der Stromrichter STR II die negative Stromhalbschwingung übernimmt, dann ist an den Ausgangsklemmen a–b ein Wechselstrom verfügbar. Durch periodische Steuerung des Umkehrstromrichters können somit beide Spannungsrichtungen bei beliebiger Stromrichtung bzw. beide Stromrichtungen bei beliebiger Spannungsrichtung realisiert werden, d.h. der Umkehrstromrichter kann durch eine geeignete Steuerung als einphasiger Umrichter mit einer eingeprägten Wechselspannung oder einem eingeprägten Wechselstrom betrieben werden. Da es sich hier um einen Umrichter ohne Zwischenkreis (d.h. ohne Energiespeicher) handelt, spricht man von einem *Direktumrichter*.

Man kann grundsätzlich zwei Typen (d.h. zwei verschiedene Steuerverfahren) des Direktumrichters unterscheiden:

1. den *Trapezumrichter*,
2. den *Steuerumrichter*.

3.1 Trapezumrichter

3.1.1 Einphasiger Trapezumrichter

Grundsätzlich kann beispielsweise der Stromrichter STR I bzw. der Stromrichter STR II während der jeweiligen Stromführungsdauer — bis auf die Umsteuerperioden — voll ausgesteuert werden. Die Periodendauer T_1 der Ausgangs–Wechselspannung wird dann von der Anzahl der Brenndauern $T_N/\,p$ pro Ventil bestimmt. Die Ausgangsspannung ist somit durch die Vollaussteuerung der Ventile vorgegeben und angenähert trapezförmig. Man spricht deshalb von einem *Trapezumrichter* bzw. *Hüllkurvenumrichter* (Abb. 3.2).

Bei einem Trapezumrichter ist daher die Ausgangsfrequenz f_1 nur in festen Stufen verstellbar; die möglichen Ausgangsfrequenzen f_1 ergeben sich aus:

$$\frac{1}{f_1} \;=\; T_1 \;=\; T_N + 2\cdot(n-1)\cdot\frac{T_N}{p} \tag{3.1}$$

mit p = Pulszahl des Stromrichters
T_N = Periodendauer der Netzspannung U_N
T_1 = Periodendauer der Ausgangsspannung U_1
n = 1, 2, 3, ... = Zahl der Spannungskuppen pro Halbperiode $T_1/\,2$

Der Faktor 2 ist notwendig, um eine Ausgangs–Wechselspannung U_1 ohne Gleichanteil zu erhalten.
Durch Umformen von Gl. (3.1) ergibt sich:

$$\frac{T_1}{T_N} \;=\; 1+\;\frac{2\cdot(n-1)}{p} \;=\; 1,\;\left(1+\frac{2}{p}\right),\;\left(1+\frac{4}{p}\right),\;\left(1+\frac{6}{p}\right),\;\ldots \tag{3.2}$$

$$\frac{f_1}{f_N} \;=\; \frac{p}{p\;+\;2\cdot(n-1)} \qquad (\text{mit}\quad n\;=\;1,\,2,\,3,\,\ldots) \tag{3.3}$$

Beispiel für $p = 6$:

$$\frac{f_1}{f_N} \;=\; \frac{3}{2+n} \;=\; \frac{3}{3},\;\frac{3}{4},\;\frac{3}{5},\;\frac{3}{6},\;\frac{3}{7},\;\ldots$$

Mit einem Trapezumrichter können also nur *diskrete Frequenzen* $f_1 \le f_N$ realisiert werden. Außerdem ist die Amplitude der Ausgangs–Wechselspannung fest vorgegeben.

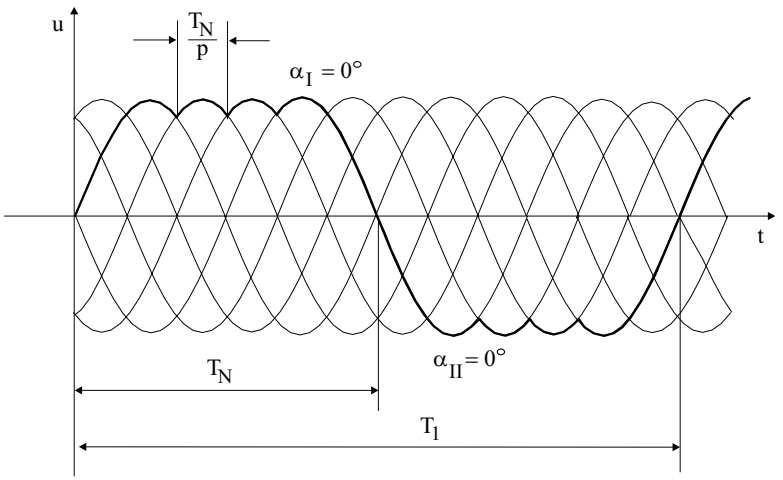


Abb. 3.2: *Spannungsverlauf beim Trapezumrichter (Beispiel: $p = 6$, $T_1 = 2 \cdot T_N$, $n = 4$)*

3.1.2 Mehrphasiger Trapezumrichter

Es soll beispielsweise ein Dreiphasensystem variabler Frequenz f_1 erzeugt werden. Dies ist mit drei Trapezumrichtern möglich (Abb. 3.3).

Bei einem mehrphasigen Trapezumrichter müssen *drei Bedingungen* eingehalten werden:

1. Die Wechselspannungen in den einzelnen Phasen dürfen keine Gleichanteile enthalten. Dies ist bereits in Gl. (3.1) – (3.3) berücksichtigt.

2. Die einzelnen Umkehrstromrichter müssen zeitversetzt angesteuert werden (z.B. um jeweils $T_1/3$ bei einem dreiphasigen Umrichter).

3. Das Mehrphasensystem soll symmetrisch sein, d.h. die Periodendauer T_1 am Ausgang muß durch die Zahl der Ausgangsphasen teilbar sein. Anschaulich bedeutet dies, daß in jeder Phase die gleiche Anzahl sowohl positiver als auch negativer Spannungskuppen vorhanden sein muß.

Daraus folgt für Trapezumrichter mit mehreren Phasen am Ausgang, daß die Zahl z

$$z \;=\; p + 2 \cdot (n-1) \;=\; p \cdot \frac{T_1}{T_N} \;=\; p \cdot \frac{f_N}{f_1} \tag{3.4}$$

ein ganzzahliges Vielfaches der Phasenzahl m des Ausgangssystems sein muß. Die Zahl der realisierbaren diskreten Frequenzen reduziert sich somit noch einmal.

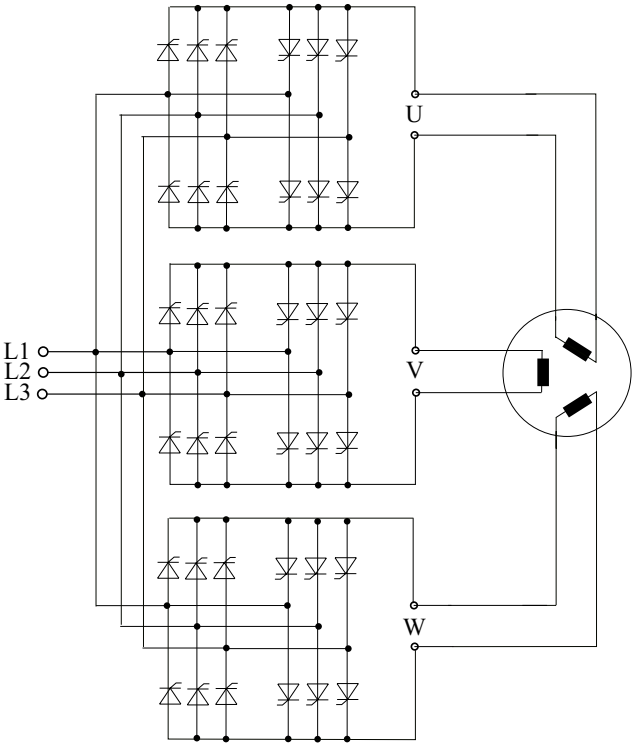


Abb. 3.3: *Leistungsteil eines dreiphasigen Direktumrichters mit Drehstrommaschine (Prinzip–Schaltung)*

Beispiel für $m = 3$ *und* $p = 6$*:*

$$z = 6,\ 12,\ 18,\ 24,\ \ldots \qquad \text{(d.h. } n = 1,\ 4,\ 7,\ 10,\ \ldots\text{)}$$

$$\frac{f_1}{f_N} = 1,\ \frac{1}{2},\ \frac{1}{3},\ \frac{1}{4},\ \frac{1}{5},\ \ldots$$

Diese Art der Ansteuerung ist somit nur für Verbraucher mit diskret einstellbaren Ausgangsfrequenzen und Ausgangsspannungen einsetzbar.

3.1.3 Frequenzelastischer Trapezumrichter

Mehr Spielraum für die einstellbare Ausgangsfrequenz f_1 ergibt sich beim sogenannten *frequenzelastischen Trapezumrichter*. Hier wird die Spannungsumkehr nicht auf den Verlauf einer Phasenspannung beschränkt, sondern durch eine vorübergehende Änderung der Steuerwinkel α_{I} bzw. α_{II} während der Umkehr der Ausgangsspannung eine oder mehrere Zwischenkommutierungen vorgenommen (Abb. 3.4).

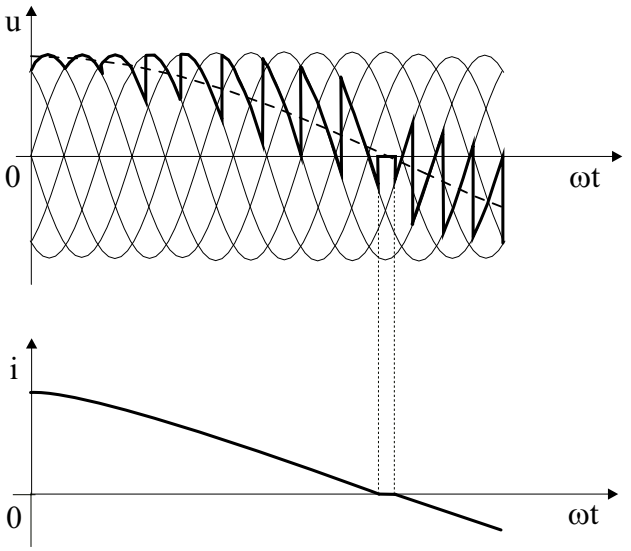


Abb. 3.4: *Zwischenkommutierung beim frequenzelastischen Trapezumrichter*

Der frequenzelastische Trapezumrichter kann vorteilhaft insbesondere im Feldschwächbereich von Antrieben genutzt werden, da im Feldschwächbetrieb die Ausgangsspannung praktisch konstant und maximal ist.

Dies bedeutet, daß der Direktumrichter im Ankerstellbereich als Steuerumrichter, im Feldschwächbereich dagegen als frequenzelastischer Trapezumrichter betrieben werden kann.

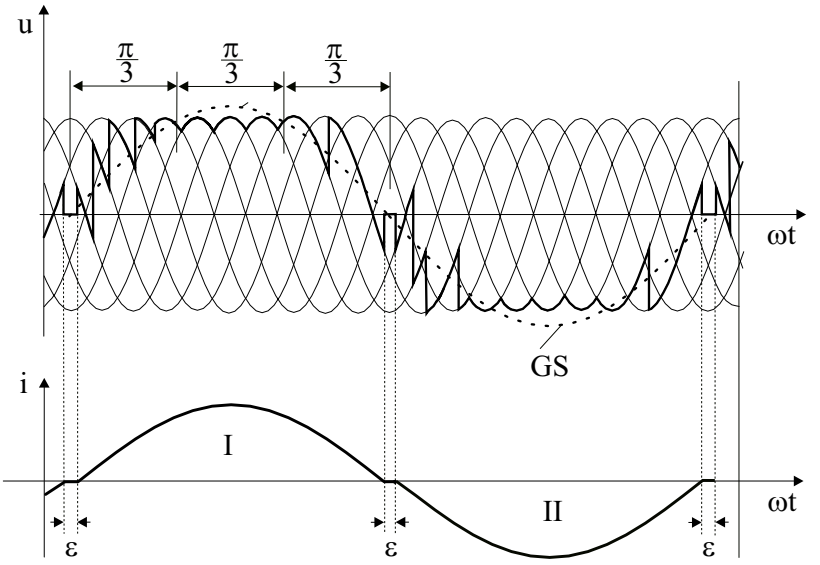
Der Trapezumrichter besitzt eine Grenze bezüglich der *Steuerbarkeit*. Um die Steuerbarkeit zu erhalten, darf jeweils nur eine der drei Trapezumrichter–Spannungen in der Begrenzung sein. Diese Bedingung wird eingehalten, wenn die Stromrichter nicht länger als $T_1/3$ pro Halbperiode an der Begrenzung ausgesteuert werden.

Während beim Trapezumrichter mit Vollaussteuerung nur Frequenzen deutlich unterhalb der Frequenz des versorgenden Netzes realisiert werden können, sind beim frequenzelastischen Umrichter auch variable Ansteuerwinkel zugelas-

sen. Damit ergibt sich die Möglichkeit, auch diskrete Frequenzen in der Nähe und oberhalb der Frequenz des versorgenden Netzes zu realisieren. Die in Band 2 dieser Buchreihe [57–59] dargestellten Beschreibungsfunktionen für Umkehrstromrichter waren ein erster Hinweis auf diese Option. Allerdings ist diese Möglichkeit der Erweiterung des Frequenzbereichs von Trapezumrichtern inzwischen nur mehr eine historische Variante.

3.2 Steuerumrichter

Der *Steuerumrichter* ist ein Direktumrichter, bei dem die Steuerwinkel im gesamten Steuerwinkelbereich frei einstellbar sind, d.h. die Beschränkung auf die feste Vorgabe der Zündwinkel (Vollaussteuerung) wird aufgegeben. Es sind beliebige Steuerwinkelfolgen und damit auch beliebige Folgen von Brenndauern $\delta < T_N/\,p$ möglich. Auf diese Weise entfällt die Beschränkung auf diskrete Frequenzen f_1;



$f_1 \approx$ 0,3 f_N
ε : Strompause beim Stromnulldurchgang
GS: Grundschwingung der Ausgangsspannung

Abb. 3.5: *Spannungs- und Stromverlauf beim Steuerumrichter bei Last mit* $\cos\varphi_1 = 1$ *(z.B. Synchronmaschine) und Verwendung von kreisstromfreien Umkehrstromrichtern*

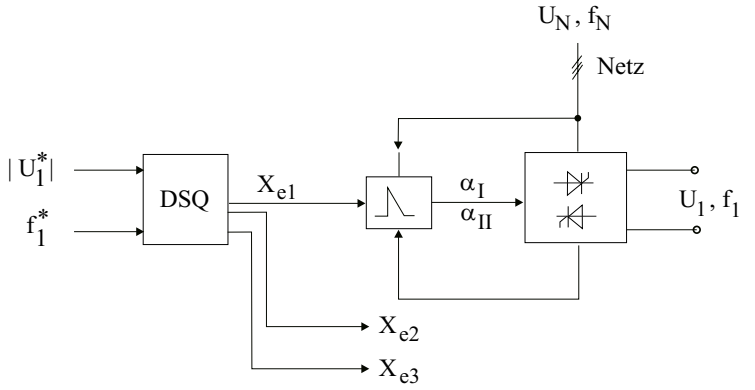
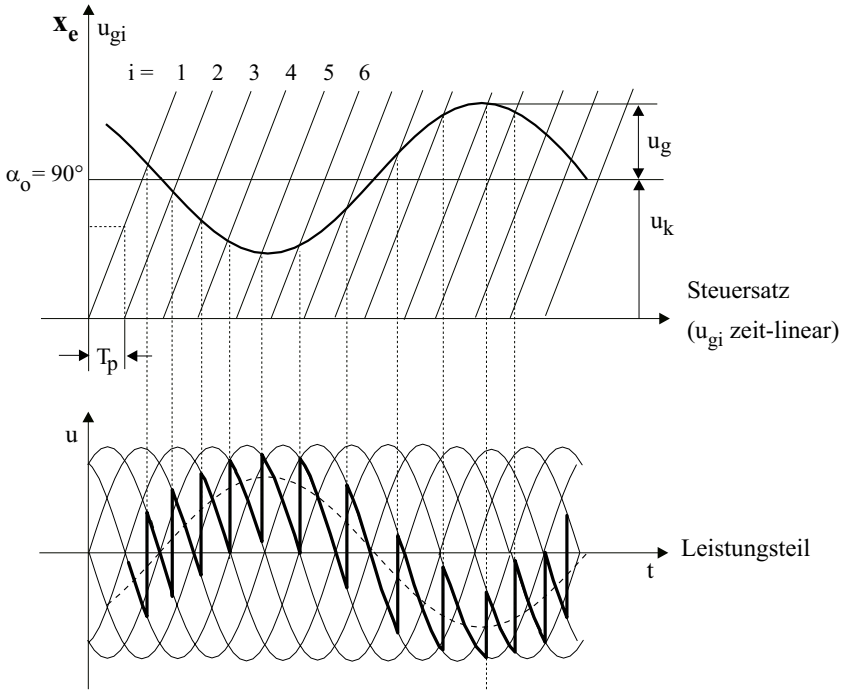


Abb. 3.6: *Steuerumrichter (Prinzipschaltung; DSQ = Drehspannungs–Sollwertquelle)*



x_e : Eingangsspannung (= Spannungssollwert)
u_{gi}: Zündwinkel–Referenzspannungen (= Zündwinkelraster)

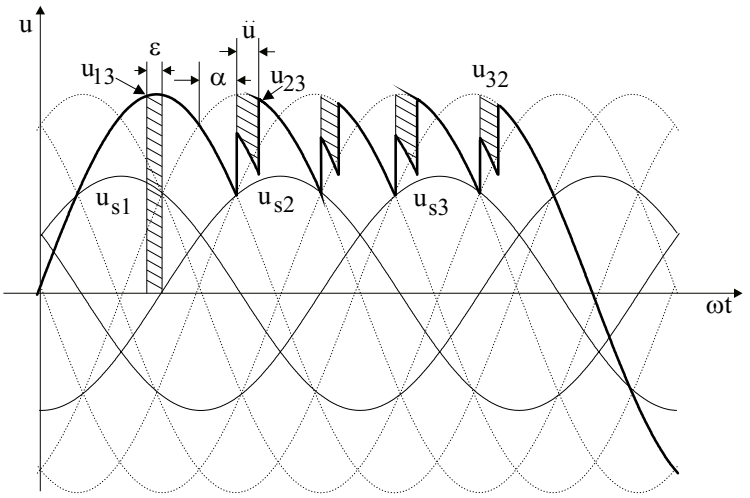
Abb. 3.7: *Erzeugung der Ausgangsspannung eines Direktumrichters (Steuersatz linear, Steuerspannung x_e sinusförmig)*

die Ausgangsfrequenz f_1 und die Ausgangsspannung U_1 können somit stufenlos eingestellt werden (Abb. 3.5).

Die Grundform eines Dreiphasen–Direktumrichters besteht aus drei Systemen, wie in Abb. 3.6 dargestellt; durch die Drehspannungs–Sollwertquelle DSQ werden die drei Steuerspannungen x_{ei} für die drei Zündimpulserzeuger vorgegeben.

Die Steuerspannungen x_{ei} sind dabei sinusförmig und in Amplitude und Frequenz variabel. Die Erzeugung der Ausgangsspannung einer Phase des Direktumrichters ist in Abb. 3.7 dargestellt.

Wie bei jedem netzgeführten Stromrichter entstehen auch beim Direktumrichter Spannungsverluste bei der Kommutierung. Dies ist in Abb. 3.8 dargestellt (vergl. auch Kap. 2).



$\ddot{u}$: Überlappungswinkel
ε: Strompause beim Stromnulldurchgang

Abb. 3.8: *Spannungsverlust durch Kommutierung*

Der Steuerumrichter hat in den letzten Jahren wieder Bedeutung erlangt, insbesondere als Stellglied für drehzahlvariable Synchronmaschinen. Dafür gibt es verschiedene Gründe:

Das Stellglied ist im Prinzip von der Gleichstrom–Antriebstechnik her gut bekannt. Es ist ein Stellglied, das relativ preiswert ist und bei dem die Leistung auf mehrere Einzelstellglieder verteilt werden kann. Es lassen sich daher auch hohe Leistungen einfach realisieren.

Der Steuerumrichter kann außerdem bevorzugt niedrige Ausgangsfrequenzen $f_1 \leq (0,3 \ldots 0,5) \cdot f_N$ bei im vorgegebenen Leistungsbereich beliebigen Strömen

erzeugen. Der Antrieb kann daher um den Drehzahlbereich Null hohe Drehmomente und hohe Leistungen liefern. Das Antriebssystem ist somit insbesondere für Antriebsaufgaben mit hohen Leistungen, hohen Drehmomenten bei nicht zu hohen Drehzahlen als Vier–Quadrant–Antrieb geeignet.

3.3 Schaltungsvarianten des Direktumrichters

3.3.1 Wahl der Umkehrstromrichter

a) *Kreisstrombehaftete Umkehrstromrichter:*

Vorteil: gute Dynamik, höhere Frequenzen möglich, Spannungsausbeute höher.

Nachteil: besonders hoher Blindleistungsbedarf.

b) *Kreisstromfreie Umkehrstromrichter:*

Vorteil: die Schaltung ist einfacher; die Ventile können für einen kleineren Strom ausgelegt werden, da die Kreisstromkomponente entfällt.

Nachteil: schlechtere Dynamik (Wechsel zwischen lückendem und nichtlückendem Strom, Stromnullpause); durch die Stromnullpause geht eine zusätzliche Spannungszeitfläche verloren.

3.3.2 Schaltung der Last

Bei einem Direktumrichter mit Drehfeldmaschine sind prinzipiell zwei Schaltungsvarianten möglich (Abb. 3.9):

a) *Summenlast, Last und Stromrichter in Sternschaltung:*

Bei dieser Lösung ist im Betrieb der Schalter S offen. Der Vorteil dieser Schaltung ist, daß nur drei Motorzuleitungen benötigt werden. Diese Schaltung nutzt die Bedingung $\sum i = 0$ im symmetrischen Dreiphasensystem aus. Ein weiterer Vorteil ist, daß die 3. Harmonischen sich im Strom nicht ausbilden können, da bei symmetrischer Ansteuerung die Spannungen der 3. Harmonischen die gleiche Phasenlage aufweisen.

Eine Schwierigkeit besteht bei dieser Schaltung beim Anfahren, wenn der Strom in allen Phasen Null ist. In diesem Fall muß der Schalter S geschlossen werden, damit sich die Ströme in den drei Phasen ausbilden können, bis sich $\sum i$ zu Null ergibt.

Ähnliche Schwierigkeiten können auch auftreten, wenn der Strom lückt. Deshalb sind für diese Schaltung zweckmäßig kreisstrombehaftete Umkehrstromrichter zu verwenden, die wiederum einen hohen Aufwand an Netztransformatoren erfordern (Abb. 3.10).

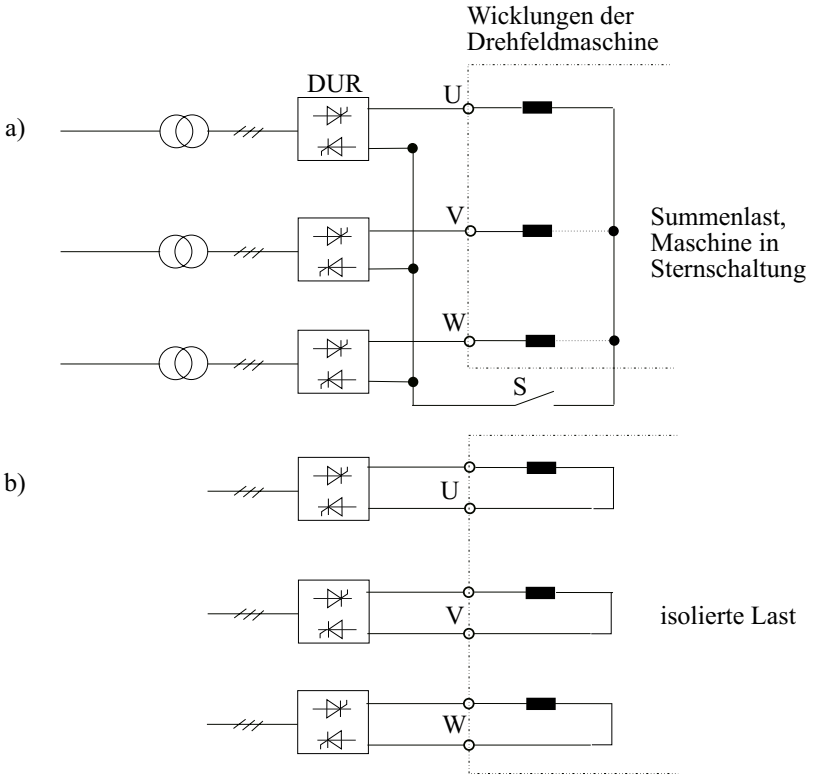


Abb. 3.9: *Schaltungsvarianten eines Drehfeldmotors: a) Summenlast, Maschine in Sternschaltung, b) isolierte Last*

b) *Isolierte Last, jede Phase separat versorgt:*

Bei dieser Schaltungsvariante werden die Wicklungen der Maschine einzeln gespeist; damit können sich die Ströme in den drei Phasen unabhängig voneinander ausbilden ($\sum i \neq 0$). Nachteilig ist, daß die Ströme der 3. Harmonischen sich voll ausbilden können.

Es können kreisstromfreie Umkehrstromrichter verwendet werden; Netztransformatoren sind nicht erforderlich, da die drei Wicklungen galvanisch getrennt sind (Abb. 3.11).

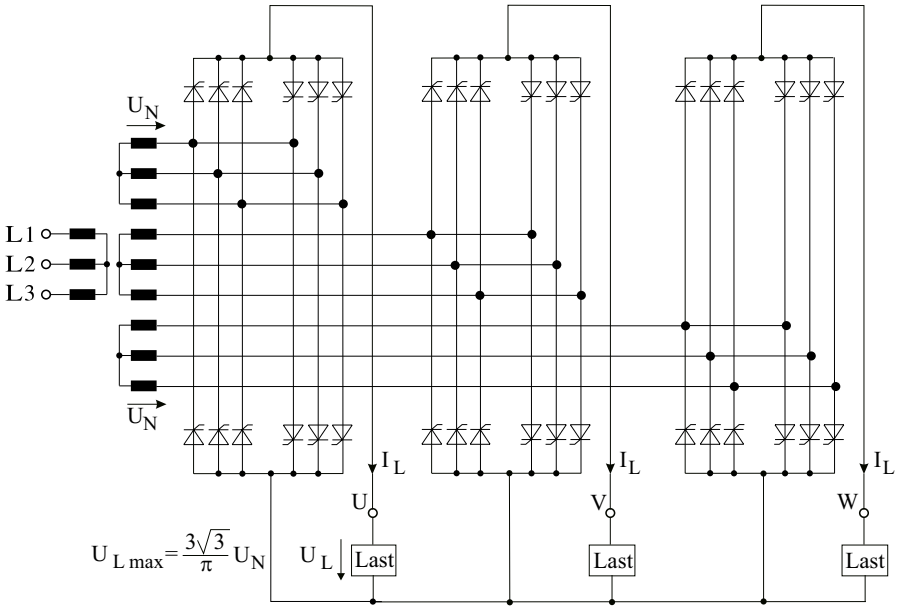


Abb. 3.10: *Direktumrichter mit nicht–isolierter Last (getrennte Trafo–Sekundärwicklungen notwendig)*

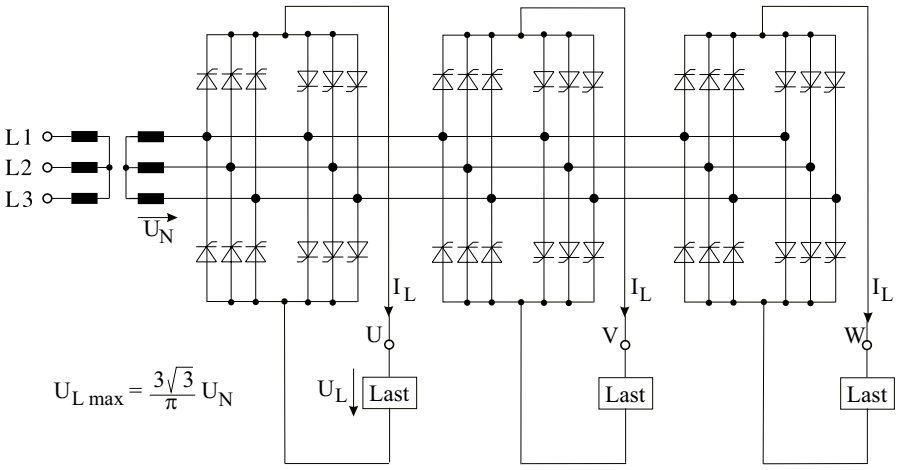


Abb. 3.11: *Direktumrichter mit isolierter Last (Netztrafo kann entfallen)*

3.3.3 Schaltungsvarianten des Umrichters

a) *Zwölfpulsiger Direktumrichter:*

Eine zwölfpulsige Ausführungsform eines Direktumrichters für hohe Spannungen zeigt Abb. 3.13. Ein Vorteil dieser Anordnung ist, daß Blindleistung und Harmonische auf der Netzseite durch unterschiedliche Steuerung der beiden Systeme reduziert werden können (siehe auch Kap. 2.7.2).

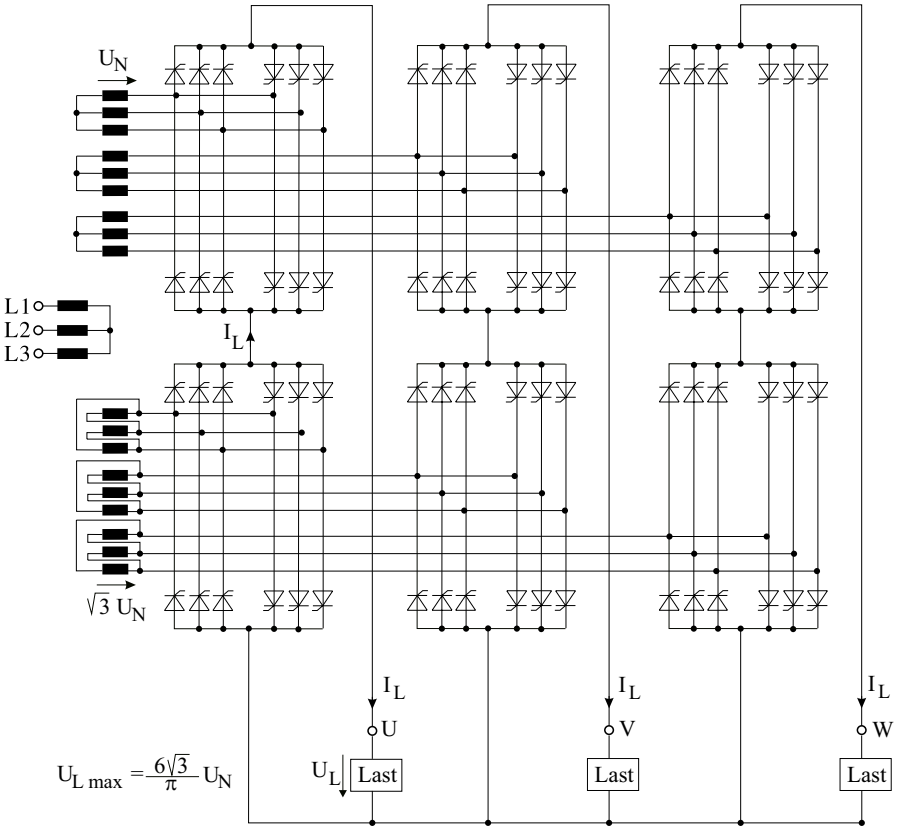


Abb. 3.12: *Zwölfpulsiger Direktumrichter für doppelte Spannung*

b) *Schaltung mit nur zwei Umkehrstromrichtern:*

Wie aus Abb. 3.10, 3.11 und 3.12 zu sehen ist, ist der Aufwand an Thyristoren bzw. Brückenschaltungen erheblich, so daß auch Direktumrichter mit verringertem Aufwand realisiert wurden.

Bei dreiphasigen Lasten sind nicht unbedingt *drei* Umkehrstromrichter–Stellglieder notwendig. Dies soll am Beispiel eines Direktumrichters mit zwei Umkehrstromrichtern in V–Schaltung und der Last in Dreieckschaltung gezeigt werden (Abb. 3.13). Eine Ausführung dieser Schaltungsvariante mit zwei sechspulsigen Umkehrstromrichtern zeigt Abb. 3.14.

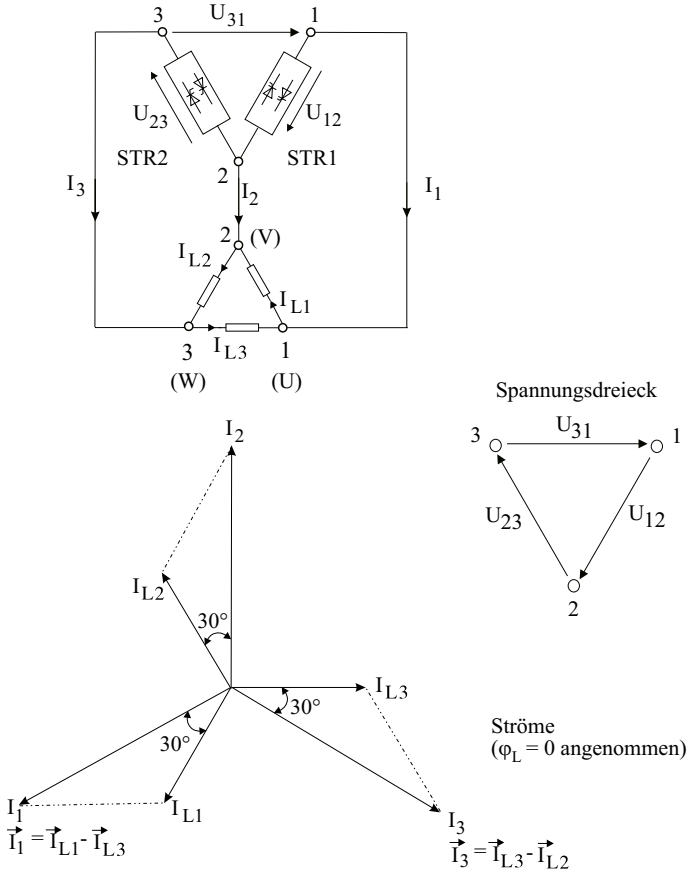


Abb. 3.13: *Direktumrichter mit zwei Umkehrstromrichtern in V–Schaltung und mit der Last in Dreieckschaltung (Prinzipschaltung und Zeigerdiagramm)*

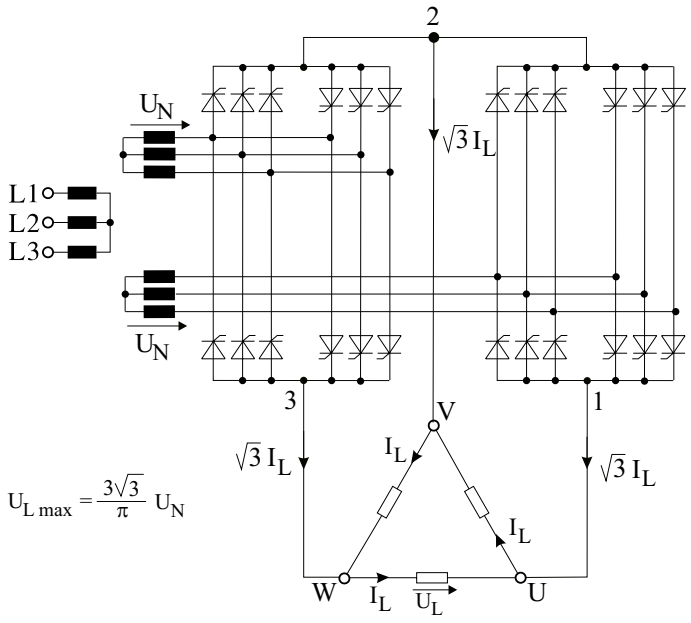


Abb. 3.14: *Direktumrichter in V–Schaltung mit zwei Umkehrstromrichtern*

Aus dem Zeigerdiagramm von Abb. 3.13 ergibt sich, daß durch eine geeignete Steuerung ein symmetrisches Drehstrom- und Drehspannungssystem an der Last erzeugt werden kann. Allerdings müssen die Stromrichter die verkettete Spannung bereitstellen; die Ströme ergeben sich zu:

$$I_1 \;=\; I_3 \;=\; \sqrt{3} \cdot I_L \tag{3.5}$$

Dies bedeutet, daß die beiden Umkehrstromrichter sowohl in der Spannung als auch im Strom eine um den Faktor $\sqrt{3}$ erhöhte Ausgangs–Amplitude der Last zur Verfügung stellen müssen.

c) *Schaltung mit Einfachstromrichtern:*

Um den Schaltungsaufwand weiter zu reduzieren, kann man beim Direktumrichter statt der drei Umkehrstromrichter auch drei Einfachstromrichter einsetzen. Dies ist in Abb. 3.15 dargestellt. Dabei ist trotz der Verwendung von Einfachstromrichtern, die nur eine Stromrichtung zulassen, in der Last ein Wechselstrom (d.h. beide Stromrichtungen) möglich, wenn die Stromrichter einen erhöhten Gleichstrom führen.

Es sind jeweils zwei Stromrichter stromführend; der dritte Stromrichter ist gesperrt. Die Einschaltdauer eines Stromrichters beträgt dabei 240°, die

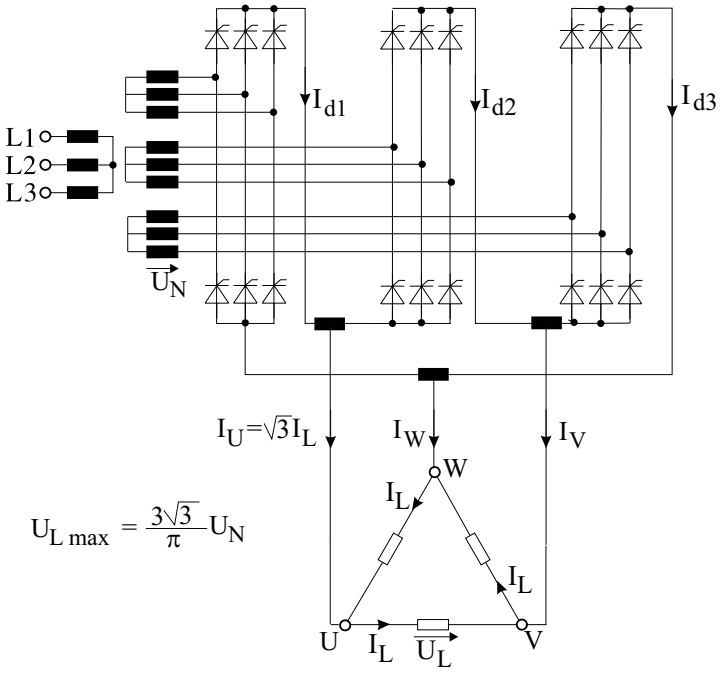


Abb. 3.15: *Direktumrichter mit B6–Einfachstromrichtern in Kreisschaltung (Last in Dreieckschaltung)*

Ausschaltdauer 120° (bezogen auf die Ausgangsfrequenz f_1). Die Stromverläufe sind in Abb. 3.16 dargestellt (Laststrom i_L sinusförmig angenommen).

Zu jedem Zeitpunkt muß für die Ströme in Abb. 3.15 gelten:

$$i_U = i_{d1} - i_{d2} \tag{3.6}$$

$$i_V = i_{d2} - i_{d3} \tag{3.7}$$

$$i_W = i_{d3} - i_{d1} \tag{3.8}$$

$$i_U + i_V + i_W = 0 \tag{3.9}$$

Bei *Einzelspeisung der Last* mit drei Einfachstromrichtern enthält auch der Laststrom einen Gleichanteil. Hierfür ist in der Maschine eine *gesehnte Wicklung* (Wicklung in zwei Schichten) erforderlich; dadurch wird die Wirkung der Gleichkomponente des Stroms wieder aufgehoben (Abb. 3.17).

Eine hervorragende Übersicht über die unterschiedlichsten Varianten von Direktumrichtern und deren prinzipielle Leistungsdaten ist in [49] zu finden.

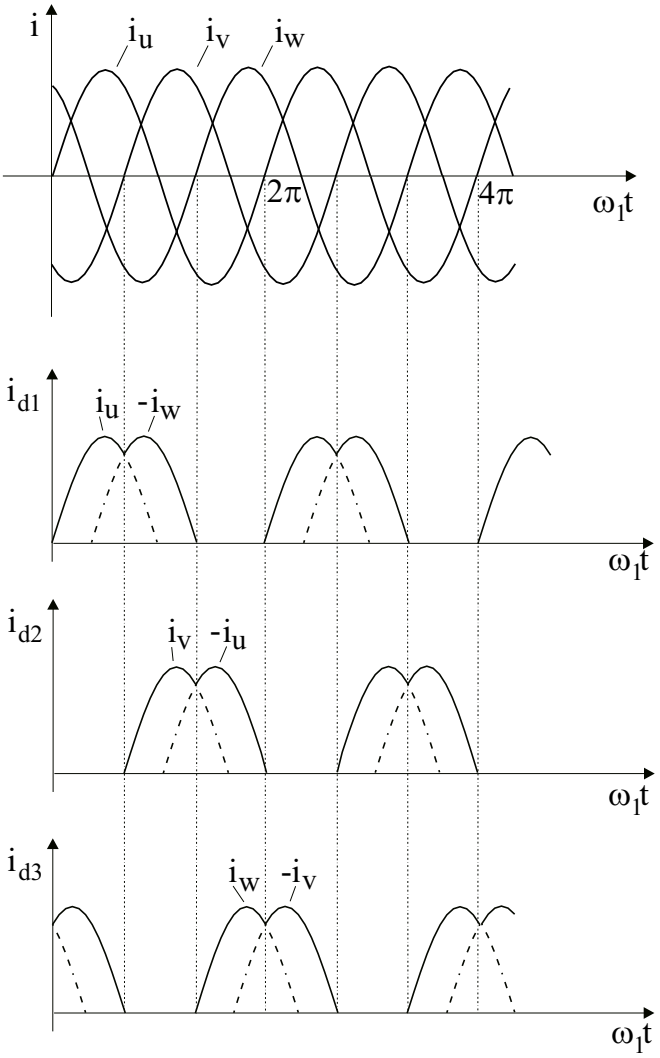
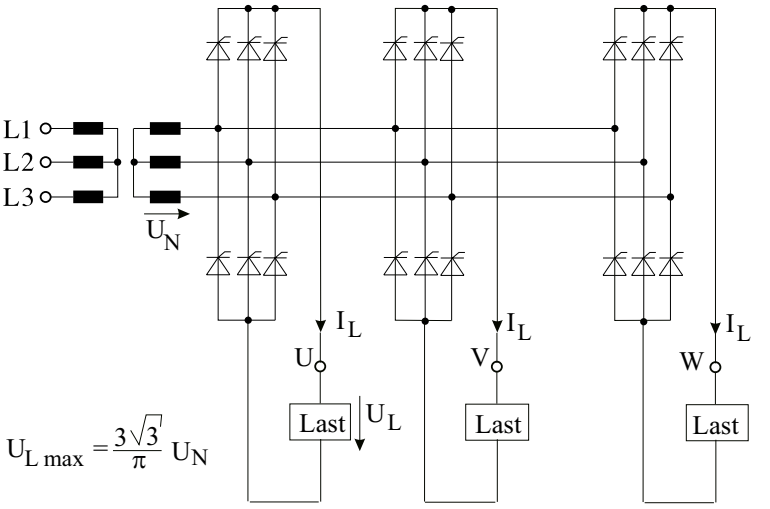
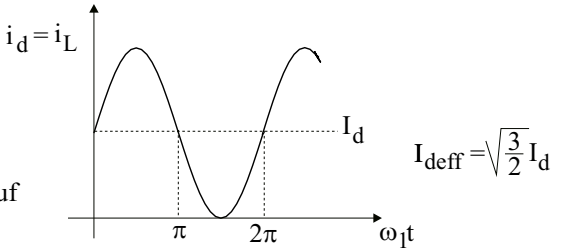


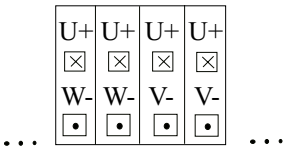
Abb. 3.16: *Stromverläufe beim Direktumrichter mit Einfachstromrichtern (Last in Dreieckschaltung; Lastströme sinusförmig angenommen)*



a) Schaltung



b) Stromverlauf



c) Prinzip der gesehnten Wicklung in der Maschine

Abb. 3.17: *Direktumrichter mit drei Einfachstromrichtern und Einzelspeisung der Last*

3.4 Frequenzbeschränkung beim Direktumrichter

Wie aus Kap. 2 bekannt, erzeugt ein netzgeführter Stromrichter bei einer konstanten Aussteuerung x_e auf der Gleichstromseite Harmonische der Ordnungszahl

$$\nu = k \cdot p \qquad (\text{mit } k = 1, 2, 3, \ldots) \tag{3.10}$$

Beispiel: $f_N = 50\ Hz,\ p = 6$:
Harmonische: $f_\nu = 300\ Hz,\ 600\ Hz,\ 900\ Hz,\ \ldots$

Wenn jedoch das Steuersignal x_e periodisch (z.B. sinusförmig) verändert wird, dann ändern sich ebenso die Steuerwinkel α_i periodisch, damit auch die Brenndauern der Ventile und damit das Spektrum der Harmonischen.

Grundsätzlich muß bei den weiteren Überlegungen unterschieden werden, ob die gewünschte Ausgangsfrequenz f_1 beliebig sein darf oder eine *singuläre Frequenz* ist. Bei einphasiger Betrachtung gilt für die singulären Frequenzen f_{sing} (vergl. *Elektrische Antriebe*, Band 2 [57–59]):

$$f_{sing} = \frac{p \cdot f_N}{n} \qquad (\text{mit } n = 2, 3, 4, \ldots) \tag{3.11}$$

Wird der Steuersatz mit einer singulären Frequenz angesteuert, dann ist die Periodendauer T_1 der singulären Frequenz ein ganzzahliges Vielfaches der (stationären) Brenndauer T_N/p des p-pulsigen Stellglieds. Dies bedeutet, daß sich die Zündimpulsmuster in jeder Periode der ansteuernden singulären Frequenz exakt wiederholen. Aufgrund dieser besonderen Situation werden nur Harmonische f_a erzeugt, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der ansteuernden singulären Frequenz sind:

$$f_a = \mu \cdot f_{sing} \qquad (\text{mit } \mu = 0, 1, 2, 3, \ldots) \tag{3.12}$$

Es können somit auch Ausgangsfrequenzen f_{sing} erzeugt werden, die höher als die speisende Netzfrequenz f_N sind, z.B. bei $p = 6$: $f_1 = 150\ Hz$ und $f_1 = 75\ Hz$. Allerdings ist die Amplitude der Ausgangsspannung wesentlich durch die Phasenlage der ansteuernden Frequenz f_1 zum speisenden Spannungssystem bestimmt.

Wird jedoch *nicht* mit einer singulären Frequenz angesteuert (wie in der Regel beim Steuerumrichter), kann sich das Zündimpulsmuster nicht regelmäßig mit der Periodendauer der gewünschten Ausgangsfrequenz f_1 wiederholen. Dadurch werden zusätzlich zu den Harmonischen der p–fachen Netzfrequenz noch Seitenbänder (Harmonische der Ausgangsfrequenz f_1) erzeugt. Es können sich somit auch Subharmonische, d.h. Frequenzen unterhalb von f_1, ausbilden.
Für die erzeugten Ausgangsfrequenzen f_a gilt dann bei $p = 6$ oder 12:

$$f_a = k \cdot p \cdot f_N \pm (2\,m - 1) \cdot f_1 \tag{3.13}$$

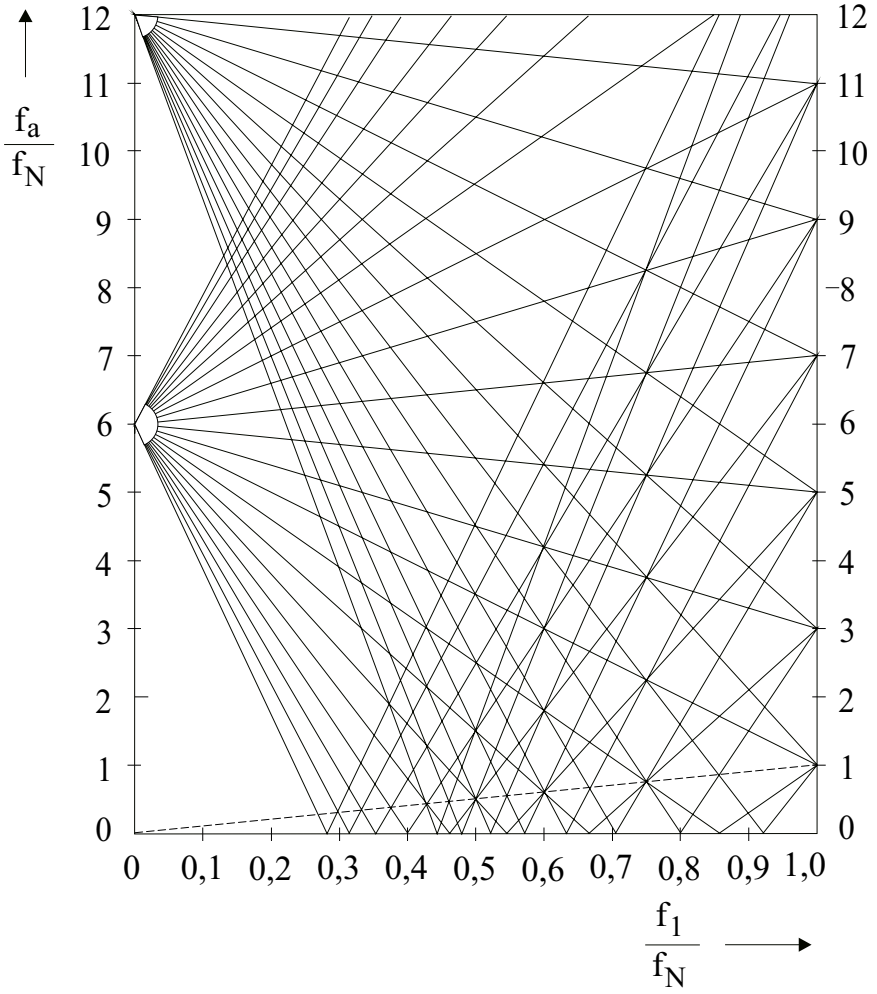


Abb. 3.18: *Harmonische eines sechspulsigen Direktumrichters (gezeichnet für $k = 1, 2$ und $m = 1, 2, 3, \ldots$)*

mit	$k \cdot p \cdot f_N$	=	Harmonische der p–fachen Netzfrequenz bei x_e = konst. (k = 1, 2, 3, …)
	$(2\,m - 1) \cdot f_1$	=	Seitenbänder (Harmonische der Frequenz f_1) (m = 1, 2, 3, …)
	f_N	=	Netzfrequenz
	f_1	=	gewünschte Ausgangsfrequenz
	f_a	=	real erzeugte Ausgangsfrequenzen

Die bei einem sechspulsigen Direktumrichter auftretenden Ausgangsfrequenzen f_a können aus Abb. 3.18 abgelesen werden. Es zeigt sich, daß sehr niedrige Frequenzen (Subharmonische) unterhalb der gewünschten Ausgangsfrequenz f_1 und sogar Gleichkomponenten auftreten können.

Wenn am Ausgang des Direktumrichters nur die gewünschte Frequenz f_1 und *höhere* Harmonische erzeugt werden sollen, dann muß gelten:

$$f_a \;=\; \mu \cdot f_1 \qquad (\text{mit } \mu \;=\; 1,\, 2,\, 3,\, \ldots) \tag{3.14}$$

Aus der Bedingung *minimale Frequenz* $f_{a\,min}$ = *gewünschte Frequenz* f_1 ergibt sich mit Gl. (3.13) und $k = 1$:

$$f_1 \;=\; p \cdot f_N \;-\; (2\,m - 1) \cdot f_1 \tag{3.15}$$

Somit muß gelten:

$$f_{a\,min} \;=\; f_1 \;=\; \frac{p \cdot f_N}{2 \cdot m} \qquad (\text{mit } \; m \;=\; 1,\, 2,\, 3,\, \ldots) \tag{3.16}$$

Ein Vergleich mit Gl. (3.11) zeigt, daß sich wiederum singuläre Ausgangsfrequenzen ergeben haben. Der zusätzliche Faktor 2 im Nenner von Gl. (3.16) ergibt sich dadurch, daß bei den singulären Frequenzen $f_{a\,min}$ kein Gleichanteil auftritt, d.h. daß sich das Zündimpulsmuster in jeder halben Periode der Ausgangsspannung exakt wiederholt.
Bei $p = 6$ ergibt sich für $f_1 = f_{a\,min}$:

$$\frac{f_1}{f_N} \;=\; \frac{3}{m} \qquad (\text{mit } \; m = 1,\, 2,\, 3,\, \ldots) \tag{3.17}$$

$$\text{d.h.} \qquad \frac{f_1}{f_N} \;=\; 3,\; \frac{3}{2},\; \frac{3}{3},\; \frac{3}{4},\; \frac{3}{5},\; \frac{3}{6},\; \ldots$$

Diese singulären Ausgangsfrequenzen sind in Abb. 3.18 gut zu erkennen (z.B. $f_1/f_N = 0,5;\; 0,75;\; 1$). Die dabei auftretenden höheren Harmonischen $f_a = \mu \cdot f_1$ ergeben sich für $\mu = 1, 3, 5, 7, \ldots$ (nur ungerade Harmonische, kein Gleichanteil).

Die übrigen singulären Frequenzen mit ungeradem n nach Gl. (3.11) sind in Abb. 3.18 ebenfalls zu erkennen, z.B.

$$\frac{f_1}{f_N} \;=\; \frac{6}{7} \;=\; 0,857;\;\; \frac{6}{9} \;=\; 0,667;\;\; \frac{6}{11} \;=\; 0,545;\;\; \ldots$$

Die hierbei auftretenden Harmonischen $f_a \;=\; \mu \cdot f_1$ ergeben sich für Ordnungszahlen $\mu \;=\; 0,\, 1,\, 2,\, 3,\, 4,\, \ldots$, d.h. es treten alle ganzzahligen Vielfachen von f_1 einschließlich einer Gleichkomponente ($\mu = 0$) auf.

Behandlung der Subharmonischen im Regelkreis:
Wie bereits ausgeführt, werden bei der Ansteuerung des Direktumrichters mit beliebigen Frequenzen Subharmonische bzw. sogar Gleichanteile erzeugt. Diese

Subharmonischen bzw. Gleichanteile in der Ausgangsspannung des Direktumrichters sind unerwünscht bzw. kritisch, da beispielsweise bei einem Stromregelkreis mit PI–Stromregler und einer ohmsch–induktiven Last sich Signalanteile mit tieferen Frequenzen als der Ausgangsfrequenz im Strom verstärkt auswirken, weil zu tieferen Frequenzen hin die Filterwirkung der Last abnimmt und die Verstärkung des I–Anteils zunimmt.

Um eine grundsätzliche Vorstellung über das in Abb. 3.18 dargestellte Verhalten hinaus zu erhalten, soll die Beschreibungsfunktion (harmonische Balance) genutzt werden. Bei der Analyse von netzgeführten Stromrichter–Stellgliedern mit der Beschreibungsfunktion ergaben sich bei jeder singulären Frequenz f_{sing} und bei jeder Amplitude der singulären Frequenz Ortskurven in Abhängigkeit von der Phasenlage der singulären Frequenz zum versorgenden Netz bzw. zum Zündkennlinienraster u_{gi} [57–59, 115–117].

Im vorliegenden Fall, d.h bei einer Ansteuerung mit nichtsingulären Frequenzen, stellt sich die Frage, mit welcher Analysemethode die Fragestellung zu bearbeiten ist. Eine Möglichkeit ist die *Multi–Input–Beschreibungsfunktions–Analyse* [49, 163]. Die Grundsatzüberlegung ist dabei, nicht nur *ein* sinusförmiges Eingangssignal am Eingang des nichtlinearen netzgeführten Stromrichter–Stellglieds zuzulassen, sondern *mehrere* sinusförmige Eingangssignale. Eine kritische Frage ist dabei, welche Frequenzen mit welchen Amplituden und welchen Orientierungen zueinander wesentlich sind.

Aus Abb. 3.18 ist zu entnehmen, daß beispielsweise bei einer gewünschten singulären Ausgangsfrequenz $f_1 = 25\ Hz$ (d.h. $f_1/f_N = 0,5$) und einem ansteuernden Signal mit der Frequenz 25 Hz nicht nur das gewünschte Ausgangssignal mit 25 Hz sondern auch mehrere Signalanteile mit gleichfalls 25 Hz erzeugt werden, die aber von Seitenbändern unterschiedlicher Harmonischer herrühren. Im Beispiel f_1 =25 Hz erhält man entsprechend Gl. (3.13)

$$f_a \;=\; \frac{f_N}{2} \;=\; k \cdot p \cdot f_N \;-\; (2\,m - 1) \cdot f_1 \tag{3.18}$$

Ausgangsfrequenzen $f_a = f_1$ für $k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots$ und $m = k \cdot p$. Solche Frequenzen sind von Interesse, da außer dem gewünschten Signal auch Signale mit der gleichen Frequenz auftreten, die nicht direkt erzeugt worden sind.

Aus grundsätzlichen Überlegungen läßt sich außerdem erkennen, daß mit zunehmender Ordnungszahl $(2\,m - 1)$ der Seitenbänder die Amplituden dieser Signale tendenziell abnehmen werden (Abb. 3.19 und 3.20). Damit ist der auszuwertende Bereich der Frequenzkombinationen deutlich eingeschränkt; es interessieren die Frequenzkombinationen, bei denen durch die Seitenbänder entweder die gleiche Frequenz oder annähernd gleiche bzw. niedrigere Frequenzen erzeugt werden.

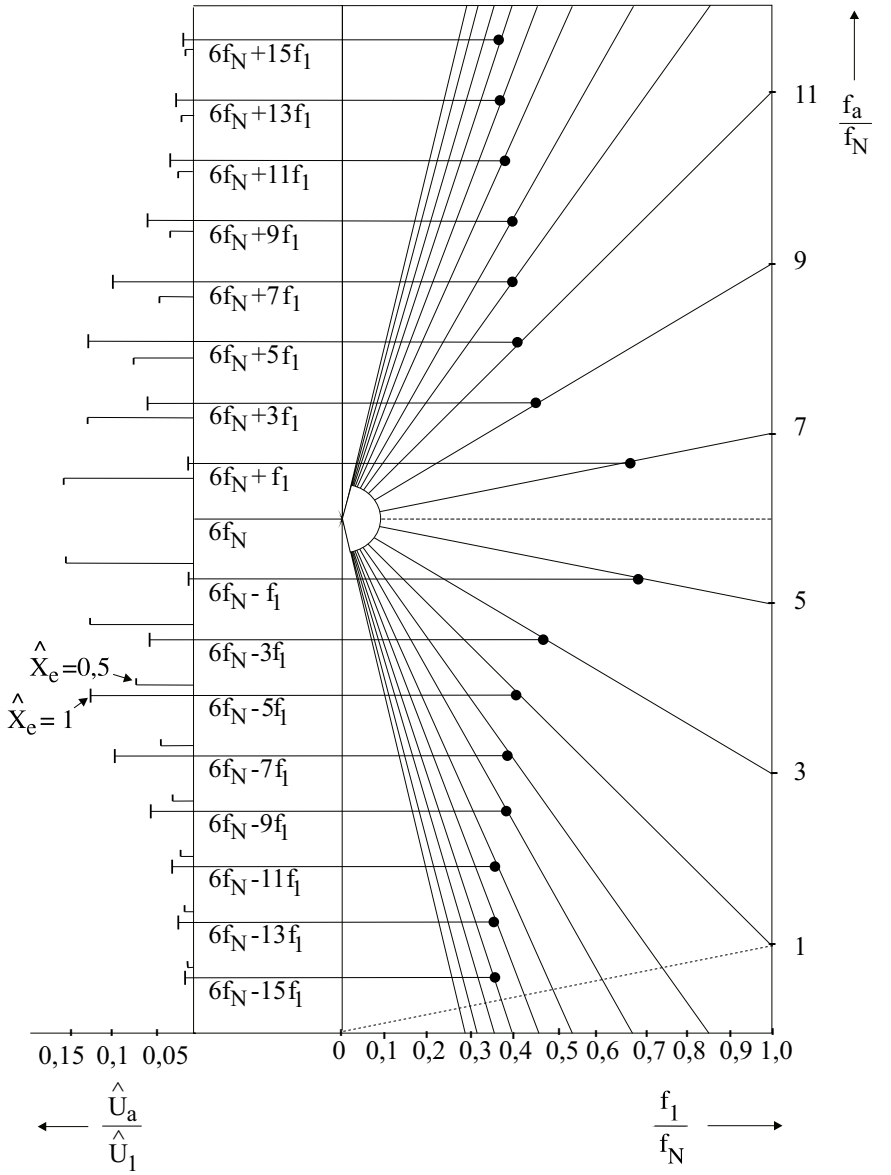


Abb. 3.19: *Amplituden der Harmonischen der Ausgangsspannung eines sechspulsigen kreisstromfreien Direktumrichters (ohmsche Last, $\hat{x}_e = 1$ bzw. 0,5)*

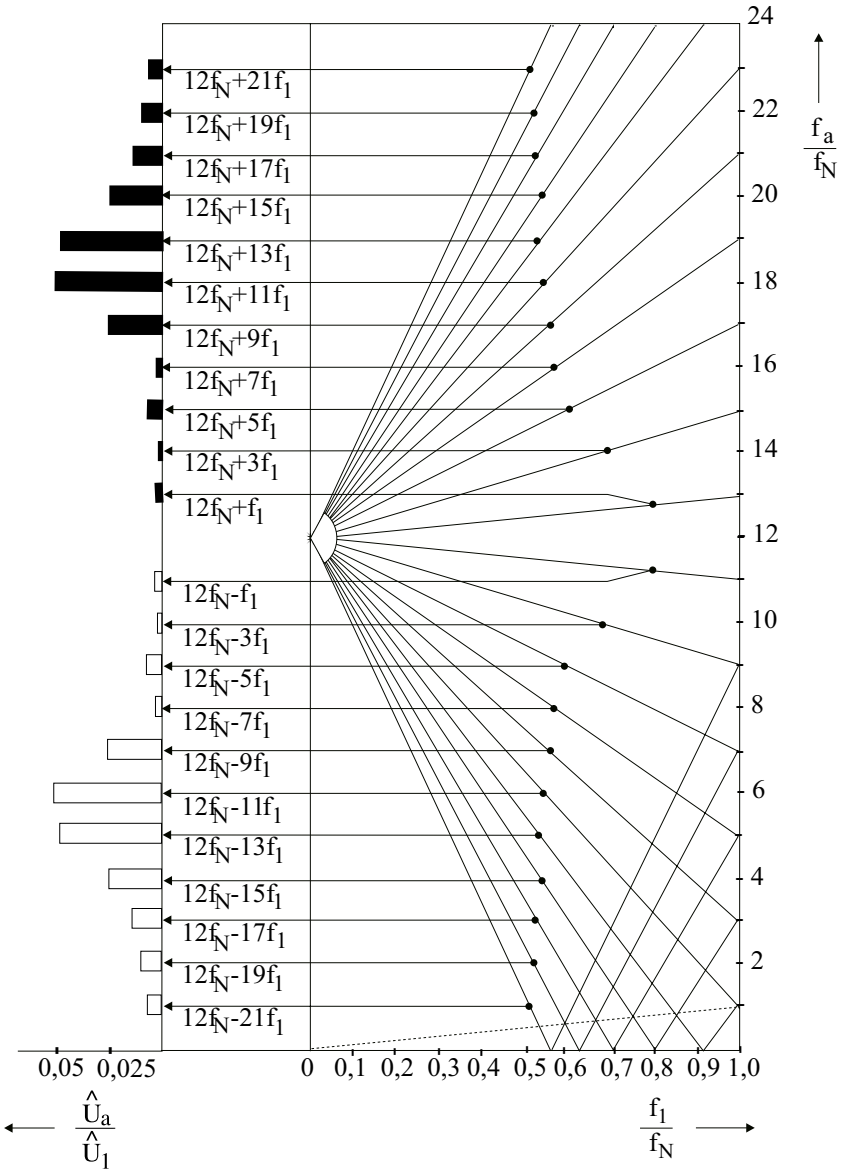


Abb. 3.20: *Amplituden der Harmonischen der Ausgangsspannung eines zwölfpulsigen Direktumrichters (ohmsche Last, $\hat{x}_e = 1$)*

Um die Frequenz f_{sub} der niedrigsten Subharmonischen für eine gewünschte Ausgangsfrequenz f_1 zu bestimmen, muß für die Periodendauern gelten:

$$b \cdot \frac{T_N}{p} \;=\; a \cdot T_1 \;=\; T_{sub} \qquad (\text{mit } a,\, b = \text{kleinste ganze Zahl}) \tag{3.19}$$

$$\frac{a}{b} \;=\; \frac{T_N}{p \cdot T_1} \;=\; \frac{f_1}{p \cdot f_N} \tag{3.20}$$

Die Frequenz f_{sub} ergibt sich somit aus:

$$f_{sub} \;=\; \frac{f_1}{a} \tag{3.21}$$

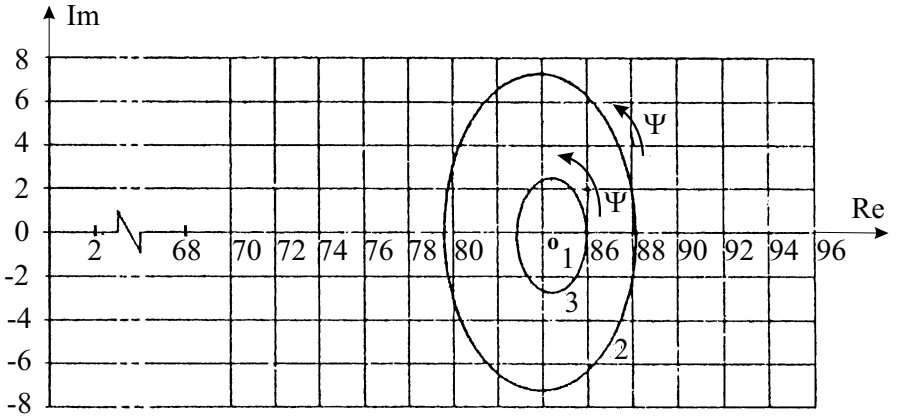
Beispiele für f_{sub} im Bereich um die singulären Frequenzen 25 Hz, $37,5$ Hz und 50 Hz ($p = 6$, $f_N = 50$ Hz) zeigt die Tabelle 3.1.

Tabelle 3.1: *Beispiele für f_{sub} im Bereich um die singulären Frequenzen* 25 *Hz,* $37,5$ *Hz und* 50 *Hz ($p = 6$, $f_N = 50$ Hz)*

$f_1 = 24{,}7$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{24,7}{300}$	$=$	$\frac{247}{3000}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{24,7}{247} = 0{,}1$ Hz
$f_1 = 24{,}8$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{24,8}{300}$	$=$	$\frac{31}{375}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{24,8}{31} = 0{,}8$ Hz
$f_1 = 24{,}9$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{24,9}{300}$	$=$	$\frac{83}{1000}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{24,9}{83} = 0{,}3$ Hz
$f_1 = 25{,}1$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{25,1}{300}$	$=$	$\frac{251}{3000}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{25,1}{251} = 0{,}1$ Hz
$f_1 = 25{,}2$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{25,2}{300}$	$=$	$\frac{21}{250}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{25,2}{21} = 1{,}2$ Hz
$f_1 = 37{,}4$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{37,4}{300}$	$=$	$\frac{187}{1500}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{37,4}{187} = 0{,}2$ Hz
$f_1 = 37{,}6$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{37,6}{300}$	$=$	$\frac{47}{375}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{37,6}{47} = 0{,}8$ Hz
$f_1 = 49{,}8$ Hz :	$\frac{a}{b}$	$=$	$\frac{49,8}{300}$	$=$	$\frac{83}{500}$;	f_{sub}	$=$	$\frac{49,8}{83} = 0{,}6$ Hz

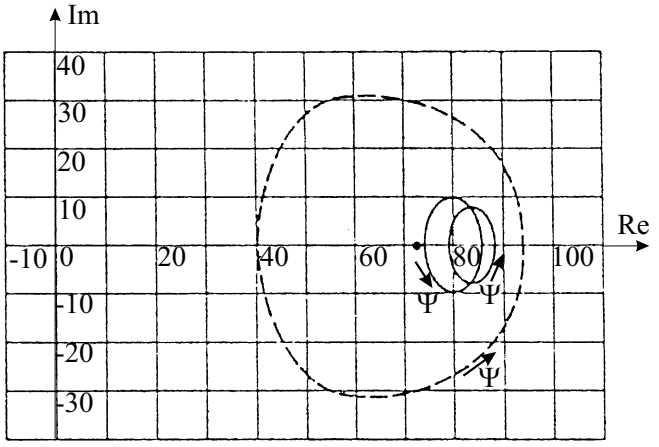
Eine Auswertung beispielsweise um die singuläre Frequenz $37,5$ Hz zeigt die in Abb. 3.21 dargestellten Ergebnisse.

Bei der singulären Frequenz $37,5$ Hz (Kurve 2) sind die bekannten Amplituden- und Phasenspielräume zu sehen, d.h. je nach Phasenlage des anregenden Signals zum Zündkennlinienraster ergeben sich unterschiedliche Verstärkungen und Phasenlagen; im Mittel ist der Phasenfehler in etwa Null.



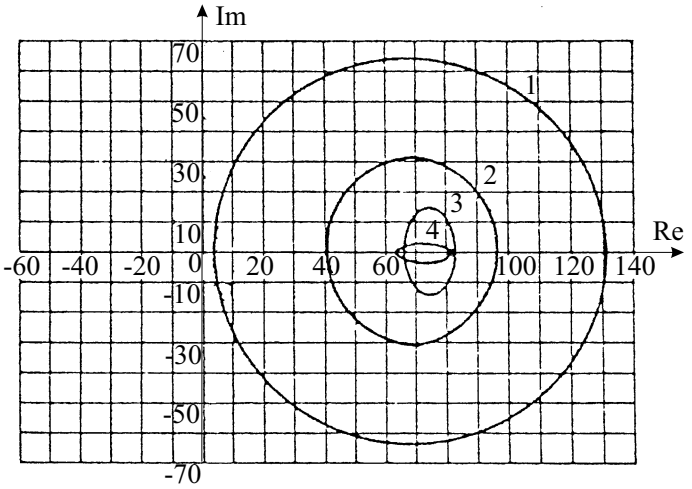
1: Ausgang: $37,4\ Hz$; Eingang: $37,4\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,2\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$
2: Ausgang: $37,5\ Hz$; Eingang: $37,5\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,1)$
3: Ausgang: $37,6\ Hz$; Eingang: $37,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$

Abb. 3.21: *Beschreibungsfunktion im Bereich um die singuläre Frequenz* $37,5\ Hz$



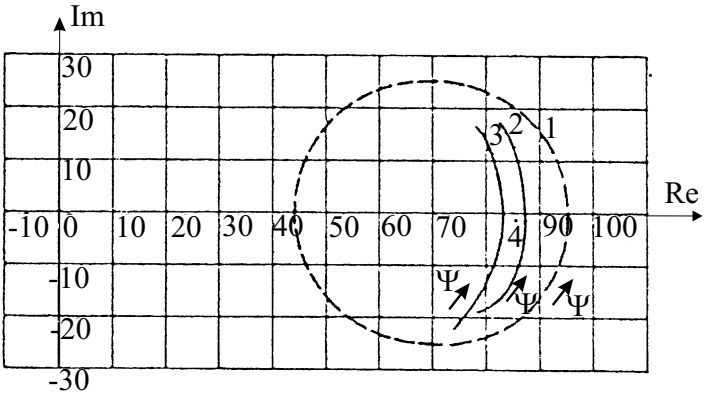
1: Ausgang: $0,8\ Hz$; Eingang: $37,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$
2: Ausgang: $0,2\ Hz$; Eingang: $37,4\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,2\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$
3: Ausgang: $37,5\ Hz$; Eingang: $37,5\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,1)$
4: Ausgang: $37,5\ Hz$; Eingang: $37,5\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$

Abb. 3.22: *Beschreibungsfunktion im Bereich um die singuläre Frequenz* $37,5\ Hz$



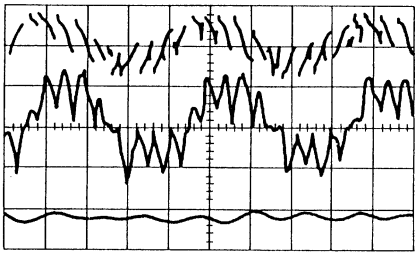
1: Ausgang: $0,8\ Hz$; Eingang: $37,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,05)$
2: Ausgang: $0,8\ Hz$; Eingang: $37,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$
3: Ausgang: $0,8\ Hz$; Eingang: $37,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,2)$
4: Ausgang: $0,8\ Hz$; Eingang: $37,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,4)$

Abb. 3.23: *Beschreibungsfunktion für die Subharmonische* $0,8\ Hz$ *bei* $f_1 = 37,6\ Hz$



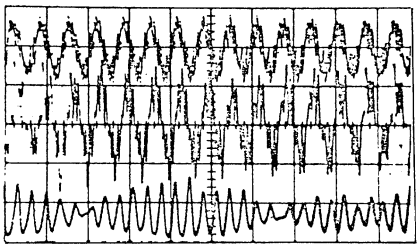
1: Ausgang: $0,6\ Hz$; Eingang: $49,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$
2: Ausgang: $50,0\ Hz$; Eingang: $50,0\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$
3: Ausgang: $50,0\ Hz$; Eingang: $50,0\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,1)$
4: Ausgang: $49,8\ Hz$; Eingang: $49,8\ Hz$ $(\hat{x}_e = 1,0)$ und $0,6\ Hz$ $(\hat{x}_e = 0,1)$

Abb. 3.24: *Beschreibungsfunktion im Bereich um die singuläre Frequenz* $50\ Hz$



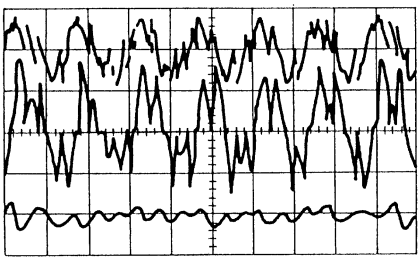
(1)
(2)
(3)

a) $f_1 = 24$ Hz (10 ms/ div)



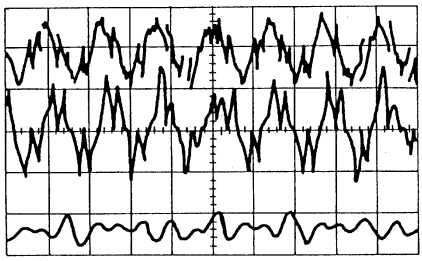
(1)
(2)
(3)

b) $f_1 = 30$ Hz (50 ms/ div)



(1)
(2)
(3)

c) $f_1 = 34$ Hz (20 ms/ div)



(1)
(2)
(3)

d) $f_1 = 36$ Hz (20 ms/ div)

(1) Wicklungsspannung
(2) Wicklungsstrom
(3) Drehmoment (Nullpunkt unterdrückt)

Abb. 3.25: *Zeitverläufe der Maschinengrößen*

Wird mit $37,4\ Hz$ angeregt, ein zusätzliches Signal mit $0,2\ Hz$ und mit kleiner Amplitude zugemischt und über die sehr lange Periode der Subharmonischen mit $0,2\ Hz$ gemittelt, dann ergibt sich nur die Verstärkung des Stellgliedes.

Wird statt dessen mit $37,6\ Hz$ angeregt und auch diese Frequenz am Ausgang ausgewertet, dann sind in Kurve 3 bereits deutliche Amplituden- und Phasenspielräume festzustellen.

In gleicher Weise zeigen Abb. 3.22 bis 3.24 Auswertungen mit Bezug auf die Subharmonischen. Auch bei allen diesen Subharmonischen sind die Phasen- und Amplitudenspielräume festzustellen.

Damit muß bei der Untersuchung derartiger Systeme beachtet werden, daß sowohl bei der gewünschten Ausgangsfrequenz als auch bei der unerwünscht erzeugten Subharmonischen die Amplituden- und Phasenspielräume auftreten. Da — wie bereits oben festgestellt — mit sinkender Frequenz des Signals im Regelkreis die Tiefpaßwirkung eines PT_1–Glieds (RL–Last) abnimmt und die I–Verstärkung eines eventuellen PI–Stromreglers (bzw. I–Reglers im Lückbereich des Stroms) zunimmt, sind die Subharmonischen–Effekte mit steigender Ausgangsfrequenz immer weniger zu vernachlässigen.

In Abb. 3.25 werden die Wicklungsspannung, der zugehörige Wicklungsstrom und das Drehmoment einer vom Direktumrichter gespeisten Asynchronmaschine im Betrieb mit Stromregelung und gesteuerter Spannungsvorgabe gezeigt. Deutlich ist im Fall b ($f_1 = 30\ Hz$) der Einfluß der Subharmonischen im Drehmoment zu erkennen. Interessant ist auch, daß bei höheren Frequenzen die Drehmoment–Oberschwingungen nicht zwangsläufig zunehmen müssen.

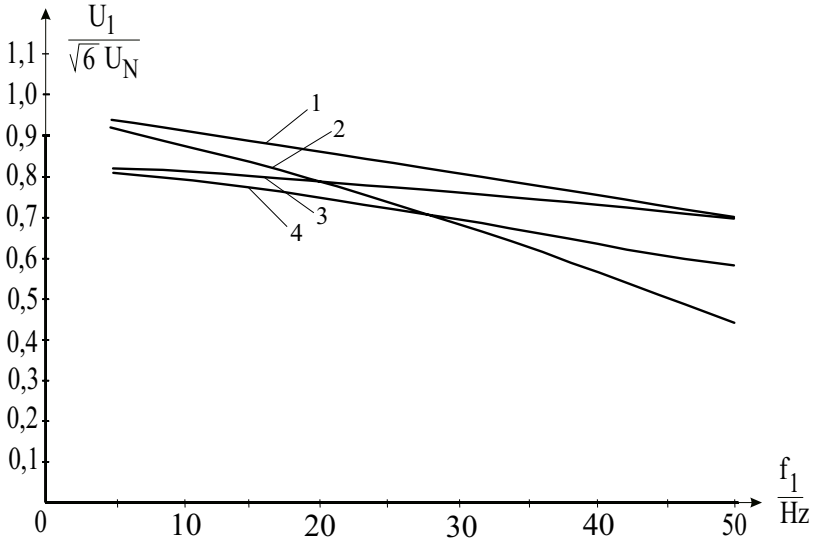
Damit ist die im allgemeinen bekannte Frequenzbeschränkung beim Direktumrichter verständlich.

Aus Abb. 3.25 ist aber eine weitere Beschränkung beim Direktumrichter zu erkennen. Je höher die gewünschte Ausgangsfrequenz f_1 wird, desto kürzer wird die halbe Periodendauer und desto weniger Ventile des Stellgliedes können den Strom führen. Beispielsweise ist bei $50\ Hz$ Ausgangsfrequenz $T_1/2 = 10\ ms$, d.h. es können theoretisch gerade noch alle Ventile an der Stromführung beteiligt sein.

In der Realität ist aber bei kreisstromfreien Umkehrstromrichtern die Stromnullpause (die so kurz wie möglich sein sollte) zu berücksichtigen. Außerdem muß der Stromlückbereich immer zweimal durchfahren werden, so daß bei hohen Ausgangsfrequenzen nur noch ein oder zwei Ventilkombinationen den Strom führen werden. Das bedeutet eine erhebliche Mehrbelastung der Ventile mit steigender Frequenz (siehe auch [149]).

Zusätzlich sind die Kommutierungsvorgänge zu beachten, so daß sich mit steigender Ausgangsfrequenz auch die Spannungsausbeute verschlechtert (siehe Abb. 3.26). Damit sind nicht nur von der regelungstechnischen Seite, sondern auch von der Auslegung her einige besondere Effekte zu berücksichtigen.

Die Rückkopplung der Subharmonischen im Stromregelkreis kann durch adaptive Filter unterdrückt werden, so daß nur die in Abb. 3.22 bis 3.24 gezeigten Einflüsse verbleiben.



Spannungsausbeute 1: keine Stromnullpause, Vollaussteuerung, $\alpha_{min} = 0°$
Spannungsausbeute 2: wie 1, aber Stromnullpause $3,3\,ms$
Spannungsausbeute 3: wie 1, aber $\alpha_{min} = 30°$
Spannungsausbeute 4: Stromnullpause $1,6\,ms$, $\alpha_{min} = 30°$

Abb. 3.26: *Spannungsausbeute bei Voll- und Teilaussteuerung mit verschieden langen Stromnullpausen*

Wenn diese Einflüsse akzeptiert werden und die Auswirkungen der Subharmonischen regelungstechnisch beschränkt werden, dann kann der sechspulsige kreisstromfreie Direktumrichter bis zu einer Ausgangsfrequenz

$$f_1 \leq 0,72 \cdot f_N \tag{3.22}$$

und mit einer Spannungsausbeute

$$U_1 \geq 0,75 \cdot U_N \qquad \text{(getrennte Speisung der Wicklungen)} \tag{3.23}$$

(U_1 = Phasenspannung, U_N = verkettete Netzspannung)

betrieben werden. Zwölfpulsige kreisstromfreie Direktumrichter verhalten sich noch etwas günstiger. Noch günstiger verhalten sich kreisstrombehaftete Umkehrstromrichter, da bei ihnen keine Stromnullpause auftritt. Allerdings muß in diesen Fall insbesondere die Auslegung der Kreisstromdrosseln und der starkstromtechnische Mehraufwand beachtet werden.

Abschließend sollen in Abb. 3.27 noch die Stromkurvenformen im versorgenden Netz für drei verschiedene Ausgangsfrequenzen gezeigt werden.

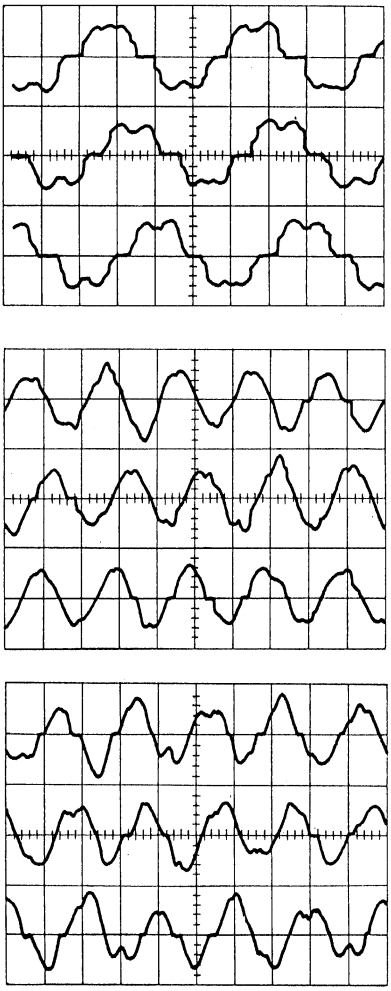


Abb. 3.27: *Netzströme für drei verschiedene Ausgangsfrequenzen* f_1

3.5 Auslegungskriterien

1. Frequenzbeschränkung:

   Die maximale Ausgangsfrequenz f_1 ist in der Regel beschränkt auf:

   $f_1 \leq (0,3 \ldots 0,5) \cdot f_N$

2. Belastung der Ventile:

   Bei hohen Ausgangsfrequenzen f_1 ist zu beachten, daß nicht mehr alle Ventile gleichmäßig an der Stromführung beteiligt sind. Im Spezialfall $f_1 = 50\ Hz$ wird dies besonders deutlich: nur noch ein oder zwei Ventilkombinationen führen den Strom. Wenn dieser Betriebsfall eingeplant wird, müssen alle Ventile extrem überdimensioniert werden.

3. Spannungsausbeute:

   Die erzielbare Ausgangsspannung liegt bei:

   $U_1 < 0,8 \cdot U_N \quad$ mit $\quad U_{di0} = 1,35 \cdot U_N \quad$ bei $p = 6$

   Bei der höchsten Frequenz f_1 beträgt die Spannungsausbeute wegen der Spannungsverluste durch Kommutierung und Stromnullpausen nur ca. $0,8/\,1,35 = 0,6$ (bei $p = 6$).

   Somit ergibt sich als Ziel, die Kommutierungszeit und die Stromnullpause möglichst klein zu halten.

   Eine Verbesserung der Spannungsausbeute um bis zu 15 % läßt sich durch Addition von durch 3 teilbaren Oberschwingungen zur Ausgangs–Grundschwingung erreichen, weil dadurch der Maximalwert der Spannung reduziert wird (Abb. 3.28; siehe auch Trapezumrichter und Kap. 8.4.6).

4. Leistungsfaktor: Sehr schlechter Leistungsfaktor λ, da zur Blindleistung der Maschine die Kommutierungs- und die Steuerblindleistung hinzukommt.

5. Netzrückwirkungen: Hoher Anteil von Harmonischen auf der Last- und der Netzseite.

6. Einsatzgebiete: Vier–Quadrant–Antriebe mit hoher Leistung (Aufteilung der Leistung auf mehrere Umkehrstromrichter) bei niedrigen Drehzahlen und hohem Drehmoment (Beispiel: Rohrmühlen, Walzwerksantriebe),

   gute Dynamik bei kleinen Drehzahlen realisierbar,

   Maschine vorzugsweise als Synchronmaschine, damit der Direktumrichter nur die Wirkleistung liefern muß,

   Antriebe mit Asynchronmaschine sind jedoch ebenso möglich.

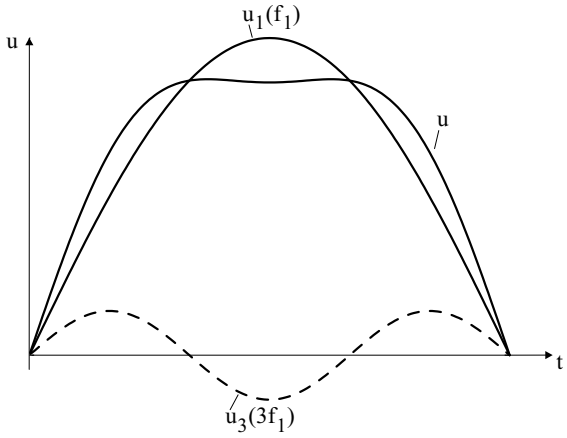


Abb. 3.28: *Erhöhung der Spannungsausbeute*

3.6 Regelung der direktumrichter–gespeisten Synchronmaschine

Zum besseren Verständnis der Regelung von Drehfeldmaschinen sei auf die diesbezügliche Literatur verwiesen (beispielsweise *Elektrische Antriebe*, Band 'Grundlagen' [54–56] für die Signalflußpläne und *Elektrische Antriebe*, Band 'Regelungen' [57–59] für die unterschiedlichen Regelverfahren an sich). An dieser Stelle werden deshalb nur allgemeine Hinweise hinsichtlich der Regelung gegeben.

Für die Regelung einer direktumrichtergespeisten Synchronmaschine soll zum Vergleich die bekannte Regelung der Gleichstrommaschine mit netzgeführtem Stromrichter herangezogen werden. Dafür dienen die Schaltbilder und Zeigerdiagramme nach Abb. 3.29 und 3.30.

Bei der *kompensierten Gleichstrommaschine* ist der Fluß $\vec{\Psi}_A$, der durch die ankerstromdurchflossene Ankerwicklung w_A entsteht, entgegengesetzt gleich dem Fluß $\vec{\Psi}_K$, der durch die gleichfalls ankerstromdurchflossene Kompensationswicklung w_K entsteht. Somit ist $\vec{\Psi}_K = -\vec{\Psi}_A$, so daß durch den Ankerstrom $\vec{I}_A$ kein Feld entstehen kann. Der resultierende Fluß ist somit

$$\vec{\Psi} \;=\; \vec{\Psi}_E \tag{3.24}$$

d.h. Feld und Ankerstrom sind entkoppelt (vergl. Abb. 3.29). Somit sind bei der kompensierten Gleichstrommaschine der Fluß $\vec{\Psi}$ und der Ankerstrom $\vec{I}_A$ einander senkrecht zugeordnet.
Damit ergibt sich für das Drehmoment:

$$M_{Mi} \;\sim\; \Psi_E \cdot I_A \tag{3.25}$$

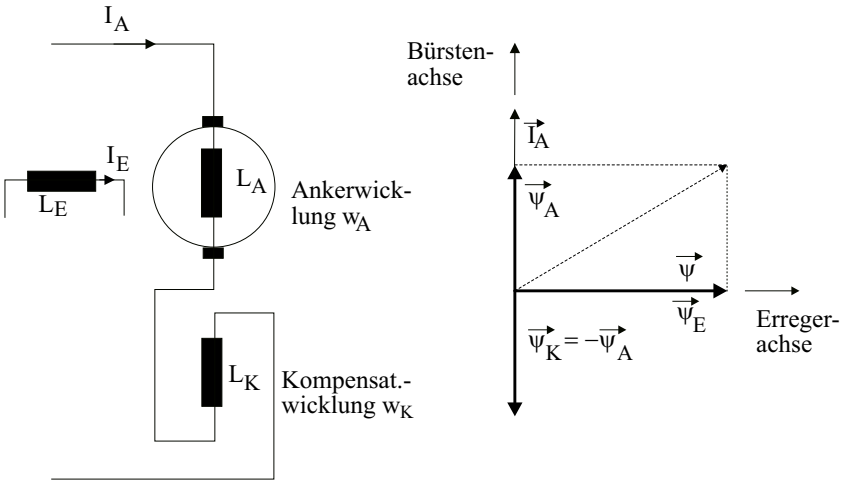


Abb. 3.29: *Schaltplan und Zeigerdiagramm der Gleichstrommaschine*

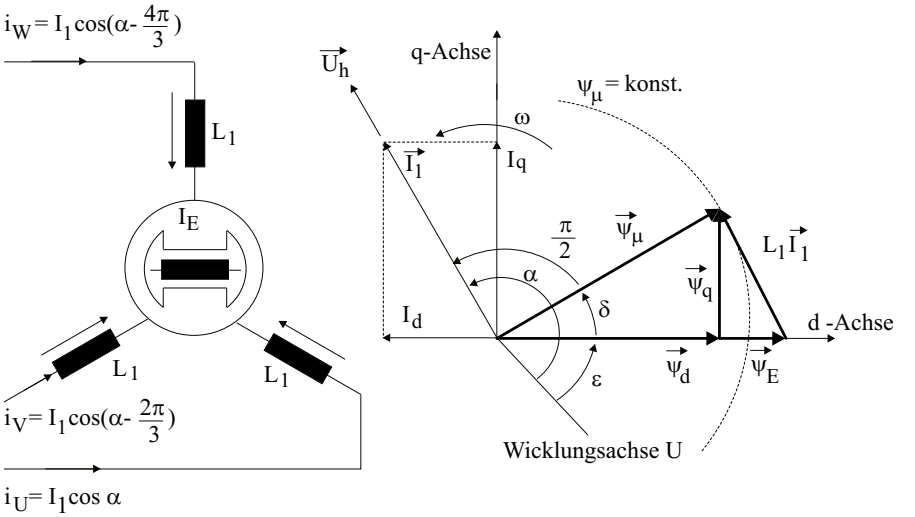


Abb. 3.30: *Schaltplan und Zeigerdiagramm der Synchronmaschine (Raumzeiger–Darstellung)*

Die *Synchronmaschine* hat keine getrennten Anker-, Erreger- und Kompensationswicklungen wie die kompensierte Gleichstrom–Nebenschlußmaschine, sondern die drei Statorwicklungen und die Erregerwicklung. Um dieses System auf eine Grundform wie bei der Gleichstrommaschine zu reduzieren, wird die Raumzeigertheorie angewendet.

Die Spannungen und die Ströme sowie die daraus resultierenden Flüsse der Statorwicklungen werden auf die Raumzeiger der Statorspannung, des Statorstroms und des Flusses transformiert. Diese Raumzeiger sind komplex und können daher in zwei Komponenten zerlegt werden. Die Zerlegung erfolgt vorzugsweise in die Richtung der Polradachse (d–Richtung) und senkrecht dazu (q–Richtung). Für eine Vollpolmaschine ohne Dämpferwicklung lassen sich damit die folgenden Gleichungen aufstellen, aus denen sich die Flußüberlagerung in der d–Achse erkennen läßt:

$$\vec{\Psi}_d = L_1 \cdot \vec{I}_d + M_{dE} \cdot \vec{I}_E = L_1 \cdot \vec{I}_d + \vec{\Psi}_E \tag{3.26}$$

$$\vec{\Psi}_q = L_1 \cdot \vec{I}_q \tag{3.27}$$

$$\vec{\Psi}_\mu = \Psi_d + j \cdot \Psi_q = L_1 \cdot \vec{I}_1 + \vec{\Psi}_E \tag{3.28}$$

$$\vec{I}_1 = I_d + j \cdot I_q \tag{3.29}$$

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot (\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot M_{dE} \cdot I_E \cdot I_q \tag{3.30}$$

Im stationären Betrieb der Synchronmaschine laufen alle Raumzeiger mit derselben Winkelgeschwindigkeit um, und die Winkel zwischen den Raumzeigern sind einander fest zugeordnet. Damit ergibt sich das Zeigerdiagramm nach Abb. 3.30, aus dem die Überlagerung bzw. Addition der Flußkomponenten zu erkennen ist.

Die Aufgabe der Regelung der direktumrichter–gespeisten Synchronmaschine ist, daß einerseits der Erregerstrom I_E und andererseits die drei Statorströme I_1 bzw. der Statorstrom–Raumzeiger $\vec{I}_1$ so eingeprägt werden, daß zwei Ziele erreicht werden:

1. ein konstanter Fluß Ψ_μ,
2. die Erzeugung des Drehmoments M_{Mi}.

Wie aus den obigen Gleichungen zu entnehmen ist, ist Ψ_μ eine Funktion von I_E, I_d und I_q und das Drehmoment M_{Mi} eine Funktion von I_E und I_q. Dies bedeutet, eine Änderung von I_q führt zu einer Änderung von Ψ_μ und von M_{Mi} (Abb. 3.30). Die Aufgabe der Regelung muß daher auch eine *Entkopplung* dieser verkoppelten Abhängigkeiten sein. Wenn somit das Drehmoment M_{Mi} erhöht und damit I_q ebenso erhöht wird, dann muß — um Ψ_μ konstant zu halten — I_d entsprechend Abb. 3.30 ebenso geändert werden, wenn I_E konstant gehalten wird, oder es muß umgekehrt in I_E oder in I_E und I_d eingegriffen werden.

Bei der direktumrichter–gespeisten Synchronmaschine liegt nun nicht eine weitere Randbedingung wie beim Stromrichtermotor vor, so daß jetzt ganz allgemein gefordert werden kann, den Blindleistungsbedarf der Synchronmaschine gering zu halten, d.h. beispielsweise $\vec{I}_1$ und $\vec{U}_h$ in Phase vorzugeben.

Die Berechnung der Stromsollwerte setzt somit eine genaue Informationen über die Amplitude des Zeigers $\vec{\Psi}_\mu$ und seine Winkellage $\varepsilon + \delta$ relativ zur Statorwicklung voraus.

Eine direkte Messung des Luftspaltflusses scheidet aus, da sie Eingriffe in die Maschinenkonstruktion erfordert, ebenso indirekte Verfahren wie die Integration der Statorklemmenspannungen. Sie arbeiten bei niedrigen Drehzahlen und im Stillstand nicht fehlerfrei. Somit ist ein Modell des Maschinenflusses $\vec{\Psi}_\mu$ (bzw. von Ψ_d und Ψ_q) das Kernstück der Maschinenführung.

3.6.1 Stationäres Flußmodell

Bei geringen Anforderungen an die Dynamik erfolgt die Regelung mit Hilfe eines *stationären* Flußmodells.

Das elektromagnetische Betriebsverhalten der Synchronmaschine wird besonders übersichtlich, wenn man es vom Polrad aus betrachtet. Das Erregerfeld zeigt immer in Richtung der Polrad- oder d–Achse, unabhängig davon, ob der Antrieb stillsteht oder dreht. Da bei einer Synchronmaschine der Statorstrom–Raumzeiger $\vec{I}_1$ im stationären Betrieb mit derselben Winkelgeschwindigkeit ω rotiert wie das Polrad selbst, ergeben die Raumzeiger der Ströme, Spannungen und Flüsse ein ruhendes Abbild mit festen Winkeln; dies ergibt das Raumzeigerdiagramm der Synchronmaschine in Polradkoordinaten (Abb. 3.30).

In der Synchronmaschine ist keine Kompensationswicklung vorhanden; damit wird der resultierende Maschinenfluß $\vec{\Psi}_\mu$ durch die Statorrückwirkung $L_1 \cdot \vec{I}_1$ lastabhängig. Steht der Statorstrom–Raumzeiger $\vec{I}_1$ senkrecht zu dem Maschinenfluß $\vec{\Psi}_\mu$, so ergibt sich der Winkel δ zwischen Polradachse und $\vec{\Psi}_\mu$ zu:

$$\delta \;=\; \arctan\left(\frac{L_1 \cdot I_1}{\Psi_\mu}\right) \tag{3.31}$$

Um den Winkel α zwischen dem Statorstrom–Raumzeiger $\vec{I}_1$ und den feststehenden Wicklungsachsen des Stators zu erhalten, muß noch der Winkel der mechanischen Polradlage ε addiert werden:

$$\alpha \;=\; \varepsilon \;+\; \delta \;+\; \frac{\pi}{2} \tag{3.32}$$

Damit ist im stationären Betriebsfall der Winkel δ aus den Istwerten I_1 und Ψ_μ berechenbar. In der Realität liegt aber der Istwert, beispielsweise für Ψ_μ, nicht vor. Statt dessen wird der Sollwert benutzt, und es wird angenommen, daß Soll- und Istwert hinreichend genau übereinstimmen. Dies ist im stationären und quasistationären Betrieb bei einer guten Regelung annähernd erfüllt. Mit

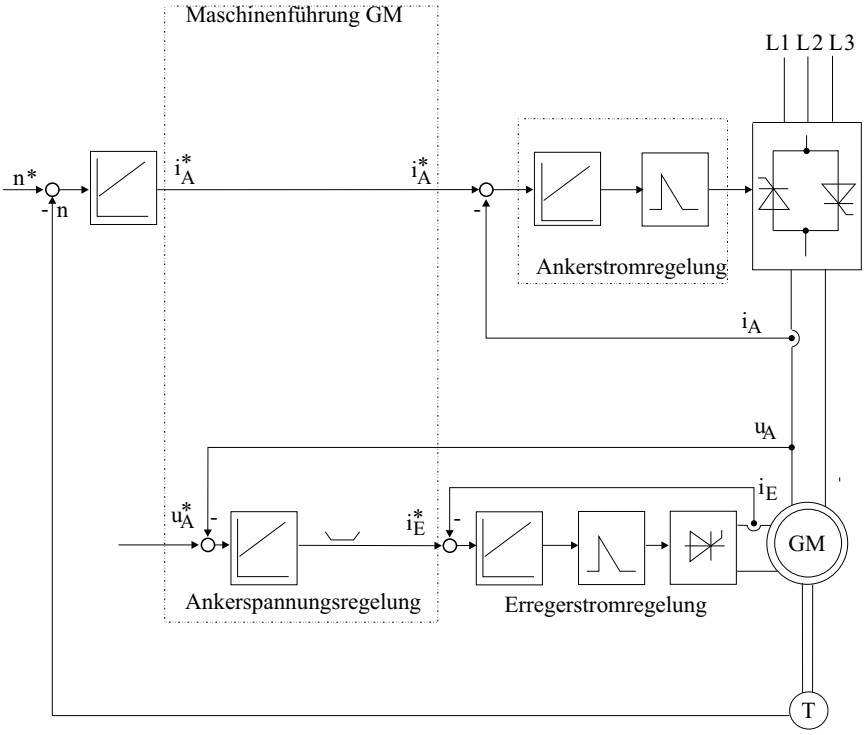


Abb. 3.31: *Regelung der Gleichstrommaschine (zum Vergleich)*

diesen berechenbaren Größen wie δ und der meßbaren Größe ε ist damit die Orientierung von I_d und I_q und damit von $\vec{I}_1$ mit Bezug auf die Statorachse oder die Polradachse berechenbar.

Ausgangspunkt für die Stromregelungen ist das Ausgangssignal I_1^* des Drehzahlreglers, das der Drehmoment–Anforderung entspricht. Die Errechnung der Statorstrom–Sollwerte i_U^*, i_V^* und i_W^* erfolgt in zwei Schritten.

Beim ersten Schritt wird I_1^* durch Aufspaltung in einer Drehmatrix in die Komponenten I_d^* und I_q^* zerlegt:

$$I_d^* = I_1^* \cdot \sin\delta \tag{3.33}$$

$$I_q^* = I_1^* \cdot \cos\delta \tag{3.34}$$

$$\text{mit} \qquad \delta = \arctan\left(\frac{L_1 \cdot I_1^*}{\Psi_\mu^*}\right) \tag{3.35}$$

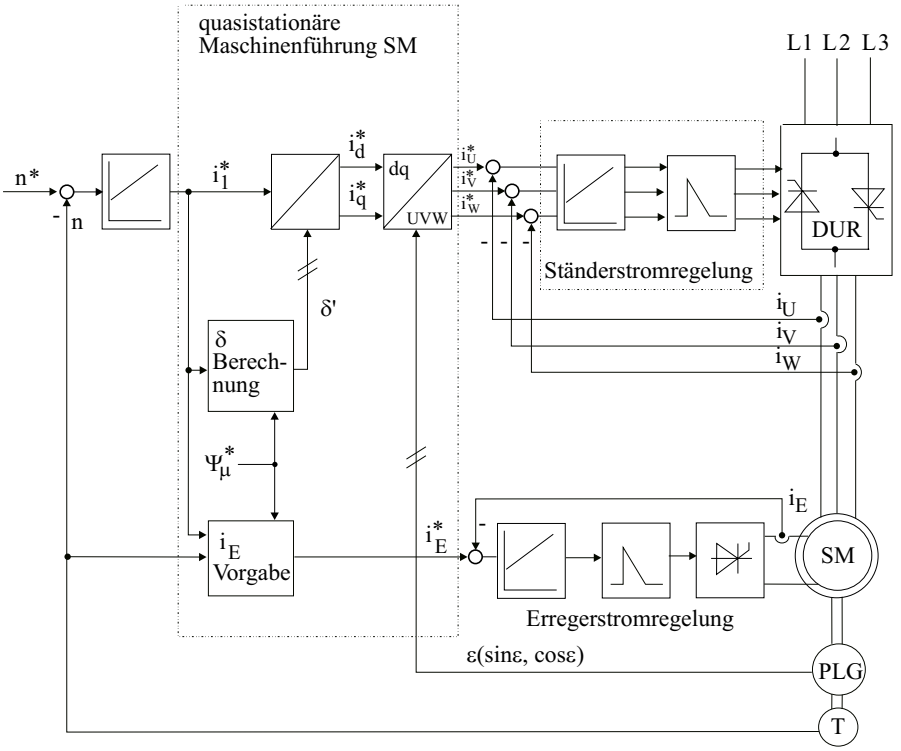


Abb. 3.32: *Regelung der Synchronmaschine mit Direktumrichter (stationäres Flußmodell)*

Der zweite Schritt erfolgt durch die Berücksichtigung der Polradlage ε und ergibt im statorfesten Koordinatensystem S über die Hilfsgrößen

$$i_\alpha^* \;=\; I_1^* \cdot \cos\alpha \;=\; -\,I_d^* \cdot \cos\varepsilon \;-\; I_q^* \cdot \sin\varepsilon \tag{3.36}$$

$$i_\beta^* \;=\; I_1^* \cdot \sin\alpha \;=\; -\,I_d^* \cdot \sin\varepsilon \;+\; I_q^* \cdot \cos\varepsilon \tag{3.37}$$

die Sollwerte für das Drehstromsystem:

$$i_U^* \;=\; I_1^* \cdot \cos\alpha \qquad\qquad = \; i_\alpha^* \tag{3.38}$$

$$i_V^* \;=\; I_1^* \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \;=\; -\,\frac{1}{2} \cdot i_\alpha^* \;+\; \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta^* \tag{3.39}$$

$$i_W^* \;=\; I_1^* \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \;=\; -\,\frac{1}{2} \cdot i_\alpha^* \;-\; \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta^* \tag{3.40}$$

Die Entstehung des Lastwinkels δ zwischen dem Maschinenfluß $\vec{\Psi}_\mu$ und dem Erregerfluß $\vec{\Psi}_E$ kann in der Synchronmaschine nicht verhindert werden. Wenn aber der Sollwert I_E^* für den Erregerstrom mit Hilfe der geometrischen Beziehung

$$I_E^* \sim \Psi_E^* = \sqrt{\Psi_\mu^{*2} + (L_1 \cdot I_1^*)^2} \tag{3.41}$$

vorgegeben wird, bewegt sich die Spitze des resultierenden Maschinenflußzeigers $\vec{\Psi}_\mu$ auf einem Kreis. Bis auf Betriebsbereiche mit gezielter Feldschwächung bleibt also der Maschinenfluß betragsmäßig konstant.

Mit dieser Art der Maschinenführung erhält der Synchronmotor ein neues Betriebsverhalten, das sich vom Betrieb am starren Netz grundsätzlich unterscheidet. Der geregelte Direktumrichter wirkt wie ein Kommutator, der Statorstrombelag wird fest an die Position des Polrades gekoppelt, Pendelungen können nicht mehr auftreten.

Die senkrechte Ausrichtung von Strombelag und Maschinenfluß bedeutet gleichzeitig, daß sich der Stromzeiger $\vec{I}_1$ und der Hauptspannungszeiger $\vec{U}_h$ in Phase befinden, d.h. die Synchronmaschine wird mit einem inneren Verschiebungsfaktor $\cos\varphi = 1$ betrieben.

Somit ergibt sich für quasistationäre Regelanforderungen die in Abb. 3.32 dargestellte Regelungsstruktur mit dem stationären Flußmodell. Zum Vergleich ist in Abb. 3.31 die Regelung der Gleichstrommaschine dargestellt.

Die Modellvorstellung der Synchronmaschine, die der eben beschriebenen Maschinenführung zugrunde liegt, beschränkt sich auf *stationäre* Betriebspunkte. Der Maschinenzustand wird aus dem Belastungssollwert I_1^* vorausberechnet. Gute Regelergebnisse können daher nur dann erzielt werden, wenn der Drehzahlregelkreis nur langsame Belastungsänderungen verarbeiten muß. Dies ist bei durchlaufenden, schweren Antrieben der Fall, z.B. bei Rohrmühlen. Für dynamisch hochwertige Antriebe, die eine sehr schnelle Drehmomentumkehr verlangen, reicht das stationäre Flußmodell nicht aus. Während der Übergangszustände wird der Maschinenfluß nur sehr unzulänglich nachgebildet, und bei größeren Umrichterfrequenzen können die Stromregelkreise ohne Stützung durch ein besseres Modell die Ströme nicht mehr mit der erforderlichen Genauigkeit in die Maschine einprägen.

3.6.2 Dynamisches Flußmodell

Grundlage des dynamischen Flußmodells sind die Flußverkettungsgleichungen der Längs- (d–) und der Quer- (q–) Achse der Synchronmaschine. Bei bekannten Maschinendaten läßt sich der Istzustand der Flußverkettung Ψ_d und Ψ_q unmittelbar aus den Reaktanzen und den gemessenen Strömen ermitteln (siehe *Elektrische Antriebe*, Band 'Grundlagen' und 'Regelungen' [54–59]).

Der Istwert des Erregerstroms I_E wird dem Flußmodell direkt zugeführt. Den Statorstromzeiger in Polradkoordinaten gewinnt man mit der gleichen Technik, die beim stationären Flußmodell zur Sollwertberechnung eingesetzt wurde.

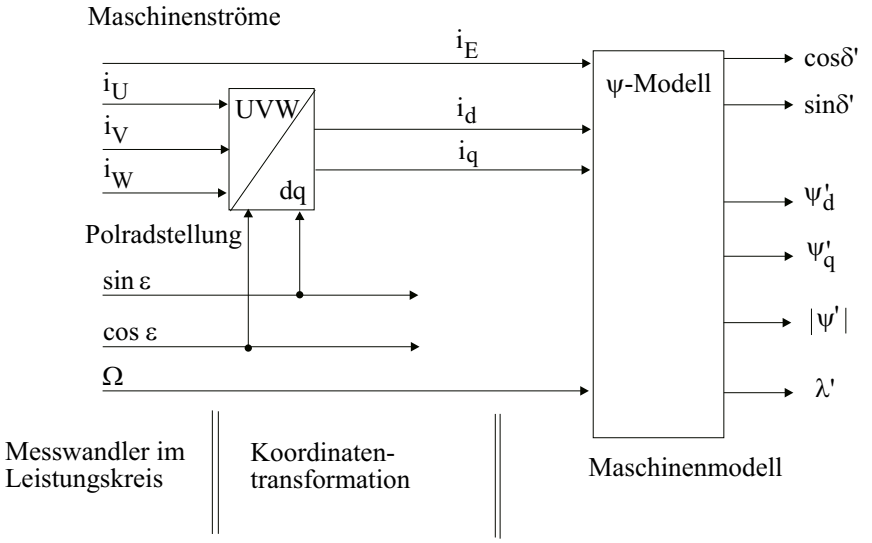


Abb. 3.33: *Maschinenführung mit dynamischem Flußmodell*

Über eine polradlagegeber–gesteuerte Drehmatrix wird das Drehstromsystem des Stators i_U, i_V und i_W in seine Komponenten i_d und i_q zerlegt.

Die noch fehlenden Dämpferströme sind bei einem normalen Motor nicht meßbar. Für jede Achse löst das Flußmodell eine Differentialgleichung, die die Ströme i_D und i_Q in der Dämpferwicklung aus den übrigen Größen simuliert. Zusätzliche Meßstellen sind also für das Flußmodell nicht erforderlich (somit können Normmaschinen ohne Einschränkung mit dem dynamischen Flußmodell geregelt werden).

An den Ausgängen des Flußmodells stehen alle Informationen für die Berechnung der Stromsollwerte zur Verfügung (Abb. 3.33). Bei den Ausgangsgrößen des Ψ–Modells bedeuten die hochgesetzten Striche, daß diese Größen im allgemeinen fehlerbehaftet sein werden, da das Modell und die Synchronmaschine unterschiedliche Parameterkombinationen aufweisen können (z.B. temperaturabhängige Widerstände in der Synchronmaschine).

Bei sprungförmiger Änderung der Belastung bleibt der Statorstrom–Raumzeiger senkrecht auf dem augenblicklichen Raumzeiger der resultierenden Statorflußverkettung ausgerichtet. Während die Ausgleichsströme in den Dämpferwicklungen abklingen, verändert sich der Lastwinkel δ und führt den Statorstrom–Raumzeiger $\vec{I}_1$ in die neue stationäre Winkellage.

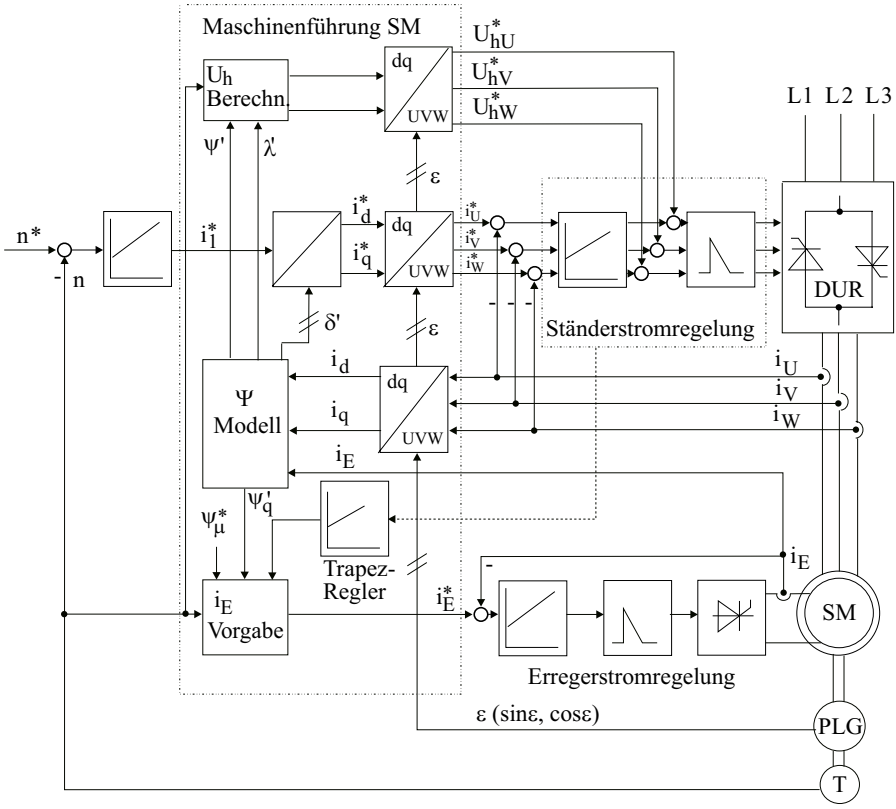


Abb. 3.34: *Regelung der Synchronmaschine mit Direktumrichter (dynamisches Flußmodell)*

Über den Erregerstrom I_E kann direkt nur auf die Flußverkettung Ψ_d der Längsachse eingewirkt werden. Ψ_d muß sich stets mit der augenblicklichen Flußverkettung Ψ_q in der Querachse zur konstanten resultierenden Statorflußverkettung $\Psi_\mu = \Psi_\mu^*$ ergänzen:

$$\Psi_d^* \;=\; \sqrt{\Psi_\mu^{*2} - \Psi_q^2} \tag{3.42}$$

Die Maschinenführung mit dem dynamischen Flußmodell hat den Vorteil, daß schon während der Übergangszustände der Maschine die Regelziele eingehalten werden. Die Raumzeiger–Konfiguration ist auch bei Laststößen rechtwinklig, und der Erregerstrom unterdrückt damit die Statorrückwirkung auf die resultierende Statorflußverkettung mit optimaler Geschwindigkeit, ohne selbst Ausgleichsvorgänge anzuregen. Damit ergibt sich die Regelungsstruktur nach Abb. 3.34.

3.6.3 Stromregelkreise

Die drei Statorströme und der Erregerstrom müssen geregelt werden.

Der Erregerstromregler sieht die Erregerwicklung annähernd als passive Last. Die Erreger–Einspeisung kann daher konventionell mit einer PI–geregelten Drehstrombrücke realisiert werden.

Die Statorströme sind dagegen Wechselgrößen; zusätzlich werden im Stator Wechselspannungen induziert, die bereits im stationären Betrieb als dynamische Störgrößen auf die Stromregelung wirken.

In der Maschinenführung mit dem dynamischen Flußmodell werden aus dem Zeiger der resultierenden Statorflußverkettung und der Maschinendrehzahl Ω die rotatorisch induzierten Spannungen des Stators u_{hU}, u_{hV} und u_{hW} errechnet. Aufgrund dieser Aufschaltung (Vorsteuerung) muß der Regler nur noch eingreifen, um die Fehler der Aufschaltung zu korrigieren und den Magnetisierungszustand der Maschine bei Belastungswechsel zu ändern.

Die Stromregler enthalten außerdem eine Lückadaption für den Betrieb mit lückendem Strom und eine Umschaltlogik, die für kurze stromlose Pausen beim kreisstromfreien Wechsel zwischen den Brücken der negativen und der positiven Stromrichtung sorgt.

3.6.4 Trapezbetrieb

Im Trapezbetrieb befindet sich immer eine Drehstrombrücke in Vollaussteuerung. In den zwei übrigen Umrichterphasen steht noch Regelreserve zur Verfügung. Ein Übergabenetzwerk zwischen den Steuerspannungen sorgt dafür, daß der Durch-

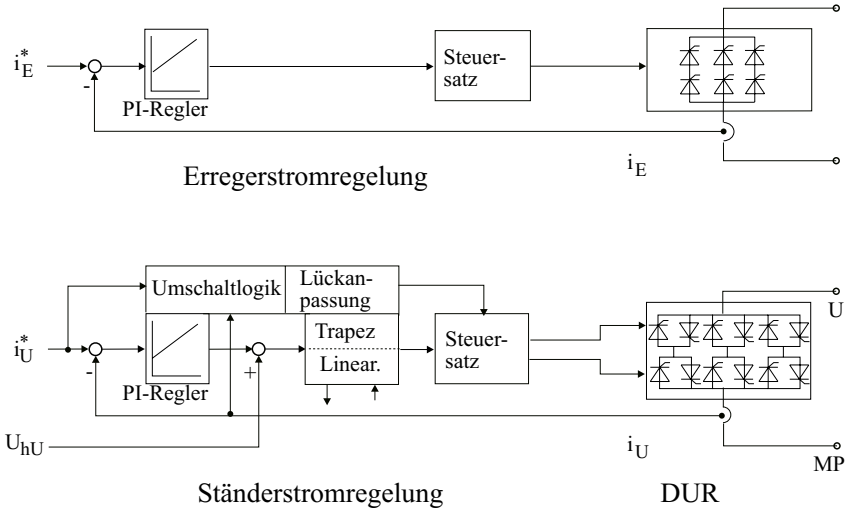


Abb. 3.35: *Stromregelkreise der direktumrichter–gespeisten Synchronmaschine*

griff der Regler und der Aufschaltungen auch bei dieser Betriebsart erhalten bleibt. Da keine Sternpunktverbindung zwischen Umrichter und Maschine besteht, können die unbegrenzten Stellglieder die verketteten Spannungen wieder zu einem „sinus“–förmigen System ergänzen.

Die Maschinenspannungen dürfen die verfügbare Umrichterspannung um 15% überschreiten, ohne daß dabei die Kontrolle über die Statorströme verlorengeht.

Im Feldschwächbereich wird die Maschinenspannung genau auf diesem Wert gehalten. Der Erregerstromregler wird jedoch nicht wie bei der Gleichstrommaschine von der Maschinenspannungsregelung geführt, sondern er erhält einen Sollwert so, daß immer mindestens ein Stellglied in der Begrenzung ist. Sowie jedoch mehr als eine Umrichterphase vollausgesteuert ist, wird die Erregung zurückgenommen.

3.6.5 Synchronmaschine

Zum Abschluß sollen noch einige Hinweise zur Synchronmaschine gegeben werden. Grundsätzlich gibt es Synchronmaschinen mit und ohne Dämpferwicklung. Wie dargestellt, wird die Synchronmaschine selbstgesteuert betrieben; daher können Pendelungen — wie beim Betrieb am starren Netz — nicht auftreten. Eine Dämpferwicklung ist daher aus diesem Grund nicht notwendig. Außerdem ist zu beachten, daß durch die Dämpferwicklung die Reaktanz für die Oberschwingungen herabgesetzt wird; dies führt zu größeren Amplituden der Oberschwingungsströme. Antriebe mit geringen dynamischen Anforderungen werden deshalb im allgemeinen mit Synchronmaschinen ohne Dämpferwicklung ausgeführt.

Bei dynamisch hoch beanspruchten Antrieben wird im allgemeinen die Synchronmaschine lamelliert und mit Dämpferwicklung oder mit einem massiven Polrad ausgeführt. Damit lassen sich bessere dynamische Regelergebnisse in den Strömen und somit bei der Drehmomentbildung erzielen.

Abschließend wird in Abb. 3.36 das Drehzahl–Reversieren und in Abb. 3.37 das Drehmoment–Reversieren bei einem Direktumrichter–Antrieb gezeigt.

3.7 Ausführungsbeispiele

Die Direktumrichter sind in der Grundschaltung eine Anordnung von drei netzgeführten Umkehrstromrichtern, die mit Thyristoren ausgerüstet sind. Dies bedeutet, die Umrichter sind vom Aufbau her relativ einfach und somit preiswert. Aufgrund des eingeschränkten Betriebsbereichs mit niedrigen Ausgangsfrequenzen sind beispielsweise Rohrmühlen zur Zementherstellung geeignete und vorteilhafte Einsatzgebiete. Ein neuer Anwendungsfall sind Pumpspeicheranlagen, wobei der Direktumrichter den Rotorkreis einer doppelgespeisten Asynchronmaschine speist. Ein Beispiel ist die Anlage Goldisthal mit 100 MW Direktumrichtern für 331 MVA Pumpenantrieben [147, 246].

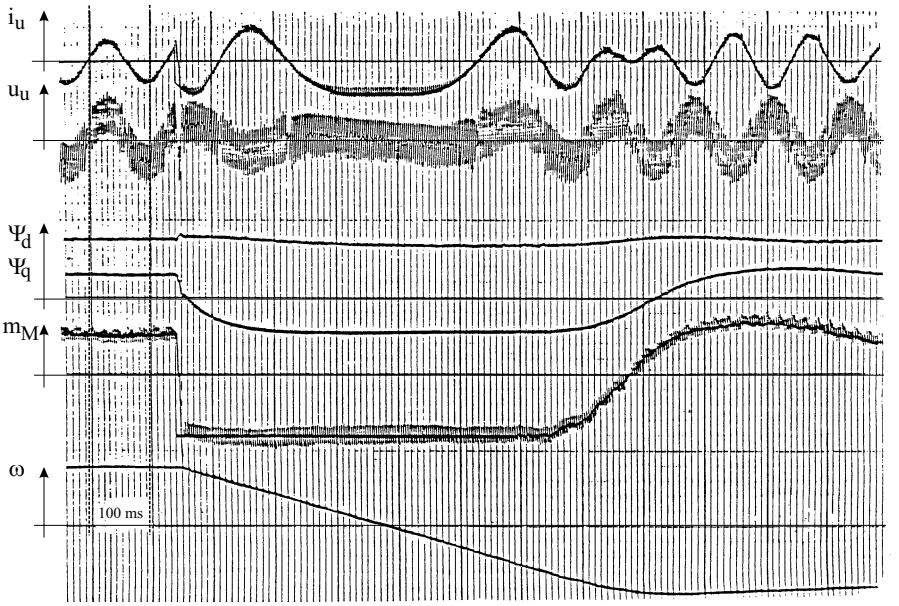


Abb. 3.36: *Drehzahlumkehr mit Direktumrichter (M_W = konst.)*

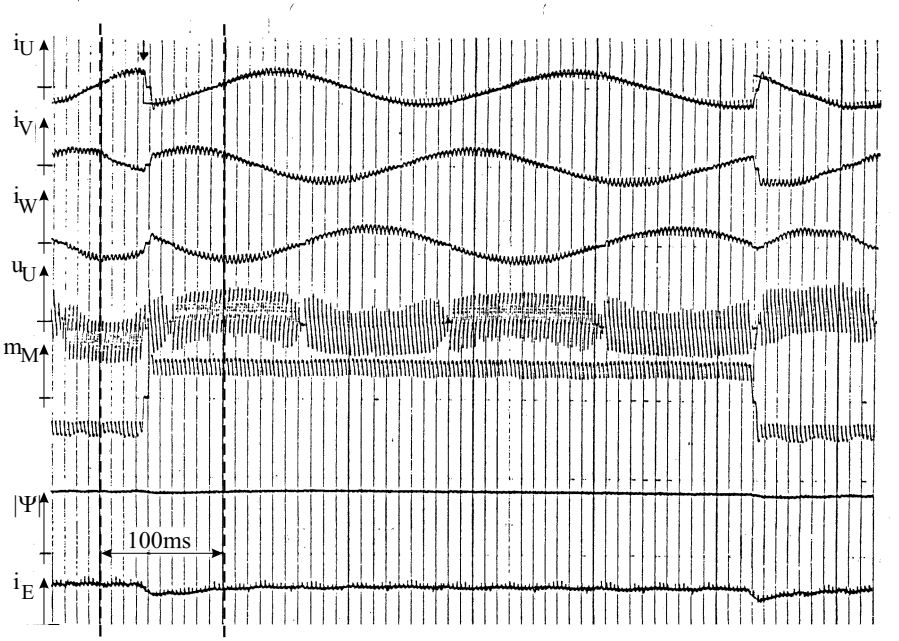


Abb. 3.37: *Drehmomentumkehr mit Direktumrichter*

3.8 Matrixkonverter

Prof. Dr. J. W. Kolar, Dr. F. Schafmeister, ETH Zürich

Die Autoren danken Herrn Dipl.-Ing. Florian Krismer, Herrn Dipl.-Ing.-ETH Thomas Friedli und Herrn Dr. Simon Round für die Erstellung von Schaltungssimulationen und die sorgfältige Editierung der Zeichnungen und des Textes des Beitrages.

3.8.1 Einleitung

Ziel des vorliegenden Beitrages ist es, ausgehend von heute industriell eingesetzten Konzepten dreiphasiger AC/AC–Konverter, d.h. von Konverterschaltungen mit Spannungs- oder Stromzwischenkreis und deren Raumzeigermodulationsverfahren die Brücke zum indirekten, und schliesslich zum direkten Matrixkonverter zu schlagen. Im Gegensatz zu einer, an der chronologischen Entwicklung der Wissensbasis des Matrixkonverters seit dessen Einführung in [185] orientierten Darstellung erlaubt dies einen einfacheren didaktischen Zugang und eine direkte Anbindung an andere Abschnitte dieses Buches.

Die Schaltungsstruktur des indirekten Matrixkonverters wird über Zusammenschaltung und Erweiterung bekannter Grundformen selbstgeführter DC/AC– und AC/DC–Konverter mit eingeprägter Eingangsgleichspannung und eingeprägtem Ausgangsgleichstrom schrittweise aufgebaut. Mögliche Modulationskonzepte können so einfach über Kombination der Modulationsverfahren der Teilsysteme abgeleitet werden. Dem bereits mit der Grundfunktion und der Raumzeigermodulation des selbstgeführten Spannungs- und Stromzwischenkreiswechselrichters (Kap. 8.4.10 und Kap. 6.5.2) vertrauten Leser wird damit eine rasche Erarbeitung der Details ermöglicht. Weiters werden Unterschiede des Matrixkonverters, z.B. hinsichtlich Kommutierungsstrategie, Kommutierungssicherheit und Realisierungsaufwand unmittelbar deutlich.

Aufgrund der gebotenen Kürze bleibt die Diskussion auf die für eine zukünftige industrielle Umsetzung der Matrixkonverterkonzepte massgeblichen Aspekte und die Grundkonzepte der Raumzeigermodulation beschränkt. In Fachaufsätzen ausführlich beschriebene erweiterte Modulationsverfahren, welche z.B. einen Blindleistungstransfer von der Last- auf die Netzseite ermöglichen, werden aufgrund der relativ hohen Komplexität und vielfach fehlenden Anschaulichkeit nicht behandelt.

Gleiches gilt für die in den ersten Arbeiten zum Matrixkonverter [232] ausführlich diskutierten *direkten* Modulationsverfahren welche nur einen eingeschränkten Aussteuerbereich bieten und seit der Einführung von Raumzeigermodulationsverfahren [191] stark an Bedeutung verloren haben.

Weiters bleiben die Betrachtungen auf selbstgeführte Schaltungen beschränkt; Bezüglich der, mit Blick auf die Schaltungstopologie ebenfalls der Klasse der Ma-

trixkonverter zuzurechnenden Direktumrichter mit nicht abschaltbaren Ventilen sei auf die vorgehenden Kap. 3.1 bis Kap. 3.4 verwiesen.

Nachfolgend wird nach der Klassifizierung bisher in der Literatur vorgestellter AC/AC–Konverterschaltungen mit und ohne Zwischenkreis bzw. Zwischenkreisspeicherelementen (Kap. 3.8.2) die Raumzeigermodulation und die Strom- und Spannungsbildung des dreiphasigen DC/AC–Konverters mit eingeprägter Eingangsgleichspannung (Kap. 3.8.3) und des dreiphasigen AC/DC–Konverters mit eingeprägtem Ausgangsgleichstrom (Kap. 3.8.4) dargestellt. Dies bildet die Grundlage der Entwicklung der Schaltungsstruktur und der Ableitung der Modulation des *indirekten* Matrixkonverters (*Indirect* Matrix Converter, IMC, Kap. 3.8.5 und Kap. 3.8.6). Die hierbei verwendeten Bezeichnungen der Grössen und Schaltzustände orientieren sich an der umfangreichen Literatur zu Matrixkonvertern, eine Abweichung von der Nomenklatur des vorliegenden Buches ist so leider nicht zu vermeiden. Anschliessend werden vereinfachte Schaltungstopologien indirekter Matrixkonverter entwickelt (*Sparse* Matrix Converter, SMC, Kap. 3.8.7) und schliesslich die Modulation des IMC auf den *direkten* (konventionellen) Matrixkonverter (*Conventional* Matrix Converter, CMC) übertragen, sowie dessen mehrstufige spannungs- oder stromabhängige Kommutierung besprochen (Kap. 3.8.8). Eine kurze Behandlung von Erweiterungen der Grundformen des IMC und CMC, z.B. auf hybride Schaltungskonzepte oder Dreipunkttopologien (Kap. 3.8.9), die Diskussion der Vor- und Nachteile des Matrixkonverters gegenüber Konvertern mit Zwischenkreisspeichern und ein Ausblick auf mögliche Einsatzbereiche und Forschungsthemen (Kap. 3.8.10) schliessen den Beitrag ab.

Anzumerken ist, dass Matrixkonverter grundsätzlich auch für höhere Phasenzahlen und/oder unterschiedliche Phasenzahlen von Netz und Last, z.B. zur Speisung eines Dreiphasenverbrauchers mit ausgeführtem Nulleiter (Vierleiterlast, [236]) realisierbar sind. Weiters sind Anwendungen mit kapazitivem Lastverhalten, z.B. im Bereich unterbrechungsfreier Stromversorgungen denkbar. Im Sinne einer Beschränkung auf das Wesentliche werden die weiteren Ausführungen jedoch auf eine dreiphasige AC/AC–Konversion und eine, in der Antriebstechnik typisch vorliegende induktive Last beschränkt.

3.8.2 Konzepte dreiphasiger AC/AC–Konverterschaltungen

3.8.2.1 AC/AC–Konverter mit Zwischenspeicher

Zur Umformung der Spannung des Dreiphasennetzes in ein dreiphasiges Spannungssystem vorgebbarer Amplitude $\hat{U}_2^*$ und Frequenz f_2^* (der Index „*“ kennzeichnet Sollwerte) werden heute, z.B. im Bereich der industriellen Antriebstechnik Umrichter mit Spannungs- oder Stromzwischenkreis eingesetzt (Abb. 3.38). Wie in Kap. 8.6.5 besprochen, kann für den Fall des Spannungszwischenkreises die Netzankopplung im einfachsten Fall über eine Dreiphasen–Diodenbrücke erfolgen. Zur Beherrschung des Bremsbetriebes, einer aus dem Zwischenkreis über die Pulswechselrichterausgangsstufe gespeisten Drehfeldmaschine, ist dann allerdings im Zwischenkreis ein pulsförmig angesteuerter Bremswiderstand oder netz-

seitig ein antiparalleler Thyristorstromrichter mit Anpass–(Auto)transformator vorzusehen (Abb. 8.80). Weiters treten relativ hohe Netzrückwirkungen auf.

Umrichter mit eingeprägtem Zwischenkreisstrom werden vielfach durch Kombination eines eingangsseitigen netzgeführten und eines ausgangseitigen lastgeführten Thyristorstromrichters (Stromrichter–Synchronmotor, Kap. 5, Abb. 5.1) oder selbstgeführten Stromrichters (Asynchronmaschinenantrieb, Kap. 6.5, Abb. 6.34) gebildet. Eine Energierückspeisung von der Last in das Netz ist dann über Gleichrichterbetrieb der Ausgangsstufe und Wechselrichteraussteuerung der Eingangsstufe einfach möglich. Allerdings weist auch hier der Netzstrom hohe niederfrequente Harmonische auf. Weiters liegt bei Teilaussteuerung und/oder Wechselrichterbetrieb des Netzstromrichters ein ungünstiger Grundschwingungsverschiebungsfaktor vor.

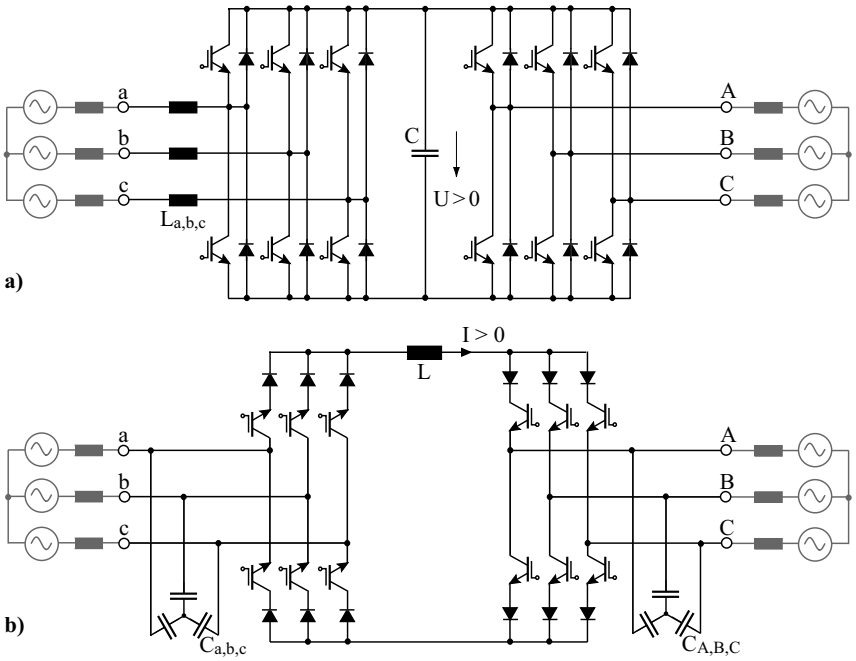


Abb. 3.38: *Selbstgeführter Dreiphasen–AC/AC–Konverter mit Zwischenkreisspeicher; a) Konverter mit Gleichspannungszwischenkreis (U-BBC), b) Konverter mit Gleichstromzwischenkreis (I-BBC); die Filterkapazitäten des I-BBC können bei entsprechender Spannungsfestigkeit auch in Dreieckschaltung angeordnet werden; Netz und Last werden durch einfache Ersatzschaltbilder, d.h. innere Spannungen und innere Induktivitäten, repräsentiert; die Klemmenbezeichnungen entsprechen der für Matrixkonverter in der Fachliteratur gebräuchlichen Nomenklatur und weichen von den in übrigen Kapiteln des vorliegenden Buches verwendeten Benennungen ab*

Eine netzfreundliche und hinsichtlich Leistungsfluss voll bidirektionale AC/AC–Konverterfunktion ist durch gleichspannungsseitige Kopplung einer Pulsgleichrichterstufe und einer Pulswechselrichterstufe zu erreichen. Wie für die vorstehend skizzierten Stromrichterkonzepte wird dabei die Zwischenkreisgrösse durch einen Energiespeicher, also einen Zwischenkreiskondensator C oder eine Zwischenkreisinduktivität L, eingeprägt (Abb. 3.38).

Die Systeme werden vorteilhaft so geregelt, dass ein sinusförmiger, in Phase oder in Gegenphase (Energierückspeisung) mit der Netzspannung liegender Eingangsstrom resultiert. Zur Erfüllung von Funkstörnormen ist dabei neben den unmittelbar am Konvertereingang liegenden Filterinduktivitäten bzw. Filterkapazitäten netzseitig ein mehrstufiges LC-Netzfilter und ggf. auch ausgangsseitig ein Gleichtaktfilter (Kap. 8.10.6.4, Abb. 8.137) vorzusehen, welches vorteilhaft in Kombination mit einem Sinusfilter ausgeführt wird. Durch dieses Filter werden Gleichtaktstörströme zur Umgebung und Lagerströme der Maschine unterdrückt, weiters wird die Isolationsbeanspruchung der Motorwicklungen deutlich reduziert. Im Sinne der Übersichtlichkeit sind die Filter in Abb. 3.38 nicht gezeigt.

Im Weiteren wird der Umrichter mit kapazitivem Zwischenkreisspeicher bzw. eingeprägter Zwischenkreisspannung kurz als *U-BBC* (*BBC* steht für *Back-to-Back Converter*) und der Umrichter mit Zwischenkreisinduktivität bzw. eingeprägtem Zwischenkreisstrom mit *I-BBC* bezeichnet. Beide Schaltungen sind bezüglich des Energieflusses voll bidirektional, die Konverterstufen werden jedoch desungeachtet im Weiteren bezogen auf die Hauptenergieflussrichtung benannt, der netzseitige Konverterteil also z.B. als Puls*gleichrichter*stufe bezeichnet.

Für den U-BBC erfolgt eine Umkehrung der Energieflussrichtung bei fester Polarität der Zwischenkreisspannung durch Umkehrung der Richtung des Zwischenkreisstroms, demgemäss werden die Halbleiterschalter über Antiparallelschaltung eines IGBTs und einer Freilaufdiode gebildet. Alternativ könnte auch *ein* Reverse-Conducting IGBT (RC-IGBT, [229], [213]) Einsatz finden, womit der Montage- und Verschaltungsaufwand des Leistungsteiles, bzw. bei Modulintegration die Zahl der Bondverbindungen deutlich reduziert und die Ausnutzung der eingesetzten Siliziumfläche erhöht würde.

Für den I-BBC sind aufgrund der über den Ventilzweigen prinzipbedingt auftretenden bipolaren Sperrspannungen und der Umkehrung der Zwischenkreisspannungspolarität bei Energierückspeisung rückwärtssperrende (sperr- und blockierfähige) Halbleiterschalter — z.B. realisiert durch Serienschaltung eines IGBTs und einer Leistungsdiode oder, einfacher und verlustärmer durch Reverse-Blocking IGBTs (RB-IGBTs, [211, 216]) — vorzusehen. Zur klaren Darstellung der Grundfunktion werden diese Schaltungsvereinfachungen in den Abbildungen vorerst nicht berücksichtigt. Festzuhalten ist, dass ungeachtet der konkreten Ausführung beide Konverter denselben Halbleiteraufwand, d.h. 12 IGBTs und 12 Dioden bzw. 12 RC-IGBTs oder 12 RB-IGBTs aufweisen.

Für die in Abb. 3.38 gezeigten AC/AC–Konverterschaltungen wird ein- und ausgangsseitig jeweils die gleiche Schaltungstopologie eingesetzt. Alternativ wäre

auch eine Mischform möglich. Wie wir gleich sehen werden, würde diese jedoch einen signifikant höheren Realisierungsaufwand bedingen.

Bei Realisierung einer Mischform wäre ausgangsseitig aufgrund der stromeinprägenden Last jedenfalls die Ausgangsstufe des U-BBC mit gleichspannungsseitigem Kondensator anzuordnen. Die Nachladung dieses Kondensators würde dann über eine I-BBC-Eingangsstufe mit gleichstromseitiger Induktivität erfolgen. Im Zwischenkreis wären also zwei Energiespeicher vorzusehen. Ein vorteilhafter Betrieb könnte dann so aussehen, dass die Kondensatorspannung über entsprechende Aussteuerung der Gleichrichterstufe derart eingestellt wird, dass die Ausgangsstufe stets im Vollblockbetrieb, also mit geringen Schaltverlusten arbeitet. Allerdings würde dieses System nur für die Ausgangsstufe eine Energierichtungsumkehr erlauben (Antiparallelschaltung von IGBTs und Freilaufdioden). Die Eingangsstufe wäre durch die Serienschaltung der Dioden und IGBTs (vgl. Abb. 3.38b) auf eine Stromrichtung eingeschränkt und würde daher keine Rückspeisung von Energie in des Netz zulassen. (Eine Umkehrung der Polarität der Zwischenkreisspannung wäre aufgrund der Topologie der Ausgangsstufe nicht möglich.) Für volle Bidirektionalität wäre daher eine weitere, antiparallel zur Gleichrichterstufe liegende Wechselrichterstufe vorzusehen [220]. Ein weiterer Nachteil würde darin bestehen, dass die erzeugbaren Ausgangsspannungen jedenfalls durch die Netzspannung nach oben begrenzt wären.

Diese Überlegungen zeigen klar den Vorteil der symmetrischen Konverterschaltungen nach Abb. 3.38. Beispielsweise wird die volle Funktion der vorstehend skizzierten Mischform durch den I-BBC sehr elegant mit nur einer Zwischenkreisinduktivität L gelöst; weist L eine entsprechend hohe Induktivität auf, kann die Ausgangsstufe im Vollblockbetrieb arbeiten (vgl. z.B. Stromrichtermotor, Kap. 5), weiters ist, wie weiter oben beschrieben, eine Energierichtungsumkehr einfach über Polaritätsumkehr der Zwischenkreisspannung möglich.

Durch den Zwischenkreisspeicher und die Regelung der Zwischenkreisgrösse werden die Pulsgleichrichterstufe und die Pulswechselrichterstufe weitgehend entkoppelt. Für die Wechselrichterstufe liegt somit netzspannungsunabhängig eine konstante Eingangsgrösse vor, deren Niveau an die Verhältnisse der Last angepasst werden kann. Vorteilhaft ist damit eine maximale Ausnutzung der Bauleistung der Wechselrichterstufe gegeben. Allerdings weist der Zwischenkreisspeicher ein relativ hohes Bauvolumen auf und führt im Fall des Spannungszwischenkreises bei Einsatz von Elektrolytkondensatoren ggf. auf eine eingeschränkte Lebensdauer des Systems. Es ist daher naheliegend, den Zwischenkreisspeicher möglichst klein und für den Spannungszwischenkreis mit hoch strombelastbaren Folienkondensatoren anstelle von Elektrolytkondensatoren auszuführen [230]. Allerdings ist dann bei Speisung über eine Diodenbrücke aufgrund des geringen Kapazitätswertes nur eine unvollständige Glättung der Gleichspannung gegeben und damit eine Einschränkung des Ausgangsspannungsbereiches in Kauf zu nehmen (vgl. Kap. 3.8.5).

In diesem Zusammenhang ist wichtig festzuhalten, dass ein symmetrisches Dreiphasennetz

$$\begin{aligned} u_a &= \hat{U}_1 \cos(\omega_1 t) \\ u_b &= \hat{U}_1 \cos\left(\omega_1 \left(t - \frac{T}{3}\right)\right) \\ u_c &= \hat{U}_1 \cos\left(\omega_1 \left(t + \frac{T}{3}\right)\right) \end{aligned} \tag{3.43}$$

(T bezeichnet die Periodendauer der Netzspannung) bei Belastung mit sinusförmigen symmetrischen Strömen

$$\begin{aligned} i_a &= \hat{I}_1 \cos(\omega_1 t - \Phi_1) \\ i_b &= \hat{I}_1 \cos\left(\omega_1 \left(t - \frac{T}{3}\right) - \Phi_1\right) \\ i_c &= \hat{I}_1 \cos\left(\omega_1 \left(t + \frac{T}{3}\right) - \Phi_1\right) \end{aligned} \tag{3.44}$$

($\Phi_1 > 0$ kennzeichnet induktives Verhalten) unabhängig von der Frequenz f_1 einen zeitlich konstanten Momentanwert der Summenleistung der Phasen zeigt:

$$\begin{aligned} p(t) = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = {} & \frac{P}{3}(1 + \cos 2\omega_1 t) && + \frac{Q}{3}\sin 2\omega_1 t \\ & + \frac{P}{3}\left(1 + \cos 2\omega_1 \left(t - \frac{T}{3}\right)\right) && + \frac{Q}{3}\sin 2\omega_1 \left(t - \frac{T}{3}\right) \\ & + \frac{P}{3}\left(1 + \cos 2\omega_1 \left(t + \frac{T}{3}\right)\right) && + \frac{Q}{3}\sin 2\omega_1 \left(t + \frac{T}{3}\right) \end{aligned} \tag{3.45}$$

wobei

$$P = \frac{3}{2}\hat{U}_1 \cdot \hat{I}_1 \cos \Phi_1 \tag{3.46}$$

die Dreiphasenwirkleistung und

$$Q = \frac{3}{2}\hat{U}_1 \cdot \hat{I}_1 \sin \Phi_1 \tag{3.47}$$

die Dreiphasenblindleistung bezeichnet. Die Ergänzung der mit doppelter Netzfrequenz pendelnden Momentanleistungen der Phasen a, b, c zu einer konstanten Gesamtleistung

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{P}{3}(1 + \cos 2\omega_1 t) + \frac{P}{3}\left(1 + \cos 2\omega_1 \left(t - \frac{T}{3}\right)\right) \\ &+ \frac{P}{3}\left(1 + \cos 2\omega_1 \left(t + \frac{T}{3}\right)\right) = 3\frac{P}{3} = P \end{aligned} \tag{3.48}$$

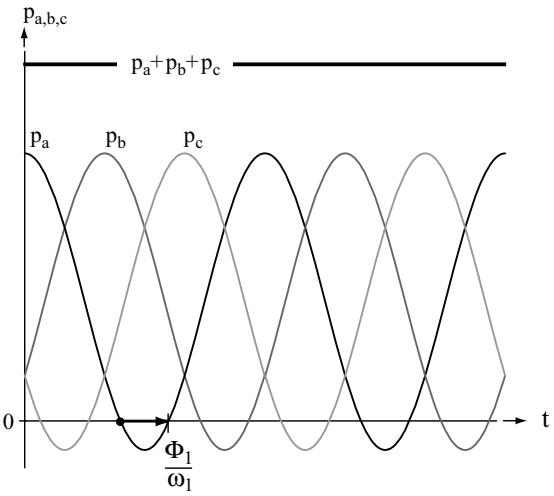


Abb. 3.39: *Zeitverlauf der Momentanleistungen $p_{a,b,c}(t)$ der Phasen a, b, c, eines symmetrischen dreiphasigen Strom–Spannungssystems; weiters dargestellt: Gesamtleistung der Phasen $p(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = P$*

wird auch durch Abb. 3.39 anschaulich deutlich.

Für die leistungselektronische Dreiphasen–AC/AC–Umformung bedeutet dies, dass der konstante Momentanleistungsbedarf eines symmetrischen Verbrauchers auch *direkt*, d.h. ohne Zwischenschaltung eines Speichers aus dem Dreiphasennetz gedeckt werden kann. Darüber hinaus ist bei Inkaufnahme einer Abweichung des Stroms von der Sinusform die Gleichheit der Momentanleistungen auch bei Unsymmetrie der Last oder des Netzes erreichbar, worauf hier jedoch nicht näher eingegangen werden soll.

3.8.2.2 AC/AC–Matrixkonverter

Die vorgehenden Überlegungen zeigen unmittelbar die Realisierbarkeit sogenannter *Matrixkonverter*, welche über eine Matrix bidirektionaler und bipolar sperrfähiger Schaltelemente (Vierquadrantenschalter) eine *direkte* Verbindung der Ein- und Ausgangsphasen vornehmen. Diese könnten die Spannungs- und Stromkonversion also *ohne* Zwischenschaltung von Energiespeichern bewerkstelligen (Abb. 3.40a). Wie wir später sehen werden (Kap. 3.8.8), ist dabei für die Halbleiterschalter neben der Sperr- und Blockierfähigkeit zwingend auch eine nach Stromrichtungen getrennte Steuerbarkeit erforderlich. Je Schaltelement ist also eine Gegenserienschaltung von IGBTs mit antiparalleler Freilaufdiode oder eine Gegenparallelschaltung von RB-IGBTs einzusetzen (vgl. Abb. 3.80); eine grundsätzlich allenfalls mögliche Gegenserienschaltung von RC-IGBTs weist demgegenüber höhere Leitverluste auf. Insgesamt erfordert die Realisierung des konventionellen Matrixkonverters (Conventional Matrix Converter, CMC) so-

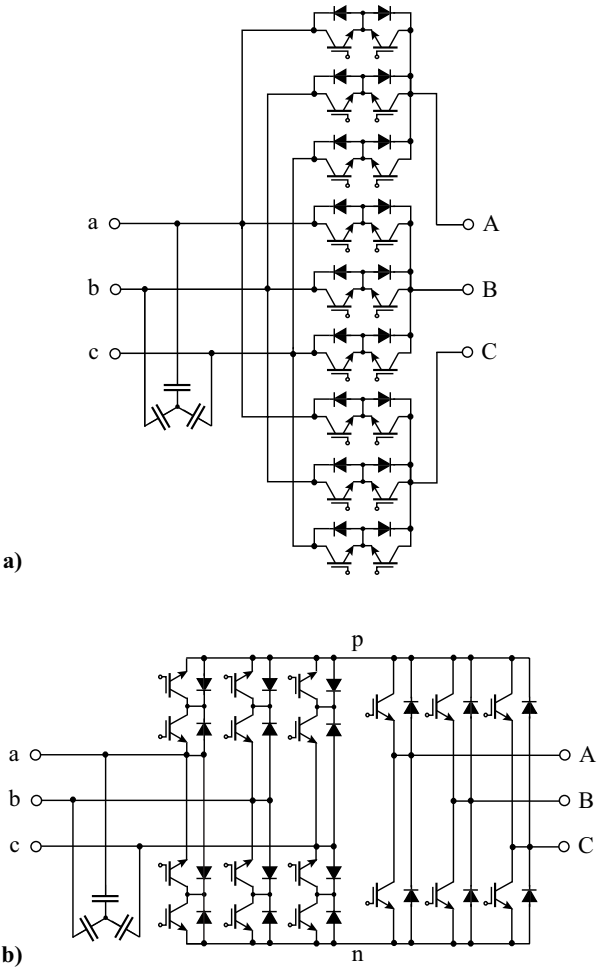


Abb. 3.40: *Grundformen des Matrixkonverters; a) konventioneller direkter Matrixkonverter (Conventional Matrix Converter, CMC), b) konventioneller indirekter Matrixkonverter (Indirect Matrix Converter, IMC); die Vierquadrantenschalter des CMC und der Eingangsstufe des IMC sind auch durch RB-IGBTs in Antiparallelschaltung ausführbar, weiters können in der Ausgangsstufe des IMC RC-IGBTs eingesetzt werden; wichtig ist anzumerken, dass nur für den CMC eine nach Stromrichtungen getrennte Steuerbarkeit der Vierquadrantenschalter erforderlich ist; für den IMC erfolgt die Kommutierung der Eingangsstufe vorteilhaft bei stromlosem Zwischenkreis, eine stromrichtungsabhängige Steuerung kann damit entfallen, die IGBTs eines Vierquadrantenschalters werden einfach simultan angesteuert*

mit 18 IGBTs und 18 Dioden oder 18 RB-IGBTs. Topologisch stellt der CMC einen (selbstgeführten) Direktumrichter in Halbbrückenschaltung zur Speisung einer Last in Sternschaltung dar (vgl. Vollbrückenschaltung des Direktumrichters, Kap. 3.3.2, Abb. 3.9, und [219]).

Neben der (konventionellen) direkten Ausführung des Matrixkonverters, besteht in Anlehnung an die Zwischenkreisumrichter auch die Möglichkeit einer indirekten Konversion, d.h. einer Gleichrichtung und einer nachfolgenden Wechselrichtung, wobei der Zwischenkreis dann nur der Kopplung der Konverterstufen dient und keinen Energiespeicher aufweist (Abb. 3.40b). Entsprechend der Schaltungsstruktur wird dieses Konverterkonzept als *indirekter* Matrixkonverter (Indirect Matrix Converter, IMC) bezeichnet. Vorteilhafterweise sind hier nur in der Eingangsstufe Vierquadrantenschalter erforderlich. Insgesamt resultiert jedoch wieder der für den CMC gegebene Halbleiteraufwand, wobei alternativ zu der in Abb. 3.40b gezeigten Ausführung in der Eingangsstufe RB-IGBTs in Antiparallelschaltung (vgl. Abb. 3.81) und in der Ausgangsstufe RC-IGBTs Einsatz finden können.

Entsprechend der stromeinprägenden Last sind für CMC und IMC in Analogie zum I-BBC eingangsseitig jedenfalls Filterkondensatoren vorzusehen, welche wieder die erste Stufe eines, die schaltfrequent–diskontinuierliche Stromaufnahme der Eingangsstufe zu einem weitgehend sinusförmigen Netzstrom glättenden Funkentstörfilters darstellen.

Interessant ist, dass sich für symmetrische Dreiphasensysteme die Blindanteile der Phasenleistungsflüsse gemäss Gl. (3.45) im Zeitaugenblick stets zu Null ergänzen,

$$\frac{Q}{3}\left(\sin 2\omega_1 t + \sin 2\omega_1\left(t-\frac{T}{3}\right) + \sin 2\omega_1\left(t+\frac{T}{3}\right)\right) \equiv 0 \qquad (3.49)$$

die Dreiphasenblindleistung also als von Phase zu Phase weitergereicht gesehen werden kann. Ein- und Ausgang eines Matrixkonverters sind damit hinsichtlich Blindleistungsbildung entkoppelt, einzig für die Wirkleistung ist über die Leistungsbilanz eine Kopplung beider Seiten gegeben. (Im Sinn der Vollständigkeit sei darauf hingewiesen, dass durch erweiterte Modulationsverfahren auch eine Kopplung der Blindleistungen der Ein- und Ausgangsseite erreichbar ist, also z.B. aus einem rein induktiven Laststrom, d.h. auch bei fehlender Kopplung der Netz- und Lastseite über einen Wirkleistungsfluss, eine kapazitive Eingangsblindleistung gebildet werden kann [192, 224]).

3.8.2.3 Klassifizierung

Eine Klassifizierung der seit der Einführung des CMC in [185], [219] in der Literatur angegebenen Konzepte selbstgeführter dreiphasiger AC/AC–Konverter ist in Abb. 3.41 gezeigt. Entsprechend den vorstehenden Ausführungen sind grundsätzlich Konverter mit und ohne Zwischenkreisspeicher zu unterscheiden.

Hybride Konverterschaltungen (Kap. 3.8.9, [181, 194, 195]) stellen Kombinationen dieser Grundkonzepte dar und zielen vorrangig auf eine Erweiterung

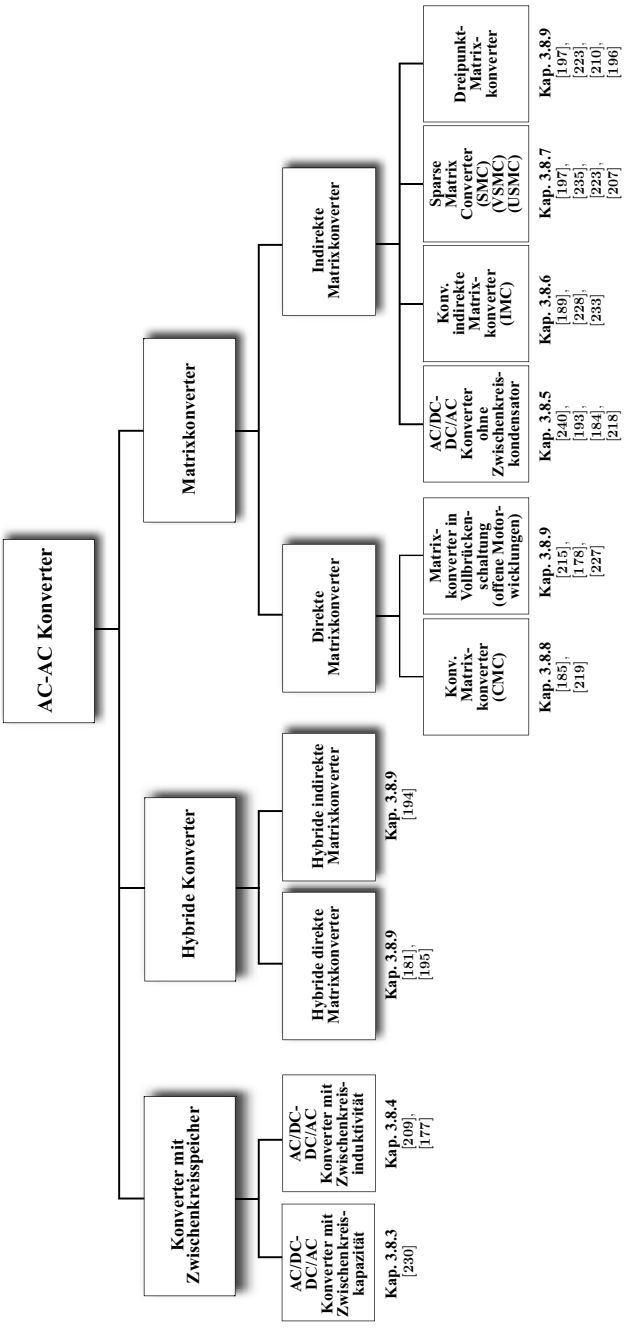


Abb. 3.41: *Klassifizierung dreiphasiger AC/AC–Konverterschaltungen mit chronologisch geordneten Verweisen auf die Fachliteratur, jeweils beginnend mit jener Publikation in der ein System erstmalig vorgestellt wurde*

des Spannungsaussteuerbereiches. Für die Realisierung dieser Konverter sind i.a. Elektrolytkondensatoren erforderlich, ein wesentlicher Nachteil des spannungszwischenkreisbehafteten Konverters bleibt damit bestehen. Weiters sind die Konverterschaltungen durch hohen Realisierungsaufwand und eine komplexe Steuerung gekennzeichnet und damit für einen industriellen Einsatz von untergeordneter Bedeutung.

Wie wir später zeigen werden, ist für den IMC [189, 228, 233] gegenüber Abb. 3.40b bei voller Beibehaltung der Funktionalität eine Verringerung der Zahl der Leistungstransistoren möglich. Derartige Konvertersysteme sind in der Gruppe *Sparse Matrix Converter* (SMC, [197, 223, 235]) zusammengefasst. Dieser Klasse gehört auch der auf unidirektionalen Energiefluss beschränkte, jedoch sinusförmigen Eingangsstrom und nur 9 IGBTs aufweisende *Ultra-Sparse Matrix Converter* (USMC, Kap. 3.8.7) an. Weiters ist ein indirektes, durch Weglassung des Zwischenkreiskondensators aus dem U-BBC zu bildendes, voll bidirektionales Matrixkonverterkonzept mit nur 12 IGBTs hervorzuheben, welches allerdings einen blockförmigen Eingangsstrom aufweist [184, 193, 218, 240].

In Ergänzung zur topologischen Klassifizierung ist es interessant, die in Abb. 3.38 und Abb. 3.40 gezeigten Grundkonzepte der AC/AC–Konversion bezüglich des Ausgangsspannungsbereiches, d.h. der ausgehend von einer gegebenen Netzspannung maximal erreichbaren Ausgangsspannungsamplitude, gegenüberzustellen.

Für eine grundsätzliche Betrachtung ist hierbei die dreiphasige Konverterstruktur gedanklich durch einen einfachen DC/DC–Konverter zu ersetzen [203], was auch durch den (abgesehen von schaltfrequenten Schwankungen) zeitlich konstanten Leistungsfluss durch beide Konverter naheliegt. Der U-BBC entspricht dann einer Serienschaltung eines Hochsetzstellers (Pulsgleichrichterstufe) und eines Tiefsetzstellers (Pulswechselrichterstufe) und erlaubt über entsprechende Wahl der Zwischenkreisspannung auch hohe Lastspannungen zu erreichen. (Es wird ein Leistungsfluss aus dem Netz an die Last vorausgesetzt.) Gleiches gilt für den I-BBC, dessen Eingangsstufe die Funktion eines Tiefsetzstellers aufweist, wobei die Tiefsetzstellerinduktivität auch Teil des durch die Ausgangsstufe realisierten Hochsetzstellers ist. Demgegenüber stellt der CMC einen einfachen Tiefsetzsteller und der IMC eine Serienschaltung von zwei Tiefsetzstellerschaltstufen dar. Die Ausgangsspannung von CMC und IMC ist somit unabhängig von der Art der Modulation jedenfalls durch die Netzspannung nach oben beschränkt; wie wir später sehen werden (Kap. 3.8.6), kann ohne Übersteuerung nur eine Ausgangsspannungsamplitude von maximal $\hat{U}_2 = \sqrt{3}\hat{U}_1/2$ gebildet werden.

Im nächsten Schritt wollen wir nun kurz die Umrichter mit Zwischenkreisspeicher analysieren. Aufgrund der symmetrischen Schaltungsstruktur kann hierbei die Diskussion jeweils auf einen Konverterteil, die Pulsgleichrichtereingangsstufe des I-BBC und die Pulswechselrichterausgangsstufe des U-BBC, beschränkt werden. Die Kombination der Gleich- und Wechselrichterstufe wird uns dann unmittelbar zur Schaltungstopologie (und Modulation) des indirekten Matrixkonverters führen (Kap. 3.8.6).

3.8.3 AC/AC–Konverter mit Spannungszwischenkreis

Die an der Ein- und Ausgangsseite des AC/AC–Konverters mit Spannungszwischenkreis (vgl. Abb. 3.38a) eingesetzten Konverterstufen formen die durch den Zwischenkreiskondensator C gestützte Gleichspannung U in eine pulsbreitenmodulierte netz- bzw. lastfrequente Dreiphasenwechselspannung um. Netzseitig erfolgt die Modulation so, dass die an den Eingangsinduktivitäten gegenüber der Netzspannung verbleibende Spannungsdifferenz in einem — mit Ausnahme schaltfrequenter Oberschwingungen — sinusförmigen, in Phase mit der Netzspannung liegenden Strom resultiert. Eine Belastung des Netzes mit Grundschwingungsblindleistung oder Verzerrungsblindleistung wird so vermieden, d.h. ein hoher Leistungsfaktor sichergestellt. Analog wird lastseitig die Bildung der Pulswechselrichterausgangsspannung so vorgenommen, dass die über der inneren Impedanz der Last auftretende Differenz zur inneren Lastspannung den geforderten, stationär i.a. sinusförmigen Verlauf des Laststroms einprägt. Zur Stromeinstellung sind Stromregelkreise angeordnet, welchen für den Netzstromrichter eine Zwischenkreisspannungsregelung und für den maschinenseitigen Stromrichter eine Drehzahlregelung überlagert ist, worauf hier im Sinne der Kürze jedoch nicht weiter eingegangen werden kann.

Wie vorstehend erwähnt, wollen wir unsere Betrachtungen auf die Pulswechselrichterstufe beschränken. Für die netzseitig angeordnete Pulsgleichrichterstufe liegen grundsätzlich gleiche Verhältnisse vor. Es ist einzig die Hauptenergieflussrichtung umgekehrt, was jedoch aufgrund der Bidirektionalität der Konverterstufen ohne Bedeutung ist.

3.8.3.1 Grundfunktion

Wie aus Abb. 3.42 deutlich wird, weist jeder Brückenzweig des Pulswechselrichters die Funktion eines Umschalters zwischen der positiven und negativen Zwischenkreisschiene, p und n, auf. Ist z.B. Transistor S_{pA} durchgeschaltet (die Indizierung orientiert sich an der Richtung des Stromflusses im Leitzustand) und liegt ein positiver Ausgangsphasenstrom $i_A > 0$ vor, wird der Stromfluss über S_{pA} erfolgen. Der Transistor S_{An} befindet sich dabei zwingend im Sperrzustand, da andernfalls ein Kurzschluss der Zwischenkreisspannung auftreten würde. Bei Umkehr des Vorzeichens von i_A wird die zu S_{pA} antiparallel liegende Freilaufdiode D_{Ap} leitend, der Ausgang A ist also *bidirektional* mit p verbunden.

Bei Umschaltung von p auf n, wird vorerst S_{pA} gesperrt und nach einer Sicherheitszeit T_t der Transistor S_{An} durchgeschaltet. Der Zeitpunkt der tatsächlichen Kommutierung des Stroms ist dabei vom Vorzeichen des Ausgangsstroms i_A abhängig. Für $i_A > 0$ löst das Abschalten von S_{pA} unmittelbar den Stromübergang nach D_{nA} aus, für $i_A < 0$ wird erst mit dem Einschalten von S_{An} der Strom aus D_{Ap} übernommen. In jedem Fall ist jedoch für jeden Schaltvorgang ein Übergang des Stroms ohne vorbereitende steuerungstechnische Massnahmen in einem Schritt möglich, es muss lediglich auf die Sicherheitszeit T_t bei der Umschaltung geachtet werden. Im Gegensatz zu den für Matrixkonverter erforderlichen

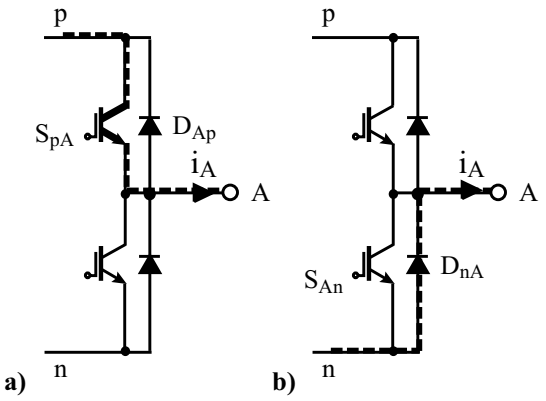


Abb. 3.42: *Leitzustand eines Brückenzweiges für positiven Ausgangsstrom $i_A > 0$: a) $s_A = 1$, s_A bezeichnet die Schaltfunktion des Brückenzweiges; b) $s_A = 0$; für Umschaltung $s_A = 1 \rightarrow 0$ wird der Ausgangsstrom i_A beim Abschalten von S_{pA} unmittelbar durch D_{nA} übernommen, für $i_A < 0$ bleibt demgegenüber auch nach dem Sperren von S_{pA} der Stromfluss über D_{Ap} aufrecht, bis nach einer Sicherheitszeit T_t der Transistor S_{An} durchgeschaltet wird und den Stromfluss übernimmt; die Indizierung der Halbleiterelemente ist an der Richtung des Stromflusses im Leitzustand orientiert*

mehrstufigen Kommutierungsverfahren (vgl. Abb. 3.76) muss insbesondere das Vorzeichen des Ausgangsstroms nicht speziell berücksichtigt werden, was eine geringe Komplexität der Steuerung und letztlich eine hohe Zuverlässigkeit des Konverters sicherstellt.

Für die folgenden Überlegungen wollen wir im Sinne einer Beschränkung auf das Wesentliche die Sicherheitszeit T_t vernachlässigen und von einer direkten Gegentaktsteuerung der Transistoren eines Brückenzweiges ausgehen, dessen Schaltzustand wir durch eine zweiwertige Schaltfunktion

$$s_i = 0, 1 \qquad\qquad i = A, B, C \tag{3.50}$$

kennzeichnen, wobei z.B. $s_i = 1$ für eine Verbindung des Phasenausgangs $i = A, B, C$ mit der positiven Gleichspannungsschiene p steht; s_i ist also allgemein als Ansteuersignal von S_{pi} zu interpretieren ($s_{pi} = s_i$). Für die Ansteuerung von S_{in} ist $s_{in} = \mathrm{NOT}(s_i)$ heranzuziehen.

Für die weitere Diskussion der Bildung der Ausgangsspannung des Pulswechselrichters wird der Gesamtschaltzustand des Konverters durch einen dreistelligen Klammerausdruck j charakterisiert der unmittelbar zeigt, mit welcher der Eingangsspannungsschienen p, n ein Ausgang A, B, C verbunden ist; z.B. wird für eine Verbindung von A und B mit p und C mit n das Wertetripel $j = (ppn)$ gesetzt. Alternativ könnte auch die in der Literatur vielfach gebräuchliche Kennzeichnung des Schaltzustandes durch die Phasenschaltfunktionen, im gegebenen Fall (110), herangezogen werden.

3.8.3.2 Spannungskonversion und Raumzeigermodulation

Die Steuerung der Umschalter der Phasen (Abb. 3.43a) hat nun so zu erfolgen, dass im Mittel über eine Pulsperiode am Ausgang des Wechselrichters ein Spannungsraumzeiger $\bar{\vec{u}}_2 = \vec{u}_2^*$ (das Symbol „$\bar{}$“ kennzeichnet eine lokale, über eine Pulsperiode T_P erstreckte Mittelung) gebildet wird. Der Spannungssollwert $\vec{u}_2^*$ wird hierbei z.B. durch einen Stromregler so definiert, dass ein für die Drehmomentbildung erforderliches Sollprofil der Statorströme i_A, i_B, i_C in eine als Last vorliegende Drehfeldmaschine eingeprägt wird. Hiefür stehen die in Abb. 3.43b dargestellten, den $2^3 = 8$ Schaltzuständen des Konverters zugeordneten, und ein regelmässiges Sechseck aufspannenden Ausgangsspannungsraumzeiger

$$\begin{aligned} \vec{u}_{2,j} &= \frac{2}{3}\left(u_{A,j} + \underline{a}u_{B,j} + \underline{a}^2 u_{C,j}\right) \\ &= \frac{2}{3}U\left(\left(s_A - \frac{1}{2}\right) + \underline{a}\left(s_B - \frac{1}{2}\right) + \underline{a}^2\left(s_C - \frac{1}{2}\right)\right) \end{aligned} \tag{3.51}$$

($\underline{a} = \mathrm{e}^{j2\pi/3}$) zur Verfügung (Abb. 3.43b). Der jeweilige Konverterschaltzustand wird durch die Indizierung unmittelbar deutlich. Die nicht in den Raumzeiger abgebildete, auch als Gleichtaktanteil bezeichnete Nullkomponente $u_{0,j}$ der im vorliegenden Fall auf einen virtuellen Mittelpunkt der Eingangsspannung U bezogenen Phasenspannungen $u_{A,j}$, $u_{B,j}$, $u_{C,j}$

$$u_{0,j} = \frac{1}{3}\left(u_{A,j} + u_{B,j} + u_{C,j}\right) \tag{3.52}$$

nimmt bei freiem Laststernpunkt keinen Einfluss auf die Phasenstrombildung und muss daher nicht weiter betrachtet werden. Es sei allerdings darauf hingewiesen, dass die bei Wechsel des Konverterschaltzustandes j auftretenden steilflankigen Änderungen von $u_{0,j}$ ohne weitere Massnahmen in kapazitiven Strömen gegen Erde resultieren, welche sich auch über die Lager der elektrischen Maschine schliessen und langfristig zur Zerstörung der Laufbahnen der Lager und zu einer Schädigung der Isolation der Statorwicklungen führen können (Kap. 8.10.5 und Kap. 8.5.6).

Grundsätzlich sind in Abb. 3.43 aktive, d.h. spannungsbildende Schaltzustände mit einer durch die Eingangsgleichspannung U definierten Zeigerlänge $|\vec{u}_{2,j}| = 2/3 \cdot U$ und Freilaufzustände (nnn) und (ppp) zu unterscheiden, für welche $\vec{u}_{2,(nnn)} = \vec{u}_{2,(ppp)} = \vec{0}$ gilt, d.h. die Lastklemmen kurzgeschlossen und mit p oder n verbunden sind. Soll nun stationär ein sinusförmiges, symmetrisches Dreiphasenspannungssystem, also ein mit konstanter Winkelgeschwindigkeit ω_2^* umlaufender Ausgangsspannungsraumzeiger

$$\vec{u}_2^* = \hat{U}_2^* \mathrm{e}^{j\varphi_{\vec{u}_2^*}} = \hat{U}_2^* \mathrm{e}^{j\omega_2^* t} \tag{3.53}$$

mit konstantem Betrag gebildet werden, sind im Sinne einer bestmöglichen Näherung, d.h. eines geringstmöglichen Laststromrippels, innerhalb jeder Pulsperiode

T_P jeweils die $\vec{u}_2^*$ unmittelbar benachbarten Spannungsraumzeiger, also 2 aktive Schaltzustände und der Freilaufzustand heranzuziehen. Vorteilhaft werden dabei die Schaltzustände derart zu einer Schaltzustandssequenz geordnet, dass der jeweils nächstfolgende Spannungsraumzeiger durch Umschaltung nur eines Brückenzweiges erreicht werden kann; dies bedingt eine Umkehr der Abfolge der Schaltzustände in jeder zweiten Pulshalbperiode. Für eine Lage von $\vec{u}_2^*$ gemäss Abb. 3.43b bzw. allgemein für $\varphi_{\vec{u}_2^*} = [0, \pi/3]$ resultiert damit

$$\begin{aligned} \ldots \quad \Big| t_\mu = 0 \quad & (nnn) - (pnn) - (ppn) - (ppp) \Big| t_\mu = T_P/2 \\ & (ppp) - (ppn) - (pnn) - (nnn) \Big| t_\mu = T_P \quad \ldots \end{aligned} \tag{3.54}$$

wobei t_μ eine lokale, innerhalb einer Pulsperiode T_P laufende Zeit bezeichnet (siehe auch Kap. 8.4.10). Die relativen Einschaltzeiten $d_{(pnn)}$ und $d_{(ppn)}$ der Raumzeiger $\vec{u}_{2,(pnn)}$ und $\vec{u}_{2,(ppn)}$ können über

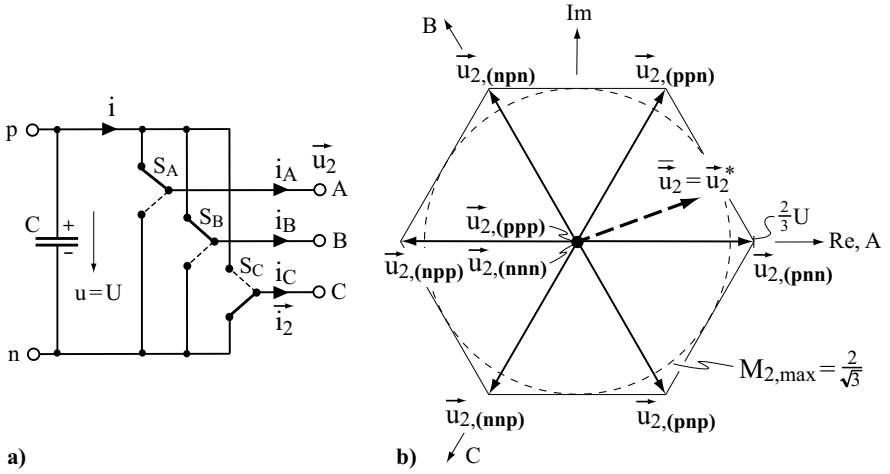


Abb. 3.43: *a) Abstrahierte Schaltungsstruktur der Pulswechselrichterstufe des U-BBC, b) den Schaltzuständen $j = (s_A s_B s_C)$ zugeordnete Ausgangsspannungsraumzeiger $\vec{u}_{2,j}$; die Schaltzustandssequenz wird derart gewählt, dass für den lokalen, über eine Pulsperiode T_P erstreckten Mittelwert $\bar{\vec{u}}_2$ des Ausgangsspannungsverlaufs $\vec{u}_2$ der geforderte Ausgangsspannungssollwert $\vec{u}_2^*$ resultiert, d.h. $\bar{\vec{u}}_2 = \vec{u}_2^*$ gilt; der Inkreis des durch die aktiven Spannungsraumzeiger $\vec{u}_{2,j}$ aufgespannten Sechsecks definiert die Grenze zur Übersteuerung, $M_{2,\max} = 2/\sqrt{3}$, $M_2 = \hat{U}_2^*/(U/2)$ (vgl. Gl. (3.60))*

$$\begin{aligned}\bar{\vec{u}}_2 = \frac{1}{T_P}\int_0^{T_P} \vec{u}_{2,j}\,\mathrm{d}t_\mu &= d_{(pnn)}\cdot\vec{u}_{2,(pnn)} + d_{(ppn)}\cdot\vec{u}_{2(ppn)} \\ &= d_{(pnn)}\frac{2}{3}U + d_{(ppn)}\frac{2}{3}U\mathrm{e}^{j\pi/3} \\ &= \vec{u}_2^{\,*}\end{aligned} \tag{3.55}$$

mit Gl. (3.53) einfach zu

$$\begin{aligned}d_{(ppn)} &= \frac{\sqrt{3}}{2}M_2\sin\left(\varphi_{\vec{u}_2^{\,*}}\right) \\ d_{(pnn)} &= \frac{\sqrt{3}}{2}M_2\sin\left(\frac{\pi}{3}-\varphi_{\vec{u}_2^{\,*}}\right)\end{aligned} \tag{3.56}$$

bestimmt werden, wobei

$$M_2 = \frac{\hat{U}_2^*}{U/2} \tag{3.57}$$

den Modulationsindex, also das Verhältnis der Amplitude der Grundschwingung der pulsbreitenmodulierten Ausgangsphasenspannungen u_A, u_B, u_C zur halben Eingangsgleichspannung $U/2$, bezeichnet. Anzumerken ist, dass gemäss

$$\frac{d_{(ppn)}}{d_{(pnn)}} = \frac{\sin\left(\varphi_{\vec{u}_2^{\,*}}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\varphi_{\vec{u}_2^{\,*}}\right)} \tag{3.58}$$

die Winkellage $\varphi_{\vec{u}_2^{\,*}}$ des Sollraumzeigers $\vec{u}_2^{\,*}$ unmittelbar, d.h. unabhängig von der Aussteuerung M_2, das erforderliche Verhältnis der relativen Einschaltzeiten der aktiven Schaltzustände (hier (ppn) und (pnn)) bestimmt, der Betrag $|\vec{u}_2^{\,*}| = \hat{U}_2^*$ des Spannungsraumzeigers wird dann über die Einschaltdauer des Freilaufzustandes

$$d_{(nnn)} + d_{(ppp)} = 1 - (d_{(ppn)} + d_{(pnn)}) \tag{3.59}$$

eingestellt. Soll eine Übersteuerung vermieden werden, d.h. über die gesamte Ausgangsperiode eine Taktung des Konverters mit Schaltfrequenz $f_P = 1/T_P$ erfolgen, ist die Aussteuerung mit

$$M_{2,\max} = \frac{\hat{U}_{2,\max}^*}{U/2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \tag{3.60}$$

zu beschränken (Abb. 3.43b), anschaulich liegt dann ein Spitzenwert der Grundschwingung der Ausgangs*aussenleiter*spannung in Höhe der Eingangsgleichspannung U vor.

Da die Freilaufschaltzustände (ppp) und (nnn) bezüglich Spannungsbildung redundant sind, d.h. beide Schaltzustände auf den Nullzeiger führen, kann die relative Gesamteinschaltdauer des Freilaufzustandes frei zwischen (ppp) und (nnn)

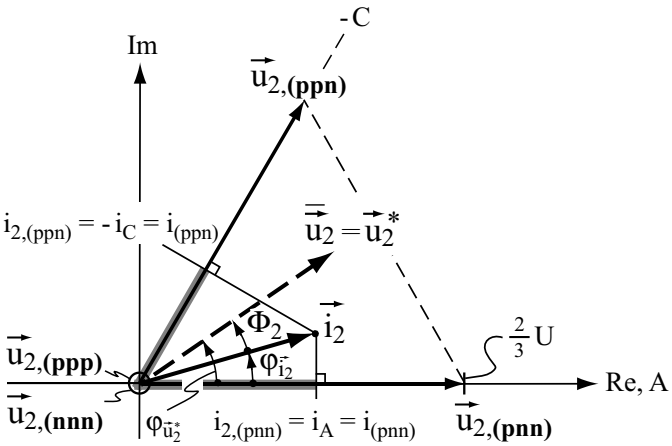


Abb. 3.44: *Ausschnitt des Raumzeigerdiagramms (Abb. 3.43b) und Projektionen $i_{2,j}$ des Stromraumzeigers $\vec{i}_2$ auf den jeweils vorliegenden Spannungsraumzeiger $\vec{u}_{2,j}$ zur Ermittlung der Stromaufnahme i der Pulswechselrichterstufe; entsprechend der Winkelzählung führt induktives Lastverhalten auf positive Werte von Φ_2, allgemein gilt:* $\varphi_{\vec{i}_2} = \varphi_{\vec{u}_2^*} - \Phi_2$

aufgeteilt werden. Vielfach wird eine symmetrische Aufteilung $d_{(nnn)} = d_{(ppp)}$ gewählt, welche sich auch bezüglich des schaltfrequenten Rippels des Laststroms als vorteilhaft erweist [198]. Alternativ ist auch eine Beschränkung auf nur einen Freilaufzustand, d.h. eine verkürzte Schaltzustandsfolge

$$\cdots \Big| t_\mu = 0 \; (\underline{p}nn) - (\underline{p}pn) - (\underline{p}pp) \Big| t_\mu = T_P/2 \; (\underline{p}pp) - (\underline{p}pn) - (\underline{p}nn) \Big| t_\mu = T_P \cdots \tag{3.61}$$

oder

$$\cdots \Big| t_\mu = 0 \; (pp\underline{n}) - (pn\underline{n}) - (nn\underline{n}) \Big| t_\mu = T_P/2 \; (nn\underline{n}) - (pn\underline{n}) - (pp\underline{n}) \Big| t\mu = T_P \cdots \tag{3.62}$$

möglich (vgl. Kap. 8.4.10), wobei jeweils eine Phase nicht geschaltet wird, d.h. an die positive oder negative Eingangsspannungsschiene p oder n geklemmt verbleibt und so keine Schaltverluste aufweist [199]. Vorteilhaft wird dabei die Klemmung so zwischen den Phasen gewechselt, dass stets für den, jeweils den Phasenstrom höchsten Betrages führenden Brückenzweig Schaltverluste vermieden werden. Entsprechend ist etwa für $\Phi_2 = 0$, d.h. für Phasengleichheit von Ausgangsstrom $\vec{i}_2$ und Ausgangsspannungsgrundschwingung $\vec{u}_2^*$, also für den z.B. bei Speisung einer Permanentmagnet–Synchronmaschine stationär näherungsweise vorliegenden Fall, innerhalb $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [0, \pi/6]$ Phase A bleibend an p (vgl. Gl. (3.61)) und in $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [\pi/6, \pi/3]$ Phase C bleibend an n zu legen (vgl. Gl. (3.62)). Wir werden diese Form der Klemmung, welche letztlich bei gegenüber einer Steuerung nach

Gl. (3.54) gleichen Schaltverlusten die Wahl einer höheren effektiven Taktfrequenz ermöglicht, auch für die Ausgangsstufe des IMC (Kap. 3.8.6) heranziehen.

Bezüglich einer ausführlicheren Darstellung der für andere Laststromphasenwinkel Φ_2 einzusetzenden Klemmpulsmuster und anderer Modulationskonzepte muss hier aus Gründen der Kürze auf die Literatur verwiesen werden. Im Sinne der Vollständigkeit sei nur angemerkt dass die in Gl. (3.61) und Gl. (3.62) angegebenen Klemmpulsmuster durch Aufteilung eines *aktiven* Schaltzustandes modifiziert werden können, womit innerhalb einer Pulshalbperiode z.B. eine Schaltzustandssequenz (pnn)-(ppn)-(pnn)-(nnn) resultiert (siehe Fig. 2 in [208]). Alternativ kann im oberen Aussteuerbereich der Freilauf gänzlich weggelassen und eine Sequenz aus drei aktiven Zeigern, im vorliegenden Fall (pnn)-(ppn)-(npn), eingesetzt werden. Dies vermindert den Gleichtaktanteil u_0 des Lastspannungssystems [231].

3.8.3.3 Stromkonversion

Nach der Analyse der Bildung der Ausgangsspannung aus der Eingangsgleichspannung wollen wir nun noch die Stromkonversion, d.h. die vom Schaltzustand j abhängige Formierung des gleichspannungsseitigen Stroms i_j bei gegebenen Ausgangsphasenströmen i_A, i_B, i_C behandeln. Wie unmittelbar einsichtig, gilt für den in der positiven Eingangsspannungsschiene p auftretenden Strom

$$i = i_j = s_A i_A + s_B i_B + s_C i_C \tag{3.63}$$

und somit

$$\begin{aligned}
i_{(nnn)} &= 0 \\
i_{(nnp)} &= i_C \\
i_{(npn)} &= i_B \\
i_{(npp)} &= i_B + i_C = -i_A \\
i_{(pnn)} &= i_A \\
i_{(pnp)} &= i_A + i_C = -i_B \\
i_{(ppn)} &= i_A + i_B = -i_C \\
i_{(ppp)} &= 0
\end{aligned} \tag{3.64}$$

wobei aufgrund des freien Laststernpunktes $i_A{+}i_B{+}i_C{=}0$ gilt. Die durch Gl. (3.64) ausgedrückten Beziehungen können auch unmittelbar dem Raumzeigerdiagramm entnommen werden. Gemäss

$$p_j(t) \;=\; \frac{3}{2}\Re\mathrm{e}\{\vec{u}_{2,j}\,\vec{i}_2^{\,\star}\} \;=\; \frac{3}{2}u_{2,j}\,i_{2,j} \tag{3.65}$$

($\vec{i}_2^{\,\star}$ bezeichnet hier den zu $\vec{i}_2$ konjugiert komplexen Zeiger) ist ja für die Bildung der Momentanwirkleistung stets nur die Projektion $i_{2,j}$ des Ausgangsstroms $\vec{i}_2$ auf den jeweils vorliegenden Ausgangsspannungszeiger $\vec{u}_{2,j}$ massgebend ($u_{2,j}$ bezeichnet den Betrag von $\vec{u}_{2,j}$). Da für alle aktiven Schaltzustände $u_{2,j} = 2/3\,U$

gilt, führt dies unter Berücksichtigung der Leistungsbilanz zwischen Gleich- und Wechselspannungsseite

$$p_j(t) = U\, i_j = \frac{3}{2} u_{2,j}\, i_{2,j} = \frac{3}{2} \cdot \frac{2}{3} U\, i_{2,j} \tag{3.66}$$

auf

$$i_j = i_{2,j} \tag{3.67}$$

Der für einen Schaltzustand j auftretende Zwischenkreisstrom i_j kann also über die Lage des dem Schaltzustand zugeordneten Ausgangsspannungsraumzeigers $\vec{u}_{2,j}$ direkt angegeben werden. Befindet sich der Konverter z.B. im Schaltzustand $j = (ppn)$, weist der Raumzeiger $\vec{u}_{2,(ppn)}$ entgegen der Richtung der Phasenachse C, entsprechend resultiert $i_j = i_{ppn} = -i_C$ als Eingangsstrom (vgl. Gl. (3.64)). Wichtig ist hier darauf hinzuweisen, dass für die Freilaufzustände (nnn) und (ppp)

$$i_{(nnn)} = i_{(ppp)} \equiv 0 \tag{3.68}$$

gilt, also kein Eingangsstrom auftritt.

Zusammenfassend folgt damit der Eingangsstrom i während der Einschaltdauer der aktiven Schaltzustände einem positiven oder negativen Phasenstrom und weist für den Freilaufzustand eine Lücke auf. Diese Stromlücke wird später für den IMC eine stromlose Kommutierung der Eingangsstufe ermöglichen und so auf eine sehr einfache und Schaltverluste der Eingangsstufe vermeidende Kommutierungsstrategie führen (Kap. 3.8.6, Abb. 3.62).

Der für die Schaltzustandssequenzen nach Gl. (3.54), Gl. (3.61) und Gl. (3.62) resultierende Eingangsstromverlauf ist in Abb. 3.45 gezeigt, wobei die grundfrequente Änderung der Phasenströme innerhalb einer Pulsperiode und der schaltfrequente Rippel vernachlässigt wurden. Weiters sind in Abb. 3.46 die Einhüllenden des Eingangsstroms für eine Ausgangsspannungshalbschwingung und charakteristische Werte des Laststromphasenwinkels Φ_2 dargestellt. Für $\Phi_2 > \pi/6$ treten neben positiven auch negative Werte des Eingangsstroms auf. Dies wird in Kap. 3.8.7 bei der Festlegung des Betriebsbereiches des USMC von Bedeutung sein.

Nach Analyse der lokalen Strombildung i_j wollen wir nun noch den lokalen, d.h. auf eine Pulsperiode bezogenen Mittelwert $\bar{i}$ von i

$$\bar{i} = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} i_j \, \mathrm{d}t_\mu \tag{3.69}$$

berechnen. Hier ist der Weg über die einzelnen Schaltzustände

$$\bar{i} = -i_C d_{(ppn)} + i_A d_{(pnn)} \tag{3.70}$$

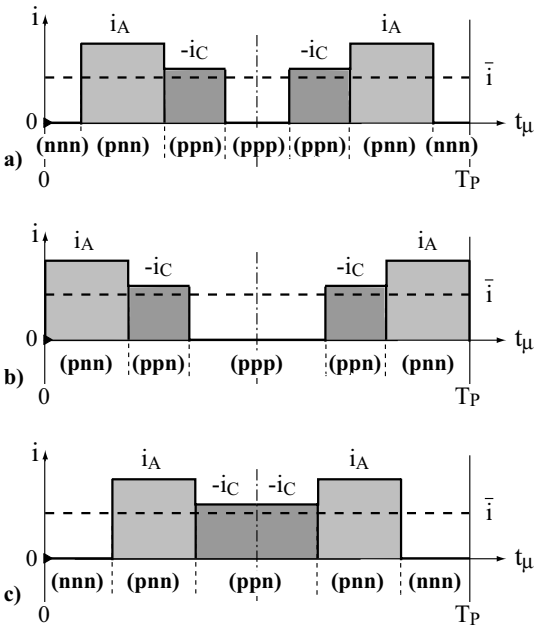


Abb. 3.45: *Zeitverlauf des Eingangsstroms i der Pulswechselrichterstufe innerhalb einer Pulsperiode; a) Schaltzustandssequenz (nnn)-(pnn)-(ppn)-(ppp), Gl. (3.54); b) Klemmpulsmuster (p̲nn)-(p̲pn)-(p̲pp), Gl. (3.61); c) Klemmpulsmuster (nn̲n)-(pn̲n)-(pp̲n), Gl. (3.62); Freilaufintervalle, d.h. Schaltzustände (ppp) oder (nnn), sind durch $i \equiv 0$ gekennzeichnet; a) b) und c) unterscheiden sich nur hinsichtlich der Anordnung der Freilaufintervalle, es tritt daher stets derselbe lokale Eingangsstrommittelwert $\bar{i}$ auf*

oder einfacher über eine die schaltfrequente Änderungen nicht berücksichtigende Leistungsbilanz

$$U\,\bar{i} = \frac{3}{2}\hat{U}_2^*\hat{I}_2\,\cos\Phi_2 \tag{3.71}$$

möglich. Mit Gl. (3.57) führt dies auf

$$\bar{i} = I = \frac{3}{4}M_2\hat{I}_2\,\cos\Phi_2 \tag{3.72}$$

Gemäss der Konstanz der durch die symmetrischen Lastphasenspannungsgrundschwingungen und die Lastphasenströme gebildeten Dreiphasenmomentanwirkleistung (vgl. Abb. 3.39) weist auch der lokale Mittelwert des, aus der konstanten Eingangsspannung U bezogenen (Wirk–)Stroms einen zeitlich konstanten und nur vom Aussteuergrad M_2 und dem Phasenwinkel Φ_2 der Last abhängigen Wert $\bar{i} = I$ auf.

Anschaulich ist die Abhängigkeit von Φ_2 dadurch zu erklären, dass sich, wie Abb. 3.46 zeigt, mit zunehmender Phasenverschiebung Φ_2 des Ausgangstroms ge-

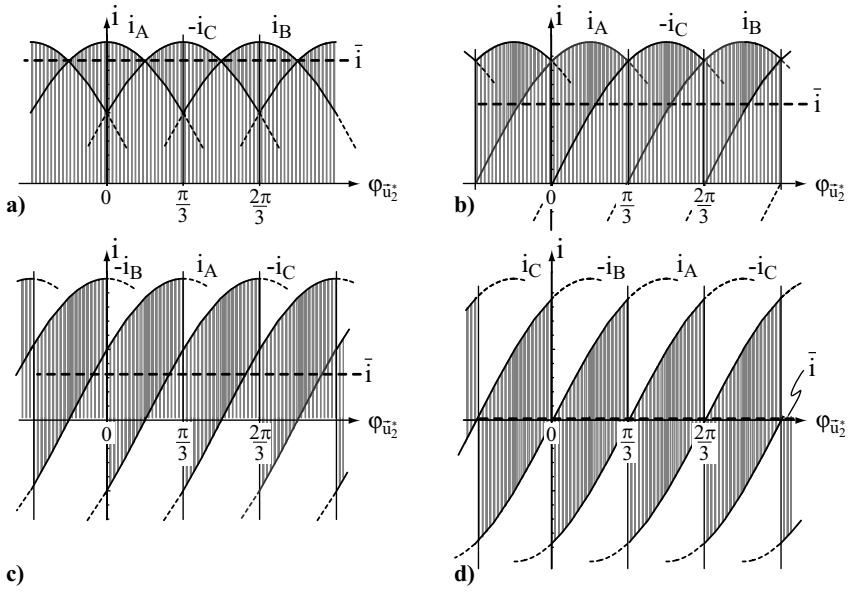


Abb. 3.46: *Simulation des Zeitverlaufs des Eingangsstroms i für charakteristische Werte des Laststromphasenwinkels Φ_2; a) $\Phi_2 = 0$ (ohmsches Grundschwingungslastverhalten); b) $\Phi_2 = \pi/6$ (ohmsch–induktive Last, näherungsweise entsprechend einer Asynchronmaschine im Nennpunkt); c) $\Phi_2 = \pi/3$; d) $\Phi_2 = \pi/2$ (rein induktive Last); der Simulation wurde $M_2 = 2/\sqrt{3}$, d.h. ein Betrieb an der Aussteuergrenze und ein glatter, d.h. nicht rippelbehafteter Verlauf der Ausgangsphasenströme zugrundegelegt; für $\Phi_2 > \pi/6$ treten abschnittsweise negative Eingangsstromwerte auf*

genüber der durch die Modulation gebildeten Ausgangsspannungsgrundschwingung die Entnahme von Stromabschnitten aus der Umgebung der Phasenstrommaxima hin zu den Stromnulldurchgängen verschiebt. Für $\Phi_2 = \pi/2$ liegt eine rein reaktive Last vor, und es wird im lokalen Mittel über eine Pulsperiode, und damit natürlich auch im globalen, über eine gesamte Ausgangsperiode erstreckten Mittel, keine mittlere Leistung vom Eingang bezogen. Für Rückspeisung von Leistung von der Last in den Eingangskreis, $\Phi_2 \in [+\pi/2, \pi]$ und $[-\pi, -\pi/2]$, resultiert ein negativer Wert des Eingangsstrommittelwertes $\bar{i}$.

3.8.3.4 Funktions–Ersatzschaltbild

Auf Basis von Gl. (3.57) und Gl. (3.72) kann unter Vernachlässigung schaltfrequenter Vorgänge die vom Eingang zum Ausgang gerichtete (*Vorwärts–*)Spannungseinprägung und die Bildung des Eingangsstroms aus den Lastphasenströmen d.h. die (Rückwärts–)Stromkonversion des Konverters sehr anschaulich in einem Blockschaltbild zusammengefasst werden (Abb. 3.47).

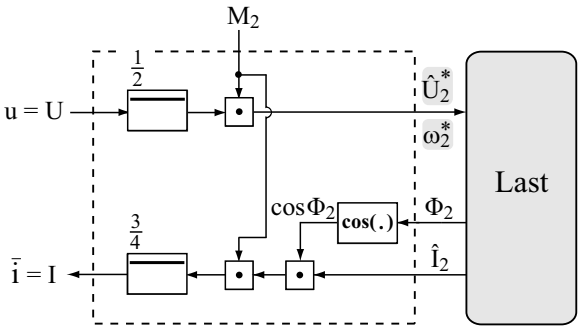


Abb. 3.47: *Veranschaulichung der (Vorwärts–)Spannungskonversion und der (Rückwärts–)Stromkonversion der Ausgangsstufe des AC/AC–Konverters mit eingeprägter Zwischenkreisspannung; $\hat{U}_2^*$ und ω_2^* werden als Sollwerte vorgegeben, M_2 wird so gewählt, dass ausgehend von U die Lastphasenspannungsgrundschwingungen die Amplitude $\hat{U}_2^*$ aufweisen; $\hat{I}_2$ und Φ_2 sind durch $\hat{U}_2^*$, ω_2^* und das Lastverhalten bestimmt*

Die Ausgangsspannungsamplitude $\hat{U}_2^*$ wird ausgehend von der eingeprägten Eingangsspannung U direkt, d.h. lastunabhängig durch den Aussteuergrad M_2 bestimmt; weiters definiert die Modulation die Ausgangsfrequenz ω_2^*. Demgegenüber ist die (Rückwärts–)Stromkonversion neben der, abhängig vom Lastverhalten für $\hat{U}_2^*$ und ω_2^* resultierenden Laststromamplitude $\hat{I}_2$ auch durch Φ_2 bestimmt. Nur so kann ja bei fester Spannungsübersetzung eine Gleichheit von Eingangs- und Ausgangswirkleistung erreicht werden. Für den nachfolgend behandelten Pulsgleichrichter mit eingeprägtem Ausgangsstrom werden wir genau duale Verhältnisse, d.h. eine Stromeinprägung bzw. starre Stromübersetzung und eine von der Phasenverschiebung des Netzstroms abhängige Gleichspannungsbildung finden.

3.8.4 AC/AC–Konverter mit Stromzwischenkreis

Für den AC/AC–Konverter mit Stromzwischenkreis (Abb. 3.38b) wird der konstante Zwischenkreisstrom $i = I$, z.B. entsprechend der Sollwertvorgabe einer Antriebsdrehzahlregelung in einen pulsbreitenmodulierten Ausgangsstrom umgeformt, wobei die ausgangsseitigen Filterkondensatoren $C_{A,B,C}$ eine schaltfrequente Entkopplung des induktiven Zwischenkreises und der induktiven Last sicherstellen. Vorteilhaft wird so ein kontinuierlicher Verlauf der Lastspannung $u_{A,B,C}$ bzw. ein von schaltfrequenten Oberschwingungen weitgehend freier Laststrom erreicht. Ein für den U-BBC ggf. explizit vorzusehendes Sinusausgangsfilter ist somit bereits integraler Bestandteil der Konvertergrundstruktur.

Das Niveau von I wird i.a. der Lastsituation angepasst, und über die als Pulsgleichrichter fungierende AC/DC–Eingangsstufe eingestellt; der Aussteuergrad der Eingangsstufe definiert ja die an das eingangsseitige Ende der Zwischen-

kreisinduktivität L gelegte Gleichspannung und ermöglicht so eine Erhöhung oder Verringerung von I [209]. Die Modulation erfolgt dabei so, dass die netzseitig auftretenden, durch Filterkondensatoren $C_{a,b,c}$ und Vorschaltinduktivitäten bzw. ein netzseitiges Funkentstörfilter geglätteten Ströme in Phase mit der Netzspannung zu liegen kommen. Die Blindleistung des Eingangsfilters wird dann durch eine entsprechende Blindleistungsaufnahme der Pulsgleichrichterstufe kompensiert.

Wie für den Konverter mit Spannungszwischenkreis wollen wir nun auch für den Konverter mit eingeprägtem Zwischenkreisstrom die Strom- und Spannungsbildung im Detail analysieren. Um die Grundlage für die Ableitung der Topologie und Modulation des IMC zu vervollständigen sollen diese Überlegungen bezogen auf die Eingangsstufe erfolgen.

3.8.4.1 Grundfunktion

Hinsichtlich der Grundfunktion stellt die Pulsgleichrichterstufe eine Diodenbrücke dar, deren Leitzustand durch die Leistungstransistoren S_{ip} bzw. S_{ni} mit $i = a, b, c$, unabhängig von den Grössenverhältnissen der netzseitig anliegenden Filterkondensator–Spannungen definiert werden kann. Hierbei übernehmen die Dioden auch den Schutz der Leistungstransistoren vor einer negativen Sperrspannung (ggf. sind antiparallel zu den IGBTs noch Schutzdioden vorzusehen); anstelle der Serienschaltungen von Dioden und IGBTs könnten auch RB-IGBTs Einsatz finden.

Die Steuerung der Leistungstransistoren hat so zu erfolgen, dass dem eingeprägten Ausgangsstrom I stets ein Pfad zur Verfügung steht; entsprechend ist stets (mindestens) ein Transistor S_{ip} der positiven Brückenhälfte und (mindestens) ein Transistor S_{ni} der negativen Brückenhälfte im eingeschalteten Zustand zu halten.

Sind z.B. Transistor S_{ap} und Diode D_{ap} (und S_{nc} und D_{nc}) stromführend, wird der Ausgangsstrom I der Netzphase a entnommen und in die Netzphase c zurückgeführt. Soll nun von Phase a auf Phase b umgeschaltet, d.h. der Ausgangsstrom also neu aus Phase b aufgenommen werden, ist S_{bp} eine Sicherheitszeit T_t vor der Sperrung von S_{ap} durchzuschalten.

Liegt eine negative Kommutierungsspannung $u_{ba} < 0$ vor, d.h. weist b ein tieferes Potential als a auf, wird vorerst der Stromfluss über a unverändert bleiben und erst mit dem Abschalten von S_{ap}, d.h. nach Ablauf der Überlappung T_t der Einschaltzustände von S_{ap}, D_{ap}, auf S_{bp}, D_{bp} übergehen (Abb. 3.48a). Grundsätzlich entspricht dies ungeachtet der nun anderen Konvertertopologie der in Kap. 3.8.3 für den Spannungszwischenkreiskonverter besprochenen Zwangskommutierung des Stroms in einen vorbereiteten Freilaufpfad.

Gilt $u_{ba} > 0$, erfolgt der Stromübergang auf b unmittelbar mit dem Durchschalten von S_{bp}, es liegt dann eine natürliche, ebenfalls von Spannungszwischenkreisumrichtern (aber auch von netzgeführten Schaltungen) bekannte Kommutierung des Stroms aus einem Freilaufpfad in einen Leistungstransistor vor (Abb. 3.48b); für netzgeführte Schaltungen entspricht dies einer Kommutierung des Stroms von einem Thyristorzweig in den nächstfolgenden, spannungsmässig

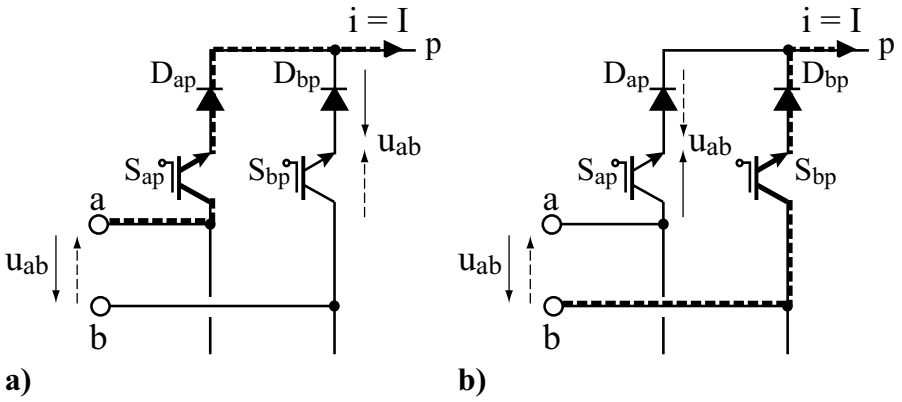


Abb. 3.48: *Kommutierung des Ausgangsstroms $i = I$ von Eingangsphase a auf Eingangsphase b; a) Ausgangszustand, Transistor S_{ap} durchgeschaltet, S_{bp} noch gesperrt, eine Spannungsdifferenz $u_{ab} > 0$ wird durch die Diode D_{bp} übernommen, $u_{ab} < 0$ wird durch S_{bp} blockiert; b) Situation nach der Umschaltung: S_{bp} durchgeschaltet, S_{ap} gesperrt, eine Spannung $u_{ab} > 0$ wird durch S_{ap} blockiert, eine Spannung $u_{ab} < 0$ tritt als Sperrspannung über D_{ap} auf; die Leitintervalle von S_{ap} und S_{bp} müssen eine Mindestüberlappung T_t aufweisen, sodass dem eingeprägten Ausgangsstrom $i = I$ stets ein Pfad zu Verfügung steht; für $u_{ab} > 0$ bricht die Sperrspannung über D_{bp} in dem Mass zusammen, in dem sich Spannung über dem abschaltenden IGBT S_{ap} aufbaut, die Stromkommutierung erfolgt am Ende der Überlappungszeit T_t; für $u_{ab} < 0$ bricht mit dem Durchschalten die Spannung über S_{bp} zusammen und baut sich als Sperrspannung über D_{ap} auf, die Stromkommutierung erfolgt spontan*

günstigeren Ventilzweig. In jedem Fall tritt nur in einem der beiden am Umschaltvorgang beteiligten Transistoren Schaltverlustleistung (Abschalt- oder Einschaltverlustleistung) auf. Eine detaillierte Beschreibung des Kommutierungsvorganges einer Ausführung des Stromrichters mit GTOs und Entlastungsnetzwerken — für IGBTs oder RB-IGBTs sind keine Beschaltungsnetzwerke erforderlich — wird in Kap. 6.5.4 gegeben.

Im Sinne der Einfachheit werden wir nachfolgend wieder die Sicherheitszeit vernachlässigen und von einer gleichzeitigen Schaltzustandsänderung der Transistoren bzw. einer spontanen Kommutierung ausgehen. Die Funktion der Konverterschaltung kann dann gemäss Abb. 3.49a durch zwei dreipolige Umschalter abstrahiert werden. Das System weist somit $3^2 = 9$ mögliche Schaltzustände auf, welche kurz mit einem zweistelligen Klammerausdruck, z.B. (ac) und allgemein durch einen Index k gekennzeichnet werden. Hierbei gibt die erste Stelle die mit der positiven und die zweite Stelle die mit der negativen Ausgangsschiene verbundene Eingangsphase an; für $k = (ac)$ befinden sich also S_{ap} und S_{nc} im durchgeschalteten Zustand.

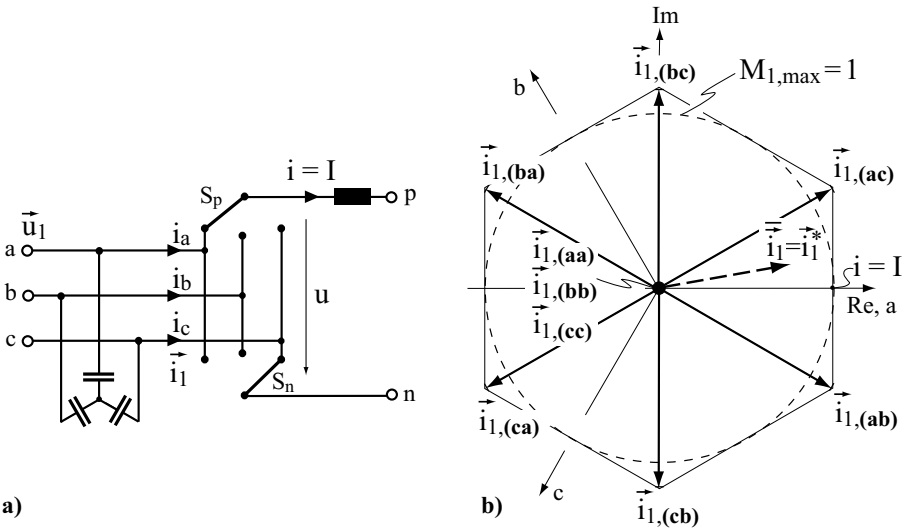


Abb. 3.49: *a) Abstrahierte Topologie der Pulsgleichrichterstufe mit eingeprägtem Ausgangsstrom; b) den Schaltzuständen zugeordnete Eingangsstromraumzeiger; durch die dreipoligen Umschalter kommt zum Ausdruck, dass in der oberen und in der unteren Brückenhälfte stets nur ein Phasenzweig Strom führt; grundsätzlich können mehrere Transistoren einer Brückenhälfte eingeschaltet werden, da die Seriendioden (siehe Abb. 3.48) einen Kurzschluss der Eingangsphasenspannungen verhindern, es wird dann in der oberen Brückenhälfte nur jener Zweig Strom übernehmen, hinter dem die grösste positive Eingangsphasenspannung steht, in der unteren Brückenhälfte wird die Phase mit dem negativsten Potential stromführend*

3.8.4.2 Stromkonversion und Raumzeigermodulation

Die für die einzelnen Schaltzustände resultierenden Eingangs–Phasenstromsituationen können sehr anschaulich durch die zugeordneten Raumzeiger

$$\vec{i}_k = \frac{2}{3}\left(i_{a,k} + \underline{a}\, i_{b,k} + \underline{a}^2\, i_{c,k}\right) \qquad \underline{a} = \mathrm{e}^{j2\pi/3} \tag{3.73}$$

beschrieben werden (Abb. 3.49b). Es sind wieder aktive Schaltzustände und Freilaufzustände zu unterscheiden. Die für die aktiven Schaltzustände auftretenden Eingangsstromraumzeiger zeigen in die Eckpunkte eines regelmässigen Sechsecks und weisen einen Betrag von $i_j = 2/\sqrt{3}\cdot I$ auf (vgl. Kap. 6.5.2). Die Zeiger liegen dabei jeweils orthogonal zu einer der Phasenachsen a, b, c, da der Eingangsstromfluss ja stets nur über zwei Phasen erfolgt und die dritte Phase stromlos verbleibt. Sind beide Transistoren eines Brückenzweiges durchgeschaltet, d.h. gilt k=(aa), (bb) oder (cc), schliesst sich der Ausgangsgleichstrom direkt über diesen Freilaufzweig, und es tritt kein Eingangsstrom auf.

Soll nun ein, nach Filterung schaltfrequenter Anteile sinusförmiges, symmetrisches Eingangsstromsystem $\bar{\vec{i}}_1$, d.h. ein mit konstanter Winkelgeschwindigkeit ω_1 (durch das Netz definiert) rotierender und eine konstante Amplitude $\hat{I}_1^*$ aufweisender Raumzeiger gebildet werden

$$\bar{\vec{i}}_1 = \vec{i}_1^* = \hat{I}_1^* \mathrm{e}^{j\varphi_{\vec{i}_1^*}} = \hat{I}_1^* \mathrm{e}^{j(\omega_1 t - \Phi_1^*)} \tag{3.74}$$

($\vec{i}_1^*$ bezeichnet den Sollwert der Eingangsphasenstromgrundschwingung), sind in Analogie zu den Überlegungen für den U-BBC (vgl. Kap. 3.8.3.2) vorteilhaft wieder die auf unmittelbar benachbart liegende Stromraumzeiger führenden Schaltzustände heranzuziehen. Für die Berechnung der relativen Einschaltzeiten dieser Schaltzustände können wir uns mit Blick auf die Symmetrien des Raumzeigerdiagramms auf den Winkelbereich $\varphi_{\vec{i}_1^*} \in [-\pi/6, +\pi/6]$ beschränken (Abb. 3.50). Mit

$$\bar{\vec{i}}_1 = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} \vec{i}_{1,k} \, \mathrm{d}t_\mu = d_{(ac)} \cdot \vec{i}_{1,(ac)} + d_{(ab)} \cdot \vec{i}_{1,(ab)} = \vec{i}_1^* \tag{3.75}$$

folgt

$$\begin{aligned} d_{(ac)} &= M_1 \sin\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_{\vec{i}_1^*}\right) \\ d_{(ab)} &= M_1 \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_{\vec{i}_1^*}\right) \\ d_{(aa)} &= 1 - \left(d_{(ac)} + d_{(ab)}\right) \end{aligned} \tag{3.76}$$

mit $d_{(aa)}$ als relativer Einschaltdauer des Freilaufzustandes, gekennzeichnet durch $\vec{i}_{(aa)} = \vec{0}$, wobei

$$M_1 = \frac{\hat{I}_1^*}{I} \quad ; \quad M_1 \in [0, 1] \tag{3.77}$$

den Modulationsindex bezeichnet. Die Grenze zur Übersteuerung ist hierbei mit $M_{1,\max} = 1$ gegeben, wobei dann die Spitze des Raumzeigers $\vec{i}_1^*$ entlang des Inkreises des Raumzeigersechsecks läuft (Abb. 3.49b). Anschaulich wird diese Grenze dadurch verständlich, dass der lokale Mittelwert eines Eingangsphasenstroms maximal den Wert des Ausgangsstroms I annehmen kann, wenn die Phase innerhalb der gesamten Pulsperiode mit einer Ausgangsschiene verbunden bleibt, bzw. kein Freilauf auftritt.

Wie über Gl. (3.76) unmittelbar deutlich wird, ist die Winkellage von $\vec{i}_1^*$ wieder unabhängig von der Aussteuerung M_1 durch das Verhältnis der relativen Einschaltzeiten der aktiven Schaltzustände bestimmt

$$\frac{d_{(ac)}}{d_{(ab)}} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_{\vec{i}_1^*}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_{\vec{i}_1^*}\right)} \tag{3.78}$$

der Betrag $|\vec{i}_1^*| = i_1^* = \hat{I}_1^*$ von $\vec{i}_1^*$ wird durch M_1 bzw. letztlich durch die Dauer des Freilaufzustandes $d_{(aa)}$ definiert.

Die innerhalb einer Pulsperiode zur Eingangsstrombildung verwendeten Schaltzustände sind nun wieder so zu einer Schaltzustandssequenz zu ordnen, dass der jeweils nächstfolgende Schaltzustand durch Umschaltung nur eines der beiden dreipoligen Schalter S_p, S_n, d.h. durch Abschalten eines Transistors und Einschalten eines nächsten Transistors erreicht werden kann; abhängig vom Vorzeichen der Spannungsdifferenz zwischen den kommutierenden Phasen treten hier Abschaltverluste des den Strom abgebenden oder Einschaltverluste des den Strom übernehmenden Transistors auf (vgl. Abb. 3.48). Weiters ist vorteilhaft jener Freilaufzustand in die Sequenz einzubinden der erlaubt, einen Transistor im durchgeschalteten Zustand zu halten. Es resultieren so drei mögliche, in jeder zweiten Pulshalbperiode wieder spiegelsymmetrisch fortgesetzte Schaltzustandssequenzen

$$\cdots \Big| t_\mu = 0 \quad (\underline{a}b)-(\underline{a}c)-(\underline{a}a) \Big| t_\mu = T_P/2 \quad (\underline{a}a)-(\underline{a}c)-(\underline{a}b) \Big| t_\mu = T_P \cdots \tag{3.79}$$

$$\cdots \Big| t_\mu = 0 \quad (\underline{a}c)-(\underline{a}b)-(\underline{a}a) \Big| t_\mu = T_P/2 \quad (\underline{a}a)-(\underline{a}b)-(\underline{a}c) \Big| t_\mu = T_P \cdots \tag{3.80}$$

$$\cdots \Big| t_\mu = 0 \quad (\underline{a}c)-(\underline{a}a)-(\underline{a}b) \Big| t_\mu = T_P/2 \quad (\underline{a}b)-(\underline{a}a)-(\underline{a}c) \Big| t_\mu = T_P \cdots \tag{3.81}$$

welche sich hinsichtlich der für die einzelnen Umschaltungen auftretenden Kommutierungsspannungen und somit durch die für eine gegebene Phasendifferenz Φ_1^* von Eingangsspannung $\vec{u}_1$ und Eingangsstromgrundschwingung $\vec{\bar{i}}_1 = \vec{i}_1^*$ auftretenden Schaltverluste unterscheiden. Details sind z.B. [175, 177] zu entnehmen. Wichtig ist anzumerken, dass im Gegensatz zum Konverter mit eingeprägter Gleichspannung der Freilaufzustand auch zwischen zwei aktive Schaltzustände gelegt werden kann, da der Freilauf ausgehend von jedem der beiden aktiven Schaltzustände mit nur einer Umschaltung erreichbar ist. Es sind daher drei und nicht nur zwei Schaltzustandssequenzen mit nur einem Freilaufintervall je Pulshalbperiode möglich.

3.8.4.3 Spannungskonversion

Nach Diskussion der Raumzeigermodulation bzw. der Aufteilung des Ausgangsgleichstroms auf die Phasen des Netzes ((Rückwärts–)Stromübertragung) verbleibt die Analyse der simultan stattfindenden (Vorwärts–)Spannungskonversion, d.h. der Umformung der Netzspannung in die ausgangseitige Gleichspannung u. Wie über Abb. 3.49a unmittelbar einsichtig gilt

$$\begin{aligned}
u_{(ab)} &= u_a - u_b = u_{ab} \\
u_{(ba)} &= u_b - u_a = u_{ba} = -u_{ab} \\
u_{(bc)} &= u_b - u_c = u_{bc} \\
u_{(cb)} &= u_c - u_b = u_{cb} = -u_{bc} \\
u_{(ca)} &= u_c - u_a = u_{ca} \\
u_{(ac)} &= u_a - u_c = u_{ac} = -u_{ca} \\
u_{(aa)} &= u_{(bb)} = u_{(cc)} = 0
\end{aligned} \tag{3.82}$$

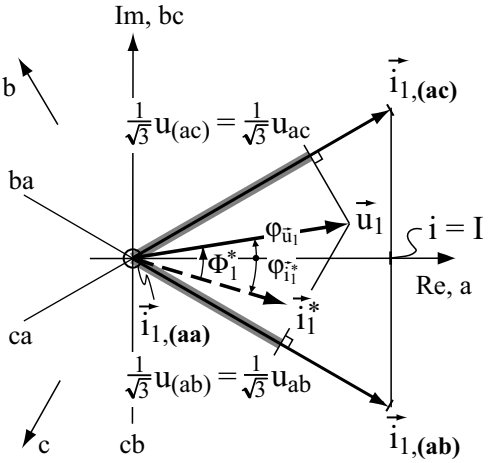


Abb. 3.50: *Ausschnitt des Raumzeigerdiagramms von Abb. 3.49b und Projektionen des Raumzeigers $\vec{u}_1$ der Eingangsspannung auf die durch die Schaltzustände k definierten Richtungen der Eingangsstromraumzeiger $\vec{i}_{1,k}$ zur Ermittlung der für einen Schaltzustand k am Ausgang der Gleichrichterstufe auftretenden Spannung u_k; für induktives Netzverhalten der Pulsgleichrichterstufe liegt ein positiver Netzstromphasenwinkel $\Phi_1^* > 0$ vor; allgemein gilt: $\varphi_{\vec{i}_1^*} = \varphi_{\vec{u}_1} - \Phi_1^*$*

d.h. es wird für die aktiven Schaltzustände jeweils eine Netzaussenleiterspannung mit positivem oder negativem Vorzeichen an den Ausgang durchgeschaltet; für Freilaufzustände bildet der Konverter ausgangsseitig einen Kurzschlusspfad.

Wie die folgenden Überlegungen deutlich machen, kann der einem Schaltzustand k zugeordnete momentane Gleichspannungswert u_k auch einfach aus der Projektion des Eingangsspannungsraumzeigers $\vec{u}_1$ auf den für einen betrachteten Schaltzustand k vorliegenden Eingangsstromraumzeiger $\vec{i}_{1,k}$ erhalten werden.
Die Momentanleistung folgt mit dem Raumzeigerkalkül zu

$$p_k(t) = \frac{3}{2}\Re\mathrm{e}\{\vec{u}_1\,\vec{i}_{1,k}^{\star}\} = \frac{3}{2}u_{1,k}\,i_{1,k} \tag{3.83}$$

($\vec{i}_{1,k}^{\star}$ ist der zu $\vec{i}_{1,k}$ konjugiert komplexe Zeiger) wobei $i_{1,k}$ den Betrag von $\vec{i}_{1,k}$, $|\vec{i}_{1,k}| = i_{1,k} = 2/\sqrt{3}\cdot I$, und $u_{1,k}$ die Projektion von $\vec{u}_1$ auf $\vec{i}_{1,k}$ bezeichnet. Unter Berücksichtigung der Leistungsbilanz zwischen Wechsel- und Gleichspannungsseite folgt damit

$$u_k\,I \;=\; \frac{3}{2}u_{1,k}\,i_{1,k} \;=\; \frac{3}{2}u_{1,k}\frac{2}{\sqrt{3}}I \tag{3.84}$$

also

$$u_k = \sqrt{3}\cdot u_{1,k} \tag{3.85}$$

Um zu erkennen in welcher Beziehung $u_{1,k}$ zu den Phasenspannungen bzw. Aussenleiterspannungen des Netzes steht, berechnen wir den Raumzeiger $\vec{u}_{1,\triangle}$ der

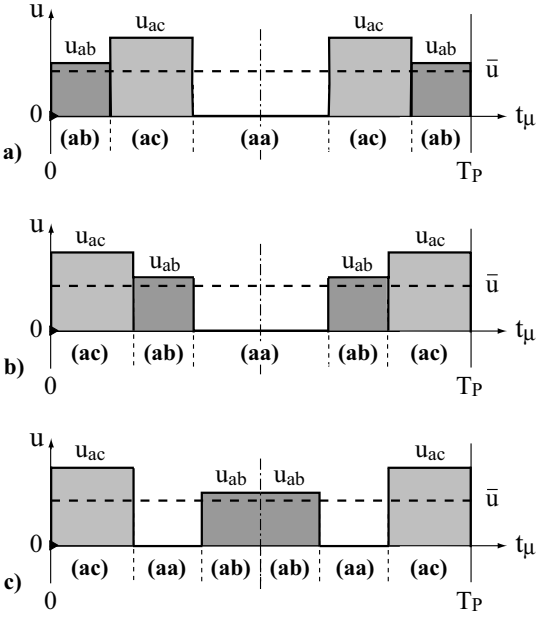


Abb. 3.51: *Zeitverlauf der Ausgangsspannung u der Pulsgleichrichterstufe innerhalb einer Pulsperiode; die Änderung der Eingangs–Aussenleiterspannungsgrundschwingungen innerhalb der Pulsperiode und der schaltfrequente Rippel der Eingangsspannung sind vernachlässigt; a) Schaltzustandssequenz* (ab)-(ac)-(aa)*, Gl. (3.79); b) Schaltzustandssequenz* (ac)-(ab)-(aa)*, Gl. (3.80); c) Schaltzustandssequenz* (ac)-(aa)-(ab)*, Gl. (3.81); für den Freilauf, gekennzeichnet durch* $u \equiv 0$*, wird der Brückenzweig jener Phase herangezogen, welche in* beiden *aktiven Schaltzuständen auftritt, im vorliegenden Fall führt dies auf den Freilaufzustand* (aa)*; a) b) und c) unterscheiden sich nur hinsichtlich der Anordnung der Freilaufintervalle, es tritt daher stets derselbe lokale Ausgangsspannungsmittelwert* $\bar{u}$ *auf*

Aussenleiterspannungen. Es gilt

$$\vec{u}_{1,\triangle} \;=\; \frac{2}{3}\left((u_a - u_b) + \underline{a}\,(u_b - u_c) + \underline{a}^2\,(u_c - u_a)\right) \;=\; \frac{2}{3}\vec{u}_1\left(1 - \underline{a}^2\right) \qquad (3.86)$$

Um $\vec{u}_{1,\triangle}$ zu erhalten, ist also der Raumzeiger der Phasenspannungen $\vec{u}_1$ um $\arg\{1-\underline{a}^2\} = \pi/6$ zu drehen und um den Faktor $|1-\underline{a}^2| = \sqrt{3}$ zu strecken. Sollen alternativ ausgehend von $\vec{u}_1$ die Aussenleitergrössen ermittelt werden, kann also auf ein, gegenüber a, b, c um $-\pi/6$ gedrehtes Achsensystem ab, bc, ca (Abb. 3.50) projiziert und die Projektion mit dem Faktor $\sqrt{3}$ multipliziert werden. Da die Eingangsstromraumzeiger $\vec{i}_{1,k}$ in Richtung der positiven oder negativen Achsen ab, bc und ca der Aussenleitergrössen liegen bedeutet dies, dass die mit $\sqrt{3}$ multiplizierte Projektion $u_{1,k}$ (Gl. (3.85)) eine Aussenleiterspannung darstellt, wobei k die Aussenleiterachsen angibt. Beispielsweise folgt so in Übereinstimmung

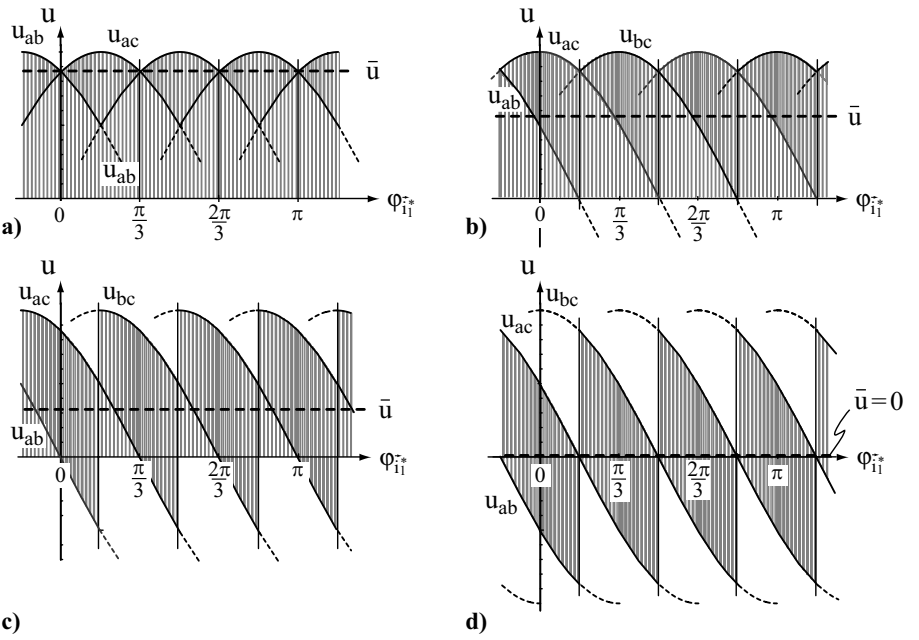


Abb. 3.52: *Simulation des Zeitverlaufs der Ausgangsspannung u für charakteristische Werte des Netzstromphasenwinkels Φ_1^*; a) $\Phi_1^* = 0$ (ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten); b) $\Phi_1^* = \pi/6$; c) $\Phi_1^* = \pi/3$; d) $\Phi_1^* = \pi/2$, das Pulsgleichrichtersystem stellt für das Netz eine rein induktive Belastung dar; der Simulation wurde $M_1 = 1$, d.h. ein Betrieb an der Aussteuergrenze und ein glatter, d.h. nicht rippelbehafteter Eingangsspannungsverlauf zugrundegelegt; für $\Phi_1^* > \pi/6$ treten abschnittsweise negative Ausgangsspannungswerte auf*

mit Gl. (3.82) für $k = (ab)$ die Ausgangsgleichspannung $u_{(ab)} = u_{ab}$. Allgemein tritt also jene Phasenspannungskombination als Aussenleiterspannung auf, in deren Achsenrichtung der Eingangsstromraumzeiger weist. Für die in Gl. (3.79) bis Gl. (3.81) angegebenen Schaltzustandssequenzen führt dies innerhalb einer Pulsperiode auf die in Abb. 3.51 gezeigten Ausgangsspannungsverläufe.

Entsprechend der konstanten Momentanleistung eines symmetrischen Dreiphasensystems zeigt die Ausgangsgleichspannung bei konstantem Ausgangsstrom I einen über die Netzperiode konstanten lokalen Mittelwert $\bar{u} = U$, der über Auswertung der Spannungsbildung der einzelnen Schaltzustände, im betrachteten Winkelintervall $\varphi_{\vec{i}_1^*} \in [-\pi/6, +\pi/6]$

$$\bar{u} = u_{ab} d_{(ab)} + u_{ac} d_{(ac)} \tag{3.87}$$

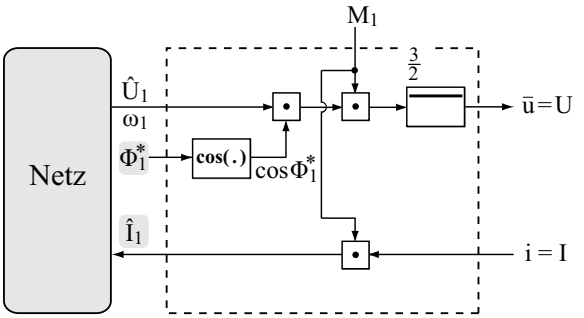


Abb. 3.53: *Funktions–Ersatzschaltbild des AC/DC–Konverters mit eingeprägtem Ausgangsstrom; während für den Pulswechselrichter mit eingeprägter Eingangspannung der Ausgangsstromphasenwinkel Φ_2 durch die Last bestimmt wird (Abb. 3.47), ist im vorliegenden Fall der Netzstromphasenwinkel Φ_1^* eine vorgebbare Grösse, ebenso wie die Amplitude der Netzstromgrundschwingung $\hat{I}_1 = \hat{I}_1^*$, welche über die Aussteuerung M_1 eingestellt wird*

oder einfacher über eine grundschwingungsbezogene Leistungsbilanz

$$\frac{3}{2}\hat{U}_1\hat{I}_1^* \cos\Phi_1^* = \bar{u}I = UI \tag{3.88}$$

und Gl. (3.77) zu

$$\bar{u} = \frac{3}{2}M_1\hat{U}_1 \cos\Phi_1^* \tag{3.89}$$

ermittelt werden kann. Da die Stromeinprägung bzw. die Festlegung der Stromamplitude aufgrund der Natur des Konvertersystems direkt erfolgt, muss zur Erfüllung der Leistungsbilanz eine von der Phasenverschiebung Φ_1^* zwischen Eingangsstromgrundschwingung $\vec{i}_1^*$ und Eingangsspannung $\vec{u}_1$ abhängige Ausgangsspannungsbildung auftreten. Dieser Sachverhalt ist für den Matrixkonverter von fundamentaler Bedeutung und bedingt dort einen mit steigendem Φ_1^* zunehmend eingeschränkten Ausgangsspannungsbereich. Für $\Phi_1^* = \pi/2$ bzw. $\cos(\Phi_1^*) = 0$, d.h. für Einprägung eines rein reaktiven Stroms in das Netz folgt $\bar{u} = 0$; eine Umkehr der Richtung des Leistungsflusses $\Phi_1^* \in [\pi/2, \pi]$ bzw. $[-\pi, -\pi/2]$ bedingt eine Umkehr der Polarität der Gleichspannung, was aufgrund der durch die Dioden D_{ip} und D_{ni} bedingten Unidirektionalität des Gleichstroms unmittelbar einsichtig ist.

Charakteristische Verläufe der Einhüllenden der Ausgangsgleichspannung u — innerhalb jeder Pulsperiode treten neben dem Freilaufwert $u = 0$ Ausschnitte aus zwei Aussenleiterspannungen als Ausgangsspannung auf — sind in Abb. 3.52 gezeigt. Die Abnahme von $\bar{u}$ mit zunehmendem Φ_1^* kommt hier anschaulich zum Ausdruck.

3.8.4.4 Funktions–Ersatzschaltbild

Abschliessend können wir nun die Grundfunktion der Pulsgleichrichterstufe mit Stromausgang, d.h. (Rückwärts–)Stromkonversion und (Vorwärts–)Spannungskonversion wieder in einem Funktions–Ersatzschaltbild zusammenfassen (Abb. 3.53). Schaltfrequente Vorgänge seien hier wieder ausgemittelt gedacht. Hervorzuheben ist, dass $\hat{I}_1^*$ (bzw. die Aussteuerung M_1) und die Phasenverschiebung Φ_1^* des Netzstroms die vorgebbaren Grössen darstellen. Damit ist bei gegebener Netzspannung der lokale Mittelwert $\bar{u} = U$ der Ausgangsgleichspannung bestimmt. Der Maximalwert der Ausgangsspannung wird für rein ohmsche Netzbelastung, $\Phi_1^* = 0$, erhalten.

Nachdem wir nun die Grundfunktion und Modulation des dreiphasigen DC/AC–Konverters mit gleichspannungsseitig eingeprägter Spannung und des AC/DC–Konverters mit gleichspannungsseitig eingeprägtem Strom behandelt, und so die Basis für die spätere Analyse von Matrixkonverterschaltungen (Kap. 3.8.6) geschaffen haben, wollen wir in einem nächsten Schritt die Topologie des indirekten Matrixkonverters ausgehend von der Schaltung des AC/AC–Konverters mit eingeprägter Zwischenkreisspannung (Abb. 3.38a) entwickeln.

3.8.5 AC/AC–Umrichter mit Spannungszwischenkreis ohne Energiespeicher

Um von einem AC/AC–Konverter mit Zwischenkreiskondensator (Abb. 3.38a) zu einer, keinen Energiespeicher aufweisenden Matrixkonverterstruktur zu gelangen ist es naheliegend, in einem ersten Schritt einfach die Weglassung des Zwischenkreisspeichers zu überlegen bzw. diesen durch netzseitige Filterkondensatoren zu ersetzen (Abb. 3.54); aufgrund des lastseitig eingeprägten Stroms ist ja eingangsseitig jedenfalls eine Spannungseinprägung sicherzustellen. Ein derartiges System wurde bereits in [240] vorgeschlagen und in [184, 193, 218] näher untersucht, und wird inzwischen auch industriell eingesetzt.

3.8.5.1 Grundfunktion

Grundsätzlich liegt für den in Abb. 3.54 gezeigten Konverter ein durch die Stromaufnahme der ausgangsseitigen Pulswechselrichterstufe eingeprägter Zwischenkreisstrom vor, wobei die fehlende Zwischenkreisinduktivität durch die Lastinduktivitäten realisiert zu denken ist. Gleichberechtigt, ist der Konverter als System mit Spannungszwischenkreis zu sehen, dessen Zwischenkreiskondensator durch die netzseitigen Filterkondensatoren realisiert wird, welche über die Dioden und Transistoren der Eingangsstufe abschnittsweise mit dem Zwischenkreis verbunden sind.

Wie in Kap. 3.8.3 gezeigt, werden für die aktiven Schaltzustände der Pulswechselrichterstufe Ausschnitte der Lastphasenströme an deren Eingang, d.h. in den Zwischenkreis geführt; nur für die Freilaufzustände (nnn) und (ppp) tritt keine Stromaufnahme auf. Für die Wechselrichter–Schaltzustandssequenz nach

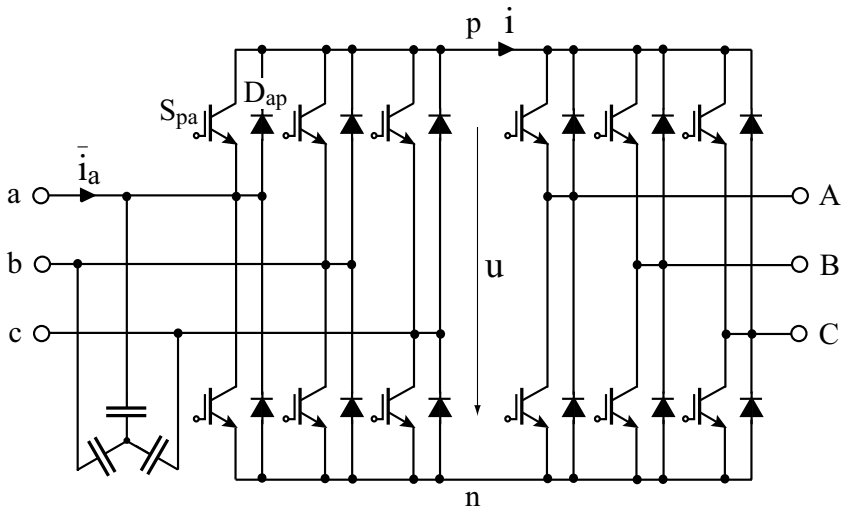


Abb. 3.54: *Indirekter Matrixkonverter mit blockförmigem Eingangsstrom (Kurzbezeichnung: F^3EC, Fundamental Frequency Front End Converter), abgeleitet von der in Abb. 3.38a gezeigten Schaltungstopologie des AC/AC–Konverters mit Zwischenkreiskondensator; der Zwischenkreiskondensator ist an die Netzseite verschoben und auf die Phasen aufgeteilt zu denken, die AC/AC–Energieumformung erfolgt nach wie vor zweistufig (indirekt), d.h. über einen, nun allerdings nur mehr aus zwei Verbindungsleitungen bestehenden Zwischenkreis*

Gl. (3.54) mit zwei Freilaufintervallen je Pulshalbperiode weist der Zwischenkreisstrom zweifache Pulsfrequenz auf. Der pulsierende Zwischenkreisstrom wird über jene Dioden der Eingangsstufe aus dem Netz bzw. aus den netzseitigen Filterkondensatoren bezogen, hinter denen die momentan höchste Netzaussenleiterspannung als treibende Spannung steht.

Der Leitzustand der Eingangsstufe des Systems ist also direkt durch die Netzspannung definiert und durch die Steuerung nicht beeinflussbar. Eine derartige Beeinflussung wäre nur bei Erweiterung der Brückenzweige der Eingangsstufe durch Serientransistoren, wie für den Pulsgleichrichter mit Stromzwischenkreis (Abb. 3.38 und Abb. 3.48), möglich. Insbesondere nehmen die antiparallel zu den eingangsseitigen Dioden liegenden Leistungstransistoren auf den Leitzustand keinen Einfluss.

Um einen Kurzschluss zweier Netzphasen zu vermeiden, darf jeweils nur der antiparallel zu einer — aufgrund der Netzspannungsverhältnisse — leitenden Diode liegende Leistungstransistor durchgeschaltet werden. Die Transistoren ermöglichen daher nur eine Umkehr der Stromflussrichtung. Wie Abb. 3.46 anschaulich zeigt, treten ja ab $|\Phi_2| > \pi/6$ negative Anteile des Zwischenkreisstroms auf, bzw. liegt für Energierückspeisung von der Last in das Netz überhaupt ein negativer Mittelwert des Zwischenkreisstroms vor.

Vorteilhaft erlaubt das System also unter Einsatz von nur 12 Leistungstransistoren einen bidirektionalen Energieaustausch mit dem Netz und weist einen hohen Wirkungsgrad auf. Die Umschaltung der eingangsseitigen Leistungstransistoren erfolgt ja nur mit Netzfrequenz (demgemäss wird das System in [184] als *Fundamental Frequency Front End Converter*, oder F^3EC bezeichnet); darüber hinaus erfolgt die Umschaltung in einem Freilaufintervall der Wechselrichterstufe — also stromlos — um bei Energierückspeisung den Strom nicht zu unterbrechen. Gegenüber der konventionellen zwischenkreisbehafteten Konverterstruktur (U-BBC) entfallen also die Schaltverluste der Eingangsstufe. Weiters können die netzseitigen Filterinduktivitäten kleiner als die Hochsetzstellerinduktivitäten des U-BBC ausgeführt werden, da die am Umrichtereingang auftretenden Spannungen zufolge der Filterkapazitäten einen kontinuierlichen und nicht einen pulsfrequent–diskontinuierlichen Verlauf zeigen. Allerdings ist die genaue Festlegung der Ein- und Ausschaltzeitpunkte der Transistoren kritisch, da bei zu spätem Abschalten eines Transistors über die Diode der nachfolgend Strom übernehmenden Phase und den noch eingeschalteten Transistor ein Kurzschluss auftritt. Eine einfache, diese Problematik unterbindende Ansteuerschaltung wird in [218] beschrieben (s.a. [200]).

Um einen sinusförmigen Verlauf des lokalen Mittelwertes der Pulswechselrichterausgangsspannungen zu erhalten ist die, gemäss der energiespeicherfreien Gleichrichtung auftretende Schwankung der Zwischenkreisspannung mit sechsfacher Netzfrequenz durch eine gegengleiche zeitliche Änderung des Modulationsgrades der Wechselrichterstufe auszugleichen, was auf eine entsprechende Modulation der Breite der Zwischenkreisstrompulse führt. Nach Unterdrückung schaltfrequenter Oberschwingungen durch das Eingangsfilter verbleibt daher ein invers zur Variation der Zwischenkreisspannung schwankender lokaler Mittelwert des jeweils nur in zwei Phasen fliessenden Netzstroms (Abb. 3.55). Nur so ist der seitens der symmetrischen dreiphasigen Last benötigte konstante lokale Mittelwert der Momentanleistung zu erreichen.

3.8.5.2 Spannungsübersetzungsverhältnis

Ein grundlegender Nachteil der Schwankung der Zwischenkreisspannung liegt in der Einschränkung des Spannungsübersetzungsverhältnisses des Konverters, d.h. der ausgehend von der Netzspannung (mit $\hat{U}_1$ als Amplitude der Phasenspannung) maximal erreichbaren Amplitude der Ausgangsspannung $\hat{U}^*_{2,\max}$. Als minimale Zwischenkreisspannung tritt gemäss Abb. 3.55

$$u_{\min} = \frac{3}{2}\hat{U}_1 \tag{3.90}$$

auf, entsprechend ist die Amplitude der Ausgangsspannung bei übersteuerungsfreiem Betrieb der Wechselrichterstufe auf

$$\hat{U}^*_2 \;<\; \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{2} u_{\min} \;=\; \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_1 \;\approx\; 0.86\,\hat{U}_1 \tag{3.91}$$

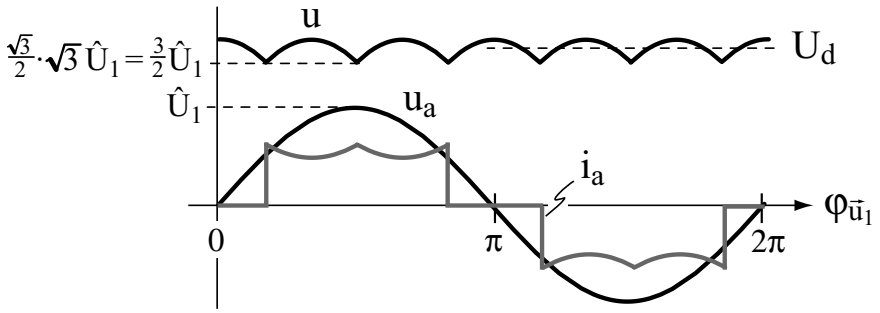


Abb. 3.55: *Zeitverlauf einer Netzphasenspannung u_a , des zugehörigen Eingangsphasenstroms $\bar{i}_a$ (nach Filterung schaltfrequenter Anteile) und der Zwischenkreisspannung u der Schaltung F^3EC nach Abb. 3.54; bei einfacher Diodengleichrichtung mit kapazitiver Glättung würde U_d als Zwischenkreisspannung auftreten, es wäre eine höhere Spannungsausnutzung gegeben, allerdings würde das Netz mit hohen pulsförmigen Nachladeströmen belastet, weiters wäre keine Energierückspeisung möglich; die Möglichkeit eines bidirektionalen Leistungsflusses bei Sinuseingangsstrom und vorgebbarer hoher Zwischenkreisspannung würde einen deutlich höheren Realisierungsaufwand bedingen (vgl. Abb. 3.38a); das System F^3EC ist bidirektional und weist einen relativ hohen Leistungsfaktor $\lambda \approx 0.95$ auf, nur die tiefe maximale Ausgangsspannung $\hat{U}^*_{2,\max} = (\sqrt{3}/2)\hat{U}_1$ schränkt ggf. die Anwendbarkeit ein*

beschränkt (vgl. Gl. (3.60)) und somit ein für Netznennspannung gebauter Asynchron–Normmotor ggf. nicht mehr bei voller Drehzahl betreibbar. Dieselbe Limitierung des Ausgangsspannungsbereiches werden wir später auch für den indirekten und den direkten Matrixkonverter finden.

Um einschätzen zu können, ob Gl. (3.91) eine wesentliche Einschränkung darstellt, wollen wir nachfolgend kurz den bei einfacher Diodengleichrichtung mit ausgangsseitiger Glättungsinduktivität und Zwischenkreiskondensator gegebenen Aussteuerbereich überlegen; ausgangsseitig sei dabei wieder eine Pulswechselrichterstufe angeordnet gedacht. Wie man einfach nachrechnet, tritt dann in erster Näherung als Zwischenkreisspannung der Mittelwert der Diodenbrückenausgangsspannung nach Abb. 3.55, $U_d = 3\sqrt{3}\cdot(\hat{U}_1/\pi)$, auf, womit bei übersteuerungsfreiem Betrieb des Wechselrichters $M_2 < 2/\sqrt{3}$ als Ausgangsspannungsbereich

$$\hat{U}_2^* \;<\; \frac{2}{\sqrt{3}}\cdot\frac{1}{2}U_d \;=\; \frac{3}{\pi}\cdot\hat{U}_1 \;\approx\; 0.95\,\hat{U}_1 \tag{3.92}$$

resultiert. Es ist also gegenüber Gl. (3.91) eine um ≈10% höhere Spannungsaussteuerbarkeit gegeben. Darüber hinaus erlaubt ein System mit kapazitiver Glättung im Zwischenkreis auch einen Vollblockbetrieb der Ausgangsstufe, welcher auf eine Ausgangsspannungsamplitude von $(4/\pi)\cdot(U_d/2)$, also einen Aus-

gangsspannungsbereich

$$\hat{U}_2^* < \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2}\hat{U}_1 \approx 1.05\,\hat{U}_1 \tag{3.93}$$

führt. Demgegenüber büsst das zwischenkreisspeicherfreie System F^{3}EC etwa 20% Spannungsaussteuerbarkeit ein, bzw. ist bei identischer Halbleiterbestückung der Ausgangsstufe (d.h. für Einsatz von Ventilen gleicher Stromtragfähigkeit und Sperrspannungsfestigkeit) eine um 20% tiefere Bauleistung des Konverters gegeben. Dies stellt den Preis der Weglassung des Zwischenkreiskondensators dar. Weiters sind gegenüber einer Ausführung des Systems nach Abb. 3.38 niederfrequente Netzrückwirkungen in Kauf zu nehmen, jedoch treten andererseits keine Schaltverluste der Eingangsstufe auf. Bezüglich der Überlegungen zur Spannungsübersetzung sei auch auf die ausführliche Diskussion in Kap. 8.3.1, Kap. 8.4.5 und Kap. 8.4.6 verwiesen.

Hinsichtlich der Netzrückwirkungen ist festzuhalten, dass die Grundschwingungen der Eingangsphasenströme des F^{3}EC ideal (unter Vernachlässigung der Blindleistung des Eingangsfilters) in Phase mit den zugeordneten Netzphasenspannungen liegen, und zufolge der näherungsweisen Blockform des Stroms auch ein relativ hoher Leistungsfaktor von $\lambda \approx 0.95$ erreicht wird. Allerdings weist der Eingangsstrom zufolge der Diodengleichrichtung $\pi/3$–breite Lücken und damit relativ hohe Amplituden der niederfrequenten Oberschwingungen, insbesondere der 5. und 7. Harmonischen, auf. Das Konvertersystem ist damit für Anwendungen mit Forderung nach geringer Oberschwingungsbelastung des Netzes nicht einsetzbar.

Es stellt sich daher die Frage, ob durch eine Änderung der Steuerung des Konverters eine Verringerung der niederfrequenten Netzstromoberschwingungen möglich ist.

Die Schwierigkeit einer Verbesserung der Stromqualität des Systems nach Abb. 3.54 besteht vor allem darin, dass der Leitzustand der Eingangsbrücke direkt durch die Netzspannung bestimmt wird, die Stromlücken also prinzipbedingt auftreten. Einziger Ausweg dies zu vermeiden wäre, die Diodenbrücke mit diskontinuierlichen Eingangs*spannungen* zu betreiben, da dann in jeder Pulsperiode jede Phase an der Stromführung beteiligt würde. Eine derartige Betriebsart ist z.B. aus [201] bekannt, die Eingangsfilterkondensatoren werden dabei über netzseitige Vorschalt- bzw. Filterinduktivitäten kontinuierlich nachgeladen und durch einen, an der Ausgangsseite der Eingangsstufe eingeprägten Strom — im vorliegenden Fall realisiert durch die Stromaufnahme der Wechselrichterstufe — mit Pulsfrequenz vollständig entladen. Es resultiert ein dreieckähnlicher Verlauf der Kondensatorspannungen und der Netzstrom zeigt sinusähnlichen Verlauf. Ein erheblicher Nachteil dieses Konzeptes besteht allerdings darin, dass die Filterkondensatorspannungen Werte in Höhe der zweifachen Amplitude der Netzphasenspannung erreichen und die Taktfrequenz lastabhängig in weiten Bereichen schwankt. Wir gehen daher nicht weiter auf die Schaltung ein und halten nur fest, dass die Betriebsart dual dem Betrieb von

Dreiphasen–Einschalter–Hochsetzsteller–Pulsgleichrichtersystemen mit diskontinuierlichem Eingangs*strom* ist (siehe Kap. 7.6 und [202]).

Schliesslich wollen wir noch kurz überlegen, ob in Analogie zur Weglassung des Zwischenkreiskondensators eines U-BBC auch ein I-BBC ohne Zwischenkreisinduktivität L betreibbar wäre. Es würde dann für den hier betrachteten Fall die Last die Stromeinprägung übernehmen, die Zwischenkreisinduktivität L wäre also an die Ausgangsseite verschoben und auf die Phasen aufgeteilt zu denken, die Ausgangsfilterkondensatoren würden entfallen. Allerdings wären dann bei kontinuierlichen Laststrőmen stets Ventile in allen drei Brückenzweigen der Ausgangsstufe leitend, der Leitzustand wäre also durch das Vorzeichen der Laststrőme fest vorgegeben, und es könnte keine Änderung des Schaltzustandes erfolgen, bzw. keine pulsbreitenmodulierte Lastspannung gebildet werden. Selbst eine Grundfrequenztaktung der Ausgangsstufe wäre ausgeschlossen. Würden alternativ die Ausgangsfilterkondensatoren belassen, und die Filterkondensatoren an der Netzseite entfernt, also seitens des Netzes die Stromeinprägung vorgenommen, müsste aufgrund der dann gegebenen Hochsetzstellerfunktion die Ausgangsspannung stets höher als die Eingangsspannung liegen, was für ein Antriebssystem keinen sinnvollen Betrieb erlauben würde.

Somit verbleiben einzig Mischformen von U-BBC und I-BBC, also z.B. die Kombination einer U-BBC Ausgangsstufe mit einer I-BBC Eingangsstufe; die zweite Kombinationsmöglichkeit scheidet aufgrund des vorstehend Gesagten aus. Die erste Kombination ist möglich, wir werden die Schaltungstopologie im Zuge von Schaltungsvereinfachungen des IMC in Kap. 3.8.7 erhalten und als Ultra–Sparse–Matrixkonverter (*Ultra Sparse Matrix Converter*, USMC) bezeichnen, wobei die Eingangsstufe auch mit nur 3 IGBTs realisiert werden kann (vgl. Abb. 3.68a und b). Hier sei nur vorweggenommen, dass der USMC einen sinusförmigen Netzstrom aufweist. Aufgrund der Dioden der Eingangsstufe ist allerdings nur ein unidirektionaler Zwischenkreisstrom $i > 0$ zulässig, das System also mit der seitens der Ausgangsstufe erforderlichen unipolaren Zwischenkreisspannung $u > 0$ auf unidirektionale Energieumformung, d.h. eine Leistungslieferung an die Last eingeschränkt.

Vor einer weiteren Diskussion von Details wollen wir jedoch im Sinne einer methodischen Vorgehensweise eine Erweiterung der bidirektionalen Schaltung nach Abb. 3.54 derart vornehmen, dass der Leitzustand der Eingangsstufe direkt, d.h. unabhängig von der Eingangsspannung vorgegeben werden kann. Dies wird dann, in Form des indirekten Matrixkonverters (IMC), neben einem bidirektionalen Leistungstransfer auch einen sinusförmigen Verlauf des Netzstroms ermöglichen.

3.8.6 Indirekter Matrixkonverter

3.8.6.1 Ableitung der Schaltungsstruktur

Um für die in Kap. 3.8.5 besprochene AC/AC–Konverterschaltung (Abb. 3.54) den Leitzustand der Eingangsstufe beeinflussen zu können, ist unter Bezug

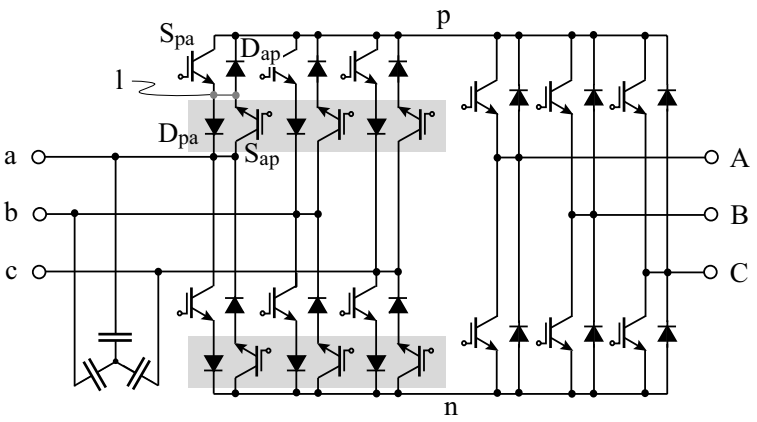


Abb. 3.56: *Erweiterung der bidirektionalen Ventile des Eingangsteiles eines F^3EC (vgl. Abb. 3.54) auf bipolare Sperrfähigkeit, d.h. Sperr- und Blockierfähigkeit; es resultiert die Schaltungstopologie des indirekten Matrixkonverters; das System erlaubt die Erzeugung von, im lokalen Mittel sinusförmigen Ausgangsspannungen und Eingangsströmen; die Dioden-Transistorkombinationen zwischen den Phaseneingängen und den Zwischenkreisschienen bilden Vierquadrantenschalter; durch Einfügen von Schaltverbindungen l (gezeigt für Vierquadrantenschalter S_{apa}) wird das Auftreten einer negativen Spannung über den IGBTs sicher unterbundenen, bei Fehlen der Verbindung könnte z.B. S_{ap} während der Rückwärtserholzeit von D_{ap} mit einer negativen Spannung (physikalisch vom Emitter zum Kollektor weisend) belastet und damit ggf. zerstört werden*

auf Kap. 3.8.4 in einem ersten Schritt in Serie zu jeder Diode ein Leistungstransistor anzuordnen (z.B. S_{ap} in Serie zu D_{ap}, Abb. 3.56). Allerdings kann dann bei Sperrung von S_{ap} über dieser Serienkombination eine Vorwärtsspannung (physikalisch positiv von a nach p gerichtet) auftreten, die ohne weitere Massnahmen zu einer Spannungsbelastung des antiparallelen, für die Energierückspeisung in das Netz erforderlichen Transistors S_{pa} in Rückwärtsrichtung führen würde. Dies muss durch Einfügen einer Seriendiode D_{pa} unterbunden werden. Insgesamt erhalten wir somit eingangsseitig zwei antiparallel liegende Stromzwischenkreis–Pulsgleichrichterstufen, welche gemeinsam mit der Spannungszwischenkreis–Pulswechselrichterausgangsstufe einen *indirekten* Matrixkonverter (*Indirect Matrix Converter*, IMC, Abb. 3.56) bilden. Die Bezeichnung rührt daher, dass wie für das System nach Abb. 3.54 die Verbindung der Ein- und Ausgangsphasen ja nur indirekt erfolgt, d.h. über den Zwischenkreis, welcher wieder nur eine Durchverbindung darstellt und keinen Energiespeicher aufweist, vorgenommen wird.

Die für Abb. 3.56 netzseitig zwischen den Phaseneingängen und den Zwischenkreisschienen liegenden Leistungstransistor–Diodenkombination, z.B. S_{ap}, D_{ap} und D_{pa}, S_{pa}, bilden bipolar sperrfähige und für beide Stromrichtungen

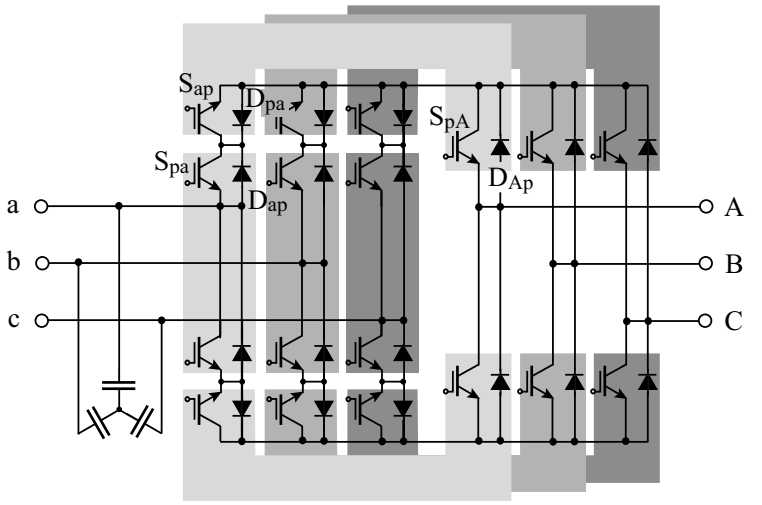


Abb. 3.57: *Schaltungstopologie des indirekten Matrixkonverter (Indirect Matrix Converter, IMC); das System kann durch Kombination von 9 Halbbrückenmodulen (grau hinterlegt) eines U-BBC realisiert werden*

getrennt steuerbare elektronische Schalter. Diese Vierquadrantenschalter können alternativ auch durch Gegenserienschaltung von zwei Transistoren mit antiparallelen Dioden realisiert werden (vgl. Schaltverbindung l in Abb. 3.56). Eine entsprechende Ausführung ist in Abb. 3.57 gezeigt, wobei in der oberen Brückenhälfte der Eingangsstufe eine Common–Collector–Kombination und in der unteren Brückenhälfte eine Common–Emitter–Kombinationen der IGBTs eingesetzt wird. Dies bietet die Möglichkeit, die Konverterstruktur mit Standard–Halbbrückenmodulen eines Spannungszwischenkreis–Pulswechselrichters zu realisieren [241]. Allerdings ist dann für die Teile der Eingangsstufe und Teile der Ausgangsstufe beinhaltenden Module eine unterschiedliche Belastung der Leistungstransistor–Dioden–Paare, z.B. S_{ap}, D_{pa} und S_{pA}, D_{Ap} (Abb. 3.57) gegeben, die Bauleistung dieser Module wird somit nicht optimal genutzt.

Hinsichtlich der Steuerung der Eingangsstufe des IMC ist grundsätzlich anzumerken, dass das gleichzeitige Durchschalten von zwei Vierquadrantenschaltern der oberen Brückenhälfte oder der unteren Brückenhälfte, z.B. von S_{apa} (S_{ap} und S_{pa}) und S_{bpb} (S_{bp} und S_{pb}), zu einem Kurzschluss zweier Netzphasen, a und b, führen würde und daher in jedem Fall zu unterbinden ist. Die Grundfunktion des Eingangsteils ist damit unabhängig von der detaillierten schaltungstechnischen Realisierung gleich wie für den Eingangsteil des AC/DC–Konverters mit eingeprägtem Ausgangsstrom durch zwei dreipolige Umschalter darstellbar (vgl. Abb. 3.49a). In Verbindung mit der aus Kap. 3.8.3 bekannten, vereinfachten Darstellung der Pulswechselrichterausgangsstufe resultiert so die in Abb. 3.58a gezeigte Grundform des IMC, dessen Schaltzustand m wir im Weiteren durch

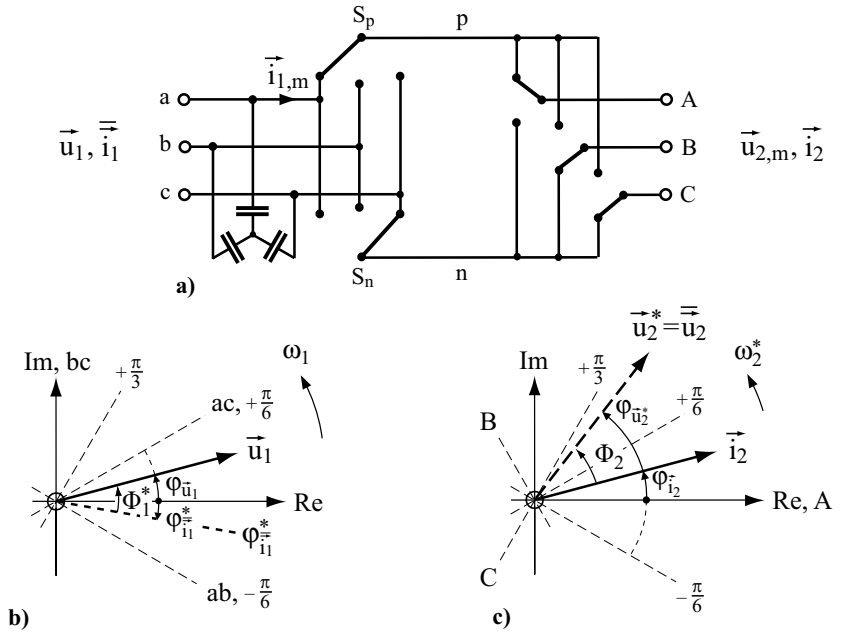


Abb. 3.58: *a) abstrahierte Schaltungsstruktur des IMC, das System kann durch Kombination einer I-BBC AC/DC–Eingangsstufe (vgl. Abb. 3.49a) und einer U-BBC DC/AC–Ausgangsstufe (vgl. Abb. 3.43a) gebildet gedacht werden, wobei die Einprägung des Zwischenkreisstroms über die Lastinduktivitäten und die Einprägung der Zwischenkreisspannung durch die Eingangsfilterkondensatoren erfolgt; die I-BBC Eingangsstufe ist durch Antiparallelschaltung von zwei Teilsystemen bidirektional ausgeführt (siehe Abb. 3.56), beide Teilsysteme werden simultan gesteuert, und weisen daher dasselbe Ersatzschaltbild wie ein Einzelsystem auf, allerdings erlaubt die Schaltverbindung der beiden dreipoligen Umschalter S_p und S_n im Gegensatz zu Abb. 3.49a einen bidirektionalen Stromfluss; b) Netzspannungsraumzeiger $\vec{u}_1$ und Sollage $\varphi^*_{\vec{\bar{i}}_1} = \varphi_{\vec{u}_1} - \Phi^*_1$ des Eingangsstromraumzeigers $\vec{\bar{i}}_1$; c) Sollwert $\vec{u}^*_2$ der Ausgangsspannung und Raumzeiger des Laststroms $\vec{i}_2$, mit $\varphi_{\vec{i}_2} = \varphi_{\vec{u}^*_2} - \Phi_2$*

die Kombination der Schaltzustände der Ausgangsstufe und der Eingangsstufe kennzeichnen wollen, womit z.B. für die in Abb. 3.58a gezeigte Schalterstellung $m = (ac)(pnn)$ zu setzen ist.

3.8.6.2 Spannungs- und Stromkonversion

Mit Abb. 3.58a wird deutlich, warum wir in Kap. 3.8.4 die AC/DC–Eingangsstufe eines I-BBC und in Kap. 3.8.3 die DC/AC–Ausgangsstufe des U-BBC analysiert haben. Der IMC stellt ja letztlich eine Kombination beider Konverterstufen dar;

wir können daher die Raumzeigermodulation des Konverters sehr anschaulich über Verbindung der Modulationsverfahren der Teilsysteme erhalten.

Ziel der weiteren Überlegungen ist die Bildung einer Ausgangsspannung $\bar{\vec{u}}_2 = \vec{u}_2^*$ bei gegebener Eingangsspannung $\vec{u}_1$, wobei $\vec{u}_2^*$ wieder den Ausgangsspannungssollwert bezeichnen soll. Weiters hat die Modulation einen sinusförmigen Verlauf des Netzstroms $\bar{\vec{i}}_1$ mit definierter Phasenlage Φ_1^* gegenüber $\vec{u}_1$ sicherzustellen ($\bar{\vec{i}}_1$ bezeichnet den lokal gemittelten Eingangsstrom des IMC, d.h. den nach Filterung schaltfrequenter Oberschwingungen verbleibenden Grundschwingungsanteil). Wie unmittelbar einsichtig, kann netzseitig nur die Phasenlage $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}$, nicht jedoch die Amplitude des Stroms i_1 vorgegeben werden. Die Stromamplitude stellt sich über die, durch den Zwischenkreis an den Eingang gelangenden Laststromausschnitte so ein, dass die von der Last benötigte Wirkleistung aus dem Netz bezogen wird, d.h. eine entsprechende Projektion von $\bar{\vec{i}}_1$ auf $\vec{u}_1$ auftritt.

Um ein klares Bild der Spannungs– und Stromkonversion des IMC zu erhalten, analysieren wir in einem ersten Schritt, wie sich eine Netzspannungssituation, charakterisiert durch die Lage $\varphi_{\vec{u}_1}$ und den Betrag $|\vec{u}_1| = u_1 = \hat{U}_1$ des Netzspannungsraumzeigers $\vec{u}_1$ abhängig vom Gesamtschaltzustand m in einen Ausgangsspannungsraumzeigermomentanwert $\vec{u}_{2,m}$ abbildet. Weiters setzen wir einen Raumzeiger $\vec{i}_2$ des Laststroms voraus — $\vec{i}_2$ wird letztlich durch die Grundschwingung $\bar{\vec{u}}_2$ der Ausgangsspannung und das Lastverhalten definiert — und bestimmen die schaltzustandsabhängig auftretenden Eingangsstromraumzeigermomentanwerte $\vec{i}_{1,m}$. Darauf aufbauend können wir dann einen gewünschten Zeiger $\vec{u}_2^*$ und eine geforderte Lage $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}$ in die Raumzeigerdiagramme von Ausgangsspannung und Eingangsstrom eintragen und überlegen, durch welche Schaltzustandssequenz diese vorteilhaft zu bilden sind.

Hinsichtlich der hier und in Kap. 3.8.4 verwendeten Bezeichnungen der Phase des Eingangsstromraumzeigers ist hervorzuheben, dass für den AC/DC–Konverter mit eingeprägtem Ausgangsstrom neben der Phase auch der Betrag des Raumzeigers der Eingangsstromgrundschwingung vorgegeben werden kann. Entsprechend werden beide Grössen als Sollwerte, $\varphi_{\vec{i}_1^*}$ und $|\vec{i}_1^*| = i_1^* = \hat{I}_1^*$, gekennzeichnet. Die Eingangsstromgrundschwingung $\bar{\vec{i}}_1$ wird im Mittel über eine Pulsperiode, d.h. im Mittel über mehrere Schaltzustände k, bzw. Eingangsstromsituationen $\vec{i}_{1,k}$ so gebildet, dass $\bar{\vec{i}}_{1,k} = \vec{i}_1^*$ resultiert. Im Sinne einer einfacheren Schreibweise haben wir bisher nicht explizit auf die einzelnen Schaltzustände hingewiesen, sondern allgemein $\vec{i}_1$ für den gesamten Eingangsstromverlauf innerhalb einer Pulsperiode gesetzt. Im Falle des IMC ist, wie bereits erwähnt, nur die Phase der Eingangsstromgrundschwingung vorgebbar, nicht jedoch deren Amplitude. Entsprechend tritt als Sollwert nur $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}$ auf, wobei $\vec{i}_1$ wieder den, durch unterschiedliche Schaltzustände gebildeten Verlauf über eine Pulsperiode beschreibt.

Allgemein muss die Steuerung der Gleichrichterstufe so erfolgen, dass ausschliesslich positive Netz–Aussenleiterspannungen in den Zwischenkreis geschaltet werden. Andernfalls würde über die Freilaufdioden der Wechselrichterstufe ein Kurzschluss der an den Zwischenkreis gelegten Eingangsphasen auftreten.

Gehen wir nun z.B. von $\varphi_{\vec{u}_1} \in [0, \pi/6]$ aus (Abb. 3.58b), führt die Projektion von $\vec{u}_1$ auf die Achsen ab, ac und bc auf positive Momentanwerte, entsprechend sind die Schaltzustände (ab), (ac) und (bc) der Eingangsstufe bzw. die Aussenleiterspannungen u_{ab}, u_{ac} und u_{bc} als Zwischenkreisspannungen zulässig. Für jede dieser Zwischenkreisspannungen kann die Ausgangsstufe ein Raumzeigersechseck bilden, womit insgesamt 18 aktive Spannungszeiger und ein, sowohl durch die Freilaufzustände (nnn) und (ppp) der Ausgangsstufe als auch durch die Freilaufzustände (aa), (bb), (cc) der Eingangsstufe realisierbarer Nullzeiger vorliegen (Abb. 3.59b). Hier ist festzuhalten, dass der IMC also eine hohe, einem Dreipunktkonverter ähnliche Vielfalt an Ausgangsspannungsraumzeigern für die Spannungsbildung aufweist.

Für die Analyse der (Rückwärts–)Stromübertragung von der Last an den Eingang ist abermals die Betrachtung eines $\pi/3$-breiten Intervalls (der Ausgangsperiode) ausreichend; wir gehen z.B. von $\varphi_{\vec{i}_2} \in [-\pi/6, +\pi/6]$ bzw. $i_A > 0$, $i_B < 0$, $i_C < 0$ (vgl. Abb. 3.58c) aus. Gemäss Kap. 3.8.3 treten dann für die Schaltzustände (pnn), (ppn) und (pnp) positive Zwischenkreisstrommomentanwerte, $i_{(pnn)} = i_A$, $i_{(ppn)} = -i_C$ und $i_{(pnp)} = -i_B$ auf (vgl. Gl. (3.64)). Für die inversen Schaltzustände (npp), (nnp) und (npn) erhalten wir jeweils Zwischenkreisstrommomentanwerte gleichen Betrages, jedoch inversen Vorzeichens, $i_{(npp)} = -i_A$, $i_{(nnp)} = +i_C$ und $i_{(npn)} = +i_B$. Diese Zwischenkreisströme werden nun entsprechend dem Schaltzustand der Eingangsstufe in Eingangsstromraumzeiger übersetzt, wobei zu berücksichtigen ist, dass, wie oben ausgeführt nur die Schaltzustände (ab), (ac) und (bc) zulässig sind. Liegt z.B. (ac) vor, erhalten wir für die drei positiven Zwischenkreisstromwerte (Schaltzustände (pnn), (ppn), (pnp)) drei in Richtung (ac) weisende Eingangsstromraumzeiger, die für die inversen Schaltzustände resultierenden negativen Zwischenkreisstromwerte führen auf entgegengesetzt zu (ac), also in Richtung (ca) orientierte Eingangsstromraumzeiger, $\vec{i}_{1,(ac)(npp)}$, $\vec{i}_{1,(ac)(nnp)}$, $\vec{i}_{1,(ac)(npn)}$ mit

$$\begin{aligned} \vec{i}_{1,(ac)(pnn)} &= -\,\vec{i}_{1,(ac)(npp)} \\ \vec{i}_{1,(ac)(ppn)} &= -\,\vec{i}_{1,(ac)(nnp)} \\ \vec{i}_{1,(ac)(pnp)} &= -\,\vec{i}_{1,(ac)(npn)} \end{aligned} \tag{3.94}$$

(Abb. 3.59a). Wichtig ist hier festzuhalten, dass entsprechend dem vorstehend für den Zwischenkreisstrom Gesagten, Raumzeiger zueinander inverser Schaltzustände der Ausgangsstufe den gleichen Betrag aufweisen,

$$\begin{aligned} |\vec{i}_{1,(ac)(pnn)}| &= |\vec{i}_{1,(ac)(npp)}| = i_A \\ |\vec{i}_{1,(ac)(ppn)}| &= |\vec{i}_{1,(ac)(nnp)}| = -i_C \\ |\vec{i}_{1,(ac)(pnp)}| &= |\vec{i}_{1,(ac)(npn)}| = -i_B \end{aligned} \tag{3.95}$$

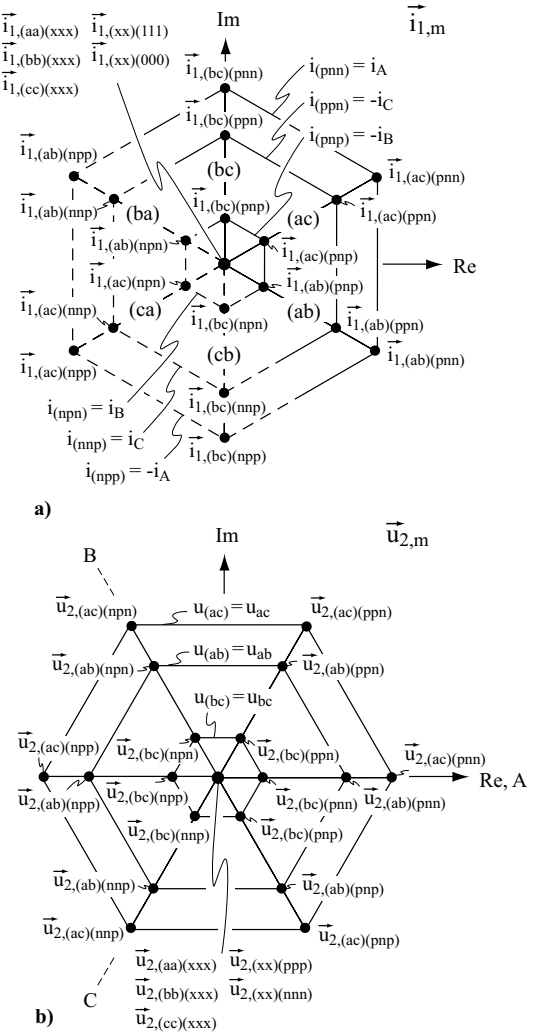


Abb. 3.59: *Stromkonversion a) und Spannungskonversion b) des IMC für die Eingangsspannungs- und Ausgangsstromsituation, $\vec{u}_1$ und $\vec{i}_2$, bzw. die Grössenverhältnisse der Phasenspannungen und -ströme nach Abb. 3.58; für b) sind die jeweils abhängig vom Schaltzustand der Eingangsstufe vorliegenden Zwischenkreisspannungen, z.B. $u_{(ac)} = u_{ac}$, für a) die jeweils, abhängig vom Schaltzustand der Ausgangsstufe eingeprägten Zwischenkreisstromwerte, z.B. $i_{(pnn)} = i_A$ angegeben; für die IMC-Eingangsstufe sind nur die Schaltzustände $(ac), (ab), (bc)$ zulässig, für positiven Zwischenkreisstrom resultieren Stromraumzeiger in diesen Achsrichtungen; Zeiger in Richtung $(ca), (ba), (cb)$ (strichlierte Umrandung) können durch Inversion des Zwischenkreisstroms, d.h. durch Inversion des Schaltzustandes der Ausgangsstufe gebildet werden*

Für Freilauf der Ausgangsstufe (*nnn*) oder (*ppp*) tritt kein Zwischenkreisstrom auf, entsprechend wird kein Eingangsstrom gebildet. Gleiches gilt für die Schaltzustände (*aa*), (*bb*) und (*cc*) der Eingangsstufe welche den Zwischenkreisstrompfad ohne Einbeziehung des Netzes schliessen.

Insgesamt erhalten wir damit wieder drei ineinander liegende Raumzeigersechsecke des Eingangsstroms, wobei jedes Sechseck abschnittsweise für einen aktiven und abschnittsweise (in Abb. 3.59a strichliert) für den inversen aktiven Schaltzustand der Ausgangsstufe Gültigkeit besitzt.

3.8.6.3 Raumzeigermodulation

Es stellt sich nun die Frage, durch Kombination welcher Schaltzustände ein gewünschter Ausgangsspannungssollwert

$$\vec{u}_2^* = \hat{U}_2^* \mathrm{e}^{j\varphi_{\vec{u}_2^*}} = \hat{U}_2^* \mathrm{e}^{j\omega_2^* t} \tag{3.96}$$

und simultan eine gewünschte Phasenlage $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}$ des Netzstroms

$$\bar{\vec{i}}_1 = \hat{I}_1 \mathrm{e}^{j\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}} \tag{3.97}$$

realisiert werden kann, wobei $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}$ letztlich durch die Winkellage $\varphi_{\vec{u}_1}$ des Eingangsspannungsraumzeigers

$$\vec{u}_1 = \hat{U}_1 \mathrm{e}^{j\varphi_{\vec{u}_1}} = \hat{U}_1 \mathrm{e}^{j\omega_1 t} \tag{3.98}$$

und die gewünschte Phasenverschiebung Φ_1^* von $\bar{\vec{i}}_1$ gegenüber $\vec{u}_1$ bestimmt wird:

$$\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1} = \varphi_{\vec{u}_1} - \Phi_1^* \tag{3.99}$$

Für die weiteren Überlegungen gehen wir von

$$\varphi_{\vec{u}_1} \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right] \tag{3.100}$$

und

$$\varphi_{\vec{u}_2^*} \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right] \tag{3.101}$$

sowie

$$\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1} \in \left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right] \tag{3.102}$$

aus, ohne dies jeweils besonders hervorzuheben. Die Verhältnisse in den übrigen Abschnitten der Ein- bzw. Ausgangsperiode — für eine Winkelsituation $\varphi_{\vec{u}_1}$ sind $6 \cdot 6 = 36$ Kombinationen von Winkelintervallen $\varphi_{\vec{u}_2^*}$ und $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}$ möglich — können dann in analoger Weise und durch Symmetrieüberlegungen gewonnen werden. Der letztlich durch $\bar{\vec{u}}_2 = \vec{u}_2^*$ und das Lastverhalten bestimmte Ausgangsstrom

$$\vec{i}_2 = \hat{I}_2 \mathrm{e}^{j\varphi_{\vec{i}_2}} = \hat{I}_2 \mathrm{e}^{j\left(\varphi_{\vec{u}_2^*} - \Phi_2\right)} \tag{3.103}$$

möge für die weiteren Überlegungen die in Abb. 3.58 gezeigte momentane Lage aufweisen. Für die Einstellung von $\vec{u}_2^*$ ist dies ohne Bedeutung, es sind stromunabhängig die aktiven Schaltzustände (pnn) und (ppn) zur Spannungsbildung heranzuziehen.

Mit Gl. (3.100) und Gl. (3.102) sind gemäss Gl. (3.99) Phasenwinkelsituationen $\Phi_1^* \in [0, +\pi/6]$ abgedeckt (für $\varphi_{\vec{u}_1} = 0$ und $\Phi_1^* = \pi/6$ resultiert $\varphi^*_{\vec{i}_1} = -\pi/6$). Dies ist ausreichend, da neben rein ohmscher Grundschwingungs–Eingangscharakteristik auch (geringfügig) induktives Verhalten zur Kompensation der Grundschwingungsblindleistung der Eingangsfilterkondensatoren vorgegeben werden kann.

Für die Bildung von $\vec{u}_2^*$ wäre grundsätzlich nur ein, im Sinne eines weiten Aussteuerbereiches möglichst hoher Wert der Zwischenkreisspannung erforderlich. Wir könnten uns also innerhalb der gesamten Pulsperiode auf das äussere Spannungsraumzeigersechseck, d.h. im vorliegenden Fall auf den Eingangsschaltzustand (ac) und die Zwischenkreisspannung $u_{(ac)} = u_{ac}$ beschränken (Abb. 3.59b). Wie ein Blick auf das Eingangsstromraumzeigerdiagramm (Abb. 3.59a) zeigt, würde dies jedoch nicht ermöglichen, eine geforderte allgemeine Lage $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ einzustellen; es würden ja nur zwei Eingangsphasen, a und c, mit Strom beaufschlagt und somit ein über die volle Pulsperiode in Richtung (ac) liegender Eingangsstromraumzeiger gebildet. Der Betrag des Zeigers würde abhängig vom Schaltzustand der Ausgangsstufe die Werte $i_{1,(ac)(pnn)} = i_A$, $i_{1,(ac)(ppn)} = -i_C$ und $i_{1,(ac)(nnn)} = i_{1,(ac)(ppp)} = 0$ annehmen (siehe Gl. (3.95)). Über eine Netzperiode betrachtet würde der Stromraumzeiger jeweils innerhalb $\pi/3$–breiter Abschnitte die Richtung einer Aussenleiterachse beibehalten und so wie für den F^{3}EC würde schliesslich ein blockförmiger Verlauf des Netzstroms gebildet (vgl. Abb. 3.55). Um stets die gewünschte Lage $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ des (kontinuierlich fortschreitenden) Stromraumzeigers zu erhalten, d.h. um also letztlich einen Sinuseingangsstrom zu erreichen, müssen wir also zwingend einen zweiten aktiven Eingangsschaltzustand — im gegenständlichen Fall (ab) — in die Steuerung einbeziehen. Das wiederum führt auf ein zweites Zwischenkreisspannungsniveau, $u_{(ab)} = u_{ab}$, und somit auch auf ein zweites Ausgangsspannungsraumzeigersechseck.

Die letztendlich für die Modulation einzusetzenden Ausgangsspannungs- und Eingangsstromraumzeiger sind für die betrachteten Winkelbereiche $\varphi_{\vec{u}_2^*}$ und $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ in Abb. 3.60 nochmals zusammengefasst. Um $\vec{u}_2^*$ und Φ_1^* bzw. $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ einzustellen, ist innerhalb jeder Pulsperiode eine aus den Ausgangsschaltzuständen (pnn), (ppn) und (ppp) oder (nnn) in Kombination mit den Eingangsschaltzuständen (ac), (ab) und (aa) gebildete Schaltzustandssequenz erforderlich. Abhängig vom Lastphasenwinkel ist dabei jeweils (nnn) oder (ppp) vorzuziehen um die Phase betragsmaximalen Laststroms zu klemmen und eine maximale Einsparung an Schaltverlusten zu erreichen (Kap. 3.8.3).

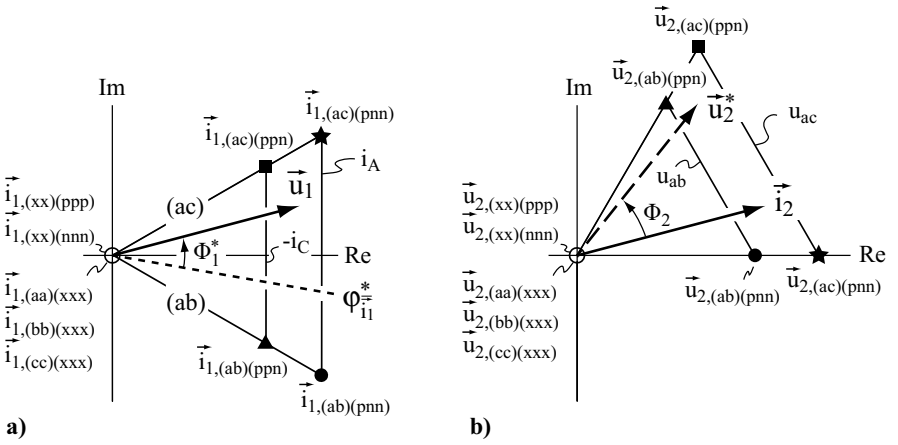


Abb. 3.60: *Für* $\varphi^*_{\vec{i}_1} \in [-\pi/6, +\pi/6]$ *und* $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [0, +\pi/3]$ *relevante Ausschnitte der Raumzeigersechsecke nach Abb. 3.59; zugehörige Schaltzustände sind durch gleiche Symbole gekennzeichnet; Spannungsraumzeiger kleiner Länge, d.h. Zeiger für den Eingangsschaltzustand (bc) bzw. die Zwischenkreisspannung* u_{bc} *sind weggelassen, dies ist möglich, da die Sollrichtung* $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ *des Eingangsstromraumzeigers durch entsprechende Gewichtung der Eingangsschaltzustände (ac) und (ab) ohne Bezugnahme auf Stromraumzeiger* $\vec{i}_{1,(bc)(xxx)}$ *bzw.* $\vec{i}_{1,(cb)(xxx)}$ *eingestellt werden kann*

Für die Modulation des Gesamtsystems bestehen nun grundsätzlich 2 Möglichkeiten:

Modulationskonzept 1

Die Eingangsstufe behält einen aktiven Schaltzustand, z.B. (ac) bei und die Ausgangsstufe durchläuft die Schaltzustandssequenz (pnn)-(ppn)-(ppp), d.h. es werden in die Eckpunkte des für $u = u_{ac}$ gültigen Dreieckausschnitts der Raumzeigerebene weisende Spannungsraumzeiger eingestellt, wobei der Eingangsstromraumzeiger in Richtung (ac) liegend verbleibt und nur seinen Betrag ändert. Anschliessend wechselt die Eingangsstufe auf (ab), d.h. es treten nur Eingangsstromraumzeiger auf (ab) auf und die Ausgangsstufe wiederholt die Schaltsequenz, vorteilhaft in umgekehrter Reihenfolge (ppp)-(ppn)-(pnn), womit wieder ein Spannungsraumzeigerdreieck durchlaufen wird, dessen Zeiger nun allerdings die $u = u_{ab}$ entsprechende Länge aufweisen. Damit ist das Ende der ersten Hälfte der Pulsperiode erreicht und die Gesamtsequenz wird darauffolgend erneut in entgegengesetzter Richtung abgearbeitet:

$$
\begin{aligned}
\cdots \Big| t_\mu = 0 \;\; & (ac)(pnn) - (ac)(ppn) - (ac)(ppp) \\
& - (ab)(ppp) - (ab)(ppn) - (ab)(pnn) \Big| t_\mu = T_P/2 \\
& (ab)(pnn) - (ab)(ppn) - (ab)(ppp) \\
& - (ac)(ppp) - (ac)(ppn) - (ac)(pnn) \Big| t_\mu = T_P \cdots
\end{aligned}
\tag{3.104}
$$

Das Verhältnis der relativen Einschaltdauern von (ac) und (ab) ist dann durch $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ bestimmt. Der dritte mögliche Schaltzustand der Eingangsstufe, (bc), kann damit weggelassen, die Modulation also jeweils auf jene zwei Eingangsschaltzustände beschränkt werden, welche auf die höheren Zwischenkreisspannungen und damit auf den maximalen Ausgangsspannungsbereich führen (im vorliegenden Fall gilt $u_{ac} > u_{ab} > u_{bc}$). Allgemein wird mit der Schaltzustandssequenz nach Gl. (3.104) der Schaltzyklus der Ausgangsstufe in den Schaltzyklus der Eingangsstufe eingebettet, d.h. für einen Durchlauf durch das Stromraumzeigerdreieck wird das Spannungsraumzeigerdreieck zweimal (bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen) durchlaufen. Die Schaltzustandssequenz der Eingangsstufe weist grundsätzlich die in Gl. (3.81) für den Stromzwischenkreisumrichter angegebene Form auf und ist durch Trennung der aktiven Zustände durch Freiläufe charakterisiert, welche allerdings über die Ausgangsstufe und nicht direkt durch die Eingangsstufe erreicht werden und daher im Verlauf der Zwischenkreisspannung nicht sichtbar sind (Abb. 3.61a).

Für das vorstehend beschriebene Verfahren taktet die Ausgangsstufe mit zweifacher Pulsfrequenz, wobei das ganzzahlige Frequenzverhältnis durch Schachtelung einer grösseren Anzahl von Ausgangssequenzen in die Eingangsschaltzustandsdauern auf $n > 2$ erhöht werden kann. Das wesentliche Merkmal dieser Modulationsart besteht jedoch darin, dass der Schaltzustand der Eingangsstufe stets innerhalb eines Freilaufintervalls der Ausgangsstufe, also *stromlos*, d.h. bei fehlendem Zwischenkreisstrom gewechselt wird (siehe Abb. 3.61a), womit keine Schaltverluste in der Eingangsstufe auftreten.

Modulationskonzept 2

Alternativ zu Modulationsverfahren 1 kann die Modulation auch so erfolgen, dass ein Ausgangsschaltzustand, z.B. (pnn), angenommen und dann eine Schaltzustandssequenz (ac)-(ab)-(aa) der Eingangsstufe abgearbeitet, d.h. bei festem Ausgangsspannungszeiger ein Stromraumzeigerdreieck durchlaufen wird. Darauffolgend wechselt die Ausgangsstufe von (pnn) in (ppn), womit eine neue Lage des diskreten Ausgangsspannungsraumzeigers resultiert und der Schaltzyklus der Eingangsstufe wird sodann rückwärts durchlaufen, (aa)-(ab)-(ac), bis schliesslich das Ende der ersten Pulshalbperiode erreicht. Anschliessend folgt wieder die gespiegelte Gesamtsequenz:

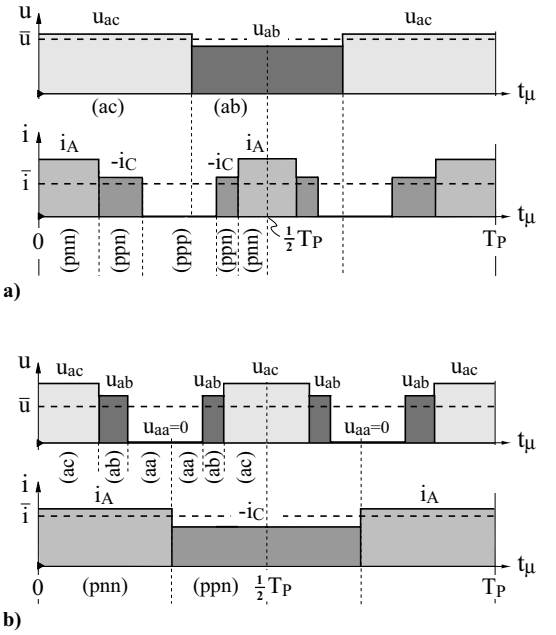


Abb. 3.61: *Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung u und des Zwischenkreisstroms i über eine Pulsperiode T_P für a) Modulationsverfahren 1, Gl. (3.104), und b) Modulationsverfahren 2, Gl. (3.105), unter Zugrundelegung der Strom- und Spannungsverhältnisse nach Abb. 3.58 und Abb. 3.60; für $\varphi_{\vec{i}_2} > \pi/6$ ist im Sinne minimaler Schaltverluste der Freilaufzustand (ppp), d.h. die Klemmung von Phase A (siehe a)) durch den Freilaufzustand (nnn), d.h. durch Klemmung von Phase C zu ersetzen und die Schaltzustandssequenz der Ausgangsstufe neu zu ordnen (vgl. Gl. (3.62)), für a) erfolgt die Umschaltung der Eingangsstufe von (ac) auf (ab) stromlos und damit frei von Schaltverlusten; für b) wird die Ausgangsstufe spannungslos und damit schaltverlustfrei umgeschaltet*

$$
\begin{aligned}
\cdots \Big|_{t_\mu = 0} \; & (ac)(pnn) - (ab)(pnn) - (aa)(pnn) \\
& - (aa)(ppn) - (ab)(ppn) - (ac)(ppn) \Big|_{t_\mu = T_P/2} \\
& (ac)(ppn) - (ab)(ppn) - (aa)(ppn) \\
& - (aa)(pnn) - (ab)(pnn) - (ac)(pnn) \Big|_{t_\mu = T_P} \cdots
\end{aligned}
\tag{3.105}
$$

Die hier auftretende Schaltzustandssequenz der Eingangsstufe ist ebenfalls aus Kap. 3.8.4 bekannt (vgl. Gl. (3.80)).

Die Schaltsequenz der Eingangsstufe ist in die Schaltsequenz der Ausgangsstufe eingebettet und das Frequenzverhältnis von Ein- und Ausgangsstufe ge-

genüber Modulationsverfahren 1 invertiert, d.h. die Eingangsstufe taktet mit zweifacher Pulsfrequenz; darüber hinaus sind auch ganzzahlige Frequenzverhältnisse $n > 2$ möglich. Dies stellt bei hoher Lastinduktivität einen Vorteil dar, da dann für einen definierten Rippel des Laststroms eine relativ tiefe Ausgangsfrequenz gewählt werden kann. Ferner sind die Eingangsstromblöcke für das Modulationsverfahren 2 innerhalb der Pulsperiode etwas gleichmässiger aufgeteilt, wodurch ein geringfügig reduzierter Eingangsfilteraufwand zu erwarten ist. Der zugehörige Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung und des Zwischenkreisstroms ist in Abb. 3.60b angegeben. Da nun der Schaltzustandswechsel der Ausgangsstufe innerhalb der Freilaufintervalle (aa) der Eingangsstufe zu liegen kommt und somit *spannungslos* erfolgt, werden Schaltverluste der Ausgangsstufe vermieden und die gesamte Schaltverlustleistung der Eingangsstufe aufgebürdet.

Grundsätzlich können also die gewünschten Zielgrössen $\vec{u}_2^*$ und $\varphi_{\vec{i}_1}^*$ durch Modulationsverfahren 1 *oder* 2 eingestellt werden. Allerdings ist für Modulationsverfahren 2 bei jedem Wechsel des Eingangsschaltzustandes eine gegenüber Modulationsverfahren 1 relativ komplexe mehrstufige Kommutierungssequenz zu durchlaufen, da die Umschaltung ja bei vollem Zwischenkreisstrom erfolgt und z.B. der Vierquadrantenschalter S_{cnc} von der negativen Zwischenkreisschiene n gelöst und der Vierquadrantenschalter S_{bnb} geschlossen werden muss, ohne den Zwischenkreisstrom zu unterbrechen oder einen Kurzschluss der Phasen c und b zu verursachen. Wir werden diese Kommutierungsstrategie in Verbindung mit dem CMC (Kap. 3.8.7, Abb. 3.76) noch kurz behandeln. In diesem Zusammenhang ist anzumerken, dass für den IMC die mehrstufige Kommutierung im Gegensatz zum CMC *ohne* Detektion des Vorzeichens des Zwischenkreisstroms i oder der Spannung zwischen den kommutierenden Phasen erfolgen kann, letztlich also relativ einfach implementierbar ist. Wie in [223] gezeigt, ist es ausreichend, eine für $i < 0$ gültige (stromabhängige) Kommutierungsstrategie unabhängig von den konkreten Randbedingungen also auch für $i > 0$, zu verfolgen. Dies ist möglich, da für $i > 0$ die Wechselrichterausgangsstufe einen Freilaufpfad und somit die Kontinuität des Stromflusses sicherstellt; Details sind [223] zu entnehmen.

Für Modulation 1 liegen demgegenüber überaus einfache Verhältnisse vor. Der Schaltzustandswechsel der Eingangsstufe erfolgt stromlos, es kann also mit Unterbrechung geschaltet, d.h. vorerst S_{cnc} vollständig von der negativen Zwischenkreisschiene getrennt und nach einer Sicherheitszeit T_t der Vierquadrantenschalter S_{bnb} unmittelbar für beide Stromrichtungen durchgeschaltet werden. Wir wollen daher für alle weiteren Überlegungen von Modulationsverfahren 1 ausgehen.

Vor Abschluss der grundsätzlichen Überlegungen zur Konzeption der Modulation sei noch darauf hingewiesen, dass bei kleinem Betrag von $\vec{u}_2^*$ (d.h. bei tiefen Drehzahlen eines Antriebs) anstelle des äusseren und mittleren Spannungsraumzeigersechsecks bzw. der Zwischenkreisspannungen $u_{(ac)} = u_{ac}$ und $u_{(ab)} = u_{ab}$ (siehe Abb. 3.59b) auch die Ausgangsspannungsraumzeiger des mittleren und innersten Sechsecks, d.h. die Eingangsschaltzustände (ab) und (bc) für die Spannungsbildung herangezogen werden können [206]. Aufgrund der dann tieferen,

durch die zweitgrösste positive Aussenleiterspannung $u_{(ab)} = u_{ab}$ und die kleinste positive Aussenleiterspannung $u_{(bc)} = u_{bc}$ gebildeten Zwischenkreisspannung resultieren hier für Modulationskonzept 1 geringere Schaltverluste der Ausgangsstufe. Allerdings entfällt die Klemmung einer Phase der Eingangsstufe, womit der Eingangsstrom einen höheren Anteil schaltfrequenter Oberschwingungen aufweist bzw. ein höherer schaltfrequenter Rippel der Eingangskondensatorspannungen auftritt. Bezüglich einer näheren Analyse und Bewertung des Verfahrens sei aus Gründen der Kürze wieder auf [223] verwiesen.

Für die endgültige Definition von Modulationsverfahren 1 fehlt noch die Berechnung der relativen Einschaltzeiten der Schaltzustände der Ein- und Ausgangsstufe in Abhängigkeit der eingeprägten Netzspannung $\vec{u}_1$ ($\varphi_{\vec{u}_1}$ und $\hat{U}_1$) und der Sollgrössen $\vec{u}_2^*$ ($\varphi_{\vec{u}_2^*}$ und $\hat{U}_2^*$) und $\varphi^*_{\vec{i}_1}$. Da stets eine momentane Situation des Netzes bzw. der Sollwerte betrachtet wird, gehen hierbei die Netzfrequenz f_1 und die Soll–Ausgangsfrequenz f_2^* nicht direkt in die Berechnungen ein. Allerdings ist f_2^* natürlich bei der Vorgabe von $\vec{u}_2^*$ bzw. $\varphi_{\vec{u}_2^*}$ zu berücksichtigen und $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ netzfrequent stets so zu ändern, dass die gewünschte Phasendifferenz Φ_1^* zwischen $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ und $\varphi_{\vec{u}_1}$, auftritt.

Für den nach Gl. (3.102) vorgegebenen Winkelbereich $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ sind die Schaltzustände (ac) und (ab) zur Eingangsstrombildung heranzuziehen (Abb. 3.60a). Wie Abb. 3.61a anhand des Zeitverlaufs der Zwischenkreisspannung u anschaulich zeigt, arbeitet die Eingangsstufe für Modulationsverfahren 1 in Vollaussteuerung, d.h. es tritt kein Freilaufzustand (aa) auf bzw. gilt

$$d_{(ab)} + d_{(ac)} = 1 \tag{3.106}$$

Die Einstellung des Betrages des Ausgangsspannungszeigers $\vec{u}_2^*$ erfolgt also ausgehend von einer gegebenen Netzspannung einzig über den Freilauf der Ausgangsstufe. Innerhalb (ac) und (ab) wird jeweils eine Schaltsequenz der Ausgangsstufe durchlaufen und ein entsprechender Zwischenkreisstrom i aus Ausschnitten der Lastphasenströme gebildet. Für die Überlegungen zur Modulation der Eingangsstufe bzw. zur Eingangsstrombildung ist allerdings nicht der detaillierte Verlauf von i, sondern nur dessen lokaler Mittelwert innerhalb der Einschaltdauer des jeweiligen Schaltzustandes der Eingangsstufe, (ac) oder (ab), von Bedeutung.

Wir gehen im Weiteren von einem für (ab) und (ac) gleichen lokalen Mittelwert $\overline{i}$ aus, betrachten die Eingangsstufe also als Pulsgleichrichtersystem mit eingeprägtem kontinuierlichem Ausgangsstrom $\overline{i}$ (vgl. Kap. 3.8.4). Die Richtigkeit dieser Annahme wird sich nachfolgend in Verbindung mit den Überlegungen zur Modulation der Ausgangsstufe bestätigen (siehe Gl. (3.126)).

Der nach Filterung schaltfrequenter Oberschwingungen der Eingangsphasenströme verbleibende Netzstrom kann nun vereinfacht über lokale Mittelung

$$\begin{aligned} \overline{i}_a &= \left(d_{(ab)} + d_{(ac)}\right)\,\overline{i} = \overline{i} \\ \overline{i}_b &= -d_{(ab)}\,\overline{i} \\ \overline{i}_c &= -d_{(ac)}\,\overline{i} \end{aligned} \tag{3.107}$$

berechnet werden, womit für einen sinusförmigen Phasenstromverlauf

$$\begin{aligned} \overline{i}_a &= \hat{I}_1 \cos \varphi^*_{\vec{i}_1} \\ \overline{i}_b &= \hat{I}_1 \cos\left(\varphi^*_{\vec{i}_1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \overline{i}_c &= \hat{I}_1 \cos\left(\varphi^*_{\vec{i}_1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{3.108}$$

die relativen Einschaltdauern

$$\begin{aligned} d_{(ab)} &= \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi^*_{\vec{i}_1}\right)}{\cos \varphi^*_{\vec{i}_1}} \\ d_{(ac)} &= \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} + \varphi^*_{\vec{i}_1}\right)}{\cos \varphi^*_{\vec{i}_1}} \end{aligned} \tag{3.109}$$

resultieren. Wichtig ist hier darauf hinzuweisen, dass die Stromamplitude $\hat{I}_1$ keinen Einfluss auf $d_{(ab)}$ und $d_{(ac)}$ nimmt, die geforderte Winkellage $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ also unabhängig von $\hat{I}_1$ garantiert wird (vgl. Gl. (3.78)). Wie bereits früher erwähnt, wird $\hat{I}_1$ ja letztlich durch den Wirkleistungsbezug der Last so definiert, dass die Leistungsbilanz zwischen Ein- und Ausgang des Konverters erfüllt ist. Mit Gl. (3.109) folgen unmittelbar auch die konkreten Einschaltdauern der Schaltzustände innerhalb einer Pulshalbperiode $T_P/2$ (siehe Abb. 3.62)

$$\begin{aligned} \tau_{(ab)} &= d_{(ab)} \frac{T_P}{2} \\ \tau_{(ac)} &= d_{(ac)} \frac{T_P}{2} \end{aligned} \tag{3.110}$$

Für die Spannungsbildung am Ausgang des Systems stehen mit den, dem Netzspannungsraumzeiger $\vec{u}_1$ zugeordneten Phasenspannungen

$$\begin{aligned} u_a &= \hat{U}_1 \cos\left(\varphi_{\vec{u}_1}\right) \\ u_b &= \hat{U}_1 \cos\left(\varphi_{\vec{u}_1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c &= \hat{U}_1 \cos\left(\varphi_{\vec{u}_1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{3.111}$$

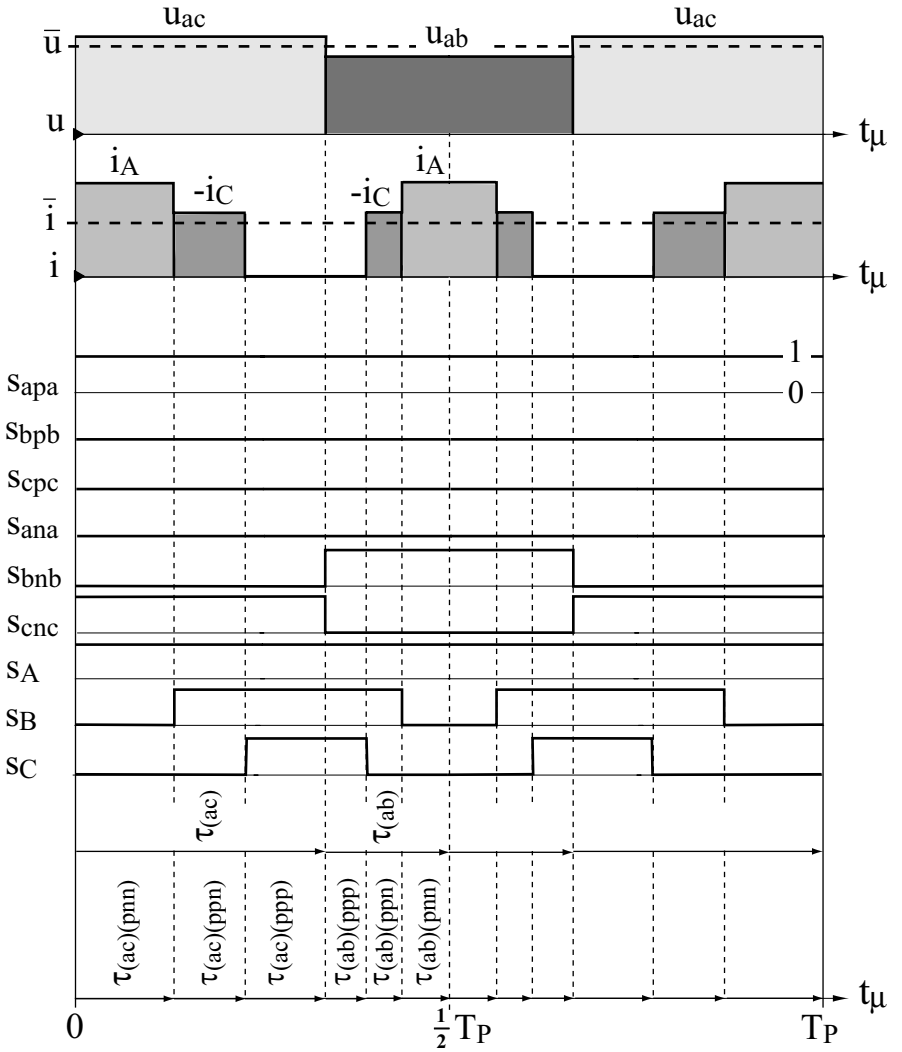


Abb. 3.62: *Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung u und des Zwischenkreisstroms i für Modulationsverfahren 1 über eine Pulsperiode T_P, zugeordnet Abb. 3.61a; weiters angegeben: Schaltfunktionen und Einschaltzeiten der Vierquadrantenschalter der Eingangsstufe und der zweipoligen Umschalter der Ausgangsstufe; eingangsseitig bleibt Phase a, ausgangsseitig Phase A geklemmt; die Klemmung der Eingangsstufe bringt aufgrund der stromlosen Kommutierung keine Einsparung an Schaltverlusten, vereinfacht jedoch die Steuerung*

die Zwischenkreisspannungen

$$\begin{aligned} u_{(ab)} &= u_{ab} = u_a - u_b = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_1 \cos\left(\varphi_{\vec{u}_1} + \frac{\pi}{6}\right) \\ u_{(ac)} &= u_{ac} = u_a - u_c = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_1 \cos\left(\varphi_{\vec{u}_1} - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \tag{3.112}$$

zur Verfügung; zur Bildung von $\vec{u}_2^*$ sind im betrachteten Winkelintervall $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [0, \pi/3]$ (vgl. Gl. (3.101)) die Schaltzustände (pnn), (ppn) und (ppp) oder (nnn) heranzuziehen.

Um die Zwischenkreisspannungen u_{ac} und u_{ab} bestmöglich zur Ausgangsspannungsbildung zu nutzen und so einen maximalen Ausgangsspannungsbereich zu erhalten, werden innerhalb $\tau_{(ab)}$ und $\tau_{(ac)}$ jeweils *gleiche* relative Einschaltdauern der Schaltzustände (pnn) und (ppn) gewählt:

$$\begin{aligned} \delta_{(ac)(pnn)} &= \frac{\tau_{(ac)(pnn)}}{\tau_{(ac)}} = \delta_{(ab)(pnn)} = \frac{\tau_{(ab)(pnn)}}{\tau_{(ab)}} = \delta_{(pnn)} \\ \delta_{(ac)(ppn)} &= \frac{\tau_{(ac)(ppn)}}{\tau_{(ac)}} = \delta_{(ab)(ppn)} = \frac{\tau_{(ab)(ppn)}}{\tau_{(ab)}} = \delta_{(ppn)} \end{aligned} \tag{3.113}$$

Die in $\tau_{(ac)}$ und $\tau_{(ab)}$ gebildeten mittleren Ausgangsspannungsraumzeiger weisen dann die gleiche Richtung auf und führen so bei Vollaussteuerung auf einen Summenzeiger maximaler Länge. Hier ist anzumerken, dass gemäss Kap. 3.8.3, Gl. (3.58), für gleiche Winkellagen der lokal mittleren Raumzeiger ein gleiches *Verhältnis* der relativen Einschaltdauern $\delta_{(pnn)}$ und $\delta_{(ppn)}$ in $\tau_{(ac)}$ und $\tau_{(ab)}$ ausreichen würde. Durch Gl. (3.113) liegt darüber hinaus für $\tau_{(ac)}$ und $\tau_{(ab)}$ derselbe Modulationsindex vor, womit — wie wir später sehen werden — vorteilhaft ein gleicher lokaler Zwischenkreisstrommittelwert resultiert.

Für die Raumzeiger der aktiven Schaltzustände (pnn) und (ppn) gilt für eine allgemeine Zwischenkreisspannung u

$$\begin{aligned} \vec{u}_{2,(pnn)} &= \frac{2}{3} u \\ \vec{u}_{2,(ppn)} &= \frac{2}{3} u \, \mathrm{e}^{j\pi/3} \end{aligned} \tag{3.114}$$

mit $u = u_{ac}$ in $\tau_{(ac)}$ und $u = u_{ab}$ in $\tau_{(ab)}$, Gl. (3.110) und Gl. (3.113), folgt somit für die Spannungsbildung der Ausgangsstufe im Mittel über eine Pulshalbperiode

$$\begin{aligned} \bar{\vec{u}}_2 &= \frac{2/3}{T_P/2}\Big(\delta_{(ac)(pnn)}\tau_{(ac)}u_{ac} + \delta_{(ab)(pnn)}\tau_{(ab)}u_{ab} \\ &\qquad + \delta_{(ac)(ppn)}\tau_{(ac)}u_{ac}\mathrm{e}^{j\pi/3} + \delta_{(ab)(ppn)}\tau_{(ab)}u_{ab}\mathrm{e}^{j\pi/3}\Big) \\ &= \delta_{(pnn)}\frac{2}{3}\left(\frac{\tau_{(ac)}}{T_P/2}u_{ac} + \frac{\tau_{(ab)}}{T_P/2}u_{ab}\right) + \delta_{(ppn)}\frac{2}{3}\left(\frac{\tau_{(ac)}}{T_P/2}u_{ac} + \frac{\tau_{(ab)}}{T_P/2}u_{ab}\right)\mathrm{e}^{j\pi/3} \\ &= \delta_{(pnn)}\frac{2}{3}\left(d_{(ac)}u_{ac} + d_{(ab)}u_{ab}\right) + \delta_{(ppn)}\frac{2}{3}\left(d_{(ac)}u_{ac} + d_{(ab)}u_{ab}\right)\mathrm{e}^{j\pi/3} \end{aligned} \tag{3.115}$$

Da für den lokalen Mittelwert der Zwischenkreisspannung

$$\overline{u} \;=\; d_{(ac)}u_{ac} + d_{(ab)}u_{ab} \tag{3.116}$$

gilt, kann Gl. (3.115) zu

$$\bar{\vec{u}}_2 \;=\; \delta_{(pnn)}\frac{2}{3}\overline{u} + \delta_{(ppn)}\frac{2}{3}\overline{u}\,\mathrm{e}^{\,j\pi/3} \tag{3.117}$$

vereinfacht werden, wobei letztlich

$$\bar{\vec{u}}_2 \;=\; \vec{u}_2^{\,*} \tag{3.118}$$

zu gelten hat, die lokal mittlere Ausgangsspannung also gemäss dem Ausgangsspannungssollwert $\vec{u}_2^{\,*}$ zu bilden ist. Nach Gl. (3.117) kann die Berechnung der relativen Einschaltzeiten $\delta_{(pnn)}$ und $\delta_{(ppn)}$ einfach wie für einen DC/AC–Konverter mit konstanter Eingangsgleichspannung erfolgen. Die Beziehung Gl. (3.117) ist ja auch aus Kap. 3.8.3 (vgl. Gl. (3.55)) bekannt, es ist dort einzig anstelle der Zwischenkreisspannung U der lokale Mittelwert $\bar{u}$ zu setzen. Für $\bar{u}$ folgt unter Berücksichtigung von Gl. (3.109), Gl. (3.112) und Gl. (3.116)

$$\overline{u} \;=\; \frac{3}{2}\cdot\hat{U}_1\frac{\cos\left(\varphi_{\vec{u}_1} - \varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}\right)}{\cos\left(\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}\right)} \;=\; \frac{3}{2}\cdot\hat{U}_1\frac{\cos\left(\Phi_1^*\right)}{\cos\left(\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1}\right)} \tag{3.119}$$

Die grafische Auswertung von Gl. (3.119) und die Analyse weiterer Winkelbereiche $\varphi_{\vec{u}_1}$ (wir haben bisher ja nur $\varphi_{\vec{u}_1} \in [0, \pi/6]$ betrachtet, vgl. Gl. (3.100)) zeigt anschaulich die zufolge der Vollaussteuerung der Eingangsstufe resultierende Modulation von $\bar{u}$ mit sechsfacher Eingangsfrequenz (Abb. 3.63). Weiters wird in Gl. (3.119) die von Stromzwischenkreispulsgleichrichtern bekannte Abhängigkeit der Gleichspannung von der Phasenverschiebung Φ_1^* zwischen Netzspannung und Netzstrom (vgl. Kap. 3.8.4, Gl. (3.89)) deutlich.

Für den die Aussteuerbarkeit des Systems bestimmenden Minimalwert von $\bar{u}$ folgt aus Gl. (3.119) (für $\varphi^*_{\bar{\vec{i}}_1} = 0$)

$$\overline{u}_{\min} \;=\; \frac{3}{2}\hat{U}_1\cos\Phi_1^* \tag{3.120}$$

es wird also auch die Aussteuergrenze direkt durch Φ_1^* beeinflusst; in jedem Fall ist die Spannungsübersetzung des indirekten und, wie wir später sehen werden, auch des direkten Matrixkonverters mit

$$\hat{U}^*_{2,\max} \;\le\; \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\hat{U}_1 \tag{3.121}$$

(für $\cos\Phi_1^*$=1) nach oben begrenzt, da maximal nur eine Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsaussenleiterspannung in Höhe der minimalen (lokalen)

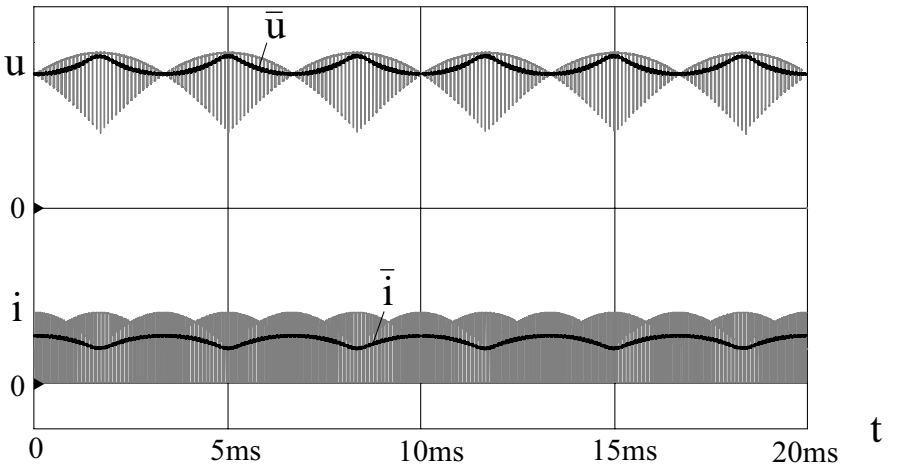


Abb. 3.63: *Simulation des Zeitverlaufs der Zwischenkreisspannung u und des Zwischenkreisstroms i für Modulationsverfahren 1 über eine Netzperiode; weiters dargestellt: lokale, jeweils auf eine Pulsperiode bezogene Mittelwerte $\bar{u}$ und $\bar{i}$ von u und i; u wird stets durch Ausschnitte der grössten und zweitgrössten Netzaussenleiterspannung gebildet, i wird durch in den Zwischenkreis geschaltete Ausschnitte der Ausgangsphasenströme formiert (vgl. Abb. 3.62); $\bar{u}$ und $\bar{i}$ weisen entgegengesetzte Schwankungen auf, das Produkt beider Grössen ist gemäss Gl. (3.129) konstant, über den Zwischenkreis fliesst eine mit Ausnahme schaltfrequenter Schwankungen konstante (Wirk–)Leistung*

Zwischenkreisspannung gebildet werden kann ($\sqrt{3}\cdot\hat{U}_2^* \leq 3/2\cdot\hat{U}_1$, vgl. Kap. 3.8.3, Gl. (3.60), und Kap. 3.8.5, Gl. (3.91)); allgemein gilt

$$\hat{U}_{2,\max}^* \leq \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\hat{U}_1\cos\Phi_1^* \tag{3.122}$$

In Verbindung mit Gl. (3.120) ist anzumerken, dass Φ_1^* hier nur einen Wertebereich $[-\pi/2,+\pi/2]$ aufweist, da ja nur die Lage des Stromraumzeigers, nicht jedoch seine Richtung definiert wird; die Orientierung des Zeigers, bzw. das Vorzeichen der Projektion auf den Netzspannungszeiger wird durch das Vorzeichen der Ausgangsleistung festgelegt. Für Leistungsrückspeisung in das Netz stellt sich ein negativer Mittelwert $\bar{i}$ des Stroms im Zwischenkreis ein. Entsprechend resultiert ein entgegen der Orientierung der Netzspannung gerichteter Netzstromzeiger $\vec{\bar{i}}_1$, bzw. eine negative Projektion des Netzstromzeigers auf den Netzspannungszeiger $\vec{u}_1$.

Für die relativen Einschaltzeiten der aktiven Schaltzustände der Ausgangsstufe erhalten wir mit Gl. (3.117), Gl. (3.118) und Gl. (3.56)

$$\begin{aligned}\delta_{(ppn)} &= \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\frac{\hat{U}_2^*}{\overline{u}/2}\sin\left(\varphi_{\vec{u}_2^*}\right)\\ \delta_{(pnn)} &= \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\frac{\hat{U}_2^*}{\overline{u}/2}\cos\left(\varphi_{\vec{u}_2^*}+\frac{\pi}{6}\right)\end{aligned} \tag{3.123}$$

$(\sin(\pi/3-\varphi_{\vec{u}_2^*})=\cos(\varphi_{\vec{u}_2^*}+\pi/6))$ und damit schliesslich für die Einschaltdauern in $\tau_{(ac)}$ und $\tau_{(ab)}$

$$\begin{aligned}\tau_{(ac)(pnn)} &= \frac{1}{2}T_P d_{(ac)}\delta_{(pnn)} = \frac{1}{2}T_P\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*}\sin\left(\frac{\pi}{6}+\varphi^*_{\vec{i}_1}\right)\cos\left(\varphi_{\vec{u}_2^*}+\frac{\pi}{6}\right)\\ \tau_{(ac)(ppn)} &= \frac{1}{2}T_P d_{(ac)}\delta_{(ppn)} = \frac{1}{2}T_P\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*}\sin\left(\frac{\pi}{6}+\varphi^*_{\vec{i}_1}\right)\sin\left(\varphi_{\vec{u}_2^*}\right)\\ \tau_{(ab)(pnn)} &= \frac{1}{2}T_P d_{(ab)}\delta_{(pnn)} = \frac{1}{2}T_P\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*}\sin\left(\frac{\pi}{6}-\varphi^*_{\vec{i}_1}\right)\cos\left(\varphi_{\vec{u}_2^*}+\frac{\pi}{6}\right)\\ \tau_{(ab)(ppn)} &= \frac{1}{2}T_P d_{(ab)}\delta_{(ppn)} = \frac{1}{2}T_P\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*}\sin\left(\frac{\pi}{6}-\varphi^*_{\vec{i}_1}\right)\sin\left(\varphi_{\vec{u}_2^*}\right)\end{aligned} \tag{3.124}$$

Es fehlt nun noch der Nachweis, dass über $T_P/2$, d.h. für Schaltzustand (ac) und Schaltzustand (ab) der gleiche lokale Mittelwert des Zwischenkreisstroms vorliegt. Ausgehend von Abb. 3.62 folgt

$$\begin{aligned}\overline{i}_{(ac)} &= \frac{1}{\tau_{(ac)}}\left(i_A\delta_{(pnn)}\tau_{(ac)} - i_C\delta_{(ppn)}\tau_{(ac)}\right) = i_A\delta_{(pnn)} - i_C\delta_{(ppn)}\\ \overline{i}_{(ab)} &= \frac{1}{\tau_{(ab)}}\left(i_A\delta_{(pnn)}\tau_{(ab)} - i_C\delta_{(ppn)}\tau_{(ab)}\right) = i_A\delta_{(pnn)} - i_C\delta_{(ppn)}\end{aligned} \tag{3.125}$$

(hier bezieht sich „$\bar{}$“ auf eine nur über (ac) bzw. (ab), nicht jedoch eine gesamte Pulsperiode erstreckte Mittelung). Demgemäss liegt, wie bereits weiter oben angenommen (vgl. Gl. (3.107)), in $\tau_{(ab)}$ und $\tau_{(ac)}$ tatsächlich derselbe lokale Mittelwert

$$\overline{i} = \overline{i}_{(ac)} = \overline{i}_{(ab)} = \hat{I}_2\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{\cos\Phi_2}{\cos\Phi_1^*}\cos\varphi^*_{\vec{i}_1} \tag{3.126}$$

vor, wobei die Abhängigkeit von $\cos\Phi_2$ charakteristisch für die Weiterschaltung der Lastströme in den Zwischenkreis der (Spannungszwischenkreis–)Pulswechselrichterausgangsstufe ist (vgl. Kap. 3.8.3, Gl. (3.72)).

Weiters wird durch Gl. (3.126) unmittelbar deutlich, dass für das gewählte Steuerverfahren ungeachtet der Vollaussteuerung der Eingangsstufe ein sinusförmiger Netzstrom resultiert. Aufgrund der Klemmung von Phase a gilt ja

$$\overline{i}_a = \overline{i} = \hat{I}_1\cos\varphi^*_{\vec{i}_1} \tag{3.127}$$

wobei der Spitzenwert des Netzphasenstroms mit Gl. (3.126) zu

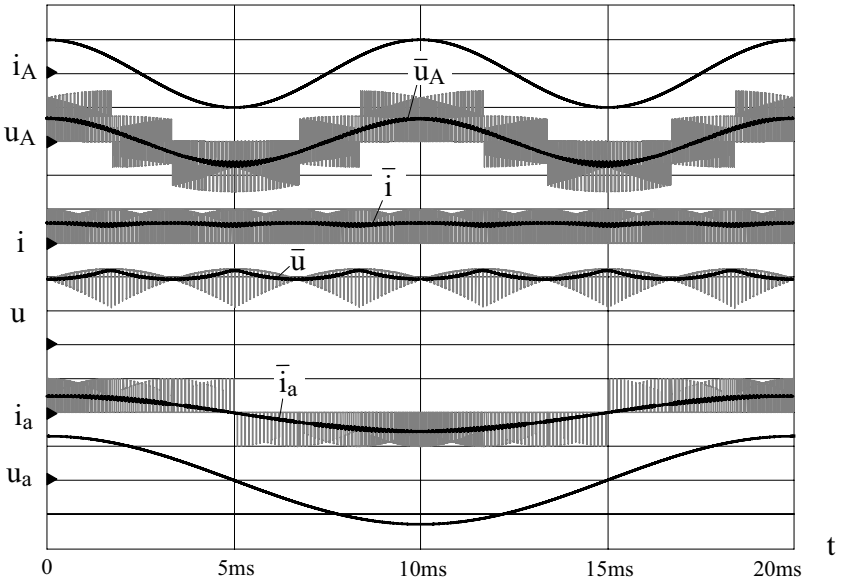


Abb. 3.64: *Simulation des stationären Betriebsverhaltens eines IMC bei Steuerung nach Modulationsverfahren 1; die Ausgangsphasenströme (gezeigt: i_A) und die Eingangsphasenspannungen (gezeigt: u_a) werden sinusförmig eingeprägt; die durch die Modulation resultierende Sinusform der lokal mittleren Lastspannung (gezeigt: $\bar{u}_A$) und des lokal mittleren Eingangsstroms (gezeigt: $\bar{i}_a$) wird anschaulich deutlich*

$$\hat{I}_1 \;=\; \hat{I}_2 \frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1} \frac{\cos \Phi_2}{\cos \Phi_1^*} \tag{3.128}$$

folgt, was auch durch eine Leistungsbilanz

$$\overline{p} \;=\; P \;=\; \overline{u}\,\overline{i} \;=\; \frac{3}{2} \hat{U}_1 \hat{I}_1 \cos \Phi_1^* \;=\; \frac{3}{2} \hat{U}_2^* \hat{I}_2 \cos \Phi_2 \tag{3.129}$$

unmittelbar zu bestätigen ist. Hier sei nochmals auf die allgemein für symmetrische Dreiphasensysteme gegebene Konstanz des lokalen Mittelwertes der Momentanleistung, $\bar{p} = P$, hingewiesen (siehe Abb. 3.39). Die Sinusform des Netzstroms, bzw. allgemein die Richtigkeit der vorhergehenden Überlegungen wird auch durch Abb. 3.64 anschaulich bestätigt.

3.8.6.4 Funktions–Ersatzschaltbild

Um die Funktion des IMC weiter zu veranschaulichen, wollen wir nun noch in Analogie zu Gl. (3.77) einen (fiktiven) lokalen Aussteuergrad der Eingangsstufe

$$m_1 = \frac{\hat{I}_1}{\bar{i}} = \frac{1}{\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}} \tag{3.130}$$

mit $m_1|_{\varphi^*_{\vec{i}_1}=0} = 1$ und $m_1|_{\varphi^*_{\vec{i}_1}=\pi/6} = 2/\sqrt{3}$, und in Analogie zu Gl. (3.57) einen lokalen Aussteuergrad der Ausgangsstufe

$$m_2 = \frac{\hat{U}_2^*}{\frac{1}{2}\overline{u}} = \frac{4}{3}\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*}\cos\varphi^*_{\vec{i}_1} \tag{3.131}$$

mit $m_2 \in [0, 2/\sqrt{3}\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}\,]$ bzw. $m_{2,\max}|_{\varphi^*_{\vec{i}_1}=0} = 2/\sqrt{3}$ und $m_{2,\max}|_{\varphi^*_{\vec{i}_1}=\pi/6} = 1$, definieren. Die Vollaussteuerung der Eingangsstufe (vgl. Gl. (3.106)), d.h. die Unterbindung eines Freilaufs der Eingangsstufe entspricht einer Änderung des Aussteuergrades m_1 mit sechsfacher Netzfrequenz und kommt auch durch $m_1 \geq 1$ zum Ausdruck; für sinusförmige Pulsbreitenmodulation der Eingangsstufe bzw. konstantem Zwischenkreisstrom würde demgegenüber ein konstanter Modulationsindex vorliegen (vgl. Gl. (3.77)), weiters sind für den global gültigen Modulationsindex nur Werte im Intervall $[0, 1]$ möglich. Die Änderung von m_1 resultiert in einer entsprechenden Schwankung des lokalen Mittelwertes der Zwischenkreisspannung (siehe Abb. 3.64); unter Berücksichtigung von Gl. (3.89) und Gl. (3.130) folgt

$$\overline{u} = \frac{3}{2}m_1\hat{U}_1\cos\Phi_1^* = \frac{3}{2}\hat{U}_1\frac{1}{\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}}\cos\Phi_1^* \tag{3.132}$$

Wie vorstehend erwähnt, wird das Niveau von $\bar{u}$ durch Φ_1^* bestimmt. Um trotz der Schwankung von $\bar{u}$ einen Ausgangsspannungsraumzeiger $\bar{\vec{u}}_2 = \vec{u}_2^*$ konstanten Betrages erzeugen zu können, nimmt die Ausgangsstufe eine gegenläufige Änderung der Modulation m_2 vor, welche in einem entsprechend modulierten Zwischenkreisstrom resultiert (vgl. Gl. (3.72))

$$\bar{i} = \frac{3}{4}m_2\hat{I}_2\cos\Phi_2 = \hat{I}_2\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}\frac{\cos\Phi_2}{\cos\Phi_1^*} \tag{3.133}$$

Weiters zeigt Gl. (3.133) die allgemein für Spannungszwischenkreispulswechselrichter charakteristische Abhängigkeit des Pegels des mittleren Zwischenkreisstroms vom Phasenwinkel Φ_2 des Laststroms. Der nun ebenfalls mit sechsfacher Netzfrequenz modulierte Zwischenkreisstrom $\bar{i}$ stellt für die Eingangsstufe anschaulich eine Längenänderung der strombildenden Raumzeiger dar, welche genau die durch die Vollaussteuerung gegebene Änderung des Aussteuergrades m_1 kompensiert. So wird ein sinusförmiger Netzstrom erreicht

$$\hat{I}_1 = \bar{i}\,m_1 = \frac{3}{4}m_2\hat{I}_2\cos\Phi_2\,m_1 = \frac{3}{4}\hat{I}_2\frac{4}{3}\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{\cos\Phi_2}{\cos\Phi_1^*}\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}\frac{1}{\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}} = \hat{I}_2\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{\cos\Phi_2}{\cos\Phi_1^*} \tag{3.134}$$

Für das Spannungsübersetzungsverhältnis des IMC folgt mit Gl. (3.134)

$$\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1} = \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2}\frac{\cos\Phi_1^*}{\cos\Phi_2} = \frac{3}{4}m_1 m_2 \cos\Phi_1^* \tag{3.135}$$

Da, wie bereits vorgehend überlegt und mit Gl. (3.135) bestätigt, das Produkt der lokalen Aussteuergrade einen konstanten Wert aufweist

$$\frac{3}{4}m_1\, m_2 = \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2}\frac{1}{\cos\Phi_2} = \frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*} \tag{3.136}$$

ist es nun naheliegend als Gesamtmodulationsindex des IMC

$$M = \frac{3}{4}m_1 m_2 \qquad M \in \left[0, \frac{\sqrt{3}}{2}\right] \tag{3.137}$$

zu vereinbaren, wobei, wie durch Kombination von Gl. (3.130) und Gl. (3.131) deutlich wird, unabhängig von der betrachteten Winkellage $M_{\max} = \sqrt{3}/2$ gilt. Die Spannungsübersetzung kann dann in Übereinstimmung mit Gl. (3.122) einfach durch

$$\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1} = M\cos\Phi_1^* \tag{3.138}$$

angegeben werden. Liegt eine definierte Netzspannung vor und sind $\hat{U}_2^*$ und der Netzstromphasenwinkel Φ_1^* gewählt, so folgt der einzustellende Gesamtmodulationsindex über

$$M = \frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\frac{1}{\cos\Phi_1^*} \tag{3.139}$$

Allgemein gilt für die Ausgangsspannung

$$\hat{U}_2^* = M\hat{U}_1\cos\Phi_1^* \tag{3.140}$$

Mit dem Gesamtmodulationsindex kann auch das (Rückwärts–)Stromübersetzungsverhältnis beschrieben werden; mit Gl. (3.136) folgt

$$\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2} = \frac{3}{4}m_1 m_2 \cos\Phi_2 = M\cos\Phi_2 \tag{3.141}$$

und somit für den Eingangsstrom bei gegebenem Lastverhalten $\hat{I}_2$ und Φ_2

$$\hat{I}_1 = M\hat{I}_2\cos\Phi_2 \tag{3.142}$$

Schliesslich gilt für die Teilaussteuerungen bei gegebenem M unter Berücksichtigung von Gl. (3.130), Gl. (3.131) und Gl. (3.139)

$$m_1 = \frac{1}{\cos\varphi^*_{\vec{i}_1}} \qquad m_2 = \frac{4}{3}M\cos\varphi^*_{\vec{i}_1} \tag{3.143}$$

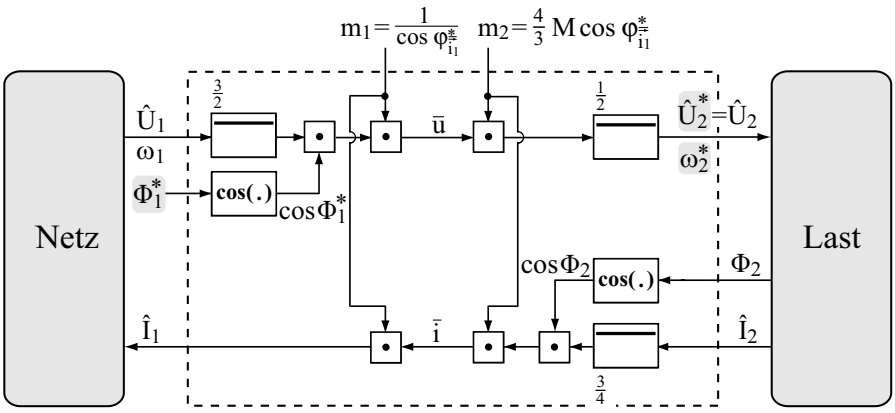


Abb. 3.65: *Blockschaltbild zur Veranschaulichung der Spannungs- und Stromkonversion des IMC; die Grössen $\hat{U}_1$, ω_1 sind eingeprägt, auch das Lastverhalten ist vorgegeben; über die Modulation können $\hat{U}_2^*$, ω_2^* (über entsprechende zeitliche Änderung von $\varphi_{\vec{u}_2^*}$) und Φ_1^* (über Einhaltung einer entsprechenden Winkeldifferenz von $\varphi^*_{\vec{i}_{i1}}$ gegenüber $\varphi_{\vec{u}_1}$) vorgegeben werden; m_1 bezeichnet den lokalen Modulationsindex der in Vollaussteuerung, d.h. ohne Freilaufintervall arbeitenden Eingangsstufe, m_2 stellt den Modulationsindex der die Spannungseinstellung vornehmenden Ausgangsstufe dar; die angegebenen mathematischen Beziehungen für m_1 und m_2 sind für $\varphi^*_{\vec{i}_{i1}} \in [-\pi/6, +\pi/6]$ gültig (vgl. Gl. (3.102))*

M wird also (aufgrund der Vollaussteuerung der Eingangsstufe) durch die Ausgangsstufe eingestellt. Die vorstehend beschriebenen Zusammenhänge werden in Abb. 3.65 anhand eines Blockschaltbildes veranschaulicht.

Gemäss Gl. (3.138) und Gl. (3.141) ist die Bildung einer Spannung $\hat{U}_2^*$ am Ausgang des Matrixkonverters nicht zwingend mit der Bildung einer Eingangsstromgrundschwingung $\hat{I}_1$ verbunden (Gleiches gilt auch für Konverter mit Zwischenkreisspeichern). Weist z.B. die Last rein reaktives Verhalten auf, gilt also $\cos\Phi_2 = 0$, so resultiert $\bar{i} = 0$, es steht also kein Zwischenkreisstrom für die Bildung eines (reaktiven) Netzstroms zur Verfügung.

Wichtig ist anzumerken, dass für die Ableitung der vorstehenden Beziehungen bzw. von Abb. 3.65 gemäss Gl. (3.100) und Gl. (3.102) ein Netzstromphasenwinkel $\Phi_1 \in [0, \pi/6]$ vorausgesetzt wurde. Wie eine detaillierte Analyse zeigt, ist Gl. (3.140) desungeachtet für $\Phi_1^* \in [-\pi/2, +\pi/2]$ und in der Form $\hat{U}_2^* = M \cdot \hat{U}_1 \cos(\Phi_1^*)$ für beliebige Winkel Φ_1^* gültig. Dies gilt auch für Gl. (3.142). Unter Annahme eines eingeprägten, d.h. auch bei fehlender Lastspannung, also $\hat{U}_2 = 0$ (für $\Phi_1^* = \pm\pi/2$ folgt $\hat{U}_2/\hat{U}_1 = 0$), aufrecht bleibenden Stroms kann demgemäss am Konvertereingang ein (Blind–)Strom und damit Blindleistung

gebildet werden. Zufolge $\hat{U}_2 = 0$ tritt dabei am Konverterausgang weder Wirk- noch Blindleistung auf.

Hier sei darauf hingewiesen, dass erweiterte Modulationsverfahren die Erzeugung einer Eingangsblindleistung *und* einer Ausgangsspannung bei rein reaktiver Last ermöglichen, also allgemein eine Kopplung der Blindleistungsbildung an der Ein- und Ausgangsseite ohne Erfordernis eines Wirkleistungsflusses bewerkstelligen. Bezüglich Details dieser relativ komplexen Steuerverfahren sei hier aus Gründen der Kürze auf [223] verwiesen.

Wir wollen nun abschliessend noch den Maximalwert der Blindleistungsbildung Q_1 am Eingang des IMC in Abhängigkeit des Wirkleistungsflusses P und der geforderten Spannungsübersetzung berechnen. Diese Überlegungen sind z.B. massgebend, um die (kapazitive) Blindleistung des Eingangsfilters durch eine entsprechende Blindleistungsaufnahme des Konverters, d.h. durch induktives Verhalten des Konverters zu kompensieren und diese Kompensation auch noch für kleine (Wirk–)Leistungen aufrecht zu halten (die kapazitive Blindleistung des Eingangsfilters weist bei gegebenen Filterkomponenten einen näherungsweise lastunabhängigen bzw. konstanten, ausschliesslich durch die Eingangsspannung bestimmten Wert auf).

Wie vorgehend überlegt (siehe Gl. (3.138)), ist das Spannungsübersetzungsverhältnis des Matrixkonverters bei gefordertem Φ_1^* gemäss

$$\left.\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\right|_{\max} = M_{\max}\cos\Phi_1^* = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\Phi_1^* \tag{3.144}$$

beschränkt. Wird ein unter diesem Maximalwert liegendes Spannungsübersetzungsverhältnis gefordert, wird unter Beibehaltung von $M_{\max} = \sqrt{3}/2$

$$\cos\Phi_{1,\max}^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1} \tag{3.145}$$

bzw. ein Phasenwinkel

$$\Phi_{1,\max}^* = \arccos\left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\right) \tag{3.146}$$

wählbar. Für den Maximalwert der Eingangsblindleistung folgt dann unter Berücksichtigung von Gl. (3.129)

$$Q_{1,\max} = \frac{3}{2}\hat{U}_1\hat{I}_1\sin\Phi_{1,\max}^* = \frac{\sqrt{3}}{2}P\frac{1}{\left(\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\right)}\sqrt{1-\frac{4}{3}\left(\frac{\hat{U}_2^*}{\hat{U}_1}\right)^2} \tag{3.147}$$

womit wieder die für einfache Modulationsverfahren gegebene Abhängigkeit der Blindleistungsbildung vom Wirkleistungstransfer zum Ausdruck kommt.

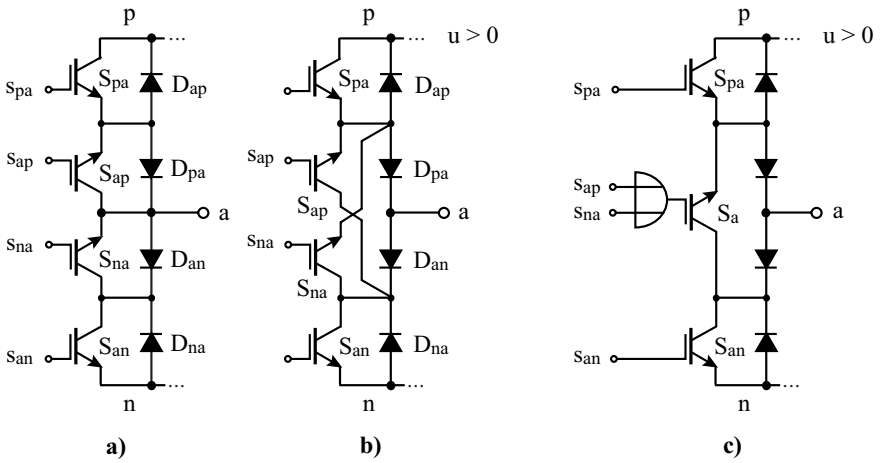


Abb. 3.66: *Ableitung der Brückenzweigtopologie c) des SMC, ausgehend von der Schaltungsstruktur a) des IMC (vgl. Abb. 3.56)*

3.8.7 Vereinfachte Schaltungstopologien indirekter Matrixkonverter

Nach Kap. 3.8.6 ist die Eingangsstufe des IMC durch Vierquadrantenschalter realisiert und wäre daher grundsätzlich auch bei negativer Zwischenkreisspannung betreibbar. Andererseits wird jedoch durch die Pulswechselrichterstufe zwingend $u > 0$ gefordert. Es ist somit naheliegend, Möglichkeiten einer Verringerung des Schaltungsaufwandes durch Einschränkung des Betriebsbereiches der Pulsgleichrichterstufe auf eine unipolare Zwischenkreisspannung zu überlegen, wobei jedoch die Möglichkeit eines bidirektionalen Stromflusses aufrecht zu halten ist. Aufgrund der Phasensymmetrie der Schaltung können wir derartige Betrachtungen dabei auf einen Brückenzweig des Systems beschränken (Abb. 3.66).

3.8.7.1 Sparse Matrix Converter

Ist Phase a des IMC (Abb. 3.66a) bidirektional mit der positiven Zwischenkreisschiene p verbunden, d.h. liegt $s_{pa} = s_{ap} = 1$ vor und gilt $s_{an} = s_{na} = 0$, so tritt die Zwischenkreisspannung $u > 0$ über S_{an} als Sperrspannung auf; S_{na} würde nur für $u < 0$ mit Sperrspannung belastet. Die Funktion von S_{na} ist somit (für $s_{na} = s_{an} = 1$) auf die Rückführung des Stroms von der negativen Zwischenkreisschiene n über D_{na} an die Phasenklemme a beschränkt. Hierfür ist allerdings keine direkte Verbindung des Emitters von S_{na} mit a erforderlich, vielmehr kann die Stromrückführung auch über S_{na} und D_{pa} erfolgen, der Emitter von S_{na} also mit der Anode von D_{pa} verbunden werden. Eine analoge Überlegung für S_{ap} führt auf die in Abb. 3.66b gezeigte direkte Parallelschaltung von S_{na} und S_{ap}. Wie unmittelbar einsichtig, kann diese Parallelschaltung auch durch einen Ein-

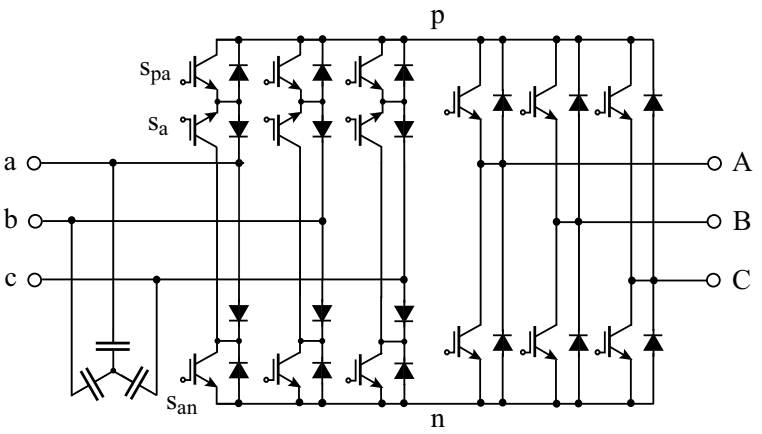


Abb. 3.67: *Schaltungsstruktur des Sparse Matrix Converter (SMC, auch Swiss Matrix Converter); die Realisierung des Systems benötigt 15 IGBTs, 18 Dioden und 7 potentialgetrennte Stromversorgungen für die Gatetreiberschaltungen der Transistoren; demgegenüber weist ein konventioneller IMC 18 IGBTs, 18 Dioden und jedenfalls 8 potentialgetrennte Versorgungen für Transistor–Gatetreiberschaltungen auf (Tab. I in [197])*

zelschalter S_a ersetzt werden, der mit der ODER-Verknüpfung der Steuersignale s_{ap} und s_{na} angesteuert wird (Abb. 3.66c). Unter Einsatz dieser, nach wie vor eine getrennte Steuerbarkeit der Stromrichtungen zwischen a und p bzw. zwischen a und n aufweisenden Schaltungsstruktur, wird der Realisierungsaufwand des IMC von 18 IGBTs (und 18 Dioden) auf 15 IGBTs (und 18 Dioden) reduziert (Abb. 3.67).

Entsprechend wurde die, am Power Electronic Systems Laboratory der ETH Zürich entwickelte Schaltung als *Sparse Matrix Converter* (SMC, auch interpretiert als *Swiss Matrix Converter*) in die Literatur eingeführt [197,207]. Der Vorteil einer geringeren Transistorzahl wird durch, gegenüber dem konventionellen IMC geringfügig höheren Leitverluste erkauft, da der Stromfluss nun eingangsseitig jeweils über eine zusätzliche Diodenstrecke erfolgt. Die Erhöhung der Leitverluste ist von der Aussteuerung M und dem Phasenwinkel Φ_2 der Last abhängig. Für kleine Aussteuerung wird die Ausgangsstufe weitgehend im Freilauf arbeiten und somit in weiten Bereichen der Pulsperioden kein Zwischenkreisstrom bzw. keine Leitverlustleistung der Eingangsstufe auftreten. Für stark reaktives Verhalten der Last weisen die Zwischenkreisstrompulse in weiten Bereichen der Netzperiode relativ geringe, positive oder negative Momentanwerte auf (siehe Abb. 3.46d) entsprechend werden auch dann geringere Leitverluste resultieren.

3.8.7.2 Ultra-Sparse Matrix Converter

Interessant ist es nun, eine noch weiter gehende Vereinfachung der Schaltungsstruktur zu überlegen. Wie unmittelbar einsichtig, sind die Transistoren S_{pa}

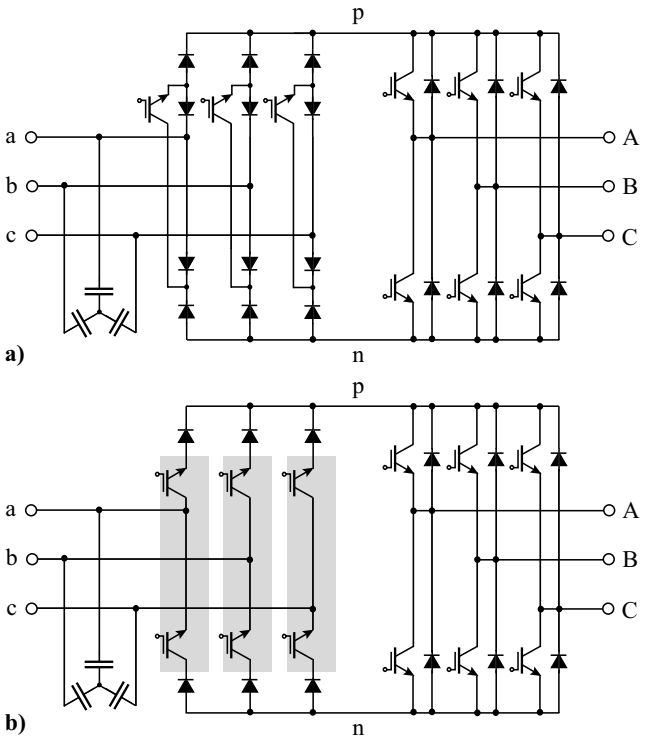


Abb. 3.68: *a) Schaltungsstruktur des unidirektionalen Ultra-Sparse Matrix Converter (USMC, auch Unidirectional Swiss Matrix Converter [197]); die Realisierung des Systems benötigt nur 9 IGBTs, 18 Dioden und 7 potentialgetrennte Stromversorgungen für die Gatetreiberschaltungen der Transistoren (Tab. I in [197]); b) Ausführung des USMC mit 6 IGBTs in der Eingangsstufe [235], 12 Dioden und 10 potentialgetrennten Gatetreiber–Stromversorgungen; die Schaltung nach b) zeigt gegenüber a) höheren Realisierungsaufwand, weist jedoch geringere Leitverluste auf und ermöglicht den Einsatz von Pulswechselrichter–Halbbrückenmodulen (grau unterlegt) zur Realisierung der Eingangsstufe*

und S_{an} nur bei Stromfluss aus dem Zwischenkreis in das Netz, d.h. nur für $i < 0$ stromführend und können somit bei Beschränkung auf unidirektionalen Leistungsfluss, z.B. bei Speisung passiver (und weitgehend ohmscher) Lasten weggelassen werden. Es resultiert damit die Topologie des *Ultra-Sparse Matrix Converter* (USMC, auch *Unidirectional Swiss Matrix Converter* [197]) nach Abb. 3.68. Wie unter Rückgriff auf die Überlegungen zur Eingangsstrombildung einer Pulswechselrichterstufe mit eingeprägter Eingangsspannung (Kap. 3.8.3, Abb. 3.46) und die Gleichspannungsbildung einer Pulsgleichrichterstufe mit eingeprägtem Ausgangsstrom (Kap. 3.8.4, Abb. 3.52) unmittelbar einzusehen ist, ist damit der Betrieb des Konverters auf

$$\Phi_1^* = \left[-\frac{\pi}{6}, +\frac{\pi}{6}\right] \qquad \text{und} \qquad \Phi_2 = \left[-\frac{\pi}{6}, +\frac{\pi}{6}\right] \tag{3.148}$$

eingeschränkt, da nur so stets $i > 0$ sichergestellt ist. Interessanterweise liegt also ein *nicht* ausschliesslich auf rein ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten Φ_1^*=0 und rein ohmsches (Grundschwingungs–)Lastverhalten $\Phi_2 = 0$ eingeschränkter Betriebsbereich vor. Dies erklärt sich aus dem Fehlen einer Verbindung von Netzsternpunkt, Zwischenkreis und Last, was letztlich die Aussenleiterspannungen und nicht direkt die Phasenspannungen für die Strom- und Spannungsbildung wirksam werden lässt. Damit kann die Phasendifferenz von Aussenleiter- und Phasengrössen ($\pm\pi/6$, vgl. Gl. (3.111) und Gl. (3.112)) zur Einprägung phasenverschobener Ströme bzw. zur Bildung positiver Zwischenkreisspannungen trotz Phasenverschiebung des Eingangsstroms genutzt werden. Permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit geringem Magnetisierungsstrombedarf sind somit gut über einen USMC betreibbar, für Asynchronmaschinen oder Lasten mit stark reaktivem Charakter ist zwischen der positiven und der negativen Zwischenkreisschiene ein Begrenzungskreis (in Abb. 3.68 nicht dargestellt) zur Aufnahme abschnittsweise negativer Leistungsanteile vorzusehen. Vorteilhaft kann aus diesem Begrenzungskreis auch die Hilfsspannungsversorgung erfolgen, womit eine begrenzte Energierückspeisung, und so z.B. die aktive Bremsung einer Antriebsmaschine möglich wird. Bezüglich Details sei hier im Sinn der Kürze auf [223], [226] und [183] verwiesen.

Neben der in Abb. 3.68a gezeigten Ausführung kann der USMC auch mit 6 IGBTs in der Eingangsstufe ausgeführt werden (Abb. 3.68b, [235]). Wir hatten diese Schaltungstopologie bereits in Kap. 3.8.5 überlegt und kurz diskutiert. Vorteile der Schaltung gegenüber der Variante mit eingangsseitig nur 3 IGBTs liegen in den geringeren Leitverlusten — es entfallen zwei Diodenspannungsabfälle — sowie der Möglichkeit ein Pulswechselrichter–Halbbrückenmodul in Verbindung mit externen Dioden zur Realisierung der Eingangsstufenbrückenzweige heranzuziehen; die Freilaufdioden des Leistungsmoduls fungieren dann als Schutzdioden (in Abb. 3.68b nicht gezeigt). Weiters wird die Verlustleistung auf eine höhere Zahl von Leistungstransistoren und so gleichmässiger über den Kühlkörper verteilt. Nachteile dieser Lösung sind die geringere Ausnutzung der insgesamt eingesetzten Siliziumfläche — jeder IGBT ist ja nur während der Bildung der positiven *oder* der Bildung der negativen Eingangsstromhalbschwingung an der Stromführung beteiligt — und der höhere Ansteueraufwand.

3.8.7.3 Very-Sparse Matrix Converter

Abschliessend sei noch kurz auf den, nur 12 IGBTs jedoch 30 Dioden aufweisenden, voll bidirektionalen *Very-Sparse Matrix Converter* (VSMC, siehe Fig. 2 in [240] und [197]) hingewiesen, dessen Vierquadrantenschalter nicht getrennt nach Stromrichtung steuerbar sind. Diese Steuerbarkeit ist bei stromloser Umschaltung der Eingangsstufe nicht erforderlich, es kann ja gemäss Kap. 3.8.6 die Umschaltung der Transistoren der Eingangsstufe innerhalb des Freilaufintervalls der Wechselrichterstufe überlappungsfrei erfolgen. Wie für den SMC werden die

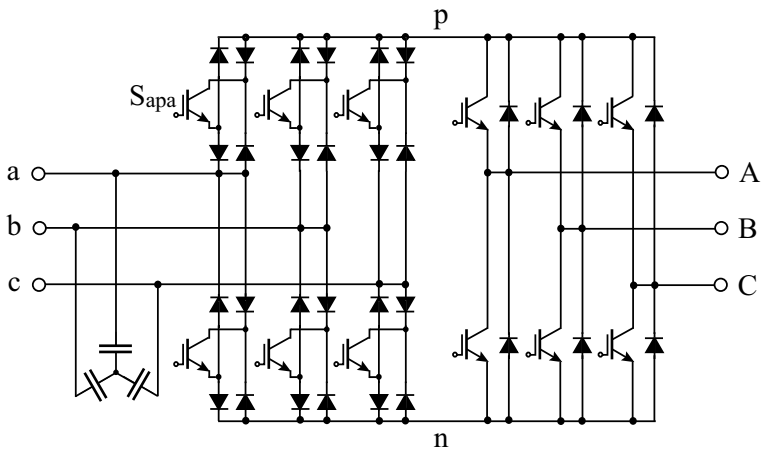


Abb. 3.69: *Schaltungsstruktur des bidirektionalen Very-Sparse Matrix Converter (VSMC, [197, 240]); die Realisierung des Systems benötigt nur 12 Leistungstransistoren, allerdings 30 Dioden und 10 potentialgetrennte Stromversorgungen für die Gatetreiberschaltungen der Transistoren (Tab. I in [197]); die Halbleiterkombination der in der Eingangsstufe eingesetzten Vierquadrantenschalter (Diodenbrücke mit einem zwischen den Gleichspannungsklemmen angeordneten IGBT) ist als kommerzielles Leistungsmodul (Fig. 20 in [197]) erhältlich, womit der Montageaufwand erheblich reduziert wird*

gegenüber dem IMC höheren Leitverluste wieder für höhere Aussteuerungen und geringen Blindanteil der Last stärker hervortreten, wobei der VSMC nur bei negativem Zwischenkreisstrom eine höhere Anzahl von Diodenstrecken im Strompfad der Eingangsstufe und damit höhere Durchlassverluste als der SMC aufweist.

Sämtliche Sparse Matrix Converter sind auch mit mehreren Wechselrichterstufen ausführbar, welche dann über eine gemeinsame Gleichrichterstufe aus dem Netz gespeist werden. Diese auch von zwischenkreisspeicherbehafteten Mehrmaschinenantrieben bekannte Anordnung erlaubt einen Leistungsausgleich zwischen den Lastmaschinen, entsprechend wird die Eingangsstufe geringer belastet. Allerdings ist im Sinne einer Minimierung der parasitären Induktivitäten der Kommutierungspfade (die Zwischenkreisspannung wird ja letztlich durch die Eingangskondensatoren gestützt) keine örtliche Trennung der Konverterausgangsstufen möglich, womit die Speisung der Teilantriebe dreiphasig erfolgen muss und nicht als Gleichspannungs- bzw. Zwischenkreisspannungsverteilung mit in die Maschinen integrierten Pulswechselrichterstufen ausgeführt werden kann.

3.8.8 Direkter Matrixkonverter

Nachfolgend werden wir kurz die Grundfunktion und Strom- und Spannungsbildung des direkten bzw. konventionellen Matrixkonverters (Conventional Matrix

Converter, CMC) betrachten und anschliessend unter Bezug auf den IMC ein Raumzeigermodulationsverfahren entwickeln.

3.8.8.1 Grundfunktion

Für den CMC kann jede Eingangsphase a, b, c über einen Vierquadrantenschalter *direkt* mit jeder Ausgangsphase A, B, C verbunden werden. Der Konverter ist demgemäss in Form einer Matrix darstellbar (Abb. 3.70a), wobei an jedem Kreuzungspunkt einer Ein- und Ausgangsphase ein Vierquadrantenschalter angeordnet ist. Diese Schaltungstopologie und die später gezeigte Berechnung der Spannungs- und Stromübersetzung mit zu einer Matrix zusammengefassten Schaltfunktionen (siehe Gl. (3.152) und Gl. (3.153)) begründen die Bezeichnung der Konverterschaltung. In Ermangelung monolithischer, bidirektionaler, selektiv nach der Stromrichtung schaltbarer und bipolar sperrender Leistungshalbleiter höherer Stromtragfähigkeit und Sperrspannungsfestigkeit [186] sind die Vierquadrantenschalter, gleich wie für die Eingangsstufe des IMC, durch Gegenserienschaltung von IGBTs mit jeweils antiparalleler Freilaufdiode oder durch Gegenparallelschaltung von RB-IGBTs zu realisieren. Bei Einsatz konventioneller IGBTs weist das System 18 Transistoren und 18 Dioden und somit den gleichen Gesamtaufwand an Leistungshalbleitern wie der konventionelle IMC auf.

Gehen wir wieder von einer induktiven Last, d.h. einem eingeprägten Laststrom aus, so sind am Eingang des Konverters zwingend Filterkondensatoren anzuordnen um eine freie Kommutierung des Stroms zu ermöglichen. In Verbindung mit Vorschaltinduktivitäten und weiteren Filterstufen dienen die Kondensatoren weiters der Glättung der vom Ausgang an den Eingang weitergeschalteten Ausschnitte des Laststroms zu einem kontinuierlichen Netzstrom. Um einen Kurzschluss der eingeprägten Eingangsspannungen zu vermeiden, ist für die Steuerung des Konverters eine gleichzeitige Verbindung von zwei Eingangsphasen mit derselben Ausgangsphase strikt zu vermeiden. Andererseits muss eine Ausgangsphase aufgrund des eingeprägten Stroms mit einem Eingang verbunden werden, dies kann wahlfrei geschehen, z.B. ist es auch zulässig, sämtliche Ausgänge an denselben Eingang zu legen.

Die Grundfunktion des Matrixkonverters ist somit, wie in Abb. 3.70b gezeigt, durch 3 dreipolige Umschalter zu beschreiben, deren Wurzelpunkte an den Ausgängen liegen. Die Darstellung des CMC nach Abb. 3.70b berücksichtigt darüber hinaus noch die typisch in einem $\pi/3$–breiten Abschnitt der Netzperiode gegebenen Grössenverhältnisse der Netzphasenspannungen, wobei angenommen ist, dass Phase a eine hohe positive Spannung, Phase c eine hohe negative Spannung und Phase b eine Spannung nahe Null aufweist (gültig für $\varphi_{\vec{u}_1} \in [0, \pi/3]$). Die so erhaltene Schaltungsstruktur zeigt starke Ähnlichkeit mit einem Dreipunkt–Spannungszwischenkreispulswechselrichter (vgl. Kap. 8.5.1, Abb. 8.55), wobei jedoch die Teilspannungen, hier u_{ab} und u_{bc}, i.a. unterschiedliche und zeitvariable Werte aufweisen. Dies macht anschaulich die hinsichtlich der Einstellung eines vorgegebenen Spannungswertes höhere Funktionalität eines Matrixkonverters im Vergleich zu einem Zweipunkt–Spannungszwischenkreispulswechselrichter

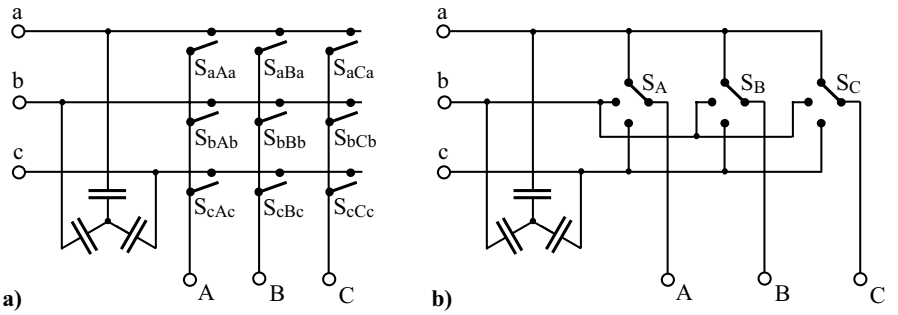


Abb. 3.70: *Abstrahierte Darstellung eines CMC als a) Schaltmatrix mit Möglichkeit der Verbindung jeder Ausgangsphase A, B, C mit jeder Eingangsphase a, b, c; die Schaltelemente, z.B. S_{aAa} werden durch Vierquadrantenschalter realisiert; um einen Kurzschluss von Eingangsphasen zu vermeiden, darf eine Ausgangsphase stets nur mit einer Eingangsphase verbunden werden — die an eine Ausgangsphase führenden Schalter können damit in einem dreipoligen Umschalter zusammengefasst werden; dies führt auf die in b) angegebene Darstellung des CMC als Dreipunkt–Konverterstruktur; im Gegensatz zu einem konventionellen Dreipunkt–Pulswechselrichter sind die Eingangsteilspannungen allerdings i.a. unsymmetrisch, bzw. zeigen die aus den Teilspannungen u_{ab} und u_{bc} zu bildenden Ausgangsspannungsraumzeiger, z.B. $\vec{u}_{2,(bbc)}$ und $\vec{u}_{2,(aab)}$ unterschiedlichen Betrag (vgl. Abb. 3.73b); weiters fehlen zufolge der grundfrequenten Änderung der Teilspannungen feststehende Zeiger mittlerer Länge (z.B. $\vec{x}$ in Abb. 3.73b); für feststehende Zeiger mittlerer Länge ist bei konventionellen Dreipunktkonvertern jede Lastphase an eine verschiedene Eingangsspannungsschiene gelegt, für den CMC treten aufgrund der sinusförmigen Änderung der Eingangsspannungen rotierende Zeiger (mittlerer Länge) auf (vgl. Abb. 3.71)*

deutlich. Aufgrund der höheren Zahl möglicher Spannungsniveaus werden geringere Abweichungen vom Spannungssollwert und damit letztlich geringere Amplituden der schaltfrequenten Spannungsoberschwingungen bzw. ein geringerer Rippel des Laststroms auftreten. Allerdings ist der Wechsel der Schaltzustände des CMC, also z.B. die Umschaltung der Lastphase A von Eingang a nach Eingang b so vorzunehmen, dass für i_A stets ein Pfad zur Verfügung steht und andererseits a und b nicht kurzgeschlossen werden. Ein überlappendes Leiten von S_{aAa} und S_{bAb}, das einen kontinuierlichen Stromfluss erlauben würde, ist somit nicht zulässig. Die Lösung dieser Diskrepanz besteht in einer mehrstufigen Kommutierung, die wir allerdings erst am Ende dieses Kapitels behandeln wollen (siehe Abb. 3.76).

3.8.8.2 Schaltzustände

Entsprechend der durch 3 dreipolige Umschalter abstrahierten Funktion weist der CMC $3^3 = 27$ mögliche Schaltzustände n auf, welche im Weiteren durch eine

dreistellige Buchstabenkombination charakterisiert werden. Diese gibt an, mit welchen Eingangsphasen die Ausgangsphasen A, B, C verbunden sind. So steht z.B. $n = (acc)$ für eine Verbindung von Ausgang A mit Eingang a und eine Verbindung der Ausgänge B und C mit Eingang c.

Wie die in Tab. 3.2 angegebene Auflistung zeigt, können die Schaltzustände in drei Gruppen gegliedert werden, wobei für *Gruppe I* sämtliche Ausgangsphasen an derselben Eingangsphase liegen. Für *Gruppe II* werden jeweils 2 Ausgänge an denselben Eingang gelegt, der dritte Ausgang ist an eine der beiden verbleibenden Eingangsphasen geschaltet. Ein typischer Vertreter dieser insgesamt 18 Möglichkeiten ist der bereits vorgehend erwähnte Schaltzustand $n = (acc)$. Schliesslich finden sich mit *Gruppe III* sechs weitere Schaltzustände, für welche jede Ausgangsphase an einer anderen Eingangsphase liegt, wobei eine Unterteilung in eine *Gruppe IIIa*, gebildet aus der direkten Durchverbindung und der zyklischen und azyklischen Vertauschung der Phasen, (abc), (cab), (bca), und eine *Gruppe IIIb* mit den Vertauschungen von jeweils 2 Phasen, (acb), (cba), (bac) vorgenommen werden kann.

In einem nächsten Schritt ist nun zu klären, durch Kombination welcher Schaltzustände ein vorgegebener Sollwert $\vec{u}_2^*$ des Ausgangsspannungsraumzeigers im Mittel über eine Pulsperiode gebildet werden kann, und wie hierbei eine definierte Lage $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ des Eingangsstromraumzeigers bzw. ein definierter Phasen-

Tabelle 3.2: *Klassifizierung der Schaltzustände des CMC; Gruppe I: Freilaufzustände; Gruppe II: aktive Schaltzustände bzw. feststehende (im Betrag netzfrequent schwankende) Ausgangsspannungsraumzeiger, es liegen jeweils 2 Ausgangsphasen an einer Eingangsphase, bzw. weist eine Ausgangsaussenleiterspannung den Wert Null auf; Gruppe IIIa: direkte Verbindung, zyklische und azyklische Vertauschung der Eingangsphasen, Ausgangsspannungszeiger rotierend mit $+\omega_1$ (Netzkreisfrequenz); Gruppe IIIb: Vertauschung von jeweils 2 Eingangsphasen, Ausgangsspannungsraumzeiger rotierend mit $-\omega_1$*

Gruppe I	(aaa)	(bbb)	(ccc)	
Gruppe II	(cca)	(ccb)	(aab)	$u_{AB} = 0$
	(aac)	(bbc)	(bba)	
	(acc)	(bcc)	(baa)	$u_{BC} = 0$
	(caa)	(cbb)	(abb)	
	(cac)	(cbc)	(aba)	$u_{CA} = 0$
	(aca)	(bcb)	(bab)	
Gruppe IIIa	(abc)	(cab)	(bca)	
Gruppe IIIb	(acb)	(cba)	(bac)	

winkel Φ_1^* einzustellen ist. Im Sinne unmittelbarer Vergleichbarkeit betrachten wir dabei wieder die in Kap. 3.8.6 bereits für den IMC analysierten Winkelintervalle und Winkellagen (siehe Gl. (3.100) – Gl. (3.102)) und bestimmen vorab die bei gegebener Eingangsspannung $\vec{u}_1$ und gegebenem Ausgangsstrom $\vec{i}_2$ für die einzelnen Schaltzustände resultierenden Eingangsstrom- und Ausgangsspannungsraumzeiger. Daraus ist dann unmittelbar die Raumzeigermodulation des CMC zu gewinnen.

3.8.8.3 Rotierende Strom- und Spannungsraumzeiger

Wie unmittelbar einsichtig, resultiert eine direkte Durchverbindung (*abc*) (Gruppe IIIa) zwischen Eingang und Ausgang in einer Identität von Ein- und Ausgangsspannung sowie Ein- und Ausgangsstrom. Entsprechend liegt dann nicht eine feste Lage des Ausgangsspannungsraumzeigers $\vec{u}_{2,(abc)}$ und des Eingangsstromraumzeigers $\vec{i}_{1,(abc)}$ vor, sondern beide Zeiger *rotieren* wie $\vec{u}_1$ und $\vec{i}_2$ *mit Netzkreisfrequenz* ω_1 im mathematisch positiven Sinn. Eine zyklische Vertauschung der Phasen, (*cab*), führt auf eine Voreilung von $\vec{u}_2$ gegenüber $\vec{u}_1$ um $+2\pi/3$ und wieder auf eine Rotation mit $+\omega_1$. Da die Verhältnisse der Last durch die Phasenvertauschung nicht geändert werden, wird der Ausgangsstrom mit einer Rückdrehung um $-2\pi/3$ an den Eingang zurückgegeben, ein- und ausgangsseitig liegt somit dieselbe Phasendifferenz von Spannung und Strom vor. Die Verhältnisse sind gemeinsam mit der azyklischen Vertauschung (*bca*) in Gl. (3.149) nachfolgend zusammengestellt:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{2,(abc)} &= \vec{u}_1 & \vec{i}_{1,(abc)} &= \vec{i}_2 \\ \vec{u}_{2,(cab)} &= \underline{a}\,\vec{u}_1 & \vec{i}_{1,(cab)} &= \underline{a}^{-1}\,\vec{i}_2 \\ \vec{u}_{2,(bca)} &= \underline{a}^2\,\vec{u}_1 & \vec{i}_{1,(bca)} &= \underline{a}^{-2}\,\vec{i}_2 \end{aligned} \tag{3.149}$$

Für Gruppe IIIb resultieren, entsprechend der Änderung der Drehrichtung einer Drehfeldmaschine bei Vertauschung von 2 Phasen, in mathematisch negativem Sinn, d.h. mit $-\omega_1$ rotierende Ausgangsspannungsraumzeiger; z.B. tritt für (*acb*) der konjugiert komplexe Eingangsspannungszeiger am Ausgang auf:

$$\vec{u}_{2,(acb)} = \vec{u}_1^{\star} = \hat{U}_1 \mathrm{e}^{-j\omega_1 t} \qquad \vec{i}_1 = \vec{i}_2^{\star} = \hat{I}_2 \mathrm{e}^{-j(\omega_2 t - \Phi_2)} \tag{3.150}$$

Wie Gl. (3.150) zu entnehmen, wird auch der Ausgangsstrom in konjugiert komplexer Form an den Eingang zurückgeführt, womit z.B. ein am Ausgang bei mathematisch *positiver* Winkelzählung voreilender Strom in einen bezogen auf $+\omega_1$ nacheilenden Strom übergeführt wird (vgl. Abb. 3.71b–e). Durch Kombination von Schaltzuständen der Gruppen IIIa und IIIb kann somit unabhängig vom Lastphasenwinkel ein ohmsches Netzverhalten des Konverters erreicht werden.

Die Spannungs- und Stromkonversion der Schaltzustände von Gruppe IIIa und IIIb ist in Abb. 3.71 gezeigt. Bei Vertauschung von zwei Phasen (Gruppe IIIb) wird der Spannungs- oder Stromraumzeiger allgemein um die Achse der

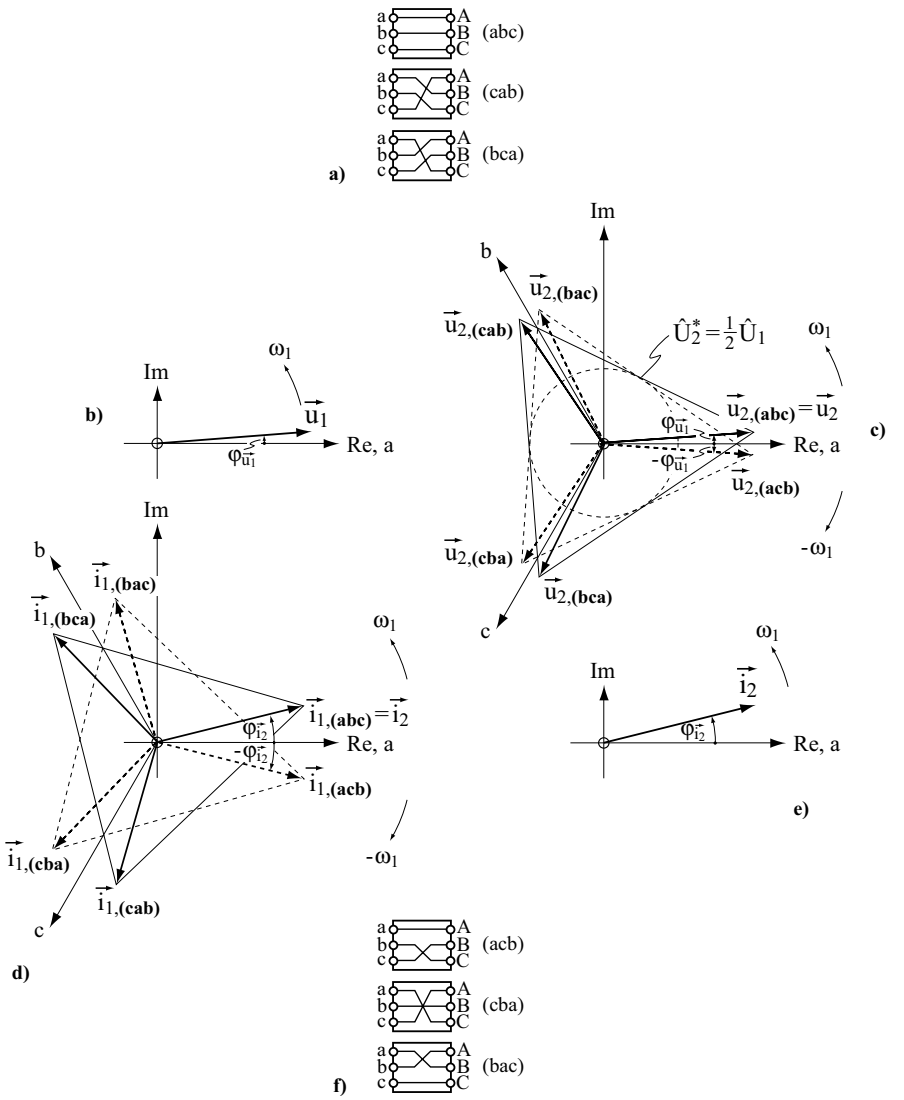


Abb. 3.71: *Bildung rotierender Ausgangsspannungs- und Eingangsstromraumzeiger des CMC für Schaltzustände der Gruppe IIIa (siehe a)) und der Gruppe IIIb (siehe f)); vgl. Tab. 3.2; b) betrachtete Eingangsspannungssituation $\vec{u}_1$; c) resultierende Ausgangsspannungsraumzeiger, Zeiger der Gruppe IIIb sind strichliert eingetragen, der Inkreis markiert die bei ausschliesslicher Verwendung rotierender Raumzeiger gegebene Aussteuergrenze; e) betrachtete Ausgangsstromsituation $\vec{i}_2$; d) resultierende Eingangsstromraumzeiger, Zeiger der Gruppe IIIb sind strichliert eingetragen; für Schaltzustände der Gruppe IIIb wird $\vec{u}_1 = \vec{u}_{2,(abc)}$ jeweils um jene Achse gespiegelt, welche von der Phasenvertauschung nicht betroffen ist, d.h. durchverbunden verbleibt; dies ist einfach daraus zu erklären, dass die Projektion auf diese Achse trotz der Phasenvertauschung erhalten bleiben muss*

dritten, nicht geänderten Phase gespiegelt. Gehen wir also z.B. von Schaltzustand ($\underline{a}bc$), d.h. einer Situation $\vec{u}_{2,(abc)} = \vec{u}_1$ auf Schaltzustand ($\underline{a}cb$) über, d.h. bleibt Phase a unbeeinflusst, wird sich der zugehörige Ausgangsspannungsraumzeiger $\vec{u}_{2,(acb)}$ aus $\vec{u}_{2,(abc)}$ bzw. $\vec{u}_1$ durch Spiegelung an der Phasenachse a, d.h. der reellen Achse bestimmen. Dies wird durch Gl. (3.150) bestätigt. Bezüglich der Verhältnisse für weitere Schaltzustände sei auf Abb. 3.71 verwiesen.

Wie Abb. 3.71c anschaulich zeigt, würden rotierende Spannungsraumzeiger nur die Bildung einer maximalen Ausgangsspannung in Höhe der halben Eingangsspannung, $\hat{U}_2^* \leq 1/2 \cdot \hat{U}_1$, erlauben (vgl. z.B. Abb. 3.5 in [192]). Die Raumzeigermodulation des CMC muss sich daher offenbar auf Schaltzustände der Gruppe II stützen welche, wie nachfolgend gezeigt, auf feste Lagen der Spannungs- und Stromraumzeiger in der komplexen Ebene und eine dem IMC gleiche Spannungsaussteuerbarkeit führen. Die in den Anfängen der Theorie des CMC [232] breiter diskutierte Modulation mit rotierenden Raumzeigern findet sich heute nur mehr vereinzelt, z.B. für die in Kap. 3.8.9.3 beschriebene Erweiterung des CMC nach [215], wo aufgrund der Vollbrückenstruktur des Konverters (vgl. Abb. 3.80) eine relativ hohe Ausgangsspannung gebildet werden kann und die Gleichtaktfreiheit der an die offenen Motorwicklungen gelegten Spannungssysteme einen Vorteil darstellt.

3.8.8.4 Feststehende Strom- und Spannungsraumzeiger

Die vorstehend beschriebene Rotation der Strom- und Spannungsraumzeiger ist nur möglich, da für Schaltzustände aus Gruppe III alle Ausgangsphasen an verschiedenen Eingangsphasen liegen. Falls zwei (oder alle drei) Ausgänge an dieselbe Eingangsphase geschaltet werden, wie dies für Schaltzustände der Gruppe II (und Gruppe I) der Fall ist (vgl. Tab. 3.2), tritt zwischen diesen Ausgängen keine Spannungsdifferenz auf, entsprechend muss die Projektion des resultierenden Ausgangsspannungsraumzeigers auf die zugehörige Aussenleiterachse den Wert Null ergeben; demgemäss wird z.B. für Schaltzustand (acc) der Raumzeiger $\vec{u}_{2,(acc)}$ orthogonal zur Aussenleiterachse (BC), d.h. zur imaginären Achse liegen. Die Ausgangsspannungsraumzeiger weisen somit unabhängig von der Eingangsspannungssituation eine feste, nur durch den Schaltzustand bestimmte Lage auf und die netzfrequente Änderung der Eingangsphasenspannungen kommt in einer Änderung der Zeigerlänge, nicht jedoch der Zeigerlage zum Ausdruck. Dies gilt auch für die Eingangsstromraumzeiger. Liegen zwei Ausgänge, z.B. die Phasen B und C an Eingang c und A an a (Schaltzustand (acc)), verbleibt b ohne Verbindung zum Ausgang und damit stromlos, womit der Eingangsstromraumzeiger $\vec{i}_{1,(acc)}$ orthogonal zur Phasenachse b gerichtet sein muss.

Die Verbindung von jeweils zwei (oder drei) Ausgangsphasen mit derselben Eingangsphase ist auch vom IMC bekannt. Dort wird ja prinzipbedingt jede Verbindung der Ausgangs- und Eingangsseite über die Zwischenkreisschienen vorgenommen, womit für die Ausgänge stets nur zwei Wahlmöglichkeiten zur Verfügung stehen (vgl. Abb. 3.58).

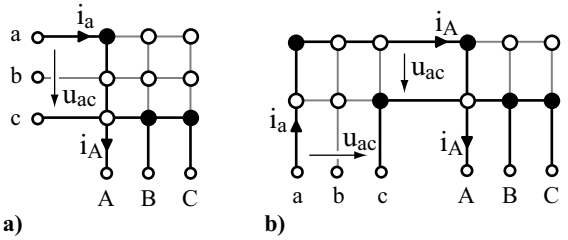


Abb. 3.72: *a) Leitzustand des CMC für Schaltzustand (acc) und b) zugeordneter Leitzustand des IMC (Schaltzustand (ac)(pnn)); bei gegebener Eingangsspannung und gegebenem Ausgangsstrom führen beide Systeme auf gleiche Ausgangsspannungs- und Eingangsstromraumzeiger,* $\vec{u}_{2,(acc)} = \vec{u}_{2,(ac)(pnn)}$ *und* $\vec{i}_{1,(acc)} = \vec{i}_{1,(ac)(pnn)}$*, vgl. Abb. 3.60 und Abb. 3.74; der CMC kann daher stets gedanklich in einen fiktiven IMC übersetzt, d.h. in eine Ein- und Ausgangsstufe aufgespaltet und auf dieser Basis die Modulation überlegt werden; der in Kap. 3.8.6 behandelte IMC stellt eine physikalische Realisierung dieser fiktiven Aufspaltung dar*

Es ist daher naheliegend, die Strom- und Spannungsbildung des CMC bezugnehmend auf einen (fiktiven) IMC zu überlegen, d.h. den CMC in eine (fiktive) Pulsgleichrichterstufe mit eingeprägtem Ausgangsstrom- und eine fiktive Pulswechselrichterausgangsstufe mit eingeprägter Eingangsspannung aufzuspalten, die Modulationen beider Stufen wie für den IMC zu verschachteln (vgl. Abb. 3.61) und letztlich den Gesamtschaltzustand des (fiktiven) IMC gegen den entsprechenden Schaltzustand des CMC zu tauschen.

In der chronologischen Entwicklung der Wissensbasis war die funktionelle Aufspaltung eines CMC in eine fiktive Gleich- und Wechselrichterfunktion aufgrund der fehlenden Kenntnis der Schaltungstopologie des IMC nicht nahe liegend, und es wurden für die Steuerung des CMC in Anlehnung an die Spannungsbildung netzgeführter Direktumrichter verschiedene, sogenannte *direkte* Modulationsverfahren, unter ausschliesslicher Verwendung von Raumzeigern der Gruppen III und I vorgeschlagen. Klare Nachteile dieses Ansatzes bestanden in der relativ geringen Anschaulichkeit, der begrenzten Aussteuerbarkeit (vgl. Kap. 3.8.8.3) und der oft verwickelten mathematischen Darstellung [232]. Erst durch die Aufspaltung des CMC in eine fiktive Gleich- und Wechselrichterstufe, angedeutet in [221], und darauffolgend in [239], wurde ein klares Bild der Funktion entworfen und darauf aufbauend in [191] mit der Raumzeigermodulation ein einfach umsetzbares Modulationsverfahren angegeben.

Wir wollen hier die Diskussion der Aufspaltung des CMC in eine virtuelle AC/DC– und DC/AC–Konverterstufe auf einen Schaltzustand, (*acc*), beschränken und dann direkt eine Umcodierung der für den IMC abgeleiteten Modulation auf den CMC angeben, da mit dem IMC ja bereits die physikalische Realisierung der durch die virtuelle Aufteilung entstehenden Konverterstruktur analysiert wurde. Der für (*acc*) vorliegende Leitzustand des CMC ist in Abb. 3.72a gezeigt, der zugehörige, auf gleiche Ausgangsphasenspannungen und Eingangs-

phasenströme führende Leitzustand des (virtuellen) IMC ist in Abb. 3.72b angegeben.

Wie unmittelbar deutlich wird, kann die zwischen den Eingangsphasen a und c auftretende Spannung u_{ac} als Zwischenkreisspannung einer, den Schaltzustand (pnn) aufweisenden Spannungszwischenkreis–Pulswechselrichterstufe interpretiert werden. Weiters ist, da nur zwei Eingangsphasen, a und c, stromführend sind, der Ausgangsphasenstrom i_A als Zwischenkreisstrom einer im Schaltzustand (ac) befindlichen Stromzwischenkreis–Pulsgleichrichterstufe interpretierbar. Der Schaltzustand (acc) entspricht damit dem Schaltzustand $(ac)(pnn)$ der (fiktiven) zweistufigen Struktur, diese Identität beider Betrachtungsweisen wird auch durch die Gleichheit der in beiden Fällen gebildeten Eingangsstrom- und Ausgangsspannungsraumzeiger

$$\begin{aligned} \vec{u}_{2,(acc)} &= \vec{u}_{2,(ac)(pnn)} \\ \vec{i}_{1,(acc)} &= \vec{i}_{1,(ac)(pnn)} \end{aligned} \tag{3.151}$$

anschaulich deutlich (vgl. Abb. 3.59 und Abb. 3.73). Der für (acc) auftretende Betrag des Ausgangsspannungsraumzeigers wird durch u_{ac} bestimmt, entsprechend liegt diese Aussenleiterspannung für alle, in Eckpunkte desselben Raumzeigersechsecks weisenden Zeiger, z.B. auch für $\vec{u}_{2,(aac)}$, vor. Analog ist für alle gemeinsam mit (acc) ein Sechseck aufspannenden Eingangsstromraumzeiger der Strom i_A als (fiktiver) Zwischenkreisstrom zu denken. Dies wird in Abb. 3.73a z.B. durch $\vec{i}_{1,(abb)}$ bestätigt. Auf Basis dieser Überlegungen können wir nun jedem Schaltzustand des CMC einen äquivalenten Schaltzustand des IMC bzw. einen Eingangsstrom- und einen Ausgangsspannungsraumzeiger zuordnen. Die dann für Schaltzustände der Gruppe I und II resultierenden Ausgangsspannungs- und Eingangsstromraumzeiger sind in Abb. 3.73 angegeben. Wie der Vergleich mit Abb. 3.59 unmittelbar deutlich macht, weisen CMC und IMC für eine gegebene Eingangsspannungs- und Ausgangsstromsituation, $\vec{u}_1$, $\vec{i}_2$, unter Beschränkung auf Schaltzustände der Gruppen I und II gleiche Raumzeigerdiagramme auf. Der einzige funktionelle Unterschied beider Konverter besteht also in den Schaltzuständen der Gruppe III. Hinsichtlich der praktisch benötigten Möglichkeiten der Strom- und Spannungsbildung stellt dies jedoch keine Einschränkung dar, da, wie wir beim IMC gesehen haben, eine Raumzeigermodulation auf diese Schaltzustände keinen Bezug nehmen muss.

Hinsichtlich der eingangs erwähnten Ähnlichkeit des CMC mit einem Dreipunktkonverter (vgl. Abb. 3.70b) sei hier noch angemerkt, dass in Abb. 3.73b Raumzeiger mittlerer Länge (siehe $\vec{x}$ in Abb. 3.73b) fehlen, obwohl rein aufgrund der Schaltungsstruktur eine funktionelle Gleichheit des CMC mit einem Dreipunkt–Spannungszwischenkreispulswechselrichter zu erwarten wäre. Raumzeiger mittlerer Länge werden durch einen Dreipunktpulswechselrichter dann gebildet, wenn eine Ausgangsphase an der positiven und eine Ausgangsphase an der negativen Eingangsspannungsschiene liegt und die dritte Phase an den Eingangsspannungsmittelpunkt geschaltet ist. Für den CMC wäre dies für Schaltzustände

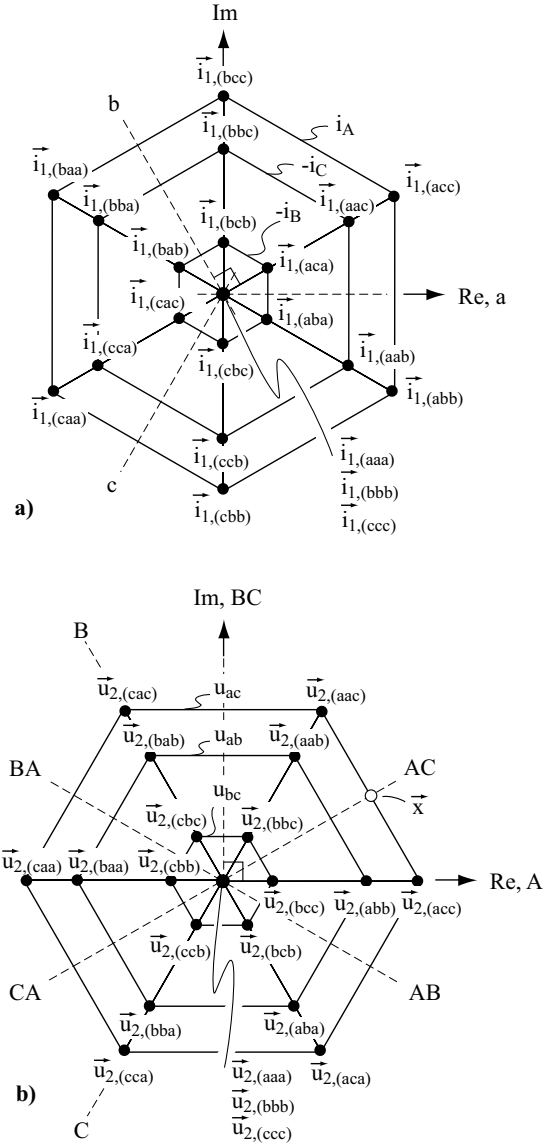


Abb. 3.73: *Eingangsstrom- und Ausgangsspannungsbildung des CMC; für die Schaltzustände von Gruppe I und II (siehe Tab. 3.2) resultierende Eingangsstromraumzeiger a) und Ausgangsspannungsraumzeiger b); es wird die gleiche Eingangsspannungssituation $\vec{u}_1$ und Ausgangsstromsituation $\vec{i}_2$ wie für Abb. 3.59 zugrundegelegt; für das Stromraumzeigerdiagramm a) sind die jeweils vorliegend zu denkenden fiktiven Zwischenkreisströme i und für das Spannungsraumzeigerdiagramm die fiktiven Zwischenkreisspannungen angegeben; wie in Verbindung mit Abb. 3.70 beschrieben, fehlen auf den Achsen der Aussenleiterspannungen (z.B. AC in b) liegende Spannungsraumzeiger $\vec{x}$ mittlerer Länge*

der Gruppe III der Fall. Allerdings weisen die Eingangsteilspannungen des CMC, z.B. u_{ab} und u_{bc}, im Gegensatz zu einem Dreipunktkonverter nicht einen festen sondern einen mit Netzfrequenz schwankenden Wert auf. Es werden daher nicht an Winkelpositionen $\pm\pi/6$, $\pm\pi/2$, $\pm 5\pi/6$ fest liegende mittlere Spannungsraumzeiger $\vec{x}$ (vgl. Zeiger $\vec{b}_1$ - $\vec{b}_6$ in Abb. 8.56, Kap. 8.5.1), sondern eben rotierende Zeiger gebildet. Für den IMC sind Zeiger mittlerer Länge ausgeschlossen, da die Ausgangsphasen über die beiden Zwischenkreisleitungen gleichzeitig nur mit jeweils 2 und nicht mit 3 verschiedenen Eingangsphasen verbunden werden können.

3.8.8.5 Relation der Schaltzustände von CMC und IMC

Wir haben vorgehend die Zuordnung der Schaltzustände von IMC und CMC (beschränkt auf die Gruppen I und II) durch Analyse der Leitzustände beider Konvertersysteme gefunden. Alternativ ist auch eine formale Übertragung der Steuerung des IMC auf den CMC möglich, wobei sich als Grundlage eine Darstellung der Funktion beider Konverter in Matrizenform anbietet. Wird jedem Vierquadrantenschalter eine Schaltfunktion zugeordnet, steht also z.B. s_{aAa} für eine bidirektionale Verbindung von a und A, angedeutet durch den Index aAa, kann die Bildung der Ausgangsspannung, d.h. die Vorwärts–Spannungskonversion, einfach als Multiplikation der Schaltzustandsmatrix, d.h. der Spannungskonversionsmatrix $\underline{\underline{S}}_{CMC,U}$ mit dem Vektor der Eingangsphasenspannungen angegeben werden:

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{aAa} & s_{bAb} & s_{cAc} \\ s_{aBa} & s_{bBb} & s_{cBc} \\ s_{aCa} & s_{bAb} & s_{cCc} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \underline{\underline{S}}_{CMC,U} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \tag{3.152}$$

Die Phasenspannungen sind dabei auf den Netzsternpunkt bezogen angenommen. Für die Rückwärts–Stromkonversion, d.h. für die Umsetzung des Vektors der Ausgangsphasenströme in einen Eingangsstromvektor

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \underline{\underline{S}}_{CMC,I} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \tag{3.153}$$

ist dann, wie in [223] begründet, die Transponierte der Spannungskonversionsmatrix heranzuziehen:

$$\underline{\underline{S}}_{CMC,I} = \underline{\underline{S}}^T_{CMC,U} \tag{3.154}$$

In Analogie folgt für den IMC für die Gleichrichtung

$$\begin{pmatrix} u_p \\ u_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{apa} & s_{bpb} & s_{cpc} \\ s_{ana} & s_{bnb} & s_{cnc} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \underline{\underline{S}}_{GR,U} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \tag{3.155}$$

und für die nachfolgende Wechselrichtung

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{pA} & s_{An} \\ s_{pB} & s_{Bn} \\ s_{pC} & s_{Cn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_p \\ u_n \end{pmatrix} = \underline{\underline{S}}_{WR,U} \begin{pmatrix} u_p \\ u_n \end{pmatrix} \tag{3.156}$$

womit die Gesamtfunktion durch

$$\underline{\underline{S}}_{IMC,U} = \underline{\underline{S}}_{WR,U} \underline{\underline{S}}_{GR,U} = \begin{pmatrix} s_{pA} & s_{An} \\ s_{pB} & s_{Bn} \\ s_{pC} & s_{Cn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{apa} & s_{bpb} & s_{bpb} \\ s_{ana} & s_{bnb} & s_{cnc} \end{pmatrix} \tag{3.157}$$

beschrieben wird. Für die Stromkonversion rückwärts gilt dann

$$\underline{\underline{S}}_{IMC,I} = \underline{\underline{S}}_{GR,I} \underline{\underline{S}}_{WR,I} = \underline{\underline{S}}^T_{GR,U} \underline{\underline{S}}^T_{WR,U} = \underline{\underline{S}}^T_{IMC,U} \tag{3.158}$$

Soll nun

$$\underline{\underline{S}}_{CMC,U} \equiv \underline{\underline{S}}_{IMC,U} \tag{3.159}$$

(und $\underline{\underline{S}}_{CMC,I} = \underline{\underline{S}}_{IMC,I}$) gelten, d.h. die Spannungs- und Stromkonversion des IMC durch einen CMC realisiert werden, bzw. der Schaltzustand eines IMC in einen äquivalenten Schaltzustand eines CMC umcodiert werden, hat gemäss Gl. (3.152) und Gl. (3.157)

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} s_{aAa} & s_{bAb} & s_{cAc} \\ s_{aBa} & s_{bBb} & s_{cBc} \\ s_{aCa} & s_{bCb} & s_{cCc} \end{pmatrix} \\ &\equiv \begin{pmatrix} s_{apa}s_{pA} + s_{ana}s_{An} & s_{bpb}s_{pA} + s_{bnb}s_{An} & s_{cpc}s_{pA} + s_{cnc}s_{An} \\ s_{apa}s_{pB} + s_{ana}s_{Bn} & s_{bpb}s_{pB} + s_{bnb}s_{Bn} & s_{cpc}s_{pB} + s_{cnc}s_{Bn} \\ s_{apa}s_{pC} + s_{ana}s_{Cn} & s_{bpb}s_{pC} + s_{bnb}s_{Cn} & s_{cpc}s_{pC} + s_{cnc}s_{Cn} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{3.160}$$

zu gelten. Beispielsweise folgt damit für die Umcodierung des IMC Schaltzustandes $(ac)(pnn)$

$$\underline{\underline{S}}_{CMC,U} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{3.161}$$

der CMC Schaltzustand (acc), wie bereits weiter oben nachgewiesen wurde. Somit ist ein formaler Weg gefunden, die bei der Analyse des IMC abgeleiteten Steuerverfahren auf den CMC zu übertragen.

3.8.8.6 Raumzeigermodulation des CMC

Für die Definition der Modulation des CMC können wir uns — wie bereits für den IMC — wieder auf einen $\pi/3$-breiten Ausschnitt der Ausgangs- und Eingangsperiode beschränken (siehe Gl. (3.100) – Gl. (3.102), Abb. 3.60 und Abb. 3.74), wobei wir im Sinne eines möglichst weiten Aussteuerbereichs wieder Zeiger kleiner Länge weglassen wollen.

Auf Basis der vorgehenden Überlegungen zur Umcodierung und der Entsprechung der Raumzeigerdiagramme von IMC und CMC, Abb. 3.60 und Abb. 3.74, welche auch in einer dem IMC gleichen Aussteuergrenze des CMC, $\hat{U}^*_{2,CMC,\max} = (\sqrt{3}/2) \cdot \hat{U}_1 \cos \Phi^*_1$ (vgl. Gl. (3.122)) Ausdruck findet, geht dann die Schaltzustandssequenz des IMC nach Abb. 3.61a

$$
\begin{aligned}
\ldots|_{t_\mu = 0} \quad & (ac)(pnn) - (ac)(ppn) - (ac)(ppp) \\
& \quad - (ab)(ppp) - (ab)(ppn) - (ab)(pnn)|_{t_\mu = T_P/2} \\
& (ab)(pnn) - (ab)(ppn) - (ab)(ppp) \\
& \quad - (ac)(ppp) - (ac)(ppn) - (ac)(pnn)|_{t_\mu = T_P} \quad \ldots
\end{aligned}
\tag{3.162}
$$

in die Schaltzustandssequenz

$$
\begin{aligned}
\ldots|_{t_\mu = 0} \quad & (acc) - (aac) - (aaa) - (aaa) - (aab) - (abb)|_{t_\mu = T_P/2} \\
& (abb) - (aab) - (aaa) - (aaa) - (aac) - (acc)|_{t_\mu = T_P} \quad \ldots
\end{aligned}
\tag{3.163}
$$

des CMC über, wobei (aaa) zweifach angegeben ist, um klar die Entsprechungen der Schaltzustände zu zeigen (vgl. Abb. 3.75a).

Bei kleiner Phasenverschiebung Φ_2 des Ausgangsstroms wird das an sich für $\varphi_{\vec{u}^*_2} \in [0, \pi/3]$ gültige Pulsmuster nach Gl. (3.162) nur in $\varphi_{\vec{u}^*_2} \in [0, \pi/6]$ Anwendung finden und dann für $\varphi_{\vec{u}^*_2} \in [\pi/6, \pi/3]$ auf

$$
\begin{aligned}
\ldots|_{t_\mu = 0} \quad & (ac)(ppn) - (ac)(pnn) - (ac)(nnn) \\
& \quad - (ab)(nnn) - (ab)(pnn) - (ab)(ppn)|_{t_\mu = T_P/2} \\
& (ab)(ppn) - (ab)(pnn) - (ab)(nnn) \\
& \quad - (ac)(nnn) - (ac)(pnn) - (ac)(ppn)|_{t_\mu = T_P} \quad \ldots
\end{aligned}
\tag{3.164}
$$

gewechselt, da die Klemmung von Phase C (auf n) in diesem Winkelbereich eine höhere Einsparung an Schaltverlusten als die Klemmung von Phase A (auf p) bringt. Für die zugeordnete Schaltzustandssequenz des CMC führt dies allerdings mit

$$
\begin{aligned}
\ldots|_{t_\mu = 0} \quad & (aac) - (acc) - (ccc) - (bbb) - (abb) - (aab)|_{t_\mu = T_P/2} \\
& (aab) - (abb) - (bbb) - (ccc) - (acc) - (aac)|_{t_\mu = T_P} \quad \ldots
\end{aligned}
\tag{3.165}
$$

auf eine Umschaltung aller Ausgangsphasen von Eingangsphase c auf Eingangsphase b (vgl. Abb. 3.75b), die real nicht simultan und damit unter Auftreten von

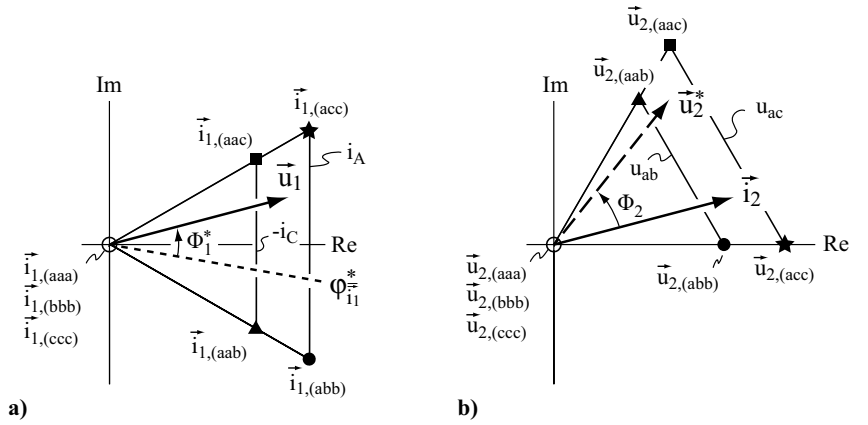


Abb. 3.74: *Für $\varphi^*_{\vec{i}_1} \in [-\pi/6, +\pi/6]$ und $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [0, +\pi/3]$ relevante Ausschnitt der Raumzeigersechsecke nach Abb. 3.73; zugehörige Schaltzustände sind durch gleiche Symbole gekennzeichnet; Spannungsraumzeiger kleiner Länge, d.h. Zeiger für die fiktive Zwischenkreisspannung u_{bc} sind weggelassen; gemäss der Entsprechung von CMC und IMC stehen die Strom- und Spannungsraumzeiger in direkter Relation zu Abb. 3.60*

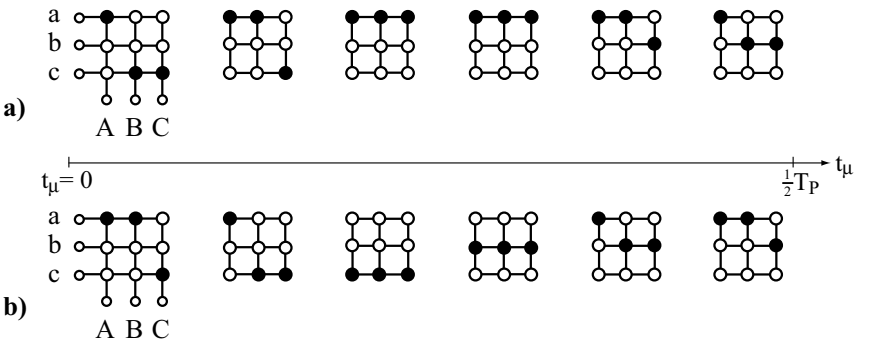


Abb. 3.75: *Schaltzustandssequenz des CMC innerhalb einer Pulshalbperiode bei a) Steuerung nach Gl. (3.163) und b) Steuerung nach Gl. (3.165); im hier betrachteten Fall weisen u_{ac} und u_{ab} die höchsten (positiven) Werte auf, für a) erfolgen die Umschaltungen also stets zwischen Phasen mit hoher Spannungsdifferenz, es kann somit das Spannungsvorzeichen eindeutig erkannt und die (Zweischritt–)Kommutierung sicher ausgeführt werden (vgl. Tab. 3.4)*

Zwischenzuständen und zusätzlichen Schaltverlusten erfolgen wird. Um derartige Umschaltungen zu vermeiden, ist für den CMC (und, wie wir nachfolgend sehen werden, auch für den IMC) stets eine Klemmung an jene Eingangsphase vorzunehmen, welche im betrachteten Winkelbereich $\varphi^*_{\vec{i}_1}$ nicht geschaltet wird, d.h. es ist im vorliegenden Fall die Klemmung auf Phase a, d.h. der Freilaufzustand (aaa) (bzw. der Freilaufzustand ppp) auch für $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [\pi/6,\, \pi/3]$ beizubehalten, also innerhalb des gesamten Winkelintervalls $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [0,\, \pi/3]$ die Schaltzustandssequenz nach Gl. (3.163) bzw. Abb. 3.75a zu verwenden.

Für den CMC finden dann alle Umschaltungen bezogen auf Phase a und damit stets zwischen Phasen mit grosser Spannungsdifferenz statt. Dies bietet auch Vorteile bezüglich der Sicherheit der tatsächlich mehrere Stufen aufweisenden Kommutierung (vgl. Kap. 3.8.8.7), da eine grosse Spannungsdifferenz eine sichere Detektion des Vorzeichens der Spannung zwischen den kommutierenden Phasen, welches den Ablauf der Kommutierungssequenz bestimmt, sicherstellt. In diesem Zusammenhang ist es wichtig anzumerken, dass ungeachtet der höheren Schaltspannungen (Spannungsdifferenzen) keine höheren Schaltverluste auftreten, da die schaltverlustbehafteten simultanen Umschaltungen aller Phasen, $(aaa) \rightarrow (ccc)$, entfallen [223].

Für den IMC kann in $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [\pi/6,\, \pi/3]$ die Klemmung auf (nnn) ohne Nachteile, d.h. ohne simultane Umschaltung mehrerer Phasen erfolgen, jedoch ist auch dort ein Wechsel auf die für den CMC beschriebene Schaltsequenz, d.h. die Beibehaltung der Schaltzustandssequenz nach Gl. (3.162) über $\varphi_{\vec{u}_2^*} \in [0,\, \pi/3]$ sinnvoll, also immer jene Zwischenkreisschiene für die Klemmung der Ausgangsstufe zu verwenden, welche innerhalb einer Pulsperiode über die Eingangsstufe fest mit einer Eingangsphasenklemme verbunden bleibt. Die Klemmung, bzw. der verwendete Freilaufzustand der Ausgangsstufe wird damit, im Gegensatz zur weiter oben beschriebenen Steuerung mit dem Wechsel von (ppp) auf (nnn) bei Überschreiten von $\varphi_{\vec{u}_2^*} = \pi/6$ durch die *Eingangs–* und nicht durch die Ausgangsfrequenz bestimmt, womit bei tiefen Ausgangsfrequenzen eine (für den CMC topologiebedingt inhärent vorliegende) gleichmässigere Belastung der Leistungshalbleiter der Ausgangsstufe erreicht und so letztlich ein höheres Stillstandsmoment einer gespeisten Drehfeldmaschine gebildet werden kann [223]. Bei höheren Ausgangsfrequenzen kann für den IMC dann von dieser Steuerung wieder auf die schaltverlustminimale Modulation, d.h. die Klemmung der jeweils den höchsten Phasenstrom führenden Ausgangsphase, gewechselt werden. Gemäss [223] ist die hierdurch erreichte Verlustreduktion jedoch relativ gering und daher gegen die bei Wechsel des Modulationskonzeptes höhere Komplexität der Steuerung abzuwägen. Bezüglich einer weiterführenden Diskussion der Modulation des CMC (allerdings ohne Bezug auf den IMC) sei hier [187] empfohlen, wo Steuerverfahren hinsichtlich der Schaltverluste und der resultierenden Oberschwingungen der Eingangsfilterkondensatorspannung und des Ausgangsstroms bewertet werden und auch ein Modulationskonzept für kleine AusgangsspannungsAmplituden

angegeben wird. Ein derartiges Modulationsverfahren haben wir in Kap. 3.8.6.3 kurz auch für den IMC erwähnt (siehe auch [206]).

3.8.8.7 Mehrschrittkommutierung des CMC

Abschliessend müssen wir nun noch klären, wie ein Schaltzustandswechsel des CMC zu erfolgen hat, damit kein Kurzschluss von Netzphasen und keine Unterbrechung eines Ausgangsphasenstroms auftritt. Wir betrachten hiefür beispielhaft eine Umschaltung des Ausgangs B von Eingang a auf Eingang b, welche z.B. für den Schaltzustandswechsel $(a\underline{a}b) \rightarrow (a\underline{b}b)$ auftritt, und setzen, in Übereinstimmung mit den bisher diskutierten Verhältnissen $u_a > 0$ und u_b, $u_c < 0$ mit $u_b > u_c$ voraus (gültig in $\varphi_{\vec{u}_1} \in [0, \pi/6]$). Der Eingang a möge also im Umschaltzeitpunkt ein relativ hohes positives, Eingang c ein relativ stark negatives und Eingang b ein geringfügig negatives Potential aufweisen.

Vierschrittkommutierung

Wie erstmals in [217] und [179] gezeigt, ist die Umschaltung mehrstufig und unter Berücksichtigung der Richtung des Stroms in der mit einem anderen Eingang zu verbindenden Ausgangsphase, im hier betrachteten Fall von i_B, oder in Abhängigkeit des Vorzeichens der Spannungsdifferenz jener Phasen, zwischen denen die Umschaltung erfolgt, im vorliegenden Fall also von u_{ab}, vorzunehmen.

Wir wollen uns nachfolgend auf die hinsichtlich Kommutierungssicherheit vorteilhafte *spannungsabhängige* Kommutierung beschränken. Bezüglich der *stromabhängigen* Kommutierung, welche bei kleinen Laststrőmen und hohem Stromrippel vor allem in der Umgebung der Stromnulldurchgänge schwierig umsetzbar ist, sei auf [223] verwiesen. Grundsätzlich ist festzuhalten, dass bei der spannungsabhängigen Kommutierung die Umschaltung für beide Ausgangsstromrichtungen sicher erfolgt, also keine Kenntnis des Ausgangsstromvorzeichens erforderlich ist. Analoges gilt für die stromabhängige Kommutierung, wo nur das Ausgangsstromvorzeichen, nicht jedoch die Polarität der Spannung zwischen den an der Umschaltung beteiligten Phasen bekannt sein muss.

Am Beginn der Umschaltsequenz liegen die oben beschriebenen Potentialverhältnisse vor und Ausgang B ist über S_{aB}, D_{aB} und S_{Ba}, D_{Ba} bidirektional mit Eingang a verbunden (Abb. 3.76a). In Schritt 1 kann nun S_{bB} durchgeschaltet werden, da D_{bB} ohnehin mit u_{ab} in Sperrichtung beansprucht ist, also einen Kurzschluss von a und b unterbindet. Mit dem Durchschalten von S_{bB} liegt für $i_B > 0$ (das tatsächliche Vorzeichen von i_B ist nicht bekannt) ein zu S_{aB}, D_{aB} alternativer Strompfad vor, so dass in Schritt 2 S_{aB} abgeschaltet werden kann. Gilt $i_B > 0$, wird dann S_{bB}, D_{bB} stromführend und i_B kommutiert von Eingang a auf Eingang b. Andernfalls, d.h. für $i_B < 0$, fliesst der Laststrom ungeachtet der Sperrung von S_{aB} weiter über S_{Ba}, D_{Ba}. Mit Schritt 3 kann nun S_{Bb} geschlossen werden, da der hinsichtlich eines Kurzschlusses von a nach b kritische Schalter S_{aB} im vorhergehenden Schritt gesperrt wurde. Entsprechend $u_{ab} > 0$ wird mit dem Durchschalten von S_{Bb} ein Strom $i_B < 0$ aus S_{Ba}, D_{Ba} nach S_{Bb}, D_{Bb} kommutieren und D_{Ba} Sperrspannung aufnehmen. Mit Schritt 4 ist schlussendlich S_{Ba} zu sperren, womit die bidirektionale Verbindung von B mit b über S_{Bb}, D_{Bb}

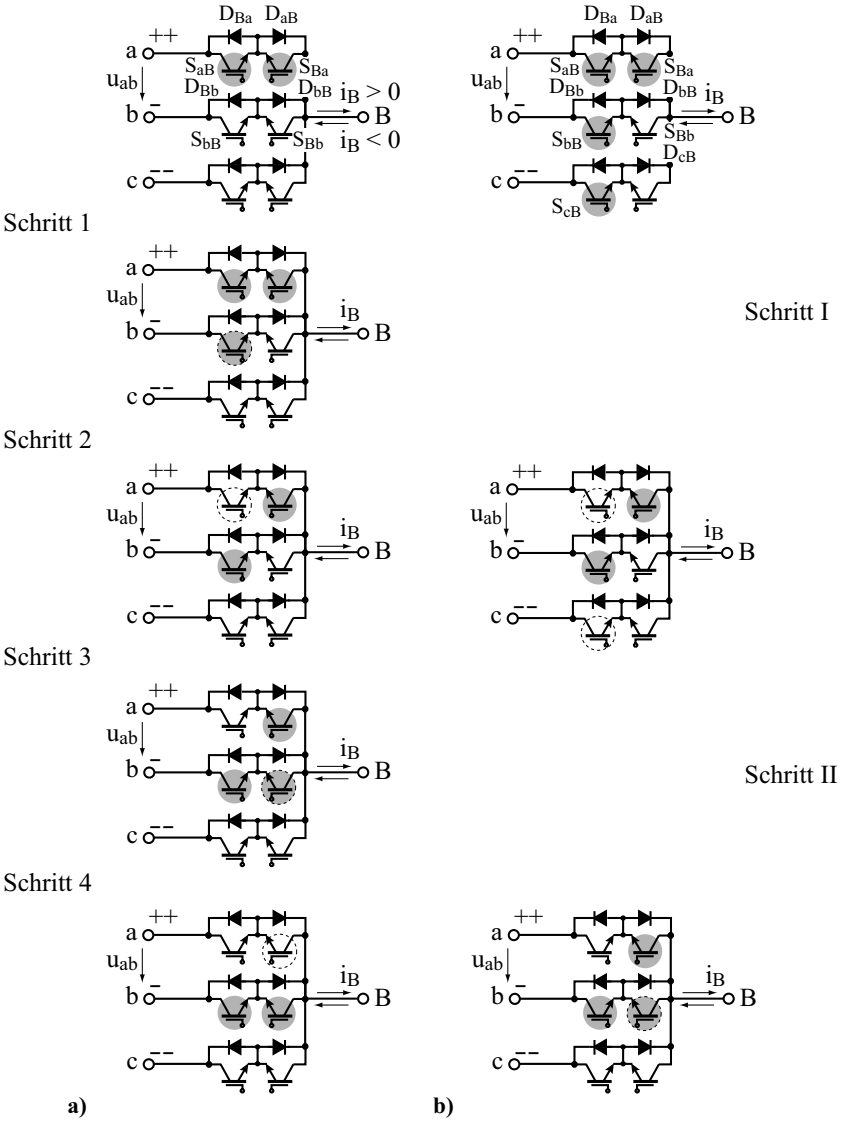


Abb. 3.76: *Schaltzustände des dreipoligen Umschalters $B-a,b,c$ eines CMC für a) spannungsabhängige Vierschrittkommutierung (Schritte 1 – 4) von Verbindung $B-a$ auf $B-b$; b) spannungsabhängige Zweischrittkommutierung (Schritte I und II); Eingangsphasenspannungen: $u_a > u_b > u_c$ und $u_a > 0$, $u_b, u_c < 0$; die grau hinterlegten Transistoren befinden sich jeweils im eingeschalteten Zustand, ein strichliert umrandeter Transistor wurde beim Wechsel in die betrachtete Kommutierungsstufe ein- oder ausgeschaltet*

Tabelle 3.3: *Schaltzustandssequenz der Vierschrittkommutierung bezogen auf Abb. 3.76a; die am Beginn der Umschaltsequenz gegebene bidirektionale Verbindung von Ausgang B mit Eingang a ist wie die nach Abschluss der Umschaltsequenz vorliegende bidirektionale Verbindung von B mit b durch Umrandung hervorgehoben*

		s_{aB}	s_{Ba}	s_{bB}	s_{Bb}	s_{cB}	s_{Bc}
Schritt 1	$B = a$	$\boxed{1}$	$\boxed{1}$	0	0	0	0
Schritt 2	$B = ab$	1	1	1	0	0	0
Schritt 3	$B = ab$	0	1	1	0	0	0
Schritt 4	$B = ab$	0	1	1	1	0	0
	$B = b$	0	0	$\boxed{1}$	$\boxed{1}$	0	0

bzw. S_{bB}, D_{bB} verbleibt. Die während der Kommutierungssequenz auftretenden Schaltzustände sind in Tab. 3.3 nochmals zusammengestellt ($B = a$ und $B = b$ stehen für eine bidirektionale Verbindung von B mit a bzw. b, für $B = ab$ sind von B zu a als auch von B zu b führende Schalter geschlossen).

Zweischrittkommutierung

Wie in [237] gezeigt und in [188] ausführlich erklärt, kann die vorstehend beschriebene 4-Schritt–Kommutierung auch auf 2 Schritte verkürzt werden. Hierbei werden stets so viele Transistoren wie möglich im durchgeschalteten Zustand gehalten, womit bei einer Umschaltung weniger vorbereitende Schritte auszuführen sind. Beispielsweise können sich im hier betrachteten Fall gemäss $u_{ab} > 0$ und $u_{ac} > 0$ — es muss das Vorzeichen *beider* Spannungen bekannt sein — bei Vorliegen einer bidirektionalen Verbindung von B und a über S_{aB}, D_{aB} und S_{Ba}, D_{Ba} auch S_{bB} und S_{cB} im durchgeschalteten Zustand befinden, da D_{bB} und D_{cB} die Spannungsdifferenzen $u_{ab} > 0$ und $u_{ac} > 0$ sperren und so einen Kurzschluss von a und b sowie von a und c verhindern (Abb. 3.76b). In Schritt I der Umschaltung werden nun möglichst viele der zukünftig nicht benötigten Transistoren abgeschaltet, also S_{cB} — es soll ja eine Verbindung von B und b entstehen — und S_{aB} (im Sinne der Kommutierung von a nach b, da falls $i_B > 0$ gilt, S_{bB} ja bereits durchgeschaltet ist und den Strom übernehmen kann).

Grundgedanke des Kommutierungsverfahrens ist also, durch den bereits eingangs vorliegenden Einschaltzustand von S_{bB} die Stromkommutierung soweit als möglich vorzubereiten, bzw. auf die einfache, vom U-BBC bekannte Stromkommutierung aus einem IGBT in eine Freilaufdiode (vgl. Abb. 3.42), im vorliegenden Fall von S_{aB} in D_{bB}, zurückzuführen. Anstelle der Eingangsklemme a ist hierbei die positive Eingangsspannungsschiene p und anstelle von b die negative Eingangsspannungsschiene n zu denken. Für $i_B < 0$ bleiben S_{Ba}, D_{Ba} ungeachtet des Ausschaltens von S_{aB} leitend. Dies ist wieder analog dem weiteren Leiten der stromführenden Freilaufdiode eines U-BBC Brückenzweiges bei Abschalten des antiparallelen Transistors.

Im zweiten und gleichzeitig letzten Schritt II wird schliesslich noch S_{Bb} durchgeschaltet; S_{Ba} verbleibt eingeschaltet, eine Abschaltung ist nicht erforderlich,

Tabelle 3.4: *Schaltzustandssequenz der Zweischrittkommutierung bezogen auf Abb. 3.76b; die Schaltfunktionen der am Beginn der Umschaltsequenz eine bidirektionale Verbindung von Ausgang B mit Eingang a herstellenden Transistoren sind durch Umrandung hervorgehoben; Gleiches gilt für die Schaltfunktionen der nach Abschluss der Umschaltsequenz einen bidirektionalen Stromfluss zwischen B und b ermöglichenden Schaltelemente*

		s_{aB}	s_{Ba}	s_{bB}	s_{Bb}	s_{cB}	s_{Bc}
Schritt I	$B = a$	$\boxed{1}$	$\boxed{1}$	1	0	1	0
Schritt II	$B = ab$	0	1	1	0	0	0
	$B = b$	0	1	$\boxed{1}$	$\boxed{1}$	0	0

da D_{Ba} aufgrund $u_{ab} > 0$ einen Kurzschluss von a und b sicher unterbindet. Für $i_B < 0$ wird mit dem Einschalten von S_{Bb} der Stromübergang aus D_{Ba} (und S_{Ba}) in S_{Bb} (und D_{Bb}) erfolgen. Die während der Umschaltung auftretenden Schaltzustände sind in Tab. 3.4 nochmals aufgelistet.

Die Zweischrittkommutierung weist gegenüber der Vierschrittkommutierung den Vorteil einer einfacheren Implementierbarkeit und einer geringeren Zahl von Zwischenstufen auf. Da für jede Stufe eine Mindestbreite in Höhe einer Sicherheitszeit T_t vorzusehen ist, resultiert somit eine geringere Pulsmuster- bzw. Ausgangsspannungsverzerrung. Insgesamt ist das Verfahren also für einen industriellen Einsatz von besonderem Interesse.

Im Sinne der Vollständigkeit sei erwähnt, dass nach [188] und [238] auch eine Einschrittkommutierung möglich ist, wobei hier zusätzlich zur Spannungspolarität auch die Richtung des Stroms der kommutierenden Ausgangsphase bekannt sein muss.

Abschliessend ist festzuhalten, dass die Kommutierung des CMC also zwingend nach Stromrichtungen getrennt steuerbare Vierquadrantenschalter verlangt. Eine Ausführung der Vierquadrantenschalter wie für die Eingangsstufe des VSMC (Abb. 3.69) ist also nicht möglich. Sollte zukünftig ein monolithisch bidirektionaler Schalter [186] in einem CMC Einsatz finden, ist also in jedem Fall eine stromrichtungsabhängige Steuerbarkeit über getrennte Gates vorzusehen.

Durch die vorstehend beschriebenen Kommutierungsverfahren wird nur bei ordnungsgemässer Funktion der Steuerung ein Kurzschluss von Eingangsphasen oder eine Unterbrechung des Ausgangsstroms verhindert. Soll auch bei Steuerfehlern, z.B. verursacht durch Störungen der Ansteuerelektronik eine Zerstörung des CMC sicher vermieden werden, sind selbstschützende Treiberstufen der IGBTs mit Kurzschlussstromerkennung (z.B. durch Überwachung der Kollektor–Emitter–Spannung im eingeschalteten Zustand) und ein Überspannungsbegrenzungskreis an den Motorklemmen vorzusehen.

3.8.9 Erweiterungen der Matrixkonverter-Grundstrukturen

Wir haben bisher die Grundformen des IMC und CMC überlegt und wollen abschliessend noch kurz Erweiterungen dieser Schaltungen diskutieren, welche auf

* Verringerung der schaltfrequenten Oberschwingungen des Laststroms
* oder einfache Integration einer Schaltentlastung der IGBTs in die Konverterstruktur
* und Realisierbarkeit mit konventionellen Leistungshalbleiterkombinationen
* oder Erhöhung des Spannungsaussteuerbereiches
* oder Verringerung bzw. Vermeidung einer Gleichtaktkomponente der Ausgangsspannung

zielen. Bezüglich einer detaillierten Darstellung der Funktion der teilweise relativ komplexen Systeme müssen wir aufgrund der gebotenen Kürze auf die jeweilige Fachliteratur verweisen.

3.8.9.1 Indirekte Dreipunkt-Matrixkonverter

Für den IMC weist die Ausgangsstufe die Topologie eines Zweipunkt–Pulswechselrichters auf (Abb. 3.58a). Zur Verringerung der schaltfrequenten Oberschwingungen der Ausgangsspannung ist es daher naheliegend eine Wechselrichterstufe mit Dreipunktcharakteristik einzusetzen (Abb. 3.77a). Eine entsprechende Schaltung mit dem Sternpunkt N der netzseitigen Filterkondensatoren als Spannungsmittelpunkt wurde in [197] vorgeschlagen und später als *SMC3* bezeichnet. Bezüglich der Raumzeigermodulation dieses Systems sei auf [210] verwiesen.

Wichtig ist hier anzumerken, dass bereits der IMC mit Zweipunkt–Ausgangsstufe (und damit auch der CMC) für eine allgemeine Netzspannungssituation 13 mögliche, allerdings nicht äquidistante Niveaus einer Ausgangsphasenspannung aufweist. Dies wird z.B. durch Projektion der Ausgangsspannungsraumzeiger (Abb. 3.59b) auf die Phasenachse A (reelle Achse) deutlich und erklärt sich anschaulich daraus, dass stets drei positive Netz–Phasenspannungsdifferenzen (Aussenleiterspannungen) über die IMC Eingangsstufe in den Zwischenkreis geschaltet werden können. Demgegenüber ist ein konventioneller Zweipunkt–Pulswechselrichter auf 5 Phasenspannungsniveaus beschränkt. Ein konventioneller Dreipunkt–Pulswechselrichter (Kap. 8.5.1) ist durch 9 Phasenspannungsniveaus gekennzeichnet. Die Bezeichnung der in Abb. 3.77a gezeigten Konvertertopologie als Dreipunktkonverter ist daher nur hinsichtlich der Struktur der Ausgangsstufe, nicht jedoch bezüglich der Details der Ausgangsspannungsbildung zutreffend.

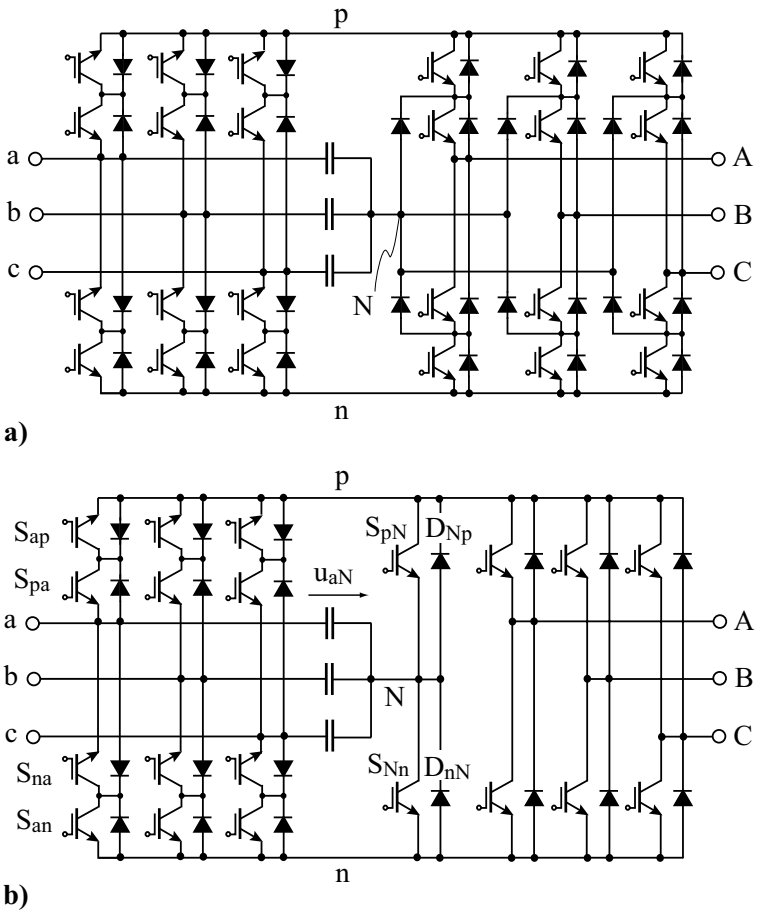


Abb. 3.77: *a) IMC mit Dreipunkt–Pulswechselrichterausgangsstufe; durch die Verbindung des gemeinsamen Mittelpunktes der Dreipunkt–Brückenzweige mit dem Sternpunkt N der Eingangsfilterkondensatoren werden auch die Netzphasenspannungen für die Ausgangsspannungsbildung verfügbar; b) IMC mit einem weiteren Brückenzweig, welcher erlaubt, die Netzphasenspannungen direkt oder invertiert in den Zwischenkreis zu schalten und so die Funktionalität von a) zu erreichen*

Durch die Schaltung nach Abb. 3.77a werden neben den Aussenleiterspannungen letztlich auch die Eingangsphasenspannungen für die Bildung der Ausgangsspannung verfügbar. Dies ist mit geringerem Aufwand auch durch die in Abb. 3.77b gezeigte Schaltungstopologie [196] erreichbar. Beispielsweise kann über Durchschalten von S_{ap}, S_{pa} und S_{Nn} (S_{Nn} und S_{pN} werden im Gegentakt gesteuert oder bleiben beide gesperrt) die Phasenspannung u_{aN} an den Eingang der Pulswechselrichterstufe gelegt werden (für $u_{aN} > 0$). Ein Anlegen von $-u_{aN}$ (für $u_{aN} < 0$) ist über Durchschalten von S_{an}, S_{na} und S_{pN} möglich.

In jedem Fall wird die Verringerung der Ausgangsspannungsoberschwingungen der Mehrpunkttopologien durch eine signifikante Erhöhung der Komplexität der Modulation erkauft. Ähnlich einem konventionellen Dreipunktkonverter ist ja neben der Ausgangsspannungsbildung durch entsprechende Wahl der Einschaltdauer redundanter Schaltzustände das Auftreten einer Nullkomponente der Eingangsfilterkondensatorspannungen, d.h. einer Verschiebung des Sternpunktpotentials zu unterbinden. Mit Blick auf die für den IMC auch ohne weitere Massnahmen schon hohe Zahl möglicher Phasenspannungsniveaus und die Komplexität der Steuerung ist daher eine industrielle Anwendung der Dreipunktsysteme sorgfältig zu überlegen.

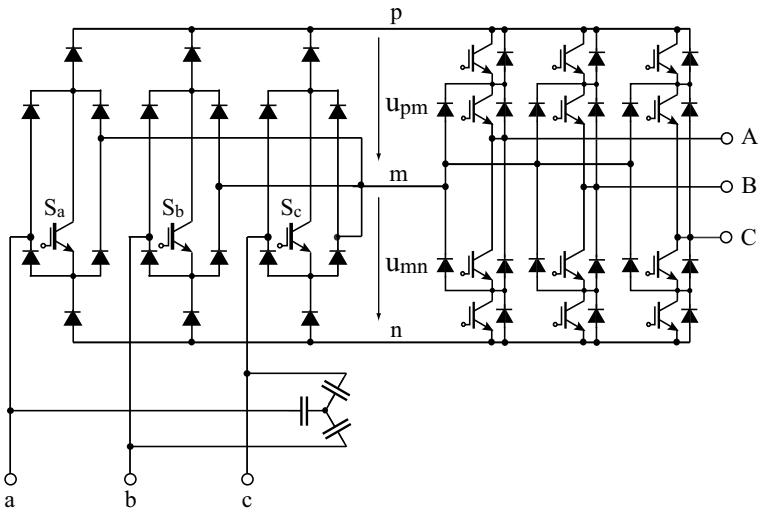


Abb. 3.78: *Unidirektionaler IMC (USMC3) mit Dreipunkteingangsstufe nach dem Konzept des VIENNA Rectifier und Dreipunkt–Pulswechselrichterausgangsstufe; über Durchschalten des entsprechenden Transistors der Eingangsstufe wird jeweils die, mittleres Potential aufweisende Netzphase an den Mittelpunkt der Dreipunktausgangsstufe geschaltet*

Eine wesentliche Vereinfachung der in Abb. 3.77a gezeigten Schaltung ist bei Beschränkung auf unidirektionale Energieumformung möglich (Abb. 3.78, [223]). Die Eingangsstufe weist dann die Topologie eines VIENNA Rectifier [204, 205] auf, erfordert also nur 3 IGBTs und ist somit hinsichtlich Komplexität der Eingangsstufe mit einem USMC vergleichbar. Für die weitere Referenzierung des Systems sei als Kurzbezeichnung *USMC3* vereinbart.

Es wird über die Gleichrichterdioden die positive Zwischenkreisschiene p jeweils mit der, den höchsten (positiven) Spannungsmomentanwert, und die negative Zwischenkreisschiene n mit der den tiefsten (negativen) Spannungsmomentanwert aufweisenden Phase verbunden, und über Durchschalten des jeweiligen Leistungstransistors die dritte Phase mittleren Potentials an den gemeinsa-

men Mittelpunkt der Dreipunkt–Brückenzweige der Wechselrichterstufe gelegt. Demgemäss werden die eingangsseitigen Leistungstransistoren nur mit zweifacher Netzfrequenz geschaltet, weisen also sehr geringe Schaltverluste auf. Weiters erlaubt die Schaltung im Gegensatz zum Zweipunkt–IMC neben feststehenden Ausgangsspannungsraumzeigern auch rotierende Zeiger für die Spannungsbildung zu nutzen; z.B. können bei Umschaltung des Konverters mit nur sechsfacher Netzfrequenz die Netzspannungen an den Ausgang gelegt werden.

3.8.9.2 IMC mit nach Eingangsphasen getrennten Zwischenkreisen

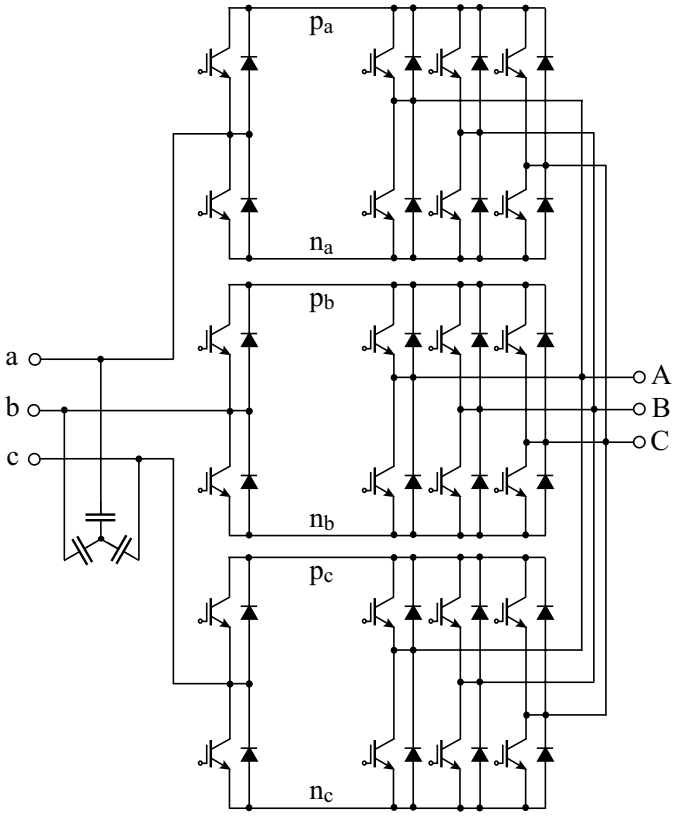


Abb. 3.79: *Indirekter Matrixkonverter gebildet durch Aufspaltung der Eingangsstufe eines F^3EC (Abb. 3.54) nach Eingangsphasen*

In Kap. 3.8.5 wurde in Vorbereitung der Schaltungstopologie des IMC ein U-BBC ohne Zwischenkreisspeicher (F^3EC) untersucht. Durch die seitens der Dioden eingeschränkte Steuerbarkeit der Gleichrichterstufe resultierte hierbei ein Netzstrom mit relativ hohen niederfrequenten Oberschwingungen. Der blockförmige Verlauf des Netzstroms ist letztlich durch die Verschaltung der

Brückenzweige der Eingangsstufe an der positiven und negativen Zwischenkreisschiene bedingt, womit nur jeweils die den höchsten Spannungsmomentanwert und die den tiefsten Spannungsmomentanwert aufweisende Phase Strom übernimmt. Soll stets in allen drei Netzphasen ein Stromfluss auftreten — nur so ist eine Vermeidung stromloser Intervalle bzw. niederfrequenter Harmonischer möglich — ist daher für jede Netzphase eine getrennte positive und negative Zwischenkreisschiene, p_a, n_a; p_b, n_b; p_c, n_c, vorzusehen (Abb. 3.79). (Eine Alternative stellt die in Kap. 3.8.6 besprochene Erweiterung der Steuerbarkeit der Eingangsstufe des F^3EC dar, welche auf die Topologie des IMC führt.)

Die in Abb. 3.79 dargestellte Schaltung wurde in [214] vorgeschlagen und erlaubt einen sinusförmigen Netzstrom zu erreichen. Allerdings zeigt das System mit 24 IGBTs einen, gegenüber dem IMC bei gleicher Funktionalität relativ hohen Bauelementeaufwand. Dessen ungeachtet kann die in die Schaltung integrierbare Schaltentlastung der IGBTs — welche auch teilweise die Funktion des für Matrixkonverter erforderlichen Spannungsbegrenzungskreises übernehmen kann [214] — und die ausschliessliche Verwendung kommerziell erhältlicher Halbleiterkombinationen (Brückenzweigmodule) einen praktischen Einsatz des Systems motivieren.

3.8.9.3 Matrixkonverter in Vollbrückenschaltung

Abgeleitet von Direktumrichtern (Kap. 3.1.2, Abb. 3.3) können Matrixkonverter in Voll- oder Halbbrückenschaltung (siehe z.B. Bild 1 in [219]) ausgeführt werden, wobei die Vollbrückenschaltung offene Motorwicklungen verlangt und 36 anstelle von 18 IGBTs aufweist. Die Vollbrückenschaltung wurde daher nur nach dem Aufkommen des Matrixkonverters näher untersucht, da zu diesem Zeitpunkt aufgrund der erst in den Anfängen befindlichen Entwicklung abschaltbarer Leistungshalbleiter netzgeführte Hochleistungs–Thyristor–Direktumrichter in Vollbrückenschaltung eine natürliche Ausgangsbasis bildeten [178, 227]. Demgegenüber steht heute in der Fachliteratur im Bemühen um minimalen Realisierungsaufwand i.a. die (immer noch 18 IGBTs erfordernde) Halbbrückenschaltung im Vordergrund.

Eine Ausnahme bildet z.B. [215] wo die in Abb. 3.80 gezeigte Vollbrückenschaltung des CMC wieder neu betrachtet wird. Die Spannungsbildung erfolgt dabei unter ausschliesslicher Verwendung rotierender Spannungszeiger, womit für die Spannungen an den Motorwicklungen Gleichtaktfreiheit — die, wie auch immer, durchgeschalteten Netzspannungen weisen ja keinen Gleichtaktanteil auf — und eine geringe Isolationsbeanspruchung sichergestellt wird und eine maximale Ausgangsspannung von

$$\hat{U}_{2,\max} = \frac{3}{2}\hat{U}_1 \tag{3.166}$$

(anstelle von $\hat{U}_{2,\max} = (\sqrt{3}/2)\hat{U}_1$, Gl. (3.144)) erreichbar ist, was vor allem für Antriebe hoher Leistung einen wesentlichen Vorteil darstellt. Weiter kann durch gewichtete Einbeziehung der in mathematisch positivem und der in mathematisch negativem Sinn mit Netzfrequenz rotierenden, d.h. innerhalb eines Pulsin-

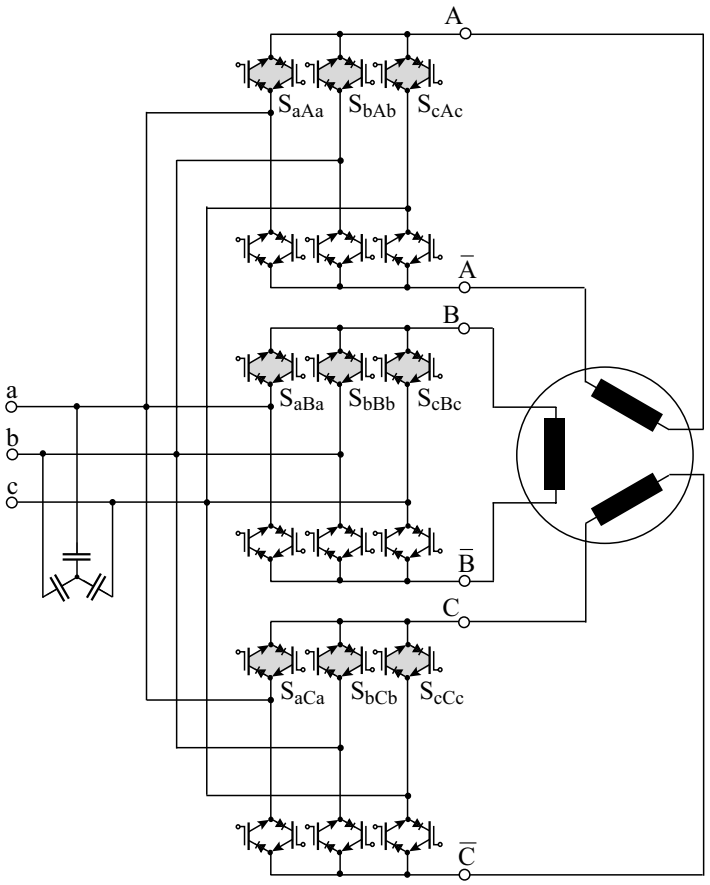


Abb. 3.80: *Vollbrückenausführung des CMC mit Realisierung der Vierquadrantenschalter durch antiparallel geschaltete RB-IGBTs; die Schaltung wird durch zwei CMC in Halbbrückenschaltung gebildet, welche die Anfänge A, B, C (CMC I) und die Enden $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$ (CMC II) der offenen Wicklungen einer Drehfeldmaschine speisen; die der Halbbrückenschaltung CMC I zugehörigen Leistungshalbleiter sind grau hinterlegt*

tervalls näherungsweise eine feste Lage beibehaltenden Spannungszeiger (Gruppe IIIa und IIIb, Kap. 3.8.8) in die Ausgangsspannungsbildung der Netzstromphasenwinkel im Bereich $\pm\Phi_2$ gewählt werden. Bei gleicher Gewichtung beider Zeigersysteme resultiert ein rein ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten. Wird auf die Einstellung eines definierten Netzstromphasenwinkels verzichtet, ist eine Optimierung der Schaltzustandssequenz hinsichtlich der Schaltverlustleistung möglich.

Allerdings sind für die Schaltung 6 anstelle von 3 Motorzuleitungen und 6 anstelle von 3 Maschinenklemmen erforderlich. Weiters treten aufgrund der in der Praxis nicht synchronen Umschaltung aller Phasen zwischen gleichtaktfrei-

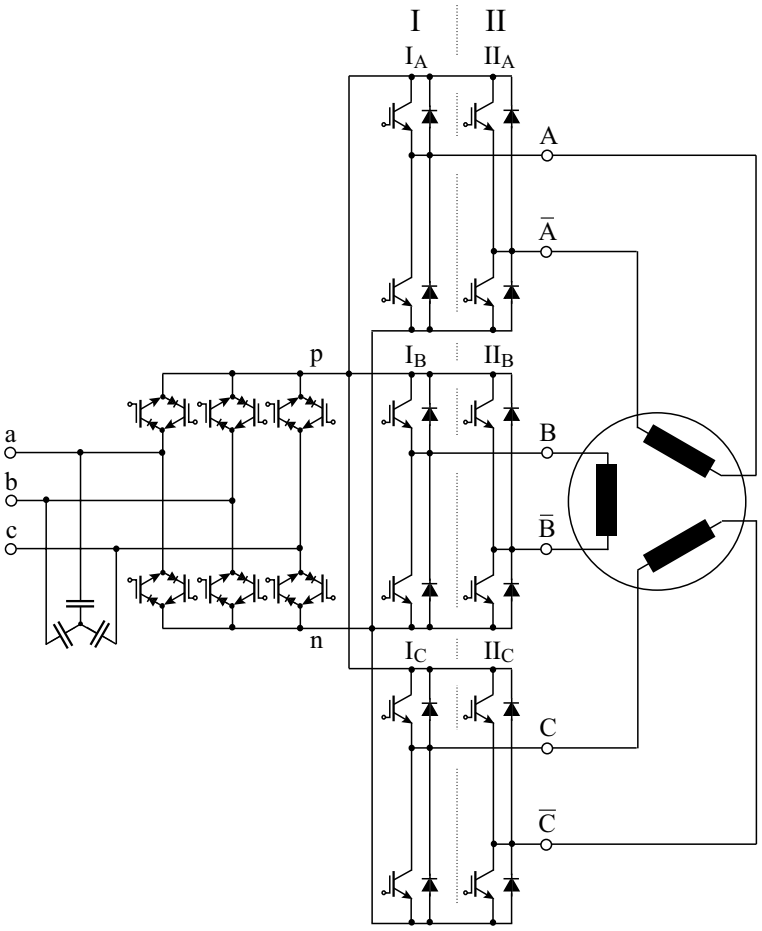


Abb. 3.81: *Ausgangsseitig erweiterte IMC–Topologie zur Speisung einer Drehfeldmaschine mit offenen Wicklungen; die Vierquadrantenschalter der Eingangsstufe sind durch Antiparallelschaltung von RB-IGBTs ausgeführt; die Ausgangsstufe wird durch zwei Pulswechselrichter I, II mit gemeinsamer Zwischenkreisspannung u_{pn} gebildet, wobei Pulswechselrichter I die Wicklungsanfänge A, B, C und Pulswechselrichter II die Wicklungsenden $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$ speist*

en Schaltzuständen Zwischenzustände und damit wieder Gleichtaktspannungen hoher Flankensteilheit auf, welche nach Filtermassnahmen zur Vermeidung einer Schädigung der Lager der Drehfeldmaschine verlangen.

Eine Reduktion des Realisierungsaufwandes der Vollbrückenschaltung auf 24 Leistungstransistoren ist mit der in Abb. 3.81 gezeigten Ausführungsvariante, d.h. bei Einsatz von 2 Pulswechselrichterausgangsstufen I und II in Kombination mit einer IMC-Eingangsstufe möglich (Fig. 12 in [215]). Hier wird z.B. die Motorklemme A durch den Brückenzweig I_A des Dreiphasenpulswechselrichters I

und die Klemme $\bar{A}$ durch den Brückenzweig II_A des Dreiphasenpulswechselrichters II gespeist.

Wird die Eingangsstufe nach dem Sparse Matrix Konzept (Kap. 3.8.7) mit 9 Leistungstransistoren realisiert, kann der Halbleiteraufwand auf 21 IGBTs verringert werden. In Verbindung mit der in Kap. 3.8.6 besprochenen Pulsbreitenmodulation des IMC, charakterisiert durch den in Gl. (3.121) angegebenen Aussteuerbereich, wird so bei jeweils gegengleicher Ansteuerung zugehöriger Motorklemmen ein Ausgangsspannungsbereich von

$$\hat{U}_2 = 2\frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_1 = \sqrt{3}\hat{U}_1 \tag{3.167}$$

verfügbar.

Kann auf einen sinusförmigen Eingangsstrom verzichtet und ein blockförmiger Netzstrom akzeptiert werden, ist die Gleichrichterstufe nach dem in Kap. 3.8.5, Abb. 3.54, diskutierten Konzept F^3EC ausführbar. Das System weist dann die *gleiche* Halbleiterzahl wie ein CMC, d.h. 18 IGBTs, jedoch die *zweifache* Spannungsaussteuerbarkeit auf und stellt damit insbesondere für Anwendungen im Bereich hoher Leistung eine sehr interessante Variante dar.

Die Brückenzweige II_A, II_B, II_C der Pulswechselrichterstufe II könnten auch von den Zwischenkreisschienen p und n getrennt und ohne weitere äussere Verbindung an die positive und negative Klemme eines Kondensators gelegt werden. Nach [195] ist auch dann eine Erhöhung der Spannungsaussteuerbarkeit erreichbar, wobei die Kondensatorspannung tiefer als die gleichgerichtete Netzspannung gewählt werden kann, was den Einsatz von, mit hoher Schaltfrequenz betreibbaren Leistungs–MOSFETs ermöglicht. Falls die Pulswechselrichterstufe II und der Kondensator in Motornähe untergebracht werden, können drei Motorzuleitungen entfallen. Interessant ist auch, die durch die Pulswechselrichterstufe II in Serie zu den Motorwicklungen eingekoppelte Spannung für eine aktive Filterung zu verwenden. Die praktische Umsetzung dieses und des vorgehend skizzierten Konzeptes ist derzeit allerdings noch Gegenstand von Forschungen.

3.8.9.4 Hybride Matrixkonverter

Der eingeschränkte Spannungsaussteuerbereich des einfachen Matrixkonverters — es kann ja gemäss Gl. (3.121) ohne Übersteuerung nur eine Ausgangsspannung in Höhe von $\approx 86\%$ der Netzspannung gebildet werden — stellt einen wesentlichen Nachteil gegenüber Konvertern mit Zwischenkreisspeicher (U-BBC und I-BBC) dar. Es wurden daher in der Fachliteratur Kombinationen von CMC und U-BBC, sogenannte *hybride Matrixkonverter* vorgestellt, welche versuchen, diese Limitierung zu durchbrechen. Allerdings weisen diese Konvertertopologien i.a. wieder einen Energiespeicher (Elektrolytkondensator) sowie einen hohen Realisierungsaufwand und eine komplexe Steuerung auf. Wir wollen daher die hybriden Schaltungskonzepte nur überblicksartig und im Sinne der Vollständigkeit behandeln.

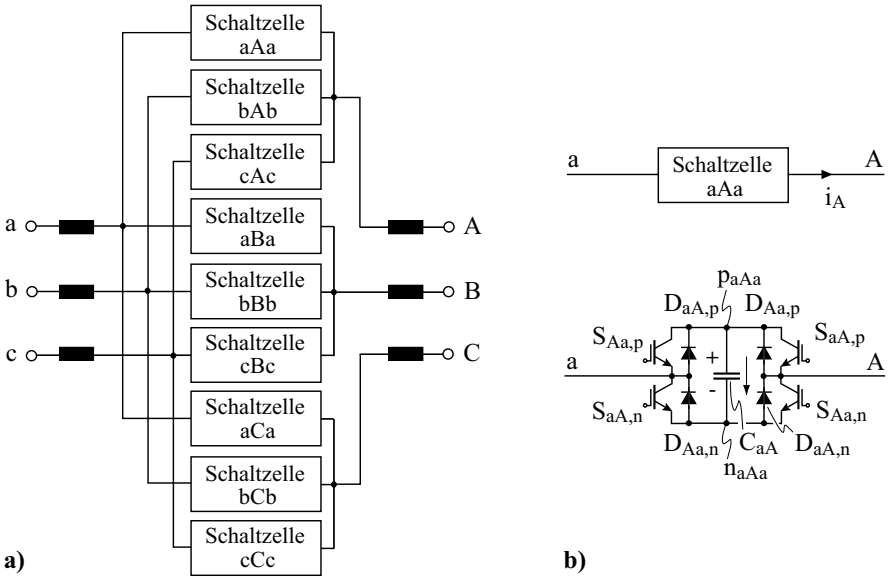


Abb. 3.82: *Hybrider CMC (HCMC); die Schaltung kann durch Ersetzung der Vierquadrantenschalter eines CMC durch Halbbrückenschaltungen gebildet gedacht werden; es ist auch eine Kaskadierung mehrerer Halbbrücken in jeder Verbindung eines Ein- und eines Ausgangs möglich (Fig. 6 in [181]); die Bezeichnung der Schaltzellen soll deren Bidirektionalität betonen, z.B. steht aAa für eine mögliche Stromführung $a \rightarrow A$ und $A \rightarrow a$*

Werden für einen Matrixkonverter unter Bezugnahme auf die Grundidee von Multizellenkonvertern oder Pulswechselrichtern mit kaskadierten Halbbrückenschaltungen (Kap. 8.5.7) anstelle der Vierquadrantenschalter H-Brückenschaltungen mit Ausgangskondensator gesetzt, resultiert die in Abb. 3.82 gezeigte Topologie eines hybriden CMC ([181], HCMC). Bei entsprechender Modulation (Regelung) ist keine externe Speisung der Schaltzellen erforderlich. Ungewöhnlich ist hier die ein- *und* ausgangsseitige Stromeinprägung welche gemäss [181] über Ansteuerung von stets 5 Halbbrücken beherrschbar ist. Die Schaltung ermöglicht einen Hoch- oder Tiefsetzstellerbetrieb. Werden z.B. die IGBTs $S_{Aa,p}$ und $S_{aA,p}$ durchgeschaltet, resultiert eine bidirektionale Durchverbindung von a und A. Bei Ansteuerung von $S_{aA,n}$ und $S_{aA,p}$ wird demgegenüber die Spannung des Kondensators C_{aA} in Serie zur Spannung der Eingangsklemme a gelegt, d.h. die Ausgangsspannung u_A entsprechend angehoben. Dies zeigt anschaulich die Möglichkeit einer Erweiterung des Ausgangsspannungsbereiches (Hochsetzstellerbetrieb). Ähnlich einer CMC-Vollbrückenschaltung weist das System 36 IGBTs auf. Aller-

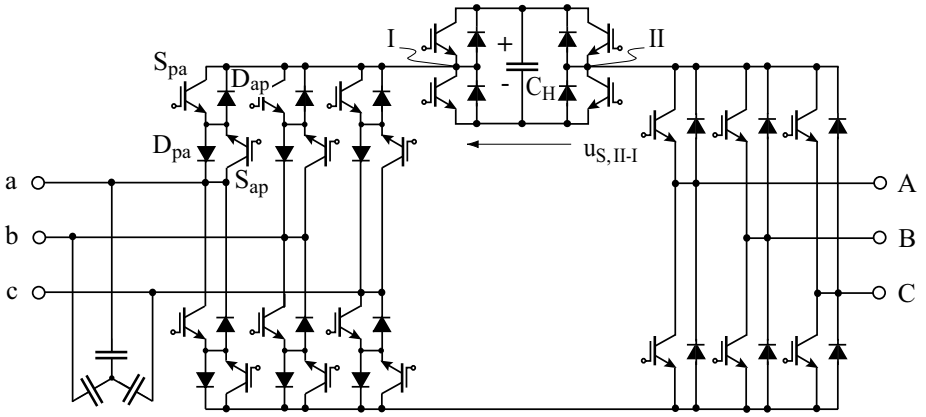


Abb. 3.83: *Hybrider IMC (HIMC) mit in den Zwischenkreis eingekoppelter Serienspannung; die (pulsbreitenmodulierte) Serienspannung $u_{S,II-I}$ wird durch eine H-Brücke gebildet; für Einkopplung einer Spannung $u_{S,II-I}$ mit nicht verschwindendem Mittelwert muss C_H von aussen nachgeladen werden; eine Spannungseinkopplung gleicher Topologie ist auch von AC/AC–Konvertern mit eingangsseitiger Diodenbrücke und Zwischenkreiskondensator bekannt [182] und dient dort der Simulation einer Glättungsinduktivität*

dings existieren für die Verbindung einer Eingangsklemme mit einer Ausgangsklemme jeweils zwei Möglichkeiten, d.h. z.B. für Schaltzelle aAa ein über die positive Spannungsschiene p_{aAa} führender Pfad ($S_{aA,p}, D_{aA,p}$ für $i_A > 0$ und $S_{Aa,p}, D_{Aa,p}$ für $i_A < 0$) und ein über die negative Spannungsschiene n_{aAa} führender Pfad ($S_{aA,n}, D_{aA,n}$ für $i_A > 0$ und $S_{Aa,n}, D_{Aa,n}$ für $i_A < 0$), womit die Strombeanspruchung der Leistungshalbleiter gegenüber dem CMC in erster Näherung halbiert wird, bzw. insgesamt etwa die gleiche Siliziumfläche vorzusehen ist.

Im Sinn der topologischen Relation der einzelnen Schaltungen ist interessant festzuhalten, dass die Schaltungstopologie des HCMC auch durch Weiterbildung der Schaltung nach Abb. 3.79 entstanden gedacht werden kann. Es sind hiefür auch die Brückenzweige der Ausgangsstufen nach Phasen zu trennen, d.h. vom gemeinsamen Zwischenkreis zu lösen. Aufgrund der dann getrennten Zwischenkreispotentiale ist für jeden Brückenzweig ein eigener Eingangszweig vorzusehen, womit die H-Brückenkombinationen des HCMC entstehen. Die Übertragung des Konzeptes des HCMC nach Abb. 3.82 auf den IMC erfordert, wie in [194] gezeigt, im einfachsten Fall nur eine H-Brücke im Zwischenkreis (Abb. 3.83) wobei der Kondensator C_H für Spannungsanhebung, d.h. bei Einkopplung einer Spannung $u_{S,II\text{-}I}$ mit nicht verschwindendem Mittelwert von aussen nachgeladen werden muss. Wieder ist die Steuerung komplex und die Schaltung daher von geringer praktischer Bedeutung.

Zusammenfassend ermöglichen hybride Konzepte eine Vergrösserung des Spannungsaussteuerbereiches und bieten damit auch Vorteile bei der Beherrschung von Netzunsymmetrien [180], sind aber aufgrund des sehr hohen Realisierungsaufwandes und der Komplexität kritisch zu beurteilen.

Wir haben bisher mit Fokussierung auf einen Einsatz des Matrixkonverters in der Antriebstechnik nur Topologien ohne Potentialtrennung von Ein- und Ausgangsspannung besprochen. Anwendungen zur Kopplung von Dreiphasennetzen oder zur Netzanbindung regenerativer Energie können aus schutztechnischen Gründen oder zur Spannungsanpassung auch eine Potentialtrennung erforderlich machen, welche mit Blick auf die Baugrösse und zukünftig verfügbare SiC-Leistungshalbleiter hoher Spannungsfestigkeit und Schaltgeschwindigkeit bevorzugt hochfrequent zu realisieren ist. Auch hier sind Matrixkonverter einsetzbar, wobei das Dreiphasennetz im einfachsten Fall durch eine Dreiphasen–Einphasen–AC/AC–Stufe in eine hochfrequente Primärspannung umgeformt und die Sekundärspannung durch eine gegengleiche Einphasen–Dreiphasen–AC/AC–Stufe wieder in ein Dreiphasennetz mit vorgebbarer Frequenz und Amplitude zurückverwandelt wird.

Schliesslich sei im Sinne der Vollständigkeit noch festgehalten, dass ein Matrixkonverter auch mit inverser Hauptenergieflussrichtung, d.h. mit eingeprägten Netzströmen und lastseitigen Filterkondensatoren betrieben werden kann. Eine derartige Anwendung ist in [225] erwähnt und in [234] detaillierter dargestellt.

3.8.10 Diskussion

Wir haben in den vorgehenden Kapiteln den IMC und CMC ausgehend von U-BBC und I-BBC entwickelt und die Grundzüge der Modulation und des Betriebsverhaltens der Systeme kennengelernt. Abschliessend soll nun mit Blick auf Anwendungen in der Antriebstechnik noch ein grober qualitativer Vergleich der Konverter gegeben werden. Allen Systemen gemeinsam sind:

* sinusförmige Stromaufnahme und ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten (mit Ausnahme des F^3EC, Kap. 3.8.5),
* Speisung der Drehfeldmaschine mit sinusförmigen Strömen,
* bidirektionaler Leistungstransfer (mit Ausnahme des USMC), d.h. die Möglichkeit der Energierückspeisung z.B. bei Antrieben für Lifte, Rolltreppen, Förderbänder, Zentrifugen etc.,
* hohe Effizienz der Energieumformung.

Die Konverterkonzepte unterscheiden sich also nicht bezüglich der Grundfunktion sondern hinsichtlich des möglichen Betriebsbereiches, des Realisierungsaufwandes, der Komplexität und Baugrösse und des Verhaltens in charakteristischen Punkten der Drehzahl–Drehmomentebene. Um die Unterschiede deutlich

zu machen wollen wir nachfolgend den MC (CMC *und* IMC) kurz der Standardlösung, d.h. dem U-BBC gegenüberstellen und die Relation von CMC und IMC betrachten.

3.8.10.1 Ausgangsspannungsbereich und Betriebseigenschaften

Der eingeschränkte Ausgangsspannungsbereich des MC stellt einen klaren Nachteil dar und erfordert eine Drehfeldmaschine mit angepasster Nennspannung; eine derartige Abstimmung von Umrichter und Maschine ist z.B. für Liftantriebe möglich. Für U-BBC und I-BBC ist demgegenüber die Ausgangsspannung über entsprechende Wahl der Zwischenkreisspannung bzw. des Zwischenkreisstroms frei einstellbar, also eine Normmaschine einsetzbar. Für Netzunsymmetrien muss für den MC eine weitere Reduktion der verfügbaren Ausgangsspannungsamplitude in Kauf genommen werden, weiters ist im Gegensatz zum U-BBC kein Einphasen- oder Zweiphasenbetrieb am Netz möglich und somit eine geringere Ausfallssicherheit gegeben. Darüber hinaus werden Laststösse durch den MC direkt, d.h. nur durch das Eingangsfilter abgeschwächt an das Netz weitergegeben. Auch für den I-BBC liegt aufgrund der geringen Energiespeicherfähigkeit der Zwischenkreisinduktivität eine nahezu direkte, d.h. dem MC ähnliche Kopplung der Last- und Netzseite vor. Für hohe Taktfrequenz zeigt die Zwischenkreisinduktivität L relativ geringe Baugrösse; das Bauvolumen ist dann näherungsweise gleich wie für den Zwischenkreisspeicher eines U-BBC bei Einsatz von Folienkondensatoren. Allerdings weisen die Folienkondensatoren (typisch $10\,\mu$F/kVA, [230]) ein signifikant höheres Energiespeichervermögen auf und erlauben damit eine (teilweise) Pufferung steiler Laständerungen, bzw. eine (teilweise) Entkopplung von Ein- und Ausgang.

3.8.10.2 Modulation

Die Raumzeigermodulation des MC ist komplexer als für den U-BBC und I-BBC, allerdings breit publiziert und, wie wir gesehen haben, Schritt für Schritt aus bekannten Konzepten ableitbar. Weiters ist eine Realisierung der Pulsmustergenerierung unter Einsatz moderner Digitaltechnik mit hoher zeitlicher Auflösung problemlos möglich. Dessen ungeachtet dürfte das fehlende Wissen um Details der Modulation einer der Gründe sein, die eine industrielle Umsetzung des MC bisher behindern. Vor allem erweiterte Modulationsverfahren, welche teilweise erhebliche Komplexität aufweisen, und daher im vorliegenden Beitrag nicht näher diskutiert wurden, werden industriell vorerst wohl von untergeordneter Bedeutung bleiben.

3.8.10.3 Kommutierung

Wird die Modulation des CMC so gewählt, dass die Kommutierung stets zwischen Netzphasen mit hoher Differenzspannung erfolgt, und die vorgehend besprochene Zweischrittkommutierung eingesetzt, ist das Vorzeichen der Kommutierungsspannung eindeutig bestimmbar und eine ähnliche Kommutierungssi-

cherheit wie für den U-BBC erreichbar. Die auftretenden Schaltverluste liegen dann geringfügig über jenen einer, Kommutierungen zwischen Phasen mit geringem Spannungsabstand bevorzugenden schaltverlustoptimalen Modulation, sind jedoch im Sinne der Betriebssicherheit des Gesamtsystems vertretbar. Für den IMC erfolgt die Kommutierung der Eingangsstufe bei Freilauf der Ausgangsstufe, d.h. unabhängig von Zustandsgrössen des Systems, weiters werden nur hohe Aussenleiterspannungen mit klar definiertem Vorzeichen in den Zwischenkreis geschaltet. Bezüglich der Sicherheit der Kommutierung ist daher der IMC dem CMC zumindest gleichwertig und die Kommutierungsstrategie einfacher umsetzbar.

3.8.10.4 Zwischenkreiskondensator und Ride-through

Für den MC entfällt der vielfach als Elektrolytkondensator ausgeführte Zwischenkreiskondensator des U-BBC, bzw. werden anstelle des Zwischenkreiskondensators Filterkondensatoren am Netzeingang angeordnet. Allerdings kann auch für den U-BBC ein Folienkondensator im Zwischenkreis Einsatz finden, wobei zur Beschränkung des Spannungsrippels ein ähnlicher Kapazitätswert wie in Summe für die Eingangsfilterkapazitäten des MC vorzusehen ist. Vorteilhaft wird hier die Modulation der Ein- und Ausgangsstufe so koordiniert, dass eine bestmögliche zeitliche Überdeckung von Leistungslieferung und Leistungsbezug gegeben ist. Ein weiteres Dimensionierungskriterium der Kondensatoren von U-BBC *und* MC stellt die Spannungsänderung bei sprungförmigem Wechsel der Energieflussrichtung, z.B. bei plötzlichem Übergang eines Antriebs vom Motor- in den Generatorbetrieb dar. Die Begrenzung von Überspannungen bei einem Not–Stop des Antriebs (z.B. bei Überstromabschaltung) oder Netztransienten kann für den U-BBC durch Varistoren, oder kühlkörperintegrierte pulsförmig angesteuerte Not–Bremswiderstände erfolgen. Auch für MC und I-BBC können Varistoren an den Wechselspannungsklemmen und im Zwischenkreis vorgesehen werden. Alternativ oder zusätzlich ist ein Überspannungsbegrenzungskreis, d.h. ein (Elektrolyt–)Kondensator anzuordnen, welcher über eine Dreiphasendiodenbrücke an die Netzklemmen und für den MC über eine weitere Dreiphasendiodenbrücke an die Lastklemmen gekoppelt ist. Für den IMC ist die lastseitige Diodenbrücke vorteilhaft durch, von den Zwischenkreisschienen abzweigende Klemmdioden zu ersetzen; gleiches gilt für den I-BBC, wobei die Klemmdioden am Eingang der Ausgangsstufe anzuordnen sind. Aus dem Elektrolytkondensator wird dann über ein Schaltnetzteil die Regelelektronik gespeist; beim U-BBC zweigt die Eigenbedarfsversorgung in der Regel direkt vom Zwischenkreiskondensator ab (die Freilaufdioden der Ein- und Ausgangsstufe fungieren auch als Klemmdioden). Bei Netzausfall kann so für den MC, I-BBC und U-BBC die Energie der rotierenden Maschine in den Begrenzungskreis gespeist und die Funktion der Regelung aufrecht erhalten werden (*Ride-through*), womit ein kontrolliertes Stillsetzen des Antriebes, oder bei Netzwiederkehr eine Synchronisierung auf die laufende Maschine und eine Weiterführung des Betriebes möglich ist.

3.8.10.5 EMV-Filter

Maschinenseitig ist für U-BBC und MC zur Unterdrückung von Lagerströmen ggf. ein Gleichtaktfilter vorzusehen. Die real nichtideale Kopplung der Wicklungen der Gleichtaktinduktivität lässt dieses Filter auch für Gegentaktspannungen wirksam werden und führt zu einer Verringerung der Flankensteilheit der an die Maschine gelegten Spannung und damit zu einer Verringerung der Isolationsbeanspruchung der Wicklungen. Der I-BBC bietet die Möglichkeit einer Integration des Gleichtaktfilters in den Zwischenkreis und weist weiters eine motorfreundliche kontinuierliche Ausgangsspannung auf. Das maschinenseitige EMV Filter ist also bereits integraler Bestandteil der I-BBC-Grundstruktur, und die Schaltung damit auch für moderne SiC-Leistungshalbleiter mit extremen Schaltgeschwindigkeiten von grossem Interesse. Dies auch deshalb, da bei hohen Schaltfrequenzen (>100 kHz) die Zwischenkreisinduktivität eine sehr geringe Baugrösse erreicht und für SiC-JFETs bei Ausfall der Gateansteuerung ein selbstleitender Betrieb vorliegt, dem Zwischenkreisstrom also ein Freilaufpfad zur Verfügung steht. Ein wesentlicher Unterschied von MC und U-BBC bzw. I-BBC und U-BBC ist die für MC und I-BBC höhere Kapazität der Filterkondensatoren am Konvertereingang, welche mit den vorgeschalteten Induktivitäten und der inneren Netzinduktivität aus Sicht des Konverters das Netzfilter, aus Sicht des Netzes jedoch einen Serienresonanzkreis bilden. Um bei verzerrter Netzspannung die Aufnahme hoher Oberschwingungsströme zu unterbinden und ein starkes Überschwingen der Konvertereingangsspannung bei Netzspannungssprüngen zu vermeiden, ist daher in der Praxis eine passive Dämpfung vorzusehen, welche seitens des Konverters durch eine aktive Dämpfung verstärkt werden kann. Im praktischen Einsatz befindliche F^3EC (IMC) und CMC zeigen, dass so die Eingangsfilterproblematik auch in einem industriellen Umfeld beherrschbar ist. Der U-BBC weist eingangsseitig Induktivitäten auf, der Eingangsstrom wird im Gegensatz zu MC und I-BBC durch eine Regelung direkt sinusförmig eingeprägt. Diese Eingangsinduktivitäten tragen jedoch deutlich zum Bauvolumen des EMV-Filters bei und verringern die Leistungsdichte des Konverters. Allerdings liegen die Kapazitätswerte der zum Netz hin angeordneten Filterkondensatoren deutlich unter jenen der Eingangskapazitäten von MC und I-BBC, womit die Resonanzproblematik aufgrund des höheren Kennwiderstandes entschärft, bzw. der Resonanzkreis einfacher zu dämpfen ist.

3.8.10.6 Verluste und Effizienz

Die Eingangsstufe des IMC weist aufgrund der stromlosen Kommutierung keine Schaltverluste auf, die Schaltverluste der Ausgangsstufe entsprechen in grober Näherung jenen der Ausgangsstufe eines U-BBC, welcher mit geringeren Strömen, aber höherer Zwischenkreisspannung arbeitet. Allerdings ist auch die Eingangsstufe des U-BBC mit Schaltverlusten behaftet, womit insgesamt höhere Schaltverluste auftreten und bei hoher Schaltfrequenz eine geringere Effizienz der Energieumformung resultiert. Auf Basis heutiger IGBT-Technologie beginnen die Schaltverluste typ. für Frequenzen zwischen 5-10 kHz gegenüber den

Leitverlusten zu dominieren, abhängig davon ob auf Durchlasseigenschaften oder auf Schalteigenschaften optimierte IGBTs eingesetzt werden. Ab 10 kHz ist also ein Vorteil des MC gegenüber dem U-BBC zu erwarten. Bei Einsatz von SiC-Dioden vernachlässigbarer Sperrverzugsladung verschiebt sich diese Grenze zu höheren Frequenzen. Die Leitverluste des CMC sind nur von der Laststromamplitude (dem Drehmoment) nicht jedoch von der Phasenverschiebung zwischen Ausgangsspannungs- und Ausgangsstromgrundschwingung oder der Amplitude der Ausgangsspannungsgrundschwingung (Drehzahl) abhängig; je Phase liegt stets ein Stromfluss über einen IGBT und eine Seriendiode, oder einen RB-IGBT vor. Demgegenüber wird für den IMC und den U-BBC die Ausgangsstufe bei kleiner Ausgangsspannung vorwiegend im Freilauf arbeiten, womit je Phase nur ein IGBT-Leitspannungsabfall oder eine Diodenflusspannung verlustbildend wirkt. Darüber hinaus liegt eine relativ geringe Ausgangs- bzw. Eingangsleistung und damit eine geringe Eingangsstromamplitude vor, welche in geringen Leitverlusten (und für den U-BBC in geringen Schaltverlusten) der Eingangsstufe Ausdruck findet. Hinsichtlich der Durchlassverluste ist für den CMC also erst bei höheren Drehzahlen ein Vorteil gegeben.

3.8.10.7 Komplexität der Schaltung und Realisierungsaufwand

Dreiphasenpulswechselrichter werden heute bereits bis in den Bereich mittlerer Leistung als IPMs (*Integrated Power Modules* oder *Intelligent Power Modules*) angeboten, welche teilweise neben dem gesamten Leistungskreis auch Ansteuer–, Strommess–, Signalverarbeitungs- und Überwachungsfunktionen enthalten. Diese Technologie wird sich zukünftig weiter verbreiten, womit die Komplexität einer Schaltung und deren Verschaltungsaufwand in den Hintergrund tritt und die gesamt eingesetzte Siliziumfläche, die Zahl der Gatetreiberschaltungen und der potentialgetrennten Versorgungen der Gateansteuerungen sowie die Zahl der Stromsensoren kostenbestimmend wird. Wie Studien zeigen [176], [222], erfordert der CMC ausgehend von einer gegebenen Spezifikation eines Antriebs eine gegenüber dem U-BBC um 10–20% geringere Gesamt–Siliziumfläche (wie vorstehend erwähnt, ist die Gegenüberstellung vom Betriebsbereich in der Drehzahl-Drehmomentebene und auch vom Phasenwinkel des Ausgangsstroms abhängig), weiters sind nur 6 anstelle von 7 potentialfreien Versorgungen für die Gateansteuerungen und 2 anstelle von 4 Stromsensoren einzusetzen. Allerdings werden 18 anstelle von 12 Gatetreiberschaltungen benötigt.

Ein, sämtliche Leistungshalbleiter eines CMC integrierendes Modul wird in [190], [212] beschrieben und zeigt anschaulich die Möglichkeit einer überaus kompakten Realisierung des Systems. Die Vierquadrantenschalter sind dabei durch zwei IGBTs in Common–Kollektor–Anordnung mit antiparallelen Freilaufdioden ausgeführt. Zukünftig ist bei geringer Schaltfrequenz auch eine Realisierung mit RB-IGBTs denkbar, was die insgesamt benötigte Siliziumfläche und die Zahl der Bondverbindungen, also letztlich die Modulgrundfläche deutlich reduzieren wird [213]. Eine ähnliche Möglichkeit ist auch für den U-BBC durch den Einsatz von RC-IGBTs gegeben. Festzuhalten ist jedoch, dass der

Matrixkonverter, im Gegensatz zur in der Literatur nach wie vor vielfach aufgestellten Behauptung keineswegs ein nur Leistungshalbleiter für die Realisierung erforderndes Konzept darstellt, sondern auch ein erhebliches Mass an passiven Komponenten für die EMV-Filterung und die Spannungsbegrenzung aufweist.

3.8.10.8 Kühlung und Baugrösse

Neben dem Leistungsmodul samt Signalverarbeitung und dem EMV-Filter stellt der Kühlkörper einen wesentlichen Teil des Bauvolumens der Konverter dar. Die Baugrösse der Kühlvorrichtung wird durch die ausgehend von der Kühlkörperoberfläche gegen die Umgebungstemperatur abzuführende Verlustleistung bestimmt. Um mit dem Ziel eines kleinen Kühlkörpervolumens eine möglichst hohe Oberflächentemperatur wählen zu können ist es hier wichtig, die Gesamt–Siliziumfläche so auf die IGBTs und Dioden aufzuteilen, dass für den Hauptbetriebsbereich eine etwa gleiche Temperaturerhöhung der Sperrschicht der Bauelemente gegenüber der Kühlkörperoberfläche resultiert. Dies bedeutet insbesondere, dass für die Eingangsstufe des U-BBC kein für Motorbetrieb ausgelegtes Leistungsmodul Anwendung finden soll, da bei Motorbetrieb vorwiegend die IGBTs stromführend sind und die Freilaufdioden daher eine geringere mittlere Stromtragfähigkeit aufweisen; demgemäss würden die Freilaufdioden bei Gleichrichterbetrieb, d.h. bei vorwiegender Stromführung der Dioden thermisch relativ hoch belastet und würden so eine Absenkung der Kühlkörpertemperatur erfordern [222] bzw. in einem relativ hohen Kühlkörpervolumen resultieren. Aufgrund der insgesamt etwas geringeren Verluste des MC (abhängig vom Betriebspunkt, siehe oben) ist bei gegenüber dem U-BBC gleicher Siliziumfläche insgesamt ein 10–20% kleineres Bauvolumen des Kühlkörpers zu erwarten.

3.8.10.9 Regelung

Für den MC werden die Maschinenströme durch die Antriebsregelung eingeprägt, die Netzströme jedoch nur gesteuert, d.h. nicht durch eine Regelschleife bestimmt. Das von der Maschinenregelung zu beherrschende System — Antriebsmaschine und Netzfilter — weist relativ hohe Ordnung auf und ist damit insbesondere bei tiefer Schaltfrequenz, d.h. bei geringem Abstand von Schaltfrequenz, Ausgangsfrequenz und Netzfrequenz regelungstechnisch schwierig zu beherrschen. Die Anforderungen an die Dynamik des Antriebes sind deshalb ggf. zu reduzieren, bzw. ist eine aktive Dämpfung des Eingangsfilters vorzusehen, welche bei Schwingungen des Eingangsfilters in die Modulation eingreift, und dem Konverter das Verhalten eines Dämpfungswiderstandes gibt; letztlich stellt dies eine Dynamikbegrenzung der Regelung dar. Eine ähnliche Situation ist auch für den I-BBC gegeben, wobei dort aufgrund des eingeprägten Zwischenkreisstroms und der Stellmöglichkeit über zwei Konverterstufen weitere Freiheitsgrade vorliegen. Aus Sicht der Last kann der I-BBC vereinfacht als Matrixkonverter mit LC-Ausgangsfilter gesehen werden, wobei vorteilhaft beide Energiespeicher, d.h. die Filterinduktivität (Zwischenkreisinduktivität) und die Filterkondensatoren in Regelschleifen eingebunden sind.

Höchste Dynamik ist schliesslich mit dem U-BBC erreichbar, hier wird der Eingangsstrom eingeprägt, und die Spannung des Zwischenkreiskondensators geregelt, und der Maschinenstrom durch eine explizite Regelung eingestellt. Bei gedanklicher Betrachtung des U-BBC als MC liegt also ein hinsichtlich der Netzstromaufnahme und der Kondensatorspannung geregeltes Eingangsfilter vor; anschaulich wird das Eingangsfilter durch die Konverterstufen des U-BBC in getrennt regelbare Abschnitte unterteilt. Bei Einsatz bekannter Regelkonzepte bietet somit der U-BBC die hochwertigste Lösung. Moderne Regelverfahren, welche heute digital problemlos implementierbar sind, erlauben jedoch auch für den I-BBC und MC ein sehr gutes regelungstechnisches Verhalten zu erreichen. Allerdings ist dann u.U. eine höhere Schaltfrequenz oder ein höherer Messaufwand zur Realisierung einer Zustandsregelung in Kauf zu nehmen.

3.8.10.10 Stillstand und Gleichheit von Ein- und Ausgangsfrequenz

Bei kleinen Drehzahlen oder Stillstand der Antriebsmaschine sind durch die Ausgangsstufe des U-BBC niederfrequente Ströme oder Gleichströme einzuprägen, entsprechend fehlt der Wechsel der Stromführung zwischen den Leistungshalbleitern, d.h. der Transistor und die Freilaufdiode des den Maximalstrom führenden Brückenzweiges der Ausgangsstufe werden thermisch hoch beansprucht. Dieser Betriebspunkt kann eine relativ hohe Siliziumfläche erforderlich machen. Für den IMC ist grundsätzlich dieselbe Situation gegeben, allerdings kann dort durch erweiterte Modulationsverfahren eine Vergleichmässigung der Belastung der Halbleiter erreicht werden [223]. Demgegenüber liegt für den CMC in diesem Bereich nach wie vor ein netzfrequenter Wechsel des Stroms einer Ausgangsphase zwischen den Netzphasen vor, wodurch die Belastung auf mehrere Halbleiter aufgeteilt wird und ein höheres Stillstandsmoment erreichbar ist [176]. Gleiches gilt bei Einsatz erweiterter Modulationsverfahren auch für den IMC [222]. Allerdings ist für den CMC der Betrieb bei Ausgangsfrequenzen nahe der Netzfrequenz kritisch; es werden dort drei Vierquadrantenschalter hoch beansprucht. Dies wird unmittelbar einsichtig wenn man in erster Näherung von einer bleibenden Durchverbindung von Ein- und Ausgang, d.h. von einer der Netzfrequenz exakt gleichen Ausgangsfrequenz ausgeht. Es sind dann drei Schalter der Matrix beständig im eingeschalteten Zustand zu belassen.

3.8.11 Ausblick

Zusammenfassend weisen CMC und IMC bezogen auf den U-BBC ein Potential für eine Verringerung der Verluste und des Bauvolumens um 10–20% auf. Eine genauere Aussage ist nur bei detaillierter Kenntnis des erforderlichen Betriebsbereiches des Antriebs und der Motorcharakteristik möglich. In jedem Fall ist für sämtliche Konverter, MC, U-BBC und I-BBC, eine Optimierung der Aufteilung der insgesamt eingesetzten Siliziumfläche auf die Halbleiter der Konverterstruktur unter Berücksichtigung der Betriebsbedingungen sinnvoll. Aufgrund der relativ geringen Schaltverluste stellt der MC ein vor allem für hohe Taktfrequenzen,

also z.B. für die Motorintegration interessantes Konzept dar. Wesentlicher Nachteil ist der eingeschränkte Ausgangsspannungsbereich, der i.a. eine angepasste Maschine erforderlich macht.

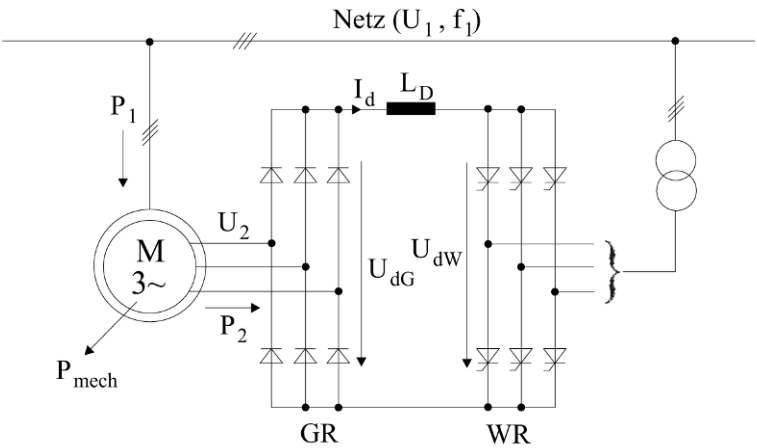
Der Matrixkonverter befindet sich insgesamt in einer schwierigen Konkurrenzsituation mit einer industriell breit eingeführten Lösung (U-BBC) und kann nur beschränkt, d.h. für spezielle Anwendungsbereiche und Anwendungsprofile Vorteile bieten. Darüber hinaus ist nur für einen kleinen Teil industriell eingesetzter Antriebe eine Netzrückspeisung oder ein sinusförmiger Netzstrom erforderlich. Vielfach werden Mehrmotorantriebe mit unidirektionaler Eingangsstufe und mehreren vom Zwischenkreis abzweigenden Pulswechselrichterstufen eingesetzt, wo zwischen den teilweise im Motor- und teilweise im Bremsbetrieb laufenden Maschinen ein Leistungsausgleich stattfindet und eine verbleibende Rückspeiseleistung durch einen pulsförmig angesteuerten Bremswiderstand in Wärme umgesetzt wird. Eine Bremsung kann so auch bei Netzausfall erfolgen. Der MC dürfte daher auch mittelfristig auf Nischenanwendungen beschränkt bleiben und nicht zur Standardlösung werden. Wird auf die Sinusform des Netzstroms verzichtet, stellt der F^3EC eine sehr interessante bidirektionale Variante des IMC mit einem, dem U-BBC vergleichbaren Realisierungsaufwand dar. Der als Nachteil verbleibende eingeschränkte Aussteuerbereich könnte hier durch Anordnung von 2 Ausgangsstufen und offene Motorwicklungen vermieden werden (Fig. 12b in [215]). Soll dem Netz ein Sinusstrom entnommen werden und ist, wie z.B. für Pumpen und Lüfter und allgemein Antriebe mit hoher innerer Reibung keine Energierückspeisung erforderlich, ist eine Realisierung des AC/AC–Konverters als USMC naheliegend, da dann nur 9 IGBTs erforderlich sind und somit gegenüber konventionellen Lösungen (z.B. dem U-BBC) ein unmittelbarer Vorteil deutlich wird.

Grundsätzlich besteht in der Fachliteratur noch kein klares Bild, d.h. keine quantitative Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile des MC, U-BBC und I-BBC für spezifische Anwendungen. Zukünftige wissenschaftliche Arbeiten sollten sich daher weniger auf die Erfindung hybrider Systeme hoher Komplexität sondern auf einen Vergleich der Grundkonzepte konzentrieren, wobei auch neue Halbleitertechnologien, wie z.B. SiC in Betracht zu ziehen sind. Der I-BBC wird hier eine sehr interessante Variante darstellen, da der induktive Speicher bei Einsatz entsprechender Magnet- und Isolationsmaterialien auch für hohe Temperaturniveaus mit hoher Lebensdauer realisierbar ist, ungeachtet hoher Schaltgeschwindigkeiten eine kontinuierliche Spannung an die Maschine gelegt wird, ein Gleichtaktfilter mit der Zwischenkreisinduktivität integriert werden kann und der selbstleitende Zustand von SiC-JFETs bei Ausfall der Gateansteuerung ohne weitere Massnahmen einen Freilauf des Zwischenkreisstroms sicherstellt.

4 Untersynchrone Stromrichterkaskade (USK)

4.1 Aufbau und Funktion

Die untersynchrone Stromrichterkaskade setzt eine Asynchronmaschine mit einem statorseitigen und einem läuferseitigen Wicklungssystem voraus. Die läuferseitigen Wicklungen sind an Schleifringen herausgeführt. Der starkstromseitige Aufbau der als *untersynchrone Stromrichterkaskade (USK)* bezeichneten Antriebseinheit geht aus Abb. 4.1 hervor. Diese Stromrichter–



P_1	=	Statorleistung
P_2	=	Läuferleistung
P_{mech}	=	mechanisch abgegebene Leistung
I_d	=	Gleichstrom im Zwischenkreis
L_D	=	Zwischenkreisdrossel
U_{dG}	=	Gleichrichter–Ausgangsspannung
U_{dW}	=	Wechselrichter–Eingangsspannung
U_2	=	Läuferspannung

Abb. 4.1: *Schaltplan der untersynchronen Stromrichterkaskade*

Schaltung ist bei Windkraftwerken (siehe doppeltgespeiste ASM) wieder interessant geworden.

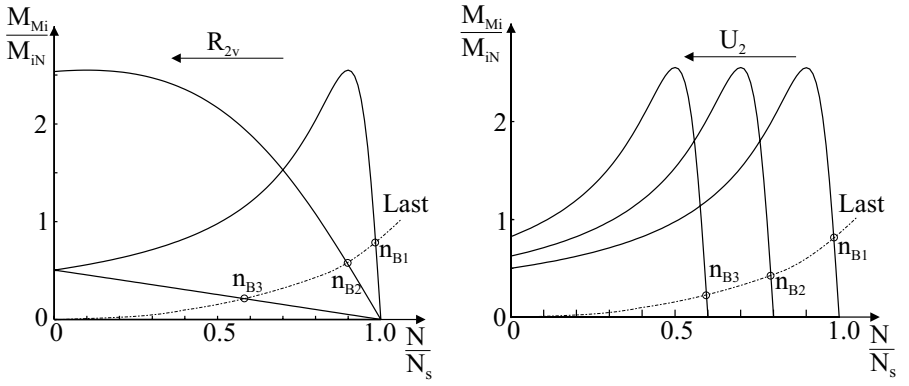
An die Schleifringe der Asynchronmaschine wird ein ungesteuerter Stromrichter GR in Drehstrom–Brückenschaltung angeschlossen, der die in Frequenz und Amplitude schlupfproportionale Läuferspannung U_2 gleichrichtet.

Die Spule mit der Induktivität L_D nimmt die Differenz der unterschiedlichen Momentanwerte der welligen Gleichspannungen $u_{dG}(t)$ und $u_{dW}(t)$ auf und glättet damit den Gleichstrom I_d. Der netzgeführte Wechselrichter WR, im allgemeinen ebenfalls in Drehstrom–Brückenschaltung, speist die vom Gleichstrom–Zwischenkreis übertragene Wirkleistung $U_d \cdot I_d$ ins Netz zurück.

Die grundsätzliche Wirkungsweise dieser Anordnung läßt sich folgendermaßen erklären:

Bei Betrieb einer Asynchronmaschine an einem Drehstromnetz mit konstanter Spannung U_1 und konstanter Frequenz f_1 läßt sich die Drehzahl N nur noch durch Eingriff im Läuferkreis der Maschine verstellen. Dies kann z.B. durch *veränderliche Läuferwiderstände* R_{2v} geschehen; man erhält dann die in Abb. 4.2a dargestellten Drehzahl–Drehmoment–Kennlinien. Der grundsätzliche Nachteil dieses Verfahrens besteht darin, daß die gesamte Läuferleistung P_2 vollständig in Wärme umgesetzt wird (Ableitungen dazu in [54–56] sowie folgende Seiten).

Bei der untersynchronen Kaskade wird dagegen durch Einfügen einer *stromunabhängigen Gegenspannung* U_2 (variabel in Amplitude und Frequenz) in den Läuferkreis der Asynchronmaschine die Läuferleistung P_2 fast vollständig in das Drehstromnetz zurückgespeist. Es ergibt sich somit die in Abb. 4.2b dargestellte Drehzahl–Drehmoment–Charakteristik der Maschine. Man erkennt, daß durch die USK die Leerlaufdrehzahl verändert werden kann; die Kennlinien werden (annähernd) parallel verschoben und das normale Nebenschlußverhalten der Asynchronmaschine bleibt im gesamten Drehzahlbereich erhalten.



a) bei Steuerung mit verschiedenen Läuferwiderständen R_{2v}

b) mit untersynchroner Kaskade bei verschiedenen Läuferspannungen U_2

Abb. 4.2: *Drehzahl–Drehmoment–Kennlinien der Asynchronmaschine*

Zum besseren Verständnis sollen an dieser Stelle die wichtigsten Systemgleichungen und Ersatzschaltbilder der Asynchronmaschine wiederholt werden [54–59].

Die dynamischen Systemgleichungen der Asynchronmaschine in Raumzeigerdarstellung (Koordinatensystem K) lauten:

Spannungsgleichungen:

$$\vec{U}_1^K = R_1 \cdot \vec{I}_1^K + \frac{d\vec{\Psi}_1^K}{dt} + j \cdot \Omega_K \cdot \vec{\Psi}_1^K \qquad \text{(Statorgrößen)} \qquad (4.1)$$

$$\vec{U}_2^K = R_2 \cdot \vec{I}_2^K + \frac{d\vec{\Psi}_2^K}{dt} + j \cdot \Omega_2 \cdot \vec{\Psi}_2^K \qquad \text{(Läufergrößen)} \qquad (4.2)$$

$$(U_2 = 0 \quad \text{bei Käfigläufermaschinen})$$

mit
$$\begin{aligned} \Omega_K &= \Omega_1 \qquad \text{(stationär)} \\ \Omega_2 &= \Omega_K - \Omega_L = \text{Schlupffrequenz} \\ \Omega_L &= Z_p \cdot \Omega_m = \text{elektr. Winkelgeschwindigkeit} \\ \Omega_m &= 2\pi \cdot N = \text{mechan. Winkelgeschwindigkeit} \\ Z_p &= \text{Polpaarzahl} \end{aligned}$$

Flußgleichungen:

$$\vec{\Psi}_1^K = L_1 \cdot \vec{I}_1^K + M \cdot \vec{I}_2^K \qquad (4.3)$$

$$\vec{\Psi}_2^K = L_2 \cdot \vec{I}_2^K + M \cdot \vec{I}_1^K \qquad (4.4)$$

oder

$$\vec{I}_1^K = \frac{1}{\sigma L_1} \cdot \vec{\Psi}_1^K - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^K \qquad (4.5)$$

$$\vec{I}_2^K = \frac{1}{\sigma L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^K - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \vec{\Psi}_1^K \qquad (4.6)$$

mit dem Blondelschen Streukoeffizienten

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \qquad (4.7)$$

Drehmomentgleichung:

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \Im m \left\{ \vec{\Psi}_1^K \cdot \vec{\Psi}_2^{*K} \right\} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Im m \left\{ \vec{\Psi}_1^{*K} \cdot \vec{I}_1^K \right\} \qquad (4.8)$$

(* = konjugiert komplexer Raumzeiger)

Stationärer Betrieb:

Da im stationären Betrieb die Raumzeiger untereinander und bezüglich des Koordinatensystems K ein zeitinvariantes System bilden, können die Raumzeiger in diesem Fall als komplexe Größen interpretiert werden, und es lassen sich die Ersatzschaltbilder nach Abb. 4.3 ableiten.

Im stationären Betrieb ($d\Psi/dt = 0, \Omega_K = \Omega_1$) lauten die Spannungsgleichungen:

$$\vec{U}_1 = R_1 \cdot \vec{I}_1 + j \cdot \Omega_1 \cdot \vec{\Psi}_1 \tag{4.9}$$

$$\vec{U}_2 = R_2 \cdot \vec{I}_2 + j \cdot \Omega_2 \cdot \vec{\Psi}_2 \tag{4.10}$$

Diese Gleichungen ergeben das Ersatzschaltbild nach Abb. 4.3a.

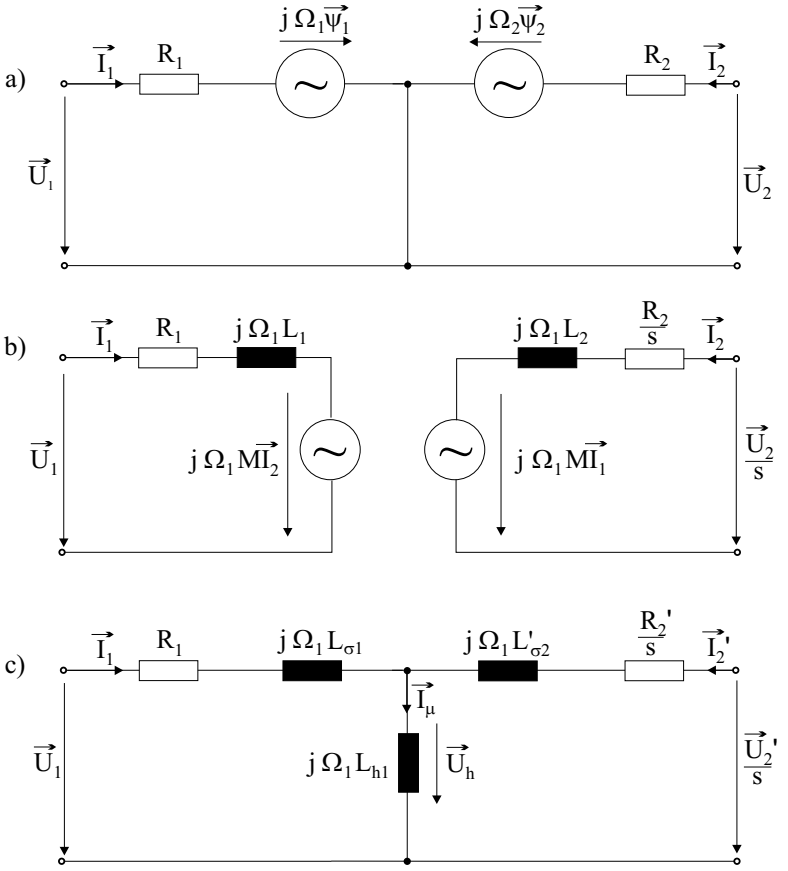


Abb. 4.3: *Ersatzschaltbilder der Asynchronmaschine*

Mit dem Schlupf

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega_L}{\Omega_1} = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \tag{4.11}$$

ergibt sich:

$$\vec{U}_1 = R_1 \cdot \vec{I}_1 + j \cdot \Omega_1 \cdot \vec{\Psi}_1 \tag{4.12}$$

$$\frac{\vec{U}_2}{s} = \frac{R_2}{s} \cdot \vec{I}_2 + j \cdot \Omega_1 \cdot \vec{\Psi}_2 \tag{4.13}$$

Durch Einsetzen von $\vec{\Psi}_1$ und $\vec{\Psi}_2$ nach Gl. (4.3) und (4.4) erhält man die Spannungsgleichungen für das Ersatzschaltbild nach Abb. 4.3b:

$$\vec{U}_1 = R_1 \cdot \vec{I}_1 + j \cdot \Omega_1 \cdot L_1 \cdot \vec{I}_1 + j \cdot \Omega_1 \cdot M \cdot \vec{I}_2 \tag{4.14}$$

$$\frac{\vec{U}_2}{s} = \frac{R_2}{s} \cdot \vec{I}_2 + j \cdot \Omega_1 \cdot L_2 \cdot \vec{I}_2 + j \cdot \Omega_1 \cdot M \cdot \vec{I}_1 \tag{4.15}$$

Die Läufergrößen lassen sich mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ auf die Statorseite umrechnen. Mit

$$\begin{aligned}
\ddot{u} &= \frac{L_{h1}}{M}; & \vec{U}_2' &= \ddot{u} \cdot \vec{U}_2; & \vec{I}_2'' &= \frac{\vec{I}_2}{\ddot{u}} \\
R_2' &= \ddot{u}^2 \cdot R_2; & L_2' &= \ddot{u}^2 \cdot L_2; & M' &= \ddot{u} \cdot M; \\
L_1 &= L_{h1} \cdot (1 + \sigma_1); & L_2' &= L_{h2}' \cdot (1 + \sigma_2) = L_{h1} \cdot (1 + \sigma_2) \\
L_{h1} &= L_{h2}' = M' & &\text{(d.h. gleicher Hauptfluß } \Psi_h \text{)} \\
L_{\sigma 1} &= \sigma_1 \cdot L_{h1}; & L_{\sigma 2} &= \sigma_2 \cdot L_{h1}; & \vec{I}_\mu &= \vec{I}_1 + \vec{I}_2''
\end{aligned} \tag{4.16}$$

erhält man die Gleichungen für das Ersatzschaltbild nach Abb. 4.3c:

$$\vec{U}_1 = R_1 \cdot \vec{I}_1 + j \cdot \Omega_1 \cdot L_{\sigma 1} \cdot \vec{I}_1 + j \cdot \Omega_1 \cdot L_{h1} \cdot \vec{I}_\mu \tag{4.17}$$

$$\frac{\vec{U}_2'}{s} = \frac{R_2'}{s} \cdot \vec{I}_2'' + j \cdot \Omega_1 \cdot L_{\sigma 2}' \cdot \vec{I}_2'' + j \cdot \Omega_1 \cdot L_{h1} \cdot \vec{I}_\mu \tag{4.18}$$

Leerlauf der Maschine:

Aus dem Gleichungssystem (4.14) und (4.15) ergibt sich für Leerlauf ($I_2 = 0$) und unter Vernachlässigung des Statorwiderstands R_1 (da $R_1 \ll \Omega_1 \cdot L_{\sigma 1}$):

$$\vec{U}_1 = j \cdot \Omega_1 \cdot L_1 \cdot \vec{I}_1 \tag{4.19}$$

$$\vec{U}_2 = j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot M \cdot \vec{I}_1 = s \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \vec{U}_1 = s \cdot \frac{L_{h1}}{L_1} \cdot \vec{U}_1 \tag{4.20}$$

d.h. im Leerlauf gilt (mit U_{20} = Läufer–Stillstandsspannung):

bei Synchrondrehzahl $N = N_s$: $s = 0$; $U_2 = 0$

im Stillstand $N = 0$: $s = 1$; $U_{20} = \dfrac{M}{L_1} \cdot U_1$

Ableitung der Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie ($R_1 = 0$):

(1) *ASM mit Kurzschlußläufer ($U_2 = 0$):*

Aus der Spannungsgleichung (4.15) ergibt sich für die ASM mit Kurzschlußläufer ($U_2 = 0$) und bei Vernachlässigung von R_1:

$$\vec{I}_2 = -\vec{I}_1 \cdot \frac{j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot M}{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot L_2} \tag{4.21}$$

$\vec{I}_2$ eingesetzt in Gl. (4.14) ergibt:

$$\vec{U}_1 = j \cdot \Omega_1 \cdot L_1 \cdot \vec{I}_1 - j \cdot \Omega_1 \cdot M \cdot \frac{j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot M}{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot L_2} \cdot \vec{I}_1 \tag{4.22}$$

Aufgelöst nach $\vec{I}_1$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} \vec{I}_1 &= \frac{\vec{U}_1}{j \cdot \Omega_1} \cdot \frac{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot L_2}{L_1 \cdot (R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot L_2) - j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot M^2} \\ &= \frac{\vec{U}_1}{j \cdot \Omega_1 \cdot L_1} \cdot \frac{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot L_2}{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot \sigma L_2} \end{aligned} \tag{4.23}$$

Mit $\vec{\Psi}_1 = \dfrac{\vec{U}_1}{j\Omega_1}$ bzw. $\vec{\Psi}_1^* = j \cdot \dfrac{\vec{U}_1^*}{\Omega_1}$ ergibt sich das Drehmoment zu:

$$\begin{aligned} M_{Mi} &= \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Im m \left\{ \vec{\Psi}_1^* \cdot \vec{I}_1 \right\} \\ &= \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Im m \left\{ \frac{j \cdot \vec{U}_1^*}{\Omega_1} \cdot \frac{\vec{U}_1}{j \cdot \Omega_1 \cdot L_1} \cdot \frac{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot L_2}{R_2 + j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot \sigma L_2} \right\} \end{aligned} \tag{4.24}$$

Mit dem Kippschlupf s_K und dem Kippmoment M_K

$$s_K = \frac{R_2}{\Omega_1 \cdot \sigma L_2} \tag{4.25}$$

$$M_K = \frac{3}{4} \cdot Z_p \cdot \frac{M^2}{\sigma\, L_1^2\, L_2} \cdot \left(\frac{U_1}{\Omega_1} \right)^2 = \frac{3}{4} \cdot Z_p \cdot \frac{1 - \sigma}{\sigma L_1} \cdot \left(\frac{U_1}{\Omega_1} \right)^2 \tag{4.26}$$

erhält man für das Drehmoment:

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_1} \cdot \left(\frac{U_1}{\Omega_1}\right)^2 \cdot \frac{s \cdot s_K}{s^2 + s_K^2}$$
$$= 2 \cdot M_K \cdot \frac{s \cdot s_K}{s^2 + s_K^2} = 2 \cdot M_K \cdot \frac{1}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}} \tag{4.27}$$

Durch Linearisierung um die synchrone Drehzahl N_s erhält man für kleinen Schlupf $s \ll s_K$:

$$\frac{\partial M_{Mi}}{\partial s} = 2 \cdot M_K \cdot \frac{s_K \cdot (s_K^2 - s^2)}{(s^2 + s_K^2)^2} \approx 2 \cdot \frac{M_K}{s_K} \tag{4.28}$$

Somit ergibt sich als Näherung für den Bereich um die synchrone Drehzahl (angenähert linearer Bereich):

$$M_{Mi} \approx 2 \cdot \frac{M_K}{s_K} \cdot s = 2 \cdot \frac{M_K}{s_K} \cdot \left(1 - \frac{N}{N_s}\right) \tag{4.29}$$

mit der synchronen Drehzahl:

$$N_s = \frac{f_1}{Z_p} = \frac{\Omega_1}{2\pi \cdot Z_p} \tag{4.30}$$

Aufgelöst nach der Drehzahl erhält man:

$$\frac{N}{N_s} = 1 - \frac{s_K}{2} \cdot \frac{M_{Mi}}{M_K} \tag{4.31}$$

Mit den Nenngrößen

$$M_{iN} = 2 \cdot M_K \cdot \frac{s_N}{s_K} = \frac{P_N}{2\pi \cdot N_N}; \qquad s_N = 1 - \frac{N_N}{N_s} \tag{4.32}$$

ergibt sich schließlich:

$$\frac{N}{N_s} = 1 - s_N \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.33}$$

(2) *ASM mit Läufervorwiderstand R_{2v}:*

Wird eine Asynchronmaschine mit Schleifringläufer mit einem Läufervorwiderstand R_{2v} betrieben, dann ändert sich der Kippschlupf s_K:

$$s_{Kv} = \frac{R_2 + R_{2v}}{\Omega_1 \cdot \sigma L_2} = s_K \cdot \left(1 + \frac{R_{2v}}{R_2}\right) \tag{4.34}$$

Als Kennlinie im linearen Bereich erhält man somit:

$$\frac{N}{N_s} = 1 - s_N \cdot \left(1 + \frac{R_{2v}}{R_2}\right) \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.35}$$

(3) *ASM mit eingeprägter Läuferspannung U_2 (USK):*

Zur Berechnung der Kennlinie bei eingeprägter Spannung U_2 ist es zweckmäßig, die bisher verwendeten komplexen Gleichungen in den Real- und Imaginärteil zu zerlegen (Index A und B im allgemeinen Koordinatensystem K).

Die Spannungsgleichungen (4.9) und (4.10), die Flußgleichungen (4.5) und (4.6) sowie die Drehmomentgleichung (4.8) lauten dann:

$$U_{1A} = R_1 \cdot I_{1A} - \Omega_1 \cdot \Psi_{1B} \tag{4.36}$$

$$U_{1B} = R_1 \cdot I_{1B} + \Omega_1 \cdot \Psi_{1A} \tag{4.37}$$

$$U_{2A} = R_2 \cdot I_{2A} - \Omega_2 \cdot \Psi_{2B} \tag{4.38}$$

$$U_{2B} = R_2 \cdot I_{2B} + \Omega_2 \cdot \Psi_{2A} \tag{4.39}$$

$$I_{1A} = \frac{1}{\sigma L_1} \cdot \Psi_{1A} - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \Psi_{2A} \tag{4.40}$$

$$I_{1B} = \frac{1}{\sigma L_1} \cdot \Psi_{1B} - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \Psi_{2B} \tag{4.41}$$

$$I_{2A} = \frac{1}{\sigma L_2} \cdot \Psi_{2A} - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \Psi_{1A} \tag{4.42}$$

$$I_{2B} = \frac{1}{\sigma L_2} \cdot \Psi_{2B} - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \Psi_{1B} \tag{4.43}$$

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{M}{L_1} \cdot (\Psi_{1B} \cdot I_{2A} - \Psi_{1A} \cdot I_{2B}) \tag{4.44}$$

Für die Diodenbrücke gilt (bei Vernachlässigung der Kommutierung), daß die Spannung U_2 und die Grundschwingung von I_2 in Phase sind. Bei Orientierung des Koordinatensystems K auf U_2 und mit dem Zählpfeilsystem nach Abb. 4.3 gilt somit:

$$U_{2A} = U_2; \quad U_{2B} = 0 \qquad \text{sowie} \qquad I_{2A} = -I_2; \quad I_{2B} = 0 \tag{4.45}$$

Damit vereinfacht sich das Gleichungssystem (wiederum mit $R_1 = 0$) zu:

$$U_{1A} = -\Omega_1 \cdot \Psi_{1B} \tag{4.46}$$

$$U_{1B} = \Omega_1 \cdot \Psi_{1A} \tag{4.47}$$

$$U_2 = -R_2 \cdot I_2 - \Omega_2 \cdot \Psi_{2B} \tag{4.48}$$

$$\Psi_{2A} = 0 \tag{4.49}$$

$$I_{1A} = \frac{1}{\sigma L_1} \cdot \Psi_{1A} \tag{4.50}$$

$$I_{1B} = \frac{1}{L_1} \cdot \Psi_{1B} \tag{4.51}$$

$$I_2 = \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \Psi_{1A} \tag{4.52}$$

$$\Psi_{2B} = \frac{M}{L_1} \cdot \Psi_{1B} \tag{4.53}$$

$$M_{Mi} = -\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \Psi_{1B} \cdot I_2 \tag{4.54}$$

Durch Umformen erhält man mit Gl. (4.48) und (4.53):

$$I_2 = -\frac{\Omega_2}{R_2} \cdot \Psi_{2B} - \frac{U_2}{R_2} = -\frac{M}{L_1} \cdot \frac{\Omega_2}{R_2} \cdot \Psi_{1B} - \frac{U_2}{R_2} \tag{4.55}$$

$$\Psi_{1B} = -\frac{L_1}{M} \cdot \frac{R_2}{\Omega_2} \cdot I_2 - \frac{L_1}{M} \cdot \frac{U_2}{\Omega_2} \tag{4.56}$$

Durch Einsetzen in die Drehmomentgleichung (4.54) ergibt sich:

$$M_{Mi}(\Psi_{1B}) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \Psi_{1B} \cdot \left(\frac{M}{L_1} \cdot \frac{\Omega_2}{R_2} \cdot \Psi_{1B} + \frac{U_2}{R_2} \right) \tag{4.57}$$

$$M_{Mi}(I_2) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \left(\frac{L_1}{M} \cdot \frac{R_2}{\Omega_2} \cdot I_2 + \frac{L_1}{M} \cdot \frac{U_2}{\Omega_2} \right) \cdot I_2 \tag{4.58}$$

Durch Einsetzen von

$$\Psi_{1B} = -\frac{U_{1A}}{\Omega_1} \quad \text{und} \quad I_2 = \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \cdot \frac{U_{1B}}{\Omega_1}$$

ergibt sich:

$$M_{Mi}(U_{1A}) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma L_1} \cdot \left(\frac{U_{1A}}{\Omega_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{\Omega_2 \cdot \sigma L_2}{R_2} - \frac{U_2}{U_{1A}} \cdot \frac{L_1}{M} \cdot \frac{\Omega_1 \cdot \sigma L_2}{R_2} \right)$$

$$M_{Mi}(U_{1B}) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma L_1} \cdot \left(\frac{U_{1B}}{\Omega_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{R_2}{\Omega_2 \cdot \sigma L_2} + \frac{U_2}{U_{1B}} \cdot \frac{L_1}{M} \cdot \frac{\Omega_1}{\Omega_2} \right)$$

Mit s_K und M_K nach Gl. (4.25) und (4.26) sowie mit

$$\frac{L_1}{M} = \frac{U_1}{U_{20}} \qquad \text{und} \qquad \Omega_2 = s \cdot \Omega_1$$

ergibt sich:

$$M_{Mi}(U_{1A}) = 2 \cdot M_K \cdot \left(\frac{U_{1A}}{U_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{s}{s_K} - \frac{1}{s_K} \cdot \frac{U_2}{U_{20}} \cdot \frac{U_1}{U_{1A}}\right) \tag{4.59}$$

$$M_{Mi}(U_{1B}) = 2 \cdot M_K \cdot \left(\frac{U_{1B}}{U_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{s_K}{s} + \frac{1}{s} \cdot \frac{U_2}{U_{20}} \cdot \frac{U_1}{U_{1B}}\right) \tag{4.60}$$

Aufgelöst nach den Spannungs–Komponenten U_{1A} und U_{1B} erhält man:

$$\frac{U_{1A}}{U_1} = \frac{1}{2 \cdot s} \cdot \left(s_0 + \sqrt{s_0^2 + 2 \cdot s \cdot s_K \cdot \frac{M_{Mi}}{M_K}}\right) \tag{4.61}$$

$$\frac{U_{1B}}{U_1} = \frac{1}{2 \cdot s_K} \cdot \left(-s_0 + \sqrt{s_0^2 + 2 \cdot s \cdot s_K \cdot \frac{M_{Mi}}{M_K}}\right) \tag{4.62}$$

$$\text{mit} \qquad s_0 = \frac{U_2}{U_{20}} \qquad (\text{„Leerlaufschlupf“}) \tag{4.63}$$

Die beiden Spannungsgleichungen lassen sich zusammenfassen mit:

$$\left(\frac{U_{1A}}{U_1}\right)^2 + \left(\frac{U_{1B}}{U_1}\right)^2 = 1 \tag{4.64}$$

Über einige Zwischenrechnungen ergibt sich dann für das Drehmoment bei Gegenspannung U_2 (für $s \geq s_0$):

$$\frac{M_{Mi}}{M_K} = 2 \cdot \frac{s \cdot s_K \cdot (s_K^2 + s^2 - 2 \cdot s_0^2) - s_0 \cdot (s_K^2 - s^2) \cdot \sqrt{s_K^2 + s^2 - s_0^2}}{(s^2 + s_K^2)^2} \tag{4.65}$$

Da diese Gleichung nicht sehr anschaulich ist, ist es sinnvoll, eine geeignete Näherung zu suchen. Die einfachste Lösung wäre die Parallelverschiebung der Kennlinien mit s_0. Ersetzt man in Gl. (4.27) den Schlupf s durch $s - s_0$, dann erhält man:

$$\frac{M_{Mi}}{M_K} \approx \frac{2}{\frac{s - s_0}{s_K} + \frac{s_K}{s - s_0}} \tag{4.66}$$

Daß dies nur eine grobe Näherung ist, ergibt sich durch die Überprüfung des Kippschlupfes. Aus den Spannungsgleichungen (4.61) und (4.62) ergibt sich für $U_2 = 0$ (d.h. $s_0 = 0$):

$$\frac{U_{1A}}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{s}{s_K}\right)^2}}; \qquad \frac{U_{1B}}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{s_K}{s}\right)^2}} \tag{4.67}$$

Für den Kippunkt ($s = s_K$) gilt somit bei $U_2 = 0$:

$$U_{1A} = U_{1B} = \frac{U_1}{\sqrt{2}} \tag{4.68}$$

Da das Kippmoment M_K (wie eine Überprüfung von Gl. (4.65) zeigt) auch bei Gegenspannung U_2 erhalten bleibt, muß Gl. (4.68) auch bei $U_2 > 0$ gelten. Aus Gl. (4.61) bzw. (4.62) ergibt sich somit für den auf den Leerlaufschlupf s_0 bezogenen Kippschlupf $s_K^{'}$:

$$s_K^{'} = s_K + s_0 \cdot \left(\sqrt{2} - 1\right) \qquad \text{(Kippschlupf bezogen auf } s_0\text{)} \tag{4.69}$$

Damit erhält man für das Drehmoment eine verbesserte Näherung, die den Kipp-Punkt richtig beschreibt:

$$\frac{M_{Mi}}{M_K} \approx \frac{2}{\frac{s - s_0}{s_K^{'}} + \frac{s_K^{'}}{s - s_0}} \tag{4.70}$$

Eine weitere Verbesserung ergibt sich durch Hinzufügen eines zusätzlichen „Formfaktors“ (Wurzelausdruck in Gl. (4.72)). Damit erhält man als endgültige Näherung:

$$\frac{M_{Mi}}{M_K} \approx \frac{2}{\frac{s - s_0}{s_K^{''}} + \frac{s_K^{''}}{s - s_0}} \tag{4.71}$$

$$\text{mit} \qquad s_K^{''} = s_K + s_0 \cdot \left(\sqrt{2} - 1\right) \cdot \sqrt{\frac{s - s_0}{s_K + s_0 \cdot (\sqrt{2} - 1)}} \tag{4.72}$$

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß bei Gegenspannung U_2 sowohl für die exakte Drehmomentgleichung (4.65) als auch für die Näherung nach Gl. (4.71) gilt:

a) das Kippmoment M_K bleibt unverändert,

b) der auf den Leerlaufschlupf bezogene Kippschlupf wird mit zunehmender Gegenspannung U_2 größer,

c) die Steigung der Kennlinie in der Nähe des jeweiligen Leerlaufpunktes bleibt unverändert.

Für $(s - s_0) \to 0$ gilt somit:

$$\frac{\partial M_{Mi}}{\partial (s - s_0)} \approx 2 \cdot \frac{M_K}{s_K} \tag{4.73}$$

$$M_{Mi} \approx 2 \cdot \frac{M_K}{s_K} \cdot (s - s_0) = 2 \cdot \frac{M_K}{s_K} \cdot \left(1 - \frac{U_2}{U_{20}} - \frac{N}{N_s}\right) \tag{4.74}$$

$$\frac{N}{N_s} = \left(1 - \frac{U_2}{U_{20}}\right) - s_N \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.75}$$

In dem für die USK relevanten Betriebsbereich, d.h. für den linearen Teil der Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie, kann somit von einer Parallelverschiebung der Kennlinie durch die Gegenspannung U_2 gesprochen werden.

Anmerkung: Aus Gl. (4.67) ergibt sich, daß für Betriebspunkte in der Nähe des Leerlaufpunkts, d.h. im linearen Teil der Kennlinie, gilt:

$$U_{1A} \approx U_1 \qquad (\text{für } s - s_0 \text{ klein}) \tag{4.76}$$

Will man nicht die vollständige Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie, sondern nur den linearen Betriebsbereich ermitteln, dann läßt sich der Rechengang abkürzen. Wenn man $U_{1A} = U_1$ in Gl. (4.59) einsetzt, ergibt sich unmittelbar die Drehmomentgleichung (4.74):

$$M_{Mi} = 2 \cdot M_K \cdot \frac{s - s_0}{s_K} \tag{4.77}$$

Zum Vergleich der verschiedenen Betriebsarten wird nun das aus Abb. 4.3 abgeleitete Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine nach Abb. 4.4 betrachtet. Darin sind wiederum die drei Fälle unterschieden:

(1) ASM mit Kurzschlußläufer ($U_2 = 0$),
(2) ASM mit Läufervorwiderstand ($U_2 = I_2 \cdot R_{2v}$),
(3) ASM mit eingeprägter Schleifringspannung U_2 (USK).

Für die drei betrachteten Fälle haben sich die folgenden Drehzahl–Drehmoment–Kennlinien (linearer Bereich) ergeben:

(1) Kurzschlußläufer:

$$\frac{N}{N_s} = 1 - s_N \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.78}$$

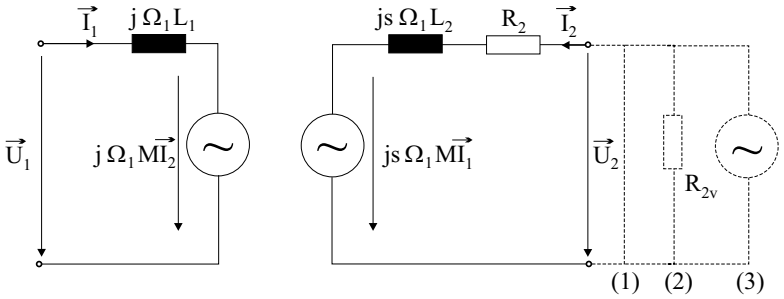


Abb. 4.4: *Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine*

(2) Läufervorwiderstand R_{2v}:

$$\frac{N}{N_s} \;=\; 1 - s_N \cdot \left(1 + \frac{R_{2v}}{R_2}\right) \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.79}$$

(3) Untersynchrone Kaskade (Gegenspannung U_2):

$$\frac{N}{N_s} \;=\; \left(1 - \frac{U_2}{U_{20}}\right) - s_N \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.80}$$

Aus dem Vergleich der Kennlinien–Gleichungen ist zu erkennen, daß der Läufer–Vorwiderstand R_{2v} die *Steigung* der Kennlinie verändert (Abb. 4.2a). Bei der untersynchronen Kaskade wird dagegen durch die Gegenspannung U_2 die *Leerlaufdrehzahl*

$$N_0 \;=\; N_s \cdot \left(1 - \frac{U_2}{U_{20}}\right) \tag{4.81}$$

verändert und die Steigung der Kennlinie bleibt erhalten (Abb. 4.2b).

(Idealer) Leerlauf ist dann gegeben, wenn $I_2 = 0$ ist; der Statorstrom I_1 ist bei $R_1 = 0$ somit ein reiner Blindstrom, und es wird keine Wirkleistung aufgenommen. In den Fällen (1) und (2) ist dies nur bei der synchronen Drehzahl $N = N_s$, d.h. bei Schlupf $s = 0$ möglich.

Bei der USK dagegen läßt sich $I_2 = 0$ durch Einprägen von U_2 einstellen:

$$\vec{U}_2 \;=\; j \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot M \cdot \vec{I}_1 \tag{4.82}$$

Mit

$$\vec{I}_1 \;=\; \frac{\vec{U}_1}{j \cdot \Omega_1 \cdot L_1} \tag{4.83}$$

ergibt sich im Leerlauf:

$$\vec{U}_2 \;=\; s \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \vec{U}_1 \;=\; s \cdot \vec{U}_{20} \tag{4.84}$$

und somit:

$$s \;\equiv\; s_0 \;=\; \frac{U_2}{U_{20}} \tag{4.85}$$

Dies bedeutet, daß durch eine Einprägung der Spannung U_2 entsprechend Gl. (4.84) der Läuferstrom $I_2 = 0$ eingestellt wird. Somit liegen Verhältnisse wie beim Synchronpunkt ($s = 0$, $M_{Mi} = 0$) der Kurzschlußläufer–Maschine vor. Durch Änderung von U_2 und damit s entsprechend Gl. (4.85) ist somit der Leerlaufpunkt bei der USK zum gewünschten Arbeitspunkt zu verschieben.

Wenn nun eine Schaltung der USK entsprechend Abb. 4.1 angenommen wird, dann wird durch die Diodenbrücke eine Umformung der auf den Läufer übertragenen Leistung vom Drehstromsystem des Läufers zum Gleichspannungssystem und über den Wechselrichter zurück zum Drehstromsystem (Netz) erfolgen.

Für die Stromrichterkaskade ergibt sich als Gleichrichter–Ausgangsspannung (vergl. B6–Schaltung, Kap. 2.6.2):

$$U_{dG} \;=\; \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \;=\; \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20} \cdot s_0 \tag{4.86}$$

(U_2 = verkettete Läuferspannung)

Unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstands R_D der Spule und der induktiven Spannungsabfälle D_x der beiden Stellglieder gilt:

$$U_{dW} \;=\; U_{dG} \;=\; -U_{di0W} \cdot \cos\alpha_W \;=\; \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20} \cdot s_0 \tag{4.87}$$

mit $$U_{di0W} \;=\; \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \ddot{u}_T \tag{4.88}$$

($\ddot{u}_T$ = Trafo–Übersetzung) (4.89)

Somit ergibt sich für den Schlupf:

$$s_0 \;\sim\; \cos\alpha_W \tag{4.90}$$

Dies bedeutet, durch Einstellung des Steuerwinkels α_W kann der Leerlaufpunkt der ASM bei der USK eingestellt werden.

Die weiteren elektrischen Verhältnisse bei der USK lassen sich aus den folgenden Überlegungen ableiten:

Die Asynchronmaschine entnimmt dem Netz die Leistung P_1, die den Statorwicklungen zugeführt wird. Nach Abzug der Statorverluste (Kupfer und Eisen) verbleibt die Luftspaltleistung P_L, die auf den Läufer übertragen wird.

Zum Läufer wird die Leistung P_2 übertragen:

$$P_2 \;=\; s \cdot P_L \tag{4.91}$$

Die Leistung P_2 ist somit eine Funktion des Schlupfs s und wird bei $s = 0$ zu Null. Damit ergibt sich die abgegebene mechanische Leistung P_{mech} zu:

$$P_{mech} \;=\; (1 - s) \cdot P_L \tag{4.92}$$

Für die Läuferverluste gilt:

$$P_{2v} \;=\; (s - s_0) \cdot P_L \tag{4.93}$$

Im Gegensatz zur Steuerung über Läuferwiderstände wird bei der USK die Leistung P_2 nicht vollständig in Wärme umgesetzt, sondern zum größten Teil in das Drehstromnetz zurückgeführt.
Es gilt:

$$P_2^{'} \;=\; P_2 \;-\; P_{2v} \;=\; s_0 \cdot P_L \;=\; s_0 \cdot \frac{\Omega_1}{Z_p} \cdot M_{Mi} \;=\; U_d \cdot I_d \tag{4.94}$$

$$U_d \;=\; \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot s_0 \cdot U_{20} \tag{4.95}$$

Aus Gl. (4.94) und (4.95) ergibt sich der Gleichstrom im Zwischenkreis:

$$I_d \;=\; \frac{\Omega_1 \cdot M_{Mi} \cdot \pi}{Z_p \cdot 3 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20}} \tag{4.96}$$

und damit der Effektivwert des Läuferwechselstroms:

$$I_2 \;=\; \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \;=\; \frac{\Omega_1 \cdot M_{Mi} \cdot \pi}{Z_p \cdot 3 \cdot \sqrt{3} \cdot U_{20}} \tag{4.97}$$

Die Läuferspannung $U_2 = s_0 \cdot U_{20}$ ist dabei eine Funktion des Schlupfs, der sich aus dem gewählten Arbeitspunkt ergibt (Leerlaufpunkt und Nebenschlußverhalten), und kann nur durch konstruktive Maßnahmen geändert werden. Der Gleichstrom I_d wird aber als weiterer Eingriffspunkt durch die Bedingung $U_{dW} \approx U_{dG}$ eingestellt. Der Läuferwechselstrom I_2 und damit auch die Leistung P_2 sind über I_d steuerbar. Somit kann im gesamten Betriebsbereich ein nahezu beliebiges Verhältnis P_2/P_L erreicht werden und damit die mechanische Leistung

$$P_{mech} \;=\; \left(1 - \frac{P_2}{P_L}\right) \cdot P_L \;=\; P_L - P_2 \tag{4.98}$$

über die Wechselrichter–Steuerung eingestellt werden.

Da das Zwischenkreis–Stellglied nur für die hierbei maximal auftretende „Schlupfspannung“ $U_{20} \cdot s_{max}$ ausgelegt wird, zeichnet sich die untersynchrone

Stromrichterkaskade gegenüber allen anderen durch Stromrichter geregelten Antrieben dadurch aus, daß im Zwischenkreis–Stellglied nur die dem tatsächlich geforderten Drehzahlstellbereich entsprechende „Schlupfleistung“ installiert werden muß. Ist dieser Drehzahlstellbereich kleiner als 100 %, so erfolgt der Hochlauf bis zur untersten Kaskadendrehzahl über einen Anlaßwiderstand. Dies ist bei Anlagen wie Windkraftwerken nicht notwendig.

Bei der Dimensionierung der Diodenbrücke GR ist zu berücksichtigen, daß die Stromführungsdauer der Dioden von der Drehzahl der Asynchronmaschine abhängt. Bei zunehmender Drehzahl nimmt die Läuferfrequenz f_2 ab und damit die Stromführungsdauer der einzelnen Dioden zu.

Im Rückspeisezweig wird zur Spannungsanpassung in der Regel noch ein Transformator benötigt.

Einschränkungen sind einerseits dadurch gegeben, daß bei $s = 0$ die Spannung $U_2 = 0 = U_{dG}$ wird. Andererseits ist durch den Läuferwiderstand R_2 ein Minimalleistungsumsatz im Läufer notwendig; ebenso müssen die Verluste im Stromrichter gedeckt werden. Aus beiden Randbedingungen läßt sich ableiten, daß die synchrone Drehzahl N_s nicht im Betriebsbereich der USK enthalten sein kann. Dies ist nur durch eine Sondermaßnahme möglich, durch die der netzseitige Thyristorwechselrichter WR so weit in den Gleichrichterbetrieb ausgesteuert wird, daß er die Verluste deckt (vergl. Kap. 4.4.8).

Eine weitere Einschränkung ist dadurch gegeben, daß eine Abbremsung bei $N < N_s$ ($s > 0$) nicht möglich ist, da bedingt durch die Diodenbrücke GR keine Stromumkehr erfolgen kann.

Bevor auf die Einschränkungen näher eingegangen wird, soll das Prinzip der Regelung der USK beschrieben werden.

4.2 Quasistationäre Regelung der untersynchronen Kaskade

Die Regelung der untersynchronen Stromrichterkaskade ist im Prinzip einfach, wenn keine hohen dynamischen Anforderungen gestellt werden. Durch die Aussteuerung des netzgeführten Stromrichters, der im Normalbetrieb im Wechselrichterbereich arbeitet, wird eine schlupf–proportionale, stromunabhängige Gegenspannung in den Läuferkreis der Asynchronmaschine eingeprägt und damit der Läuferstrom $I_2 \sim I_d$ der Maschine geregelt. Das von der Maschine entwickelte Drehmoment M_{Mi} ist diesem Strom direkt proportional (Wirkleistungsumsatz an R_2/s).

Die unterlagerte Stromregelung begrenzt den Strom I_d auf den Typenstrom des eingesetzten Wechselrichters. Bei der Dimensionierung der Parameter des Stromreglers R_i ist die Totzeit des Wechselrichters und als Lastzeitkonstante im wesentlichen die Zeitkonstante T_D der Spule mit der Induktivität L_D zu berücksichtigen. Dies gilt im allgemeinen mit ausreichender Genauigkeit, da die Induktivität L_D so groß gewählt wird, daß ein Lücken des Stroms I_d vermieden wird.

Der Stromregelung können je nach Anwendung technologische Regelkreise überlagert werden; im allgemeinen wird dies aber, wie bei einem Gleichstrommaschinen-Antrieb und wie in Abb. 4.5 dargestellt, eine Drehzahlregelung sein.

Bei Kaskaden mit kleinerem Stellbereich ist der Grunddrehzahl–Sollwert (entsprechend der untersten Kaskadendrehzahl) fest einzustellen, um ein versehentliches Verlassen des Stellbereiches zu verhindern. Ist keine Drehzahlregelung vorgesehen, ist die untere Drehzahlgrenze oder die Zwischenkreisspannung U_d zu überwachen.

Das Regelverfahren und –verhalten ist praktisch identisch mit dem eines Ein–Quadrant–Gleichstromantriebs. Den prinzipiellen Signalflußplan der Regelung zeigt Abb. 4.6. Sowohl der Drehzahlregler R_n als auch der Stromregler R_i sind im allgemeinen PI–Regler. Der Wechselrichter WR wird regelungstechnisch approximiert durch die Übertragungsfunktion $G_{STR}(s)$ (Verstärkung und eine Totzeit, wie in Band 2 [57–59]). Der Wechselrichter–Ausgangsspannung U_{dW} wirkt die gleichgerichtete schlupfproportionale Läuferspannung U_{dG} entgegen. Das Verzögerungsglied erster Ordnung erfaßt das dynamische Verhalten des Zwischenkreises, insbesondere der Drossel L_D sowie der Induktivitäten und Widerstände im Läuferkreis und im netzseitigen Wechselrichterkreis; der Integrator beschreibt das mechanische Verhalten der Asynchronmaschine.

Zu beachten ist, daß dieser Signalflußplan das dynamische Verhalten der Asynchronmaschine völlig vernachlässigt. Der stark vereinfachte Signalflußplan ist bei stationären und quasistationären Zuständen bei Antrieben mit nur gerin-

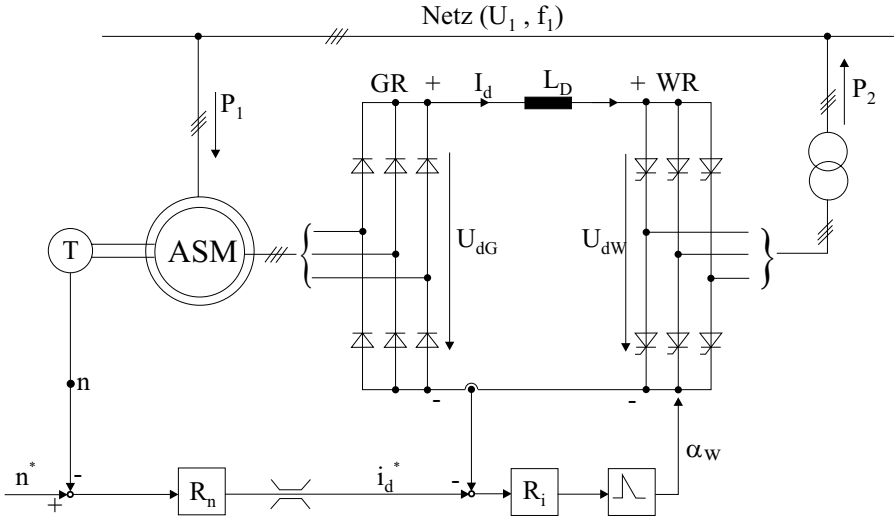


Abb. 4.5: *Prinzipschaltplan der Regelung einer untersynchronen Stromrichterkaskade*

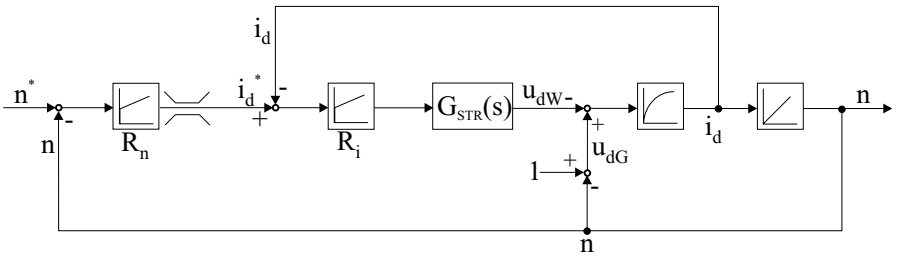


Abb. 4.6: *Prinzipieller normierter Signalflußplan der Regelung der USK*

gen dynamischen Anforderungen wie Pumpen und Lüftern zulässig. Die Optimierung der Regler erfolgt analog wie bei der Gleichstrom–Nebenschlußmaschine.

Das dynamische Verhalten der Asynchronmaschine bei Speisung mit eingeprägtem Läuferstrom I_2 läßt sich anhand der folgenden Überlegungen ermitteln [258]. Ausgangspunkt sind die Statorgleichungen (4.1) und (4.3):

$$\vec{U}_1^K = R_1 \cdot \vec{I}_1^K + \frac{d\vec{\Psi}_1^K}{dt} + j \cdot \Omega_K \cdot \vec{\Psi}_1^K \tag{4.99}$$

$$\vec{\Psi}_1^K = L_1 \cdot \vec{I}_1^K + M \cdot \vec{I}_2^K \tag{4.100}$$

Löst man Gl. (4.100) nach $\vec{I}_1^K$ auf und setzt das Ergebnis in Gl. (4.99) ein, so erhält man:

$$\frac{d\vec{\Psi}_1^K}{dt} = -\left(\frac{R_1}{L_1} + j \cdot \Omega_K\right) \cdot \vec{\Psi}_1^K + \vec{U}_1^K + R_1 \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \vec{I}_2^K \tag{4.101}$$

Durch Zerlegung von Gl. (4.101) in die A– und B–Komponenten ergibt sich:

$$\frac{d\Psi_{1A}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} \cdot \Psi_{1A} + \Omega_K \cdot \Psi_{1B} + U_{1A} + R_1 \cdot \frac{M}{L_1} \cdot I_{2A} \tag{4.102}$$

$$\frac{d\Psi_{1B}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} \cdot \Psi_{1B} - \Omega_K \cdot \Psi_{1A} + U_{1B} + R_1 \cdot \frac{M}{L_1} \cdot I_{2B} \tag{4.103}$$

Wie bereits in Kap. 4.1 bei der Ableitung der Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie gezeigt wurde, kann im Betriebsbereich der USK mit guter Näherung angenommen werden, daß die Raumzeiger $\vec{U}_1^K$, $\vec{U}_2^K$ und $-\vec{I}_2^K$ in Phase sind. Somit gilt:

$$U_{1B} = 0\,; \qquad U_{2B} = 0\,; \qquad I_{2B} = 0 \tag{4.104}$$

Damit vereinfacht sich Gl. (4.103) zu:

$$\frac{d\Psi_{1B}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} \cdot \Psi_{1B} - \Omega_K \cdot \Psi_{1A} \tag{4.105}$$

Mit Gl. (4.102) und (4.105) sowie der Drehmomentgleichung (4.54)

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{M}{L_1} \cdot \Psi_{1B} \cdot I_{2A} \tag{4.106}$$

läßt sich für die Asynchronmaschine bei Läuferstromspeisung und Betrieb am starren Netz ($U_{1A} = U_1 = \text{konst.}$, $\Omega_K = \Omega_1 = \text{konst.}$) der Signalflußplan nach Abb. 4.7 aufstellen. Daraus ist zu erkennen, daß der Läuferstrom I_{2A} auch die drehmomentbildende Flußkomponente Ψ_{1B} beeinflußt.

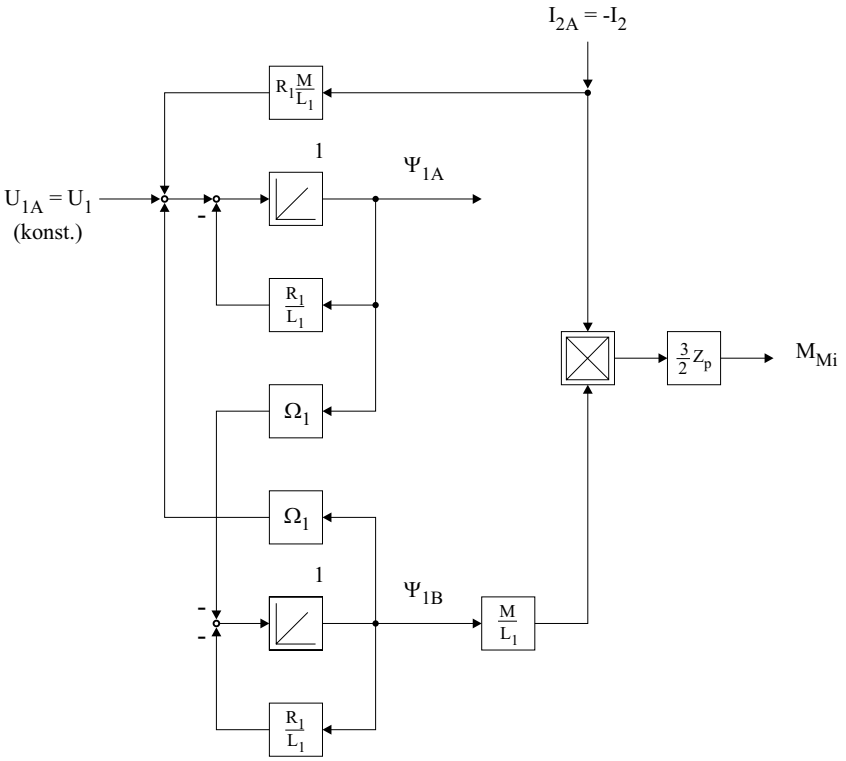


Abb. 4.7: *Signalflußplan der Asynchronmaschine bei Läuferstromspeisung (USK)*

Im Leerlauf ($I_{2A} = 0$) ergeben sich die Statorflußkomponenten zu:

$$\Psi_{1A} = U_{1A} \cdot \frac{T_1}{1 + (\Omega_1 T_1)^2} \tag{4.107}$$

$$\Psi_{1B} = -U_{1A} \cdot \frac{\Omega_1 T_1^2}{1 + (\Omega_1 T_1)^2} \tag{4.108}$$

$$\text{mit} \qquad T_1 = \frac{L_1}{R_1} \tag{4.109}$$

Bei Belastung der Maschine ($I_{2A} < 0$) ändert sich der Statorfluß. Durch Laplace–Transformation von Gl. (4.102) und (4.105) erhält man als Übertragungsfunktion für die Änderung von Ψ_{1B} bei Läuferstromänderungen und konstanter Spannung U_1 (mit s = Laplace–Operator):

$$\frac{\Delta\Psi_{1B}}{\Delta I_{2A}}(s) \;=\; -M \cdot \frac{\Omega_1 T_1}{1+(\Omega_1 T_1)^2} \cdot \frac{1}{1 \;+\; s \cdot \dfrac{2 \cdot T_1}{1+(\Omega_1 T_1)^2} \;+\; s^2 \cdot \dfrac{T_1^2}{1+(\Omega_1 T_1)^2}} \tag{4.110}$$

Gleichung (4.110) ist die Übertragungsfunktion eines Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung der Grundform

$$G(s) \;=\; \frac{K}{1 \;+\; 2 \cdot d \cdot \dfrac{s}{\Omega_0} \;+\; \left(\dfrac{s}{\Omega_0}\right)^2} \tag{4.111}$$

$$\text{mit} \qquad \Omega_0 \;=\; \frac{\sqrt{1+(\Omega_1 T_1)^2}}{T_1} \qquad \text{und} \qquad d \;=\; \frac{1}{\sqrt{1+(\Omega_1 T_1)^2}}$$

Die sich ergebenden Flußänderungen $\Delta\Psi_{1B}$ für Frequenzen $\Omega \ll \Omega_0$ (diese Bedingung gilt für den geregelten Läuferstrom $I_2 \sim I_d$) sind gering (etwa 5 % des Nennflusses) und können somit in der Regel vernachlässigt werden [258].

Die Asynchronmaschine kann im Bereich $N < N_s$ nur als Motor arbeiten. Die untersynchrone Stromrichterkaskade ist daher (zunächst) immer ein Ein–Quadrant–Antrieb. Es können nur Drehzahl–Sollwertänderungen zu höheren Drehzahlen ausgeregelt werden. Bei Verminderung des Drehzahl–Sollwertes muß das Absinken der Drehzahl über die Last erfolgen. Bemerkenswert ist hierbei, daß im Leerlauf oder bei sehr kleiner Last dieses Drehzahlabsinken u.U. nicht erfolgt, da die im Läufer — auch bei offenen Schleifringen — induzierten Wirbelströme ausreichen, um ein zur Deckung der Lagerreibungen, Luftwiderstände etc. hinreichend großes Moment auszubilden. Hier hilft nur das Aufbringen eines zusätzlichen Lastmomentes oder das Abschalten des Stators vom Netz.

Soll auch *untersynchron gebremst* werden, so ist dies prinzipiell auch im Kaskadenbetrieb durch Phasentausch im Stator möglich. Allerdings muß hierzu die Kaskade unabhängig vom gewünschten Drehzahlstellbereich immer für die doppelte Läuferstillstandsspannung ausgelegt werden (Gegenstrombremsung). Dies ist nur für kleine Leistungen wirtschaftlich auszuführen.

Prinzipiell treten im übrigen beim Betrieb von untersynchronen Kaskaden zwei *Schwierigkeiten* auf:

a) Der Umrichter ist nur für die maximale Schlupfspannung ausgelegt. Bei Netzstörungen treten aber unabhängig von der Drehzahl transiente Spannungen an den Schleifringen auf, die das Doppelte der Läuferstillstandsspannung U_{20} erreichen können. Dies kann zum Ausfall des Umrichters führen.

b) Der netzgeführte Stromrichter arbeitet immer im Wechselrichterbetrieb. Bei plötzlichen Netzspannungseinbrüchen besteht daher die Gefahr des Wechselrichterkippens.

Bei Antrieben mit hohen Anforderungen an die Betriebssicherheit werden daher zusätzliche Maßnahmen ergriffen, um diese Schwierigkeiten zu vermeiden (siehe Kap. 4.5).

Aus den obigen Überlegungen läßt sich entnehmen, daß die USK vorteilhaft immer dann eingesetzt werden kann, wenn der gewünschte Drehzahl–Stellbereich bei Drehzahlen nahe der Synchrondrehzahl ist. Bei diesen Drehzahl–Stellbereichen muß über die Stromrichter nur die Schlupfleistung $P_2 = s \cdot P_L$ geführt werden. Die Dimensionierungsleistung der Stromrichter ist somit umso kleiner, je kleiner der gewünschte Schlupfbereich ist. Außerhalb dieses Bereiches muß die USK mit Widerständen gefahren werden; das gilt insbesondere für das Anfahren.

Aus den Gleichungen läßt sich entnehmen, daß die Überlegungen symmetrisch zur Synchrondrehzahl N_s zu übertragen sind. Bei *untersynchronen* Drehzahlen $N < N_s$ kann die Asynchronmaschine nur als *Motor* betrieben werden. Die Erhöhung der Drehzahl erfolgt über eine Erhöhung des Stroms I_d und somit des Läuferstroms I_2. Die Absenkung der Drehzahl kann nur über das Lastmoment M_W bzw. über Verlustmomente erfolgen.

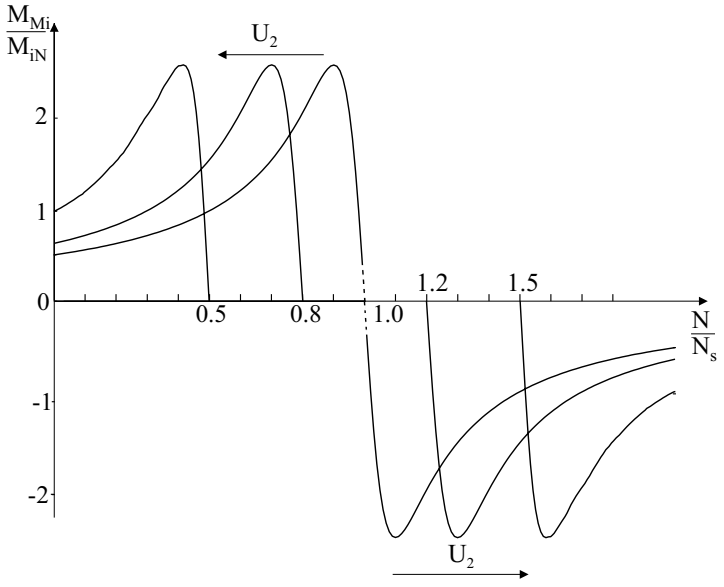


Abb. 4.8: *Unter- und übersynchroner Betriebsbereich der USK*

Bei *übersynchronen* Drehzahlen $N > N_s$ wird die Asynchronmaschine als *Generator* betrieben; die Maschine wird somit durch den Strom I_d abgebremst, d.h. der Asynchronmaschine muß die mechanische Leistung zugeführt werden (Abb. 4.8).

4.3 Die USK und Netzrückwirkungen

Bei der USK ist zu beachten, daß abweichend vom normalen Betrieb einer Asynchronmaschine mit rein sinusförmigen Spannungen und Strömen bedingt durch die Gleichrichterbrücke GR geringe, aber trotzdem unerwünschte Pendelmomente und Netzrückwirkungen auftreten können.

Bei Betrieb der USK ist im Läuferkreis die schlupffrequente Spannung U_2 mit der Frequenz f_2 vorhanden:

$$f_2 \;=\; s \cdot f_1 \tag{4.112}$$

Die sinusförmigen Läuferspannungen werden von der Drehstrombrücke GR gleichgerichtet. Damit sind die Spannungen im Läuferkreis zwar (bis auf die Kommutierung) noch sinusförmig, die Läuferströme I_2 sind aber (bis auf den Einfluß der nicht–idealen Drossel) blockförmig und somit nicht mehr sinusförmig. In den Läuferströmen sind daher neben der schlupffrequenten Grundschwingung zusätzlich Oberschwingungen mit den Frequenzen f_ν vorhanden:

$$f_\nu \;=\; |\nu \cdot s| \cdot f_1 \tag{4.113}$$

mit $\quad \nu \;=\; (p \cdot k + 1) \quad$ und $\quad k \;=\; \pm 1,\, \pm 2,\, \pm 3,\, \ldots$

d.h. $\quad \nu \;=\; -5,\, +7,\, -11,\, +13,\, \ldots$ bei $p = 6$

Diese Oberschwingungen im Läuferstrom erzeugen mit- und gegenlaufende Drehfelder. Bei positivem k ($\nu = +7, +13, \ldots$) ergeben sich mitlaufende Drehfelder, bei negativem k ($\nu = -5, -11, \ldots$) gegenlaufende Drehfelder.

Bei idealen blockförmigen Läuferströmen sind die Oberschwingungsanteile (bezogen auf die Grundschwingung):

5. Harmonische $(\nu = -5)$: $\quad \dfrac{I_{2(5)}}{I_{2(1)}} = \dfrac{1}{5} = 0,20 \quad (\approx 0,14)$

7. Harmonische $(\nu = +7)$: $\quad \dfrac{I_{2(7)}}{I_{2(1)}} = \dfrac{1}{7} = 0,14 \quad (\approx 0,07)$

11. Harmonische $(\nu = -11)$: $\quad \dfrac{I_{2(11)}}{I_{2(1)}} = \dfrac{1}{11} = 0,09 \quad (\approx 0,02)$

13. Harmonische $(\nu = +13)$: $\quad \dfrac{I_{2(13)}}{I_{2(1)}} = \dfrac{1}{13} = 0,08 \quad (\approx 0,02)$

Durch die Kommutierung in der Brücke GR werden die Stromblöcke zu Trapezen verschliffen, so daß die Oberschwingungsanteile etwas geringer werden (Werte in Klammern); in gleicher Weise wirken die Wirkwiderstände reduzierend auf die Oberschwingungen.

Die durch die Stromoberschwingungen des Läufers erzeugten mit- und gegenlaufenden Oberschwingungs-Drehfelder ergeben infolge der Läuferdrehzahl N bezogen auf den Stator der ASM Oberschwingungs–Drehfelder mit den Frequenzen:

$$f_\mu \;=\; |\nu \cdot s + (1-s)| \cdot f_1 \;=\; |1 + (\nu - 1) \cdot s| \cdot f_1 \;=\; |1 + p \cdot k \cdot s| \cdot f_1 \quad (4.114)$$

(Anmerkung: $k = 0$ entspricht der Grundschwingung)

Im Statorstrom sind somit neben der Grundschwingung (Frequenz f_1) noch die Oberschwingungsanteile vorhanden. Wesentlich ist, daß die Oberschwingungsfrequenzen f_μ sowohl durch k als auch durch den Schlupf s beeinflußt werden. Durch entsprechende Wahl von k und s (Betriebszustand) können Oberschwingungsfrequenzen nahe bei f_1 oder bei sehr kleinen Frequenzen (einschließlich Null) erzeugt werden.

Wenn die betrachtete Oberschwingungsfrequenz f_μ ungefähr gleich f_1 ist, können die Anteile (Grund- und Oberschwingungsanteile) des Statorstroms I_1 durch das Additionstheorem wie folgt zusammengefaßt werden ($k = \pm 1$; $\nu = -5$ bzw. 7):

$$\begin{aligned} & i_{1(1)} + i_{1(5)} + i_{1(7)} \;=\; \hat{I}_{1(1)} \cdot \sin(\omega_1 t) \;+\; \hat{I}_{1(5)} \cdot sin(\omega_5 t) \;+\; \hat{I}_{1(7)} \cdot sin(\omega_7 t) \\ = \;& \left[\hat{I}_{1(1)} + 2 \cdot \hat{I}_{1(7)} \cdot \cos\left(\frac{\omega_7 - \omega_5}{2} \cdot t\right)\right] \cdot sin(\omega_1 t) + (\hat{I}_{1(5)} - \hat{I}_{1(7)}) \cdot sin(\omega_5 t) \end{aligned} \quad (4.115)$$

Es ergibt sich ein Statorstromverlauf wie bei einer Amplitudenmodulation.

Beispiel:

$p = 6$; $\quad f_1 = 50\ Hz$; $\quad s = 0,004$; $\quad k = \pm 1$:
$f_5 = 48,8\ Hz$; $\quad f_7 = 51,2\ Hz$;
Modulationsfrequenz $= 0,5 \cdot (f_7 - f_5) = 1,2\ Hz$

Wenn dagegen f_μ klein ist, können die Anteile von Grund- und Oberschwingung getrennt betrachtet werden. Es ergibt sich die Statorstromform einer niederfrequenten Unterschwingung mit einem Band der Grundschwingung.

Beispiel:

$p = 6$; $\quad f_1 = 50\ Hz$; $\quad s = 0,16$; $\quad \nu = -5$; $\quad k = -1$:
Unterschwingungsfrequenz: $f_\mu = f_5 = 2\ Hz$

Beide Überlagerungen wirken sich somit als Stromschwankungen im Statorkreis aus. Diese Stromschwankungen erzeugen an den Netzimpedanzen Spannungsabfälle. Falls diese Frequenzen im Bereich $1 \ldots 15\ Hz$ (insbesondere $7\ Hz$) liegen, werden die durch diese Frequenzen erzeugten Spannungsschwankungen vom menschlichen Auge besonders gut wahrgenommen (Flicker) und sind deshalb unerwünscht. Beispielsweise ist eine Spannungsschwankung von $0,2\,\%$ bei $7\ Hz$ bereits deutlich am Lichtstrom einer Glühlampe bemerkbar.

Um die Netzrückwirkungen zu verringern, muß beispielsweise die Kurzschlußleistung am Anschlußpunkt erhöht werden (eine Lösung, die nicht allgemein möglich ist). Eine andere Lösung ist, statt einer sechspulsigen eine zwölfpulsige Ausführung der USK zu wählen.

Zusätzlich zu den Netzrückwirkungen auf der Statorseite werden durch die Stromoberschwingungen in der Läuferwicklung Pendelmomente des Drehmoments erzeugt. Diese Pendelmomente können beim Zusammenfallen mit Torsionseigenfrequenzen des mechanischen Strangs zu zusätzlichen Beanspruchungen der Mechanik führen.

Entsprechend den Frequenzen f_ν der Läuferstrom–Oberschwingungen gilt für die Frequenzen f_p der Drehmomentpulsationen:

$$f_{p(n)} \;=\; |(\nu - 1) \cdot s| \cdot f_1 \;=\; |p \cdot k \cdot s| \cdot f_1 \tag{4.116}$$

mit $\qquad \nu \;=\; -5,\ +7,\ -11,\ +13,\ \ldots \text{ bei } \ p = 6$

Daraus resultieren die Pendelfrequenzen:

$f_{p(6)} \;=\; 6 \cdot s \cdot f_1$ (für die 5. und 7. Läuferstrom–Oberschwingung)
$f_{p(12)} \;=\; 12 \cdot s \cdot f_1$ (für die 11. und 13. Läuferstrom–Oberschwingung)
(mit: s = Schlupf; $f_1 = f_N$ = Netzfrequenz)

Doppeltgespeiste Asynchronmaschine:

Die untersynchrone Kaskade ist die einfachste Ausführung einer Doppelspeisung der Asynchronmaschine. Der Vorteil dieser Lösung bei beschränktem Drehzahlstellbereich ist der geringe Aufwand in den Stromrichterkomponenten und der gute Wirkungsgrad des Systems.

Um die Einschränkung im Drehzahlstell- bzw. Momentenbereich zu vermeiden, kann an die Läuferschleifringe ein Umrichter angeschlossen werden. Beispielsweise kann dieser Umrichter mit eingeprägter Spannung oder eingeprägtem Strom ausgeführt sein. Doppeltgespreiste Asynchronmaschinen mit selbstgeführten U–Umrichtern werden u.a. bei Windkraftanlagen eingesetzt.

Falls der Umrichter mit eingeprägter Spannung ein Direktumrichter ist, kann die Synchrondrehzahl mit in den Betriebsbereich eingeschlossen werden, da der Direktumrichter insbesondere niedrige Ausgangsfrequenzen liefern kann.
Ein neues Anwendungsfeld sind Pumpspeicheranlagen [147,246]. Ein Beispiel sind die 331 MVA Pumpenantriebe mit 100 MW Direktumrichtern im Rotorkreis.

4.4 Auslegung der untersynchronen Kaskade

In diesem Kapitel wird die Auslegung einer USK entsprechend Abb. 4.9 dargestellt. Für die Auslegung der Stromrichterkaskade sind vor allem der Widerstandsmomentverlauf $M_W = f(N)$ und der Drehzahlbetriebsbereich der USK maßgebend.

4.4.1 Asynchronmaschine mit Schleifringläufer

Die gegenüber reinem Netzbetrieb in der Maschine auftretenden höheren Verluste, die durch die Stromoberschwingungen sowie die Überlappungen beim Gleichrichter GR bedingt sind, erfordern eine Überdimensionierung der Maschine, die in der Regel um mindestens 10 % über der geforderten mechanischen Leistung bei Nenndrehzahl zu wählen ist.

Beim Widerstandsmoment stehen zwei Auslegungskriterien zur Verfügung: quadratisches oder konstantes Widerstandsmoment M_W.

a) Quadratisches Widerstandsmoment (z.B. Gebläse, Pumpen):

Bei Kaskaden mit quadratischem Widerstandsmoment nach Gl. (4.117) ist eine Überdimensionierung der Maschine um mindestens 10 % ausreichend.

$$M_W = M_N \cdot \left(\frac{N}{N_N}\right)^2 \tag{4.117}$$

$$P_{mechN} \geq 1,1 \cdot P_{mech} \cdot \frac{N_N}{N_{max}} \tag{4.118}$$

mit

P_{mechN} = Motornennleistung bei Nenndrehzahl
P_{mech} = geforderte mechanische Leistung der USK bei maximaler Betriebsdrehzahl N_{max}

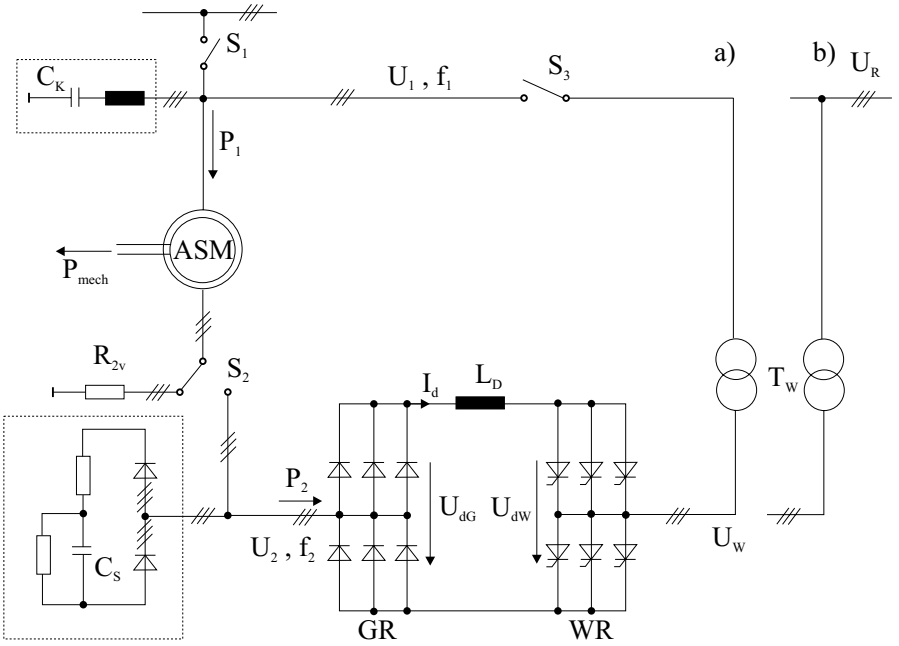
Eine Fremdbelüftung des Motors ist bei quadratischem Widerstandsmoment nicht erforderlich.

b) Konstantes Widerstandsmoment:

$$M_W = M_N = konst. \tag{4.119}$$

Bei Kaskaden mit konstantem Widerstandsmoment und einem großen Drehzahlstellbereich reicht eine Überdimensionierung der Maschine um ca. 10% gegenüber der Kaskadenleistung in der Regel nicht mehr aus, wie die folgende Betrachtung der Kommutierungs- und Oberschwingungs–Blindleistung zeigt.

Die (bezogene) Streuinduktivität x_k der Maschine bestimmt den Kommutierungsvorgang der Gleichrichterbrücke GR und damit den bezogenen induktiven Spannungsabfall d_{xG} bzw. den Überlappungswinkel $\ddot{u}_0$ (siehe auch Kap. 4.4.4).



ASM : Asynchronmaschine mit Schleifringläufer
GR : Gleichrichterbrücke (B6)
WR : Wechselrichterbrücke (B6)
R_{2v} : Läuferzusatzwiderstand (Anlaßwiderstand)
L_D : Zwischenkreisdrossel
T_W : Wechselrichter–Transformator
C_K : Kondensatorbatterie für Blindleistungskompensation
C_S : Kondensator für Schaltspannungsschutz
S_1 : Netz–Hauptschalter
S_2 : Unterbrechungsloser Umschalter im Läuferkreis
S_3 : Lasttrennschalter im Rückspeisekreis

P_1 : vom Motor aufgenommene Wirkleistung
P_2 : zurückgespeiste Schlupfleistung
P_{mech}: vom Motor abgegebene mechanische Leistung

Abb. 4.9: *Schaltung der USK in Normalausführung*

Die bekannte Formel für die Ausgangsspannung U_{dG} der sechspulsigen Gleichrichterbrücke GR unter Berücksichtigung der Kommutierung lautet:

$$U_{dG} \;=\; U_{di0G}\cdot(1-d_{xG}) \;=\; \frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot U_2\cdot(1-d_{xG}) \;=\; 1,35\cdot U_2\cdot(1-d_{xG}) \quad (4.120)$$

mit $\quad d_{xG} \;=\; \dfrac{x_k}{2}\cdot\dfrac{I_d}{I_{dN}} \;=\;$ konst. für $I_d =$ konst. und $U_2 \sim f_2$

und $\quad U_2 \;=\; s_0\cdot U_{20} \qquad$ (verkettete Läuferspannung)

Für den Überlappungswinkel $\ddot{u}_0$ bzw. die zusätzliche Phasenverschiebung φ_K der Stromgrundschwingung gilt:

$$\ddot{u}_0 \;=\; \arccos(1-2\cdot d_{xG}) \quad (4.121)$$

$$\varphi_K \;=\; \arccos(1-d_{xG}) \qquad \text{bzw.} \qquad \cos\varphi_K \;=\; 1-d_{xG} \quad (4.122)$$

Ausgangspunkt für die Berechnung der Scheinleistung der Maschine sind die elektrischen Nenndaten bei Betrieb mit sinusförmigen Größen:

$$P_{1N} \;=\; S_{1N}\cdot\cos\varphi_{1N} \quad (4.123)$$

$$Q_{1N} \;=\; S_{1N}\cdot\sin\varphi_{1N} \;=\; P_{1N}\cdot\tan\varphi_{1N} \quad (4.124)$$

$$S_{1N} \;=\; \sqrt{P_{1N}^2+Q_{1N}^2} \;=\; P_{1N}\cdot\sqrt{1+\tan^2\varphi_{1N}} \quad (4.125)$$

Für die über die Kaskade zurückgespeiste Wirkleistung P_2 gilt:

$$P_2 \;=\; s_0\cdot 1,35\cdot U_{20}\cdot I_d\cdot\cos\varphi_K \;\approx\; s_0\cdot P_{1N} \quad (4.126)$$

Die Verschiebungs–Blindleistung Q_{2K} durch Kommutierung ist wie P_2 abhängig vom Schlupf s:

$$Q_{2K} \;=\; s_0\cdot 1,35\cdot U_{20}\cdot I_d\cdot\sin\varphi_K \;\approx\; s_0\cdot P_{1N}\cdot\tan\varphi_K \quad (4.127)$$

Damit ergibt sich als Grundschwingungs–Scheinleistung $S_{1N}^{'}$:

$$S_{1N}^{'} \;=\; \sqrt{P_{1N}^2+(Q_{1N}+Q_{2K})^2} \;=\; P_{1N}\cdot\sqrt{1+(\tan\varphi_{1N}+s\cdot\tan\varphi_K)^2} \quad (4.128)$$

Diese Scheinleistung wird durch die nachfolgend beschriebene Oberschwingungs–Blindleistung D_2 (Verzerrungs–Blindleistung) noch vergrößert. Für die gesamte Scheinleistung $S_{1N}^{''}$ gilt somit:

$$\frac{S_{1N}^{''}}{S_{1N}^{'}} \;=\; \sqrt{1+\left(\frac{D_2}{S_{1N}^{'}}\right)^2} \;=\; k_D \quad (4.129)$$

Wie aus Kap. 2.2.2 bekannt, treten bei sechspulsigen Brücken nur Harmonische mit den Ordnungszahlen $\nu = (6 \cdot n \pm 1)$ auf. Bei rechteckförmigem Strom (Kommutierung vernachlässigt, $d_{xG} = 0$) gilt:

$$I_{(\nu)} \;=\; \frac{1}{\nu} \cdot I_{(1)} \tag{4.130}$$

$$I_{eff} \;=\; \sqrt{I_{(1)}^2 \,+\, \sum I_{(\nu)}^2} \;=\; I_{(1)} \cdot \sqrt{1 \,+\, \sum \left(\frac{1}{\nu}\right)^2} \;=\; I_{(1)} \cdot \frac{\pi}{3} \tag{4.131}$$

mit $\qquad \nu \;=\; 6 \cdot n \pm 1 \;=\; 5,\; 7,\; 11,\; 13,\; \ldots$

Durch die Kommutierung wird der Strom annähernd trapezförmig, wodurch die Amplituden der Harmonischen reduziert werden. Die höheren Harmonischen werden dabei stärker reduziert. Somit läßt sich allgemein schreiben:

$$I_{eff} \;=\; \sqrt{I_{(1)}^2 \,+\, \sum I_{(\nu)}^2} \;=\; I_{(1)} \cdot \sqrt{1 \,+\, \sum \left(\frac{k_\nu}{\nu}\right)^2} \;=\; I_{(1)} \cdot k_D \tag{4.132}$$

$$k_D \;=\; \sqrt{1 + \left(\frac{k_5}{5}\right)^2 + \left(\frac{k_7}{7}\right)^2 + \left(\frac{k_{11}}{11}\right)^2 + \left(\frac{k_{13}}{13}\right)^2 + \ldots} \;\leq\; \frac{\pi}{3} \tag{4.133}$$

Die Reduktionsfaktoren $k_\nu \leq 1$ sind abhängig vom Stromverlauf während der Kommutierung und somit abhängig von d_{xG}. Beispielsweise gilt für $d_{xG} = 0,1$ nach [66]:

$$k_5 \;=\; 0,74\,; \qquad k_7 \;=\; 0,56\,; \qquad k_{11} \;=\; 0,24\,; \qquad k_{13} \;=\; 0,21$$

Für Werte von $d_{xG} \leq 0,1$ liegt k_D im Bereich von $k_D = 1,014$ ($d_{xG} = 0,1$) bis $k_D = \pi/3 = 1,047$ ($d_{xG} = 0$). Somit läßt sich genähert schreiben:

$$k_D \;\approx\; \frac{\pi}{3} - 0,33 \cdot d_{xG} \tag{4.134}$$

Damit ergibt sich der resultierende Faktor $k_{üb}$ für die Überdimensionierung zu:

$$k_{üb} \;=\; \frac{S''_{1N}}{S_{1N}} \;=\; k_D \cdot \cos\varphi_{1N} \cdot \sqrt{1 + (\tan\varphi_{1N} + s \cdot \tan\varphi_K)^2} \tag{4.135}$$

mit $\qquad \tan\varphi_K \;=\; \tan\left[\arccos(1 - d_{xG})\right] \;=\; \dfrac{\sqrt{d_{xG} \cdot (2 - d_{xG})}}{1 - d_{xG}}$

Der Faktor $k_{üb}$ ist somit abhängig vom Drehzahlstellbereich (Schlupf s), vom jeweiligen $\cos\varphi_{1N}$ der Maschine und vom Spannungsabfall d_{xG} (Abb. 4.10).

Bei Betrieb mit konstantem Widerstandsmoment ist eine Fremdbelüftung der Maschine erforderlich. Wird die Maschine bei kleinen Drehzahlen im Dauerbetrieb gefahren, ist eine verstärkte Kühlung vorzusehen, da hier die Eisenverluste im Läufer und je nach Ausführung des Kupferleiters der Läuferwicklung noch weitere Verluste durch Stromverdrängung die Erwärmung der Maschine zusätzlich erhöhen.

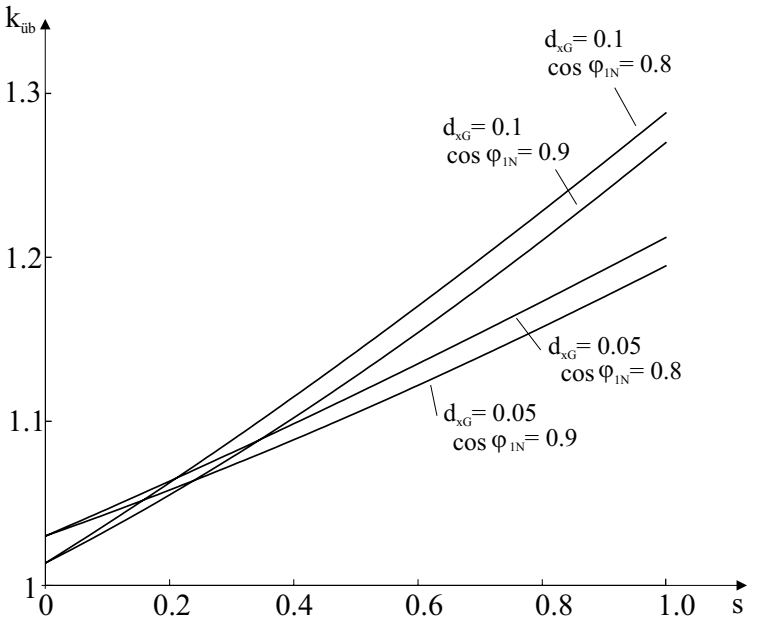


Abb. 4.10: *Faktor $k_{üb}$ zur Überdimensionierung von Maschinen mit USK abhängig vom Schlupf s mit $\cos\varphi_{1N}$ und d_{xG} als Parameter*

4.4.2 Anlaßwiderstand

Die für die Auslegung des Anlaßwiderstandes R_{2v} erforderlichen Motornenndaten lassen sich aus P_{1N}, N_N und I_{2N} berechnen:

Nennmoment:

$$M_N \;=\; \frac{P_{mechN}}{2\pi \cdot N_N} \;=\; \frac{P_{1N} \cdot (1 - s_N)}{2\pi \cdot N_s \cdot (1 - s_N)} \;=\; \frac{P_{1N}}{2\pi \cdot N_s} \tag{4.136}$$

Läuferwiderstand pro Strang:

$$R_{2N} \;\approx\; \frac{P_{1N} \cdot s_N}{3 \cdot I_{2N}^2} \tag{4.137}$$

Trägheitsnennzeitkonstante:

$$T_{\Theta N} \;=\; \Theta_{ges} \cdot \frac{2\pi \cdot N_s}{M_{iN}} \tag{4.138}$$

mit: Θ_{ges} = gesamtes Trägheitsmoment (Motor und Last)

Die Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie mit Vorwiderstand R_{2v} wurde bereits in Kap. 4.1 abgeleitet (Gl. (4.79) für den linearen Bereich):

$$\frac{N}{N_s} = 1 - s_N \cdot \left(1 + \frac{R_{2v}}{R_{2N}}\right) \cdot \frac{M_{Mi}}{M_{iN}} \tag{4.139}$$

Durch das erforderliche Anfahrmoment M_A bei Drehzahl Null wird der Widerstand R_{2v} des Anlassers festgelegt:

$$0 = 1 - s_N \cdot (1 + \frac{R_{2v}}{R_{2N}}) \cdot \frac{M_A}{M_{iN}} \tag{4.140}$$

$$R_{2v} = R_{2N} \cdot (\frac{1}{s_N} \cdot \frac{M_{iN}}{M_A} - 1) \tag{4.141}$$

Wenn die kleinste Betriebsdrehzahl N_{min} der Kaskade erreicht ist, wird vom Anlaßwiderstand auf Kaskadenbetrieb umgeschaltet.

Für die thermische Auslegung (Belastung) des Anlaßwiderstandes R_{2v} sind folgende weitere Angaben erforderlich:

Anlaßzahl: Die Anlaßzahl ist die Anzahl der bis zum Erreichen der zulässigen Erwärmung nacheinander möglichen Anlaßvorgänge, wenn zwischen den Anlaßvorgängen Pausen der doppelten Anlaßzeit t_A bleiben (übliche Forderung: drei Anlaßvorgänge aus dem kalten bzw. zwei aus dem warmen Zustand).

Anlaßhäufigkeit: Die Anlaßhäufigkeit ist die Anzahl der in gleichmäßigen Abständen dauernd zulässigen Anlaßvorgänge je Stunde.

Anlaßschwere: Die Anlaßschwere ist definiert als das Verhältnis von mittlerem Anlaßstrom I_{2m} zu Läufernennstrom.

$$\text{Anlaßschwere} = \frac{I_{2m}}{I_{2N}} \leq 2 \tag{4.142}$$

Für die Anlaßschwere gilt:	Halblast:	Anlaßschwere = 0,75
	Vollast:	Anlaßschwere = 1,4
	Schwerlast:	Anlaßschwere = 2,0

Der mittlere Anlaßstrom I_{2m} kann näherungsweise errechnet werden über die Beziehung:

$$\begin{aligned} I_{2m} &\approx \frac{1}{2} \cdot (I_{2A} + I_{2S}) \approx \frac{1}{2} \cdot I_{2N} \cdot \frac{R_{2N}}{R_{2N} + R_{2v}} \cdot \frac{1 + s_{max}}{s_N} \\ &= I_{2N} \cdot \frac{M_A}{M_{iN}} \cdot \left(1 - \frac{N_{min}}{2 \cdot N_s}\right) \end{aligned} \tag{4.143}$$

mit:
$$\begin{aligned} I_{2A} &= \text{Anlaßstrom (bei } N = 0) \\ I_{2S} &= \text{Schaltstrom (bei } N = N_{min}) \\ s_{max} &= 1 - \frac{N_{min}}{N_s} \end{aligned}$$

Anlaßzeit: Die Anlaßzeit t_A ist die Zeit, während der der Anlasser Strom führt, d.h. die Zeit, bis die Drehzahl N_{min} erreicht ist. Nimmt man ein mittleres Beschleunigungsmoment M_{Bm} an, so ergibt sich als Näherung:

$$t_A \approx \frac{N_{min}}{N_s} \cdot \frac{M_{iN}}{M_{Bm}} \cdot T_{\Theta N} = \Theta_{ges} \cdot \frac{2\pi \cdot N_{min}}{M_{Bm}} \tag{4.144}$$

Wenn sich das Beschleunigungsmoment M_B während des Anlaßvorgangs sehr ändert, ist für eine genauere Lösung die Differentialgleichung (Bewegungsgleichung) anzusetzen:

$$2\pi \cdot \Theta_{ges} \cdot \frac{dN}{dt} = M_B(N) = M_M(N) - M_W(N) \tag{4.145}$$

Beispiel 1: Einstufiger Anlasser,
M_W konstant (Abb. 4.11)

Kleinste Kaskadendrehzahl:	N_{min}	=	$0,5 \cdot N_s$
Widerstandsmoment:	M_W	=	$0,5 \cdot M_N$ = konstant
Anfahrmoment:	M_A	=	$1,5 \cdot M_N$
M–N–Kennlinie mit R_{2v}:	M_M	=	$s \cdot M_A = (1 - N/N_s) \cdot M_A$

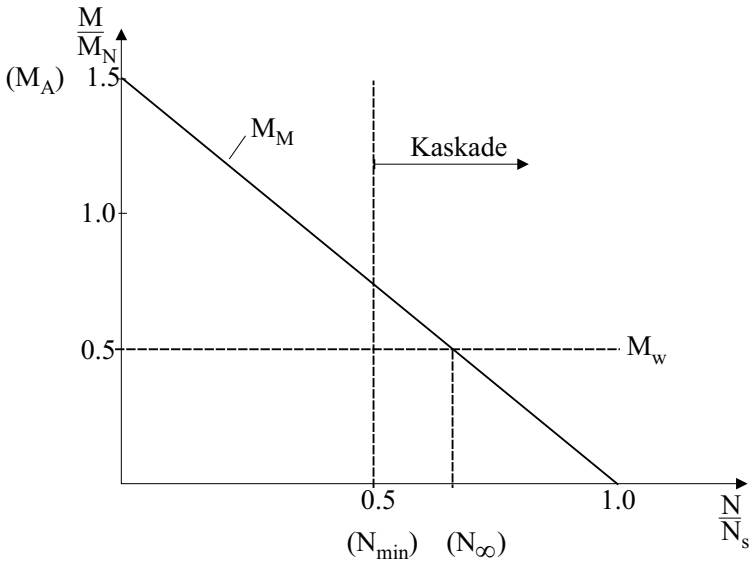


Abb. 4.11: *Einstufiger Anlasser (M_W = konst.)*

Die Bewegungsgleichung für den Anlaßvorgang lautet dann:

$$2\pi \cdot \Theta_{ges} \cdot \frac{dN}{dt} \;=\; M_A \cdot \left(1 - \frac{N}{N_s}\right) \;-\; M_W \tag{4.146}$$

$$T_{\Theta N} \cdot \frac{M_W}{M_A} \cdot \frac{dN}{dt} \;+\; N \;=\; N_s \cdot \left(1 - \frac{M_W}{M_A}\right) \tag{4.147}$$

Mit dem Anfangswert $N(t = 0) = 0$ erhält man als Lösung:

$$N(t) \;=\; N_\infty \cdot \left(1 - e^{-t/T_{\Theta A}}\right) \tag{4.148}$$

mit: $\quad N_\infty \;=\; N_s \cdot \left(1 - \dfrac{M_W}{M_A}\right) \;=\; \dfrac{2}{3} \cdot N_s; \qquad T_{\Theta A} \;=\; \dfrac{M_N}{M_A} \cdot T_{\Theta N} \;=\; \dfrac{2}{3} \cdot T_{\Theta N}$

Die Anlaßzeit t_A bis zum Erreichen von $N = N_{min}$ beträgt somit:

$$t_A \;=\; T_{\Theta A} \cdot \ln\left(\frac{N_\infty}{N_\infty - N_{min}}\right) \;=\; \frac{2}{3} \cdot T_{\Theta N} \cdot \ln 4 \;=\; 0,92 \cdot T_{\Theta N} \tag{4.149}$$

Zum Vergleich: Die Näherungsrechnung mit dem mittleren Beschleunigungsmoment M_{Bm} nach Gl. (4.144) ergibt einen deutlich abweichenden Wert für t_A:

$$M_{Bm} \;=\; \frac{1}{2} \cdot [M_A + M_M(N_{min})] \;-\; M_W \;=\; 0,625 \cdot M_N \tag{4.150}$$

$$t_{Am} \;\approx\; \frac{N_{min}}{N_s} \cdot \frac{M_N}{M_{Bm}} \cdot T_{\Theta N} \;=\; \frac{0,5}{0,625} \cdot T_{\Theta N} \;=\; 0,8 \cdot T_{\Theta N} \tag{4.151}$$

Bei diesem Beispiel wurde vorausgesetzt, daß mit dem gewählten Anlaßwiderstand R_{2v} die Drehzahl N_{min} erreicht werden kann. Hierfür muß gelten:

$$N_\infty \;>\; N_{min} \qquad \text{bzw.} \qquad M_M(N_{min}) \;>\; M_W(N_{min}) \tag{4.152}$$

Andernfalls ist ein mehrstufiger Anlasser zu wählen, wenn der Anlaßstrom mit einem einstufigen Anlasser zu groß wird.

Beispiel 2: Zweistufiger Anlasser (Abb. 4.12)

Anfahren mit Nennmoment: $\quad M_{A1} \;=\; M_N$

Quadrat. Widerstandsmoment: $\quad M_W \;=\; M_N \cdot \left(\dfrac{N}{N_s}\right)^2$

Stufe 1:

$$M_{A1} = M_N$$

$$R_{2v1} = R_{2N} \cdot \left(\frac{1}{s_N} - 1\right)$$

Kennlinie 1 $(0 \le N \le N_{Sch})$:

$$M_{M1} = \left(1 - \frac{N}{N_s}\right) \cdot M_N$$

$$N_{\infty 1} = \frac{N_s}{2}\frac{M_{A1}}{M_N}\left(\sqrt{1 + 4\frac{M_N}{M_{A1}}} - 1\right)$$

$$= 0,618 \cdot N_s > N_{Sch}$$

Umschaltung von Stufe 1 auf 2:

$$N_{Sch} = 0,5 \cdot N_s$$

Stufe 2:

$$M_{A2} = 2 \cdot M_N$$

$$R_{2v2} = R_{2N} \cdot \left(\frac{1}{2\,s_N} - 1\right) < R_{2v1}$$

Kennlinie 2 $(N_{Sch} \le N \le N_{min})$:

$$M_{M2} = \left(1 - \frac{N}{N_s}\right) \cdot 2 \cdot M_N$$

$$N_{\infty 2} = \frac{N_s}{2}\frac{M_{A2}}{M_N}\left(\sqrt{1 + 4\frac{M_N}{M_{A2}}} - 1\right)$$

$$= 0,732 \cdot N_s > N_{min}$$

Umschaltung auf Kaskadenbetrieb:

$$N_{min} = 0,7 \cdot N_s$$

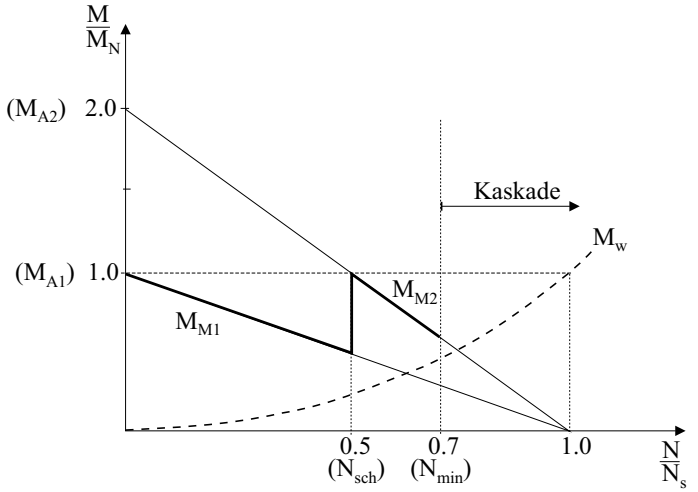


Abb. 4.12: *Zweistufiger Anlasser (M_W quadratisch)*

Die Bewegungsgleichung für Stufe 1 lautet somit:

$$2\pi \cdot \Theta_{ges} \cdot \frac{dN}{dt} = \left(1 - \frac{N}{N_s}\right) \cdot M_{A1} - M_N \cdot \left(\frac{N}{N_s}\right)^2 \qquad (4.153)$$

Als Lösung der Differentialgleichung für Stufe 1 ergibt sich:

$$N(t) \;=\; N_{\infty 1} \cdot \frac{1 - e^{-t/T_{\Theta A1}}}{1 + a_1 \cdot e^{-t/T_{\Theta A1}}} \tag{4.154}$$

mit:
$$T_{\Theta A1} \;=\; \frac{T_{\Theta N}}{\frac{M_{A1}}{M_N} \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{M_N}{M_{A1}}}} \;=\; \frac{T_{\Theta N}}{\sqrt{5}} \;=\; 0,447 \cdot T_{\Theta N}$$

$$a_1 \;=\; \frac{\sqrt{1 + 4 \cdot \frac{M_N}{M_{A1}}} - 1}{\sqrt{1 + 4 \cdot \frac{M_N}{M_{A1}}} + 1} \;=\; \frac{\sqrt{5} - 1}{\sqrt{5} + 1} \;=\; 0,382$$

Die Lösung für Stufe 2 ergibt sich analog.

Der Vorteil dieser zweistufigen Lösung ist, daß sowohl das Anfahrmoment M_{A1} als auch das Umschaltmoment $M_{Sch} = M_{M2}$ bei $N = N_{Sch}$ auf Nennmoment begrenzt sind. Damit sind auch die zugehörigen Ströme auf Nennstrom begrenzt.

Da der für die Stufe 2 erforderliche Widerstand R_{2v2} kleiner als R_{2v1} ist, erhält R_{2v1} eine Anzapfung. Bei der thermischen Auslegung ist zu beachten, daß der Teilwiderstand R_{2v2} während des gesamten Anlaßvorgangs Strom führt, der Teilwiderstand $(R_{2v1} - R_{2v2})$ jedoch nur in Stufe 1.

4.4.3 Gleichrichterbrücke

Die Auslegung der Gleichrichterbrücke GR hat für die maximal mögliche Läuferspannung U_{2max} und den maximal möglichen Läuferstrom I_{2max} zu erfolgen. Eventuell sind Überlast und Netzspannungsschwankungen zu berücksichtigen.

Für die Auslegung muß gegeben sein:

- die kleinste Betriebsdrehzahl N_{min},
- die größte Betriebsdrehzahl N_{max},
- die minimale Statorspannung (verkettet) U_{1min},
- die Läuferstillstandsspannung (verkettet) U_{20},
- der Läufernennstrom (der um $k_{\ddot{u}b}$ vergrößerten Maschine) I_{2N}.

Für die Schlupfgrenzen des Betriebsbereichs ergibt sich somit:

$$s_{min} = 1 - \frac{N_{max}}{N_s}\,; \quad s_{max} = 1 - \frac{N_{min}}{N_s}\,; \quad s_{max}^{'} = s_{max} + 0,03 \tag{4.155}$$

Der maximale Schlupf $s_{max}^{'}$ berücksichtigt die Schaltschwelle von $0,03 \cdot N_s$ beim Herabsteuern.

Die maximale ideelle Gleichspannung U_{di0G} ist somit:

$$U_{di0G} \;=\; 1,35 \cdot s'_{max} \cdot U_{20} \tag{4.156}$$

Der maximale Läuferstrom I_{2max} ergibt sich aus:

$$I_{2max} \;=\; k_1 \cdot k_2 \cdot I_{2N} \tag{4.157}$$

mit k_1 = Faktor für Überlastforderungen unter Berücksichtigung von Überlastdauer und –folge,
k_2 = $\frac{U_{1N}}{U_{1min}}$ = Faktor für Netzspannungsabsenkungen,
I_{2N} = Läufernennstrom der um 10% überdimensionierten Maschine.

Der Faktor k_2 ist zu berücksichtigen, wenn die Spannungsabsenkung auf U_{1min} bei vollem Moment länger als fünf Minuten dauert.

Damit lassen sich der maximale Gleichstrom $I_{d\,max}$ und der Typenstrom I_{TypG} des Gleichrichters GR (bezogen auf f_1) berechnen:

$$I_{d\,max} \;=\; \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{2max} \;=\; 1,22 \cdot I_{2\,max} \tag{4.158}$$

$$I_{TypG} \;\geq\; k_3 \cdot I_{d\,max} \;=\; 1,22 \cdot k_3 \cdot I_{2max} \;=\; 1,22 \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot I_{2N} \tag{4.159}$$

Der Faktor k_3 berücksichtigt die läuferfrequenzabhängige Stromflußdauer in den Dioden (und damit eine höhere Erwärmung) bei kleinen Läuferfrequenzen f_2.

$$f_{2\,min} \;=\; s_{min} \cdot f_1 \tag{4.160}$$

Der Faktor k_3 ist nur bei $s_{min} \leq 0,12$ zu berücksichtigen. Für zweiseitig gekühlte Ventile gilt:

$$k_3 \;=\; (1,2 \ldots 1,7) \cdot s_{min} \tag{4.161a}$$

und für einseitig gekühlte Ventile:

$$k_3 \;=\; (1,4 \ldots 3,4) \cdot s_{min} \tag{4.161b}$$

Weitere Auslegungskriterien sind:

a) *Spannungsfestigkeit:*

Für die maximal zulässige periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} der Dioden muß gelten:

$$U_{RRM1} \;\geq\; 3,5 \cdot s'_{max} \cdot U_{20} \qquad (\text{für } 0 \leq s'_{max} \leq 0,8) \tag{4.162}$$

Andernfalls gilt U_{RRM2} (ohne Netzstörungen):

$$U_{RRM2} \;\geq\; 2,8 \cdot U_{20} \qquad (\text{im zweiphasigen Kurzschluß}) \tag{4.163}$$

b) *Isolation gegen Erde:*

$$U_{Iso1} = 2 \cdot s'_{max} \cdot U_{20} + 1000\,V \quad \text{(ohne Netzstörungen)} \tag{4.164}$$

$$U_{Iso2} = 2,8 \cdot U_{20} + 1000\,V \quad \text{(im zweiphasigen Kurzschluß)} \tag{4.165}$$

c) *Nennspannung der Halbleitersicherung:*

$$U_{Sich} \geq s'_{max} \cdot U_{20} \geq 500\,V \tag{4.166}$$

d) *TSE–Beschaltung:*

Bei der Auslegung der TSE–Beschaltung ist zu berücksichtigen:

- das Auftreten von kleinen Läuferfrequenzen $f_{2\,min} = s_{min} \cdot f_1$,
- die Überlagerung der 300 *Hz*–Komponente des sechspulsigen Wechselrichters WR.

e) *Schaltspannungsschutz:*

Auslegung nach 4.4.7.

4.4.4 Wechselrichterbrücke

a) Auslegung mit fester Wechselrichtertrittgrenze:

Die Wechselrichterbrücke WR wird immer im Wechselrichterzustand betrieben ($\alpha_W > 90°$).

$$U_{dW} = -U_{di0W} \cdot \cos\alpha_W \tag{4.167}$$

Unter Vernachlässigung der Verluste ($R_D = 0$) gilt:

$$U_{dW} = U_{dG} \tag{4.168}$$

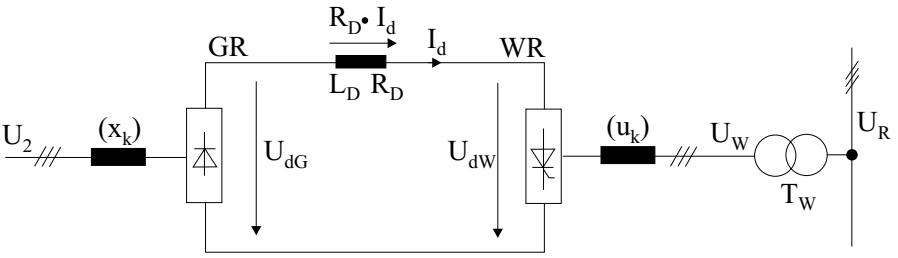


Abb. 4.13: *Zwischenkreisspannungen*

Bei maximaler Gleichspannung U_{di0G} wird die Wechselrichterbrücke an der Wechselrichtertrittgrenze betrieben ($\alpha_W = \alpha_{WR}$). Somit gilt für die maximale ideelle Gleichspannung des Wechselrichters:

$$U_{di0W} = -\frac{U_{di0G}}{\cos \alpha_{WR}} = \frac{U_{di0G}}{\cos \beta_{min}} \tag{4.169}$$

mit $\beta_{min} = 180° - \alpha_{WR}$ = minimaler Wechselrichterabstand (Wechselrichter–Voreilwinkel)

Der Wechselrichterabstand wird üblicherweise fest auf $\beta_{min} = 30°$ (d.h. auf $\alpha_{WR} = 150°$) eingestellt.

Damit ergibt sich die (verkettete) Anschlußspannung U_{WN} des Wechselrichters zu:

$$U_{WN} = k_4 \cdot \frac{U_{di0W}}{1,35} \tag{4.170}$$

Der Faktor k_4 berücksichtigt voneinander unabhängige Spannungsschwankungen zwischen Primärnetz (Einspeisenetz) mit maximaler Netzspannung U_{1max} bzw. Nennspannung U_{1N} und dem Rückspeisenetz mit minimaler Rückspeisespannung U_{Rmin} bzw. Nennspannung U_{RN}.

$$k_4 = \frac{U_{1max}}{U_1} \cdot \frac{U_{RN}}{U_{Rmin}} \tag{4.171}$$

Erfolgt die Rückspeisung der Schlupfenergie in das Primärnetz, ist $k_4 = 1$ einzusetzen.

Für den Typenstrom I_{TypW} des Wechselrichters gilt:

$$I_{TypW} \geq I_{d\,max} \tag{4.172}$$

Als Typenleistung S_{TypT} des Wechselrichter–Transformators T_W ergibt sich (mit dem Überlastfaktor k_1 nach Kap. 4.4.3):

$$S_{TypT} = 1,05 \cdot U_{di0W} \cdot \frac{I_{d\,max}}{k_1} \tag{4.173}$$

Die Nennwerte des Transformators T_W richten sich nach der Spannung des Rückspeisenetzes U_R und der Spannung U_W.

Sekundärspannung: $U_{WN} = k_4 \cdot \frac{U_{di0W}}{1,35}$

Primärspannung: U_{RN} ($U_{RN} = U_{1N}$ bei gemeinsamem Netz)

Sekundärstrom: $I_{WN} = 0,816 \cdot \frac{I_{d\,max}}{k_1}$

Primärstrom: $I_{RN} = I_{WN} \cdot \frac{U_{WN}}{U_{RN}}$

Kurzschlußspannung: $u_k \approx 0,06$ (Richtwert)

b) Auslegung mit variabler Wechselrichtertrittgrenze:

Bei der vorangegangenen Dimensionierung des Wechselrichters WR wurde ein fest eingestellter Wechselrichterabstand $\beta_{min} = 30°$ zugrunde gelegt. Eine genauere Betrachtung zeigt jedoch, daß der Wechselrichterabstand β_{min} verkleinert werden kann, wenn man ihn vom Strom I_d im Gleichstromzwischenkreis abhängig macht. Dadurch kann die Spannungsreserve des Wechselrichters reduziert oder der Regelbereich der Kaskade erweitert werden.

Eine Verminderung der Spannungsreserve beim Wechselrichter bedeutet:

- kleinere Typenleistung des Transformators T_W,
- kleinere Typenleistung der Zwischenkreisdrossel,
- kleinere Sperrspannungsklasse der Thyristoren,
- Verminderung der Wechselrichterblindleistung.

Für die Gleichspannungen läßt sich nach Abb. 4.13 unter Berücksichtigung der induktiven Spannungsabfälle d_x ansetzen:

$$U_{dG} = U_{di0G} \cdot (1 - d_{xG}) = U_{di0G} \cdot \left(1 - \frac{x_k}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{d\,max}}\right) \tag{4.174}$$

$$U_{dW} = U_{di0W} \cdot (\cos\beta + d_{xW}) = U_{di0W} \cdot \left(\cos\beta + \frac{u_k}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{d\,max}}\right) \tag{4.175}$$

$$U_{dG} - R_D \cdot I_d - U_{dW} = 0 \tag{4.176}$$

$$U_{di0G} \cdot (1 - d_{xG}) - R_D \cdot I_d - U_{di0W} \cdot (\cos\beta + d_{xW}) = 0 \tag{4.177}$$

Mit den Normierungen

$$i_d = \frac{I_d}{I_{d\,max}}; \quad d_{xGN} = \frac{x_k}{2}; \quad d_{xWN} = \frac{u_k}{2}; \quad u_{DN} = \frac{R_D \cdot I_{d\,max}}{U_{di0G}} \tag{4.178}$$

wird Gl. (4.177) zu:

$$U_{di0G} \cdot (1 - d_{xGN} \cdot i_d - u_{DN} \cdot i_d) - U_{di0W} \cdot (\cos\beta + d_{xWN} \cdot i_d) = 0 \tag{4.179}$$

Soll ein Strom i_d im Zwischenkreis fließen, so muß somit die Wechselrichterspannung um einen bestimmten Wert ΔU kleiner sein als die Gleichrichterspannung. Die Spannungsdifferenz ΔU deckt die Spannungsabfälle im Gleichrichter, in der Zwischenkreisdrossel und im Wechselrichter.

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_{di0G} - U_{di0W} \cdot \cos\beta \\ &= [U_{di0G} \cdot (d_{xGN} + u_{DN}) + U_{di0W} \cdot d_{xWN}] \cdot i_d \end{aligned} \tag{4.180}$$

Bei maximalem Strom $i_d = 1$ ist ΔU folglich am größten. Bei kleineren Strömen verringert sich ΔU und der Wechselrichter muß entsprechend weiter

ausgesteuert werden (β kleiner). Gleichzeitig läßt sich aber auch der Wechselrichterabstand β verkleinern, ohne daß ein Wechselrichterkippen befürchtet werden muß, da der Überlappungswinkel $\ddot{u}_W$ mit kleinerem Strom kleiner wird.

$$\ddot{u}_W \;=\; \beta - \arccos(\cos\beta + 2 \cdot d_{xWN} \cdot i_d) \tag{4.181}$$

Als Minimum des Wechselrichterabstands bei $i_d = 0$ soll $\beta_{min} = 10°$ (Schonzeit der Thyristoren einhalten) angenommen werden. Für $\Delta U = 0$ gilt somit:

$$U_{di0W} \cdot \cos\beta_{min} \;=\; U_{di0G} \tag{4.182}$$

Damit erhält man mit Gl. (4.179):

$$U_{di0G} \cdot (1 - d_{xGN} \cdot i_d - u_{DN} \cdot i_d) - \frac{U_{di0G}}{\cos\beta_{min}} \cdot (\cos\beta + d_{xWN} \cdot i_d) \;=\; 0 \tag{4.183}$$

Somit läßt sich β als Funktion des Stroms i_d bestimmen:

$$(1 - d_{xGN} \cdot i_d - u_{DN} \cdot i_d) \cdot \cos\beta_{min} - \cos\beta - d_{xWN} \cdot i_d \;=\; 0 \tag{4.184}$$

$$\beta(i_d) \;=\; \arccos\left[\cos\beta_{min} \cdot (1 - d_{xGN} \cdot i_d - u_{DN} \cdot i_d) - d_{xWN} \cdot i_d\right] \tag{4.185}$$

Für $i_d = 0$ ist $\beta = \beta_{min}$. Mit größer werdendem Strom i_d wird β ebenfalls größer. Für den maximalen Strom $i_d = 1$ ergibt sich:

$$\beta_{max} \;=\; \arccos\left[\cos\beta_{min} \cdot (1 - d_{xGN} - u_{DN}) - d_{xWN}\right] \tag{4.186}$$

Bei $i_d = 0$ ist die Schonzeit t_c der Thyristoren durch den Winkel

$$\gamma \;=\; \beta_{min} \;=\; \omega_1 \cdot t_c \tag{4.187}$$

festgelegt. Die Schonzeit t_c muß auch für Ströme $i_d > 0$ eingehalten werden. Für den Winkel γ gilt dann mit Gl. (4.181) und (4.185):

$$\begin{aligned} \gamma \;&=\; \beta - \ddot{u}_W \;=\; \arccos(\cos\beta + 2 \cdot d_{xWN} \cdot i_d) \\ &=\; \arccos\left[\cos\beta_{min} \cdot (1 - d_{xGN} \cdot i_d - u_{DN} \cdot i_d) + d_{xWN} \cdot i_d\right] \end{aligned} \tag{4.188}$$

Aus der Forderung $\gamma \geq \beta_{min}$ ergibt sich die Bedingung:

$$d_{xWN} \;\leq\; \cos\beta_{min} \cdot (d_{xGN} + u_{DN}) \tag{4.189}$$

Diese Bedingung ist im allgemeinen erfüllt, wie auch das folgende Zahlenbeispiel zeigt. Die Funktion $\beta(i_d)$ nach Gl. (4.185) ist für $\beta_{min} = 10°$ und die Daten

$$d_{xGN} = 0,05; \quad d_{xWN} = 0,03; \quad u_{DN} = 0,02 \tag{4.190}$$

in Abb. 4.14 dargestellt. Für $i_d = 1$ ergibt sich $\beta_{max} \;=\; 27,6°$.

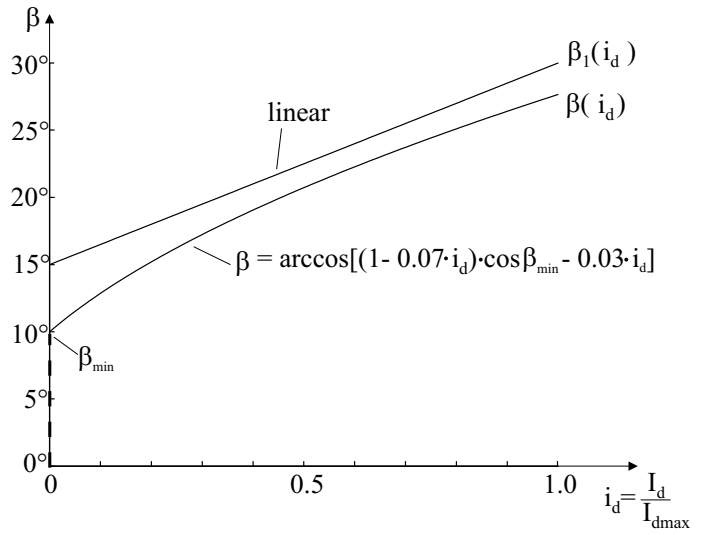


Abb. 4.14: *Stromabhängiger Wechselrichterabstand* $\beta = f(i_d)$

In der Praxis wird sich für die Änderung des Wechselrichterabstands in Abhängigkeit vom Strom ein linearer Zusammenhang anbieten, der als Funktion $\beta_1(i_d)$ in Abb. 4.14 dargestellt ist.

$$\beta_1 \;=\; f(i_d) \;=\; \beta_{1min} \cdot (1 + i_d) \qquad \text{mit} \quad \beta_{1min} = 15^\circ \tag{4.191}$$

Für den maximalen Strom $i_d = 1$ ergibt sich damit:

$$\beta_{1max} \;=\; 2 \cdot \beta_{1min} \;=\; 30^\circ \tag{4.192}$$

Durch diese Festlegung ist sichergestellt, daß für jeden Strom $i_d \leq 1$ die lineare Kurve $\beta_1(i_d)$ über der Kurve $\beta(i_d)$ liegt, so daß der tatsächlich eingestellte Wechselrichterabstand β_1 immer größer ist als das berechnete Minimum β.

Dabei ist zu beachten, daß die in Abb. 4.14 dargestellte Kurve $\beta(i_d)$ für die oben genannten Schätzwerte der Spannungsabfälle d_{xGN}, d_{xWN} und u_{DN} gilt. Es ist daher wichtig, auch Veränderungen dieser Schätzwerte zu berücksichtigen. Es zeigt sich, daß der eingestellte lineare Wechselrichterabstand $\beta_1(i_d)$ auch dann noch größer als das berechnete Minimum $\beta(i_d)$ ist, wenn für die Spannungsabfälle gilt:

$$d_{xGN} + u_{DN} + 1,02 \cdot d_{xWN} \;\leq\; 0,12 \tag{4.193}$$

Bei der spannungsmäßigen Auslegung des Wechselrichters nach der Formel:

$$U_{di0W} \;=\; \frac{U_{di0G}}{\cos \beta_{min}} \tag{4.194}$$

ergibt sich mit $\beta_{1min} = 15°$ eine Reduzierung der Auslegungsspannung um etwa 11 % gegenüber der Dimensionierung für ein fest eingestelltes $\beta_{min} = 30°$.

4.4.5 Zwischenkreisdrossel

Die Zwischenkreisdrossel L_D nimmt die Differenz der Augenblickswerte der gleichgerichteten Läuferspannung $u_{dG}(t)$ und der durch Anschnitt im Wechselrichter gebildeten Gegenspannung $u_{dW}(t)$ auf. Ihre Induktivität muß so groß sein, daß bei kleinen Schlupfwerten und damit kleinen Gegenspannungen U_2 die Funktion der Gleichrichterbrücke GR erhalten bleibt (keine Freilaufzustände von WR aus gesehen, siehe auch Kap. 4.4.8). Ebenso muß die Welligkeit des Motorstroms begrenzt werden. In manchen Fällen muß auch ein Lücken des Gleichstroms I_d bei geringer Last verhindert werden.

Der Typenstrom der Drossel ist (mit dem Überlastfaktor k_1 nach Kap. 4.4.3):

$$I_{Typ\,D} \;=\; \frac{I_{d\,max}}{k_1} \tag{4.195}$$

Die Induktivität L_D ergibt sich aus:

$$L_D \;=\; 0,06 \cdot k_3 \cdot \frac{U_{di0W}}{I_{Typ\,D} \cdot f_1} \tag{4.196}$$

mit k_3 = Faktor für kleine Frequenzen (siehe Kap. 4.4.3)

Damit ist der Energieinhalt der Drossel:

$$E_D \;=\; \frac{1}{2} \cdot L_D \cdot I^2_{Typ\,D} \tag{4.197}$$

Die Typenleistung (bezogen auf $f_{1N} = 50\ Hz$) ist somit:

$$S_{Typ\,D} \;=\; 2\pi \cdot f_{1N} \cdot E_D \;=\; \pi \cdot f_{1N} \cdot L_D \cdot I^2_{Typ\,D} \tag{4.198}$$

Um das Lücken bei kleinem Strom zu verhindern, gilt als zweites Wertepaar bei $I_d = 0,1 \cdot I_{Typ\,D}$:

$$L_{D1} \;=\; 4 \cdot L_D \tag{4.199}$$

Abschätzung der Stromwelligkeit:

Für die Abschätzung der Stromwelligkeit werden die ohmschen Spannungsabfälle, die Kommutierungseinflüsse und die Spannungszeitfläche der Gleichrichterbrücke

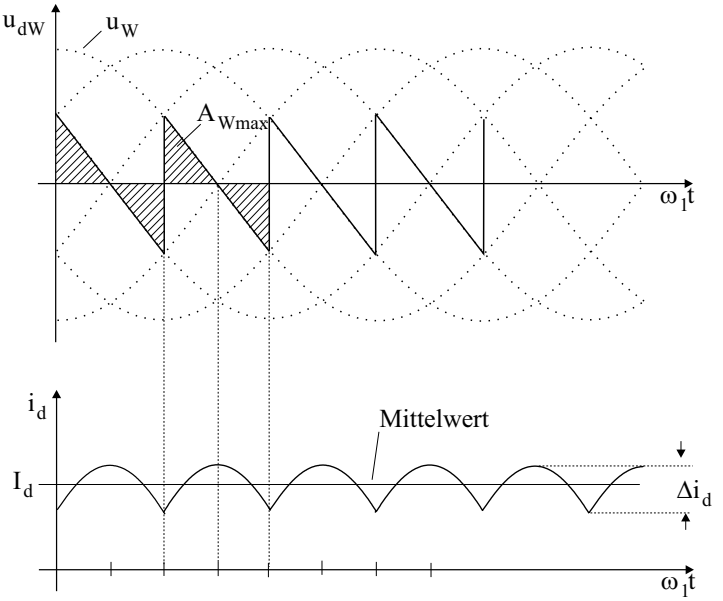


Abb. 4.15: *Spannungszeitfläche A_{Wmax} und Stromwelligkeit bei $\alpha_W = 90°$*

GR vernachlässigt. Die bei der sechspulsigen Brücke WR auftretende positive (oder negative) Spannungszeitfläche beträgt im ungünstigsten Fall, bei $\alpha_W = 90°$ bzw. $U_{dW} \approx 0$ (siehe Abb. 4.15):

$$A_{Wmax} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_W}{\omega_1} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\omega_1 t)\, d\omega_1 t = \frac{\sqrt{2} \cdot U_W}{2\pi \cdot f_1} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) = 0,0223 \cdot \frac{U_{di0W}}{f_1} \tag{4.200}$$

Die Differenz Δi_d zwischen Maximum und Minimum des welligen Zwischenkreisstroms I_d ergibt sich mit L_D nach Gl. (4.196) und $k_3 = 1$ zu:

$$\Delta i_d = \frac{A_{Wmax}}{L_D} = \frac{0,0223}{0,06} \cdot I_{Typ\,D} = 0,372 \cdot I_{Typ\,D} \tag{4.201}$$

Die Stromdifferenz Δi_d ist unabhängig vom Strommittelwert I_d, solange dieser nicht lückt. Bei Spannungen $U_{dW} > 0$ wird A_W und damit Δi_d kleiner.

Die maximale Stromwelligkeit $w_{id\,max}$ ergibt sich somit zu:

$$w_{id\,max} = \frac{\Delta i_d}{2 \cdot I_{d\,max}} = \frac{\Delta i_d}{2 \cdot k_1 \cdot I_{Typ\,D}} = \frac{0,186}{k_1} \tag{4.202}$$

4.4.6 Blindleistungskompensation

Zur Kompensation der Motorblindleistung auf einen gewünschten $\cos\varphi_1^*$ ist parallel zur Statorwicklung eine Kondensatorbatterie erforderlich. Die Kondensatorblindleistung Q_{CK} ergibt sich aus:

$$Q_{CK} \;=\; P_{1N} \cdot (\tan\varphi_1 - \tan\varphi_1^*) \tag{4.203}$$

Um eine Selbsterregung beim Abschalten des Motors auszuschließen, soll der Kondensatorstrom nicht größer als 90 % des Leerlaufstroms I_0 der Maschine sein. Somit gilt:

$$I_{CK} \;\leq\; 0,9 \cdot I_0 \tag{4.204}$$

$$Q_{CK} \;\leq\; 0,9 \cdot \sqrt{3} \cdot I_0 \cdot U_{1N} \;=\; 1,56 \cdot I_0 \cdot U_{1N} \tag{4.205}$$

mit U_{1N} = Statorspannung (verkettet)
I_0 = Leerlaufstrom der Maschine

Damit ergibt sich als Kapazität C_K pro Strang (Sternschaltung):

$$C_K \;=\; \frac{Q_{CK}}{\omega_1 \cdot U_{1N}^2} \tag{4.206}$$

Zur Begrenzung der Kondensatorstrom–Oberschwingungen dient die Schutzdrossel L_K. Für ein zu wählendes ν gilt:

$$\nu \cdot \omega_1 \;=\; \frac{1}{\sqrt{L_K \cdot C_K}} \tag{4.207}$$

Damit ergibt sich die Induktivität L_K pro Strang zu:

$$L_K \;=\; \frac{1}{C_K \cdot (\nu \cdot \omega_1)^2} \tag{4.208}$$

Durch die Induktivität L_K der Schutzdrossel wird die wirksame Grundschwingungsimpedanz vermindert. Der Grundschwingungsstrom $I_{CK(1)}$ wird somit durch L_K erhöht:

$$I_{CK(1)} \;=\; \frac{U_{1N}}{\sqrt{3}} \cdot \omega_1 \cdot C_K \cdot \left(\frac{\nu^2}{\nu^2 - 1}\right) \tag{4.209}$$

Für den typischen Wert $\nu = 3,8$ ist der Strom $I_{CK(1)}$ somit um etwa 8 % größer als ohne Drossel. Alternativ läßt sich die Schaltung auch als Saugkreis für $\nu = 5$ auslegen.

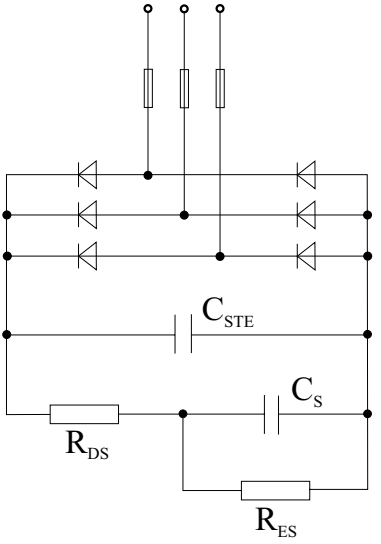


Abb. 4.16: *Schaltspannungsschutz auf der Läuferseite (kombiniert mit TSE–Summenbeschaltung)*

4.4.7 Schaltspannungsschutz

Der Schaltspannungsschutz ist gegeben durch eine Kondensatorbatterie auf der Netzseite (siehe Kap. 4.4.6) *oder* durch eine eigene Gleichrichterbrücke (mit Kondensator C_S) auf der Läuferseite entsprechend Abb. 4.16 (vergl. auch Abb. 4.9). Mit dieser Schaltung ist auch ein Schutz beim Ansprechen der Sicherungen des Hauptgleichrichters GR gegeben.

Grundsätzlich kann der Schaltspannungsschutz auf der Läuferseite auch mit der TSE-Beschaltung der Gleichrichterbrücke GR kombiniert werden (Summenbeschaltung, Kondensator C_{STE}).

Der Kondensator C_S ist für die magnetische Energie der Asynchronmaschine auszulegen:

$$C_S \;=\; \frac{U_{1N} \cdot I_0}{U_{RRM}^2 - \left(s'_{max} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20}\right)^2} \cdot \frac{0,25}{f_1} \tag{4.210}$$

mit U_{RRM} = maximal zulässige periodische Spitzensperrspannung der eingesetzten Dioden nach Gl. (4.162) bzw. (4.163).

Der Dämpfungswiderstand R_{DS} ergibt sich zu:

$$R_{DS} \;\leq\; \frac{\left(U_{RRM} - s'_{max} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20}\right) \cdot U_{20}}{2 \cdot U_{1N} \cdot I_0} \tag{4.211}$$

Die Ladezeitkonstante T_S ist somit:

$$T_S \;=\; R_{DS} \cdot C_S \;=\; \frac{0,125}{f_1} \cdot \frac{U_{20}}{U_{RRM} + s'_{max} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20}} \tag{4.212}$$

Mit U_{RRM} nach Gl. (4.162) erhält man:

$$U_{RRM} \;=\; 3,5 \cdot s'_{max} \cdot U_{20} \tag{4.213}$$

$$T_S \;=\; \frac{0,125}{f_1 \cdot s'_{max} \cdot (3,5 + \sqrt{2})} \;\approx\; \frac{0,51}{s'_{max}}\, ms \tag{4.214}$$

Der Entladewiderstand R_{ES} wird für eine Entladezeitkonstante $T_E \approx 1\, s$ ausgelegt:

$$R_{ES} \;=\; \frac{T_E}{C_S} \tag{4.215}$$

Der Kondensator C_{STE} ist für eine TSE–Summenbeschaltung auszulegen. Dabei ist das Auftreten von kleinen Frequenzen f_2 zu berücksichtigen.

Die Dioden sind für den größeren der beiden Ladeströme auszulegen:

1. Ladestrom beim Zuschalten (Dauer ca. $10\, ms$):

$$I_{CS\,max1} \;\approx\; s'_{max} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot U_{20}}{R_{DS}} \tag{4.216}$$

2. Ladestrom beim Abschalten (Dauer ca. $10\, ms$):

$$I_{CS\,max2} \;\leq\; \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \frac{U_{1N}}{U_{20}} \tag{4.217}$$

Mit R_{DS} nach Gl. (4.211) und U_{RRM} nach Gl. (4.162) ergibt sich, daß beide Ladeströme annähernd gleich groß sind:

$$\frac{I_{CS\,max1}}{I_{CS\,max2}} \;=\; \frac{s'_{max} \cdot 2 \cdot U_{20}}{U_{RRM} - s'_{max} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{20}} \;=\; \frac{2}{3,5 - \sqrt{2}} \;=\; 0,96 \tag{4.218}$$

Spannungsfestigkeit, Isolation gegen Erde und Nennspannung der Halbleitersicherungen sind wie unter 4.4.3 auszulegen.

4.4.8 Vorfluten der Dioden

Die Nenndrehzahl der Kaskade liegt bedingt durch zusätzliche Verluste im Läuferkreis (Halbleiter, Drossel, Leitungen) etwa 1% unterhalb der Nenndrehzahl des Motors. Werden nun diese zusätzlichen Spannungsabfälle (Verluste) durch den Wechselrichter kompensiert, indem dessen Steuerbereich geringfügig in Richtung Gleichrichterbereich verändert wird, dann kann die Drehzahl der Kaskade entsprechend erhöht werden.

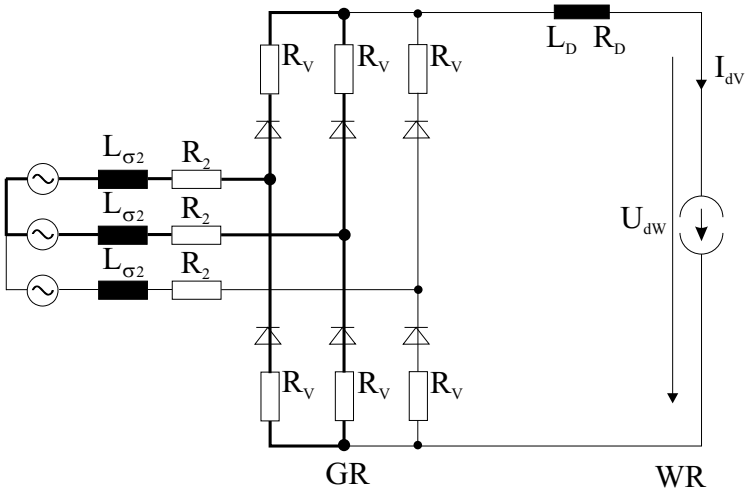


Abb. 4.17: *Vorfluten der Dioden ($U_{dW} < 0$)*

Steuert man den netzgeführten Wechselrichter WR soweit in den Gleichrichterbetrieb, daß der Läuferstrom sich über die Dioden der Brücke GR frei ausbilden kann, so werden die Verluste im Gleichstromzwischenkreis nicht mehr von der Maschine, sondern vom Netz her gedeckt.

Das Vorfluten der Dioden wird anhand von Abb. 4.17 kurz dargestellt. Die Widerstände R_V stellen darin die Übergangswiderstände der Schleifringe und die Durchlaßwiderstände der Dioden dar. Der netzgeführte Stromrichter WR wurde vereinfachend als Stromquelle angenommen.

Der von dieser Stromquelle erzeugte Gleichstrom I_{dV} verteilt sich (entsprechend den Potentialen an den Schleifringen) ungleichmäßig auf die drei Zweige der Brücke GR. Ihm überlagert sich der Läuferstrom I_2 der Maschine, der sich gleichmäßig auf die beiden Dioden eines Brückenzweiges aufteilt. Es führen nie drei Zweige einer Brückenhälfte gleichzeitig Strom, d.h. es sind immer vier Dioden an der Stromführung beteiligt. Die Stromführungsdauer der Ventile beträgt 240° (bezogen auf die kleine Läuferfrequenz f_2).

Damit sich der Läuferstrom I_2 frei ausbilden kann, muß der Vorflutstrom I_{dV} gleich dem Scheitelwert des Läuferstroms gewählt werden. Somit gilt:

$$I_{dV\,max} \;=\; \sqrt{2} \cdot I_{2\,max} \tag{4.219}$$

Die bisherige Dimensionierung nach Gl. (4.158) ergab:

$$I_{d\,max} \;=\; \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{2\,max} \tag{4.220}$$

Das Vorfluten der Dioden bedingt also eine um den Faktor

$$k_V = \frac{I_{dV\,max}}{I_{d\,max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,15 \tag{4.221}$$

erhöhte Strombelastung des Kaskadenkreises. Somit sind Gleichrichter GR, Drossel L_D, Wechselrichter WR und Wechselrichter–Transformator T_W zusätzlich um ca. 15 % größer zu dimensionieren, wenn man den Motor bei vollem Moment bei seiner Nenndrehzahl betreiben will.

Gegenüber dem Normalbetrieb ist für die Dimensionierung der Dioden der erhöhte Strom, die kleinere Frequenz $f_{2\,min}$ und die längere Stromführungsdauer zu berücksichtigen.

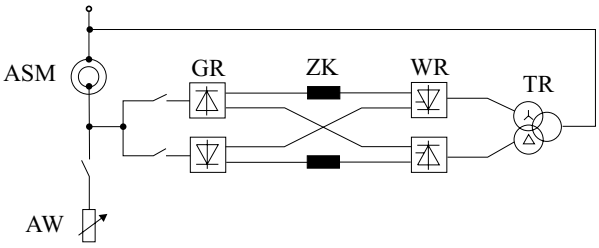
4.5 Sonderausführungen

Durch eine Vielzahl von Sonderschaltungen lassen sich die untersynchronen Kaskaden an besondere Einsatzbedingungen anpassen. Sonderausführungen können erforderlich werden zur Erhöhung der Verfügbarkeit, zur Verminderung von Netzrückwirkungen, zur Verminderung der Pendelmomente, zur Aufrechterhaltung des Betriebes bei Kurzunterbrechungen bzw. Umschaltungen im versorgenden Netz und zur Anpassung des Antriebes an die Lastkennlinie. Abbildung 4.18 gibt eine Übersicht der Sonderausführungen [261, 266].

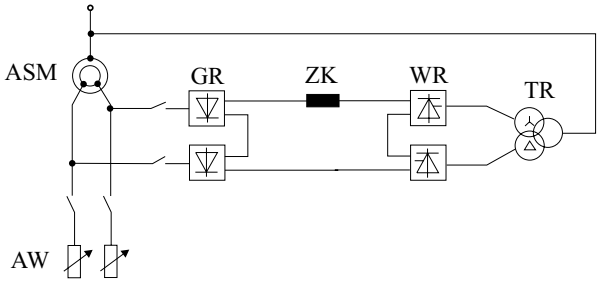
4.5.1 Umschaltbare Kaskade

Bei großen Leistungen und einem quadratischen Verlauf der Drehmoment–Drehzahl–Charakteristik können durch eine Unterteilung des Gleichrichters und des Wechselrichters und durch eine Umschaltung dieser Teilstromrichter der Aufwand und die Netzrückwirkungen deutlich herabgesetzt werden (Abb. 4.18a).

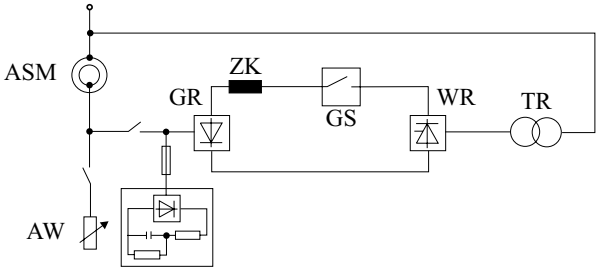
Im *unteren* Drehzahlbereich wird entsprechend der höheren Läuferspannung und dem kleinen Läuferstrom eine *Reihenschaltung* der Wechselrichter vorgenommen. Die untere, in Abb. 4.19 mit weißen Dioden dargestellte Gleichrichterbrücke wird dabei nur in der Freilauffunktion genutzt. Im *oberen* Drehzahlbereich, bei kleinen Spannungen, aber großen Strömen, werden die Stromrichter *parallel* geschaltet. Die Vorgänge bei der Serien–Parallel–Umschaltung sind in Abb. 4.19 mit Hilfe von Ersatzstromkreisen dargestellt. Der eine Gleichrichter ist für die maximale Läuferspannung, aber nur für einen Teil des Nennstroms, die beiden Wechselrichter z.B. für die halbe Spannung und den halben Strom auszulegen. Aus Abb. 4.19c ist zu entnehmen, daß jeweils der kathodenseitige Teil der einen Gleichrichterbrücke und der anodenseitige Teil der anderen Gleichrichterbrücke jeweils eine Wechselrichterbrücke bei der Parallelschaltung speisen.



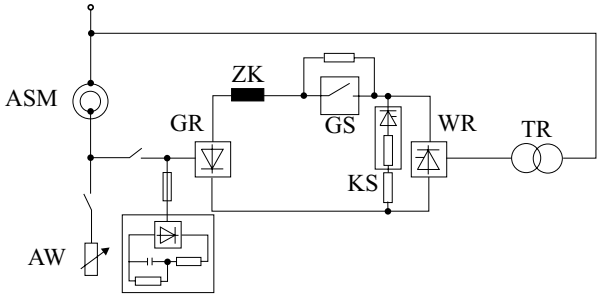
a) Umschaltbare Kaskade



b) Zwölfpulsige Ausführung für Gleich- und Wechselrichter



c) Schaltung bei Kurzunterbrechungen im Netz



d) Schaltfeste Ausführung bei Netzumschaltungen

Abb. 4.18: *Sonderausführungen der USK*

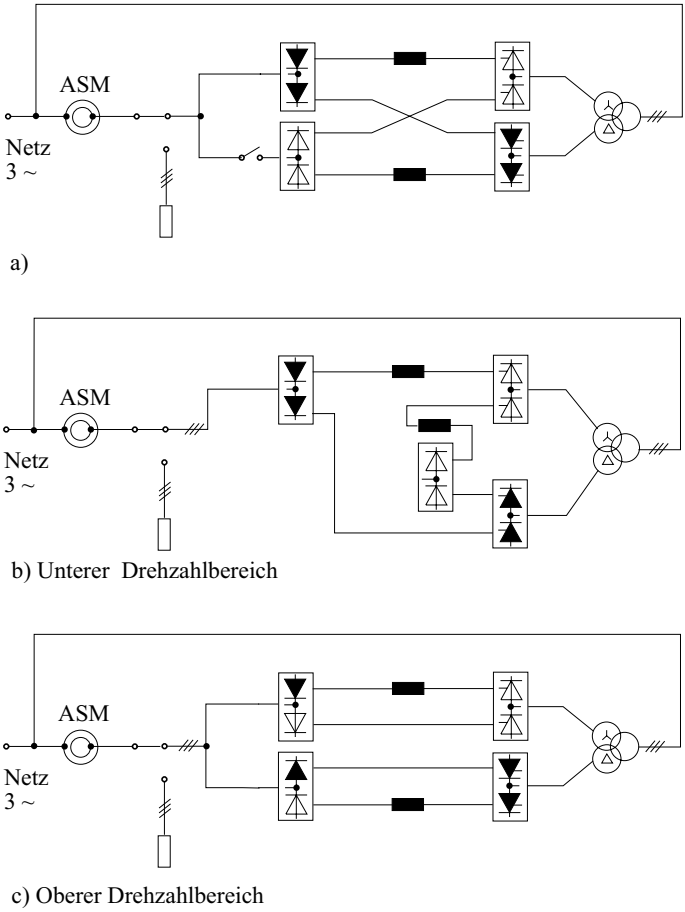


Abb. 4.19: *Ersatzstromkreise bei Serien–Parallel–Umschaltung*

4.5.2 Zwölfpulsige Ausführung

Zur Verminderung von Netzrückwirkungen und/oder der Pendelmomente kann der Wechselrichter und/oder der Gleichrichter in zwölfpulsiger Ausführung verwendet werden. In Abbildung 4.18b ist eine Anordnung mit zwei Läuferwicklungen, zwei Gleichrichtern, zwei Wechselrichtern und Transformator mit zwei Sekundärwicklungen gezeigt.

Gleich- und Wechselrichter arbeiten zwölfpulsig und liefern nur Stromoberschwingungen 11., 13. und höherer Ordnung. Die Netzspannungsverzerrungen und die Zusatzverluste im Läufer, sowie dessen Pendelmomente werden reduziert.

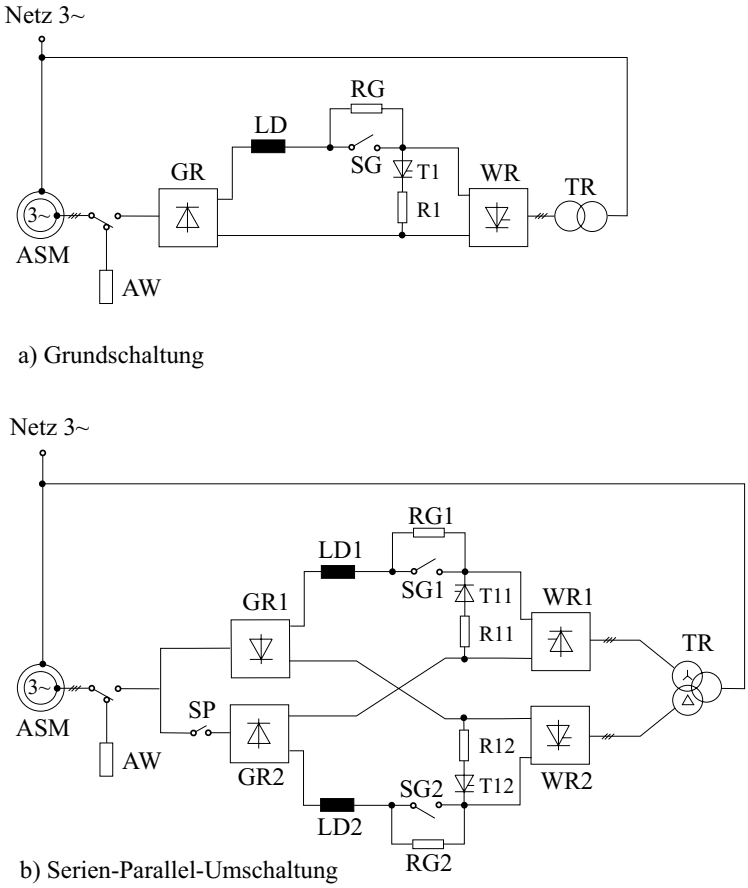


Abb. 4.20: *Schaltfeste Ausführungen der USK*

Prinzipiell ist bei zwei Wechselrichtern auch der Betrieb mit nur einem Gleichrichter möglich.

Durch die *Folgesteuerung* der beiden Wechselrichter kann der Bedarf an Steuerblindleistung erheblich reduziert werden. Bei einem Gesamtsteuerwinkel von $\alpha = 90°$, d.h. bei höchster Drehzahl, arbeiten beide Wechselrichter mit voller Spannung im Gleich- bzw. Wechselrichterbetrieb, so daß eine gegenseitige Spannungskompensation stattfindet (Grundschwingungs–Blindleistung ≈ 0; vergl. Kap. 2.9).

Die Oberschwingungsbelastung liegt zwischen der sechspulsigen und der zwölfpulsigen Schaltung. Bei Stern–Dreieck–Schaltung des Rückspeisetransformators liegt bei höchster Drehzahl sechspulsiger Betrieb, bei Stern–Stern–Schaltung zwölfpulsiger Betrieb vor. Mit abnehmender Drehzahl (d.h. steigender Span-

nung) tritt mehr und mehr die zwölf- bzw. sechspulsige Arbeitsweise in den Vordergrund.

4.5.3 Schaltungen bei Netzunterbrechungen und Netzumschaltungen

Treten im Versorgungsnetz nur Kurzunterbrechungen auf, so kann die Variante nach Abb. 4.18c eingesetzt werden. Bricht bei der Kurzunterbrechung die Spannung sehr schnell zusammen, so wird durch das Öffnen des Gleichstrom–Schnellschalters der Strom im Zwischenkreis schnell abgebaut; gleichzeitig wird auf Anlasserbetrieb übergegangen. Ohne diese Maßnahme könnte bei fehlender oder zu kleiner Netzspannung durch das Kippen des Wechselrichters ein Ansprechen der Thyristorsicherungen erfolgen, wodurch die Verfügbarkeit der Anlage sehr reduziert würde. Bei wieder vorhandener Spannung geht man normal vom Anlasser- auf den Kaskadenbetrieb über.

In Kraftwerksnetzen, wo eine häufige Umschaltung der Versorgungsschienen erforderlich ist, wird die Variante nach Abb. 4.18d angewendet. Dabei wird der Läufer durch das Einbringen von Widerständen im Gleichstrom–Zwischenkreis sehr schnell abgeschlossen. Die zusätzlichen Schalteinrichtungen erhöhen auch in diesem Fall die Verfügbarkeit der Anlage bei transienten Strom- und Spannungserhöhungen im Zwischenkreis (Abb. 4.20).

4.6 Zusammenfassung

Die untersynchrone Kaskade ist somit ein Antriebssystem, bei dem der Aufwand (Dimensionierungsleistung) im Stromrichterteil entsprechend dem Drehzahlbereich ist. Wenn Arbeitsmaschinen gewählt werden, die z.B. ein quadratisch oder kubisch mit der Drehzahl ansteigendes Drehmoment (Pumpen, Lüfter) verlangen, dann ist bei niedrigen Drehzahlen das geforderte Drehmoment klein, die Läuferleerlaufspannung groß. Bei hohen Drehzahlen ist dagegen das geforderte Drehmoment groß, die Läuferleerlaufspannung aber klein. Dies ist vorteilhaft bei der Auslegung des Systems zu berücksichtigen. Daß der Aufwand bei den Stromrichtern gering gehalten werden kann, ist ein nicht zu unterschätzender Vorteil bei Anwendungen wie etwa Windkraftwerken.

Die untersynchrone Kaskade hat folgende Nachteile: Grundsätzlich sind die mechanischen Schleifringe und die notwendigen Läuferwicklungen als nachteilig anzusehen. Weiterhin ist der Aufwand für das Anfahren bis zum niedrigsten Drehzahlpunkt (Anlaßwiderstand und Schalter) nicht zu vernachlässigen. Die Einschränkung im Drehzahlstellbereich zu kleineren Drehzahlen und die Ausblendung der Synchrondrehzahl sind zu beachten. Die unerwünschten Netzrückwirkungen sind immer dann von Bedeutung, wenn untersynchrone Kaskaden mit hoher Leistung sowie schwachem versorgenden Netz realisiert werden.

Eine Abwandlung der Schaltungskonfiguration ist erreichbar, wenn gedanklich zwei Asynchronmaschinen so verschaltet werden, daß die Statorwicklungen der ersten Asynchronmaschine direkt an das versorgende Netz mit konstanter Spannung und konstanter Frequenz angeschlossen und die gewickelte Läuferwicklung der ersten Asynchronmaschine mit der gewickelten Läuferwicklung der zweiten Asynchronmaschine elektrisch und mechanisch durchgekoppelt sind und die Statorwicklung der zweiten Asynchronmaschine mit einer Stromrichterschaltung entsprechend Abb. 4.1 verbunden ist, die einen Energietransport vom oder zum Netz zuläßt.

Wenn die erste ASM die Polpaarzahl Z_{p1} und die zweite ASM die Polpaarzahl Z_{p2} hat, die Läuferwicklungen miteinander verbunden sind, die Netzfrequenz f_1 und die Statorfrequenz der zweiten ASM f_2 ist, dann gilt für die Synchrondrehzahl dieser Anordnung:

$$N_s = \frac{f_1 \pm f_2}{Z_{p1} + Z_{p2}} \tag{4.222}$$

Wesentlich bei dieser Anordnung ist, daß $Z_{p1} \neq Z_{p2}$ ist, um transformatorische Energieübertragungen zu vermeiden. Statt nun zwei Asynchronmaschinen in der oben beschriebenen Art zu koppeln, kann auch eine Asynchronmaschine mit zwei Statorwicklungen unterschiedlicher Polpaarzahl Z_{p1} und Z_{p2} ausgeführt werden. Diese Idee ist schon 1907 von Hunt zum Patent angemeldet worden [254]. Eine Übersicht über die weiteren Entwicklungen ist in [270] zu finden.

In weiteren Veröffentlichungen wie beispielsweise [247, 248, 271] werden Abwandlungen dieses Prinzips und regelungstechnische Modelle sowie Anwendungsgebiete dieser Maschine als untersynchrone Kaskade ohne Schleifringe beschrieben. Es wird in diesen Veröffentlichungen festgestellt, daß mit dieser Maschinenkonstruktion die Schleifringe vermieden werden. In speziellen Anwendungsfällen wie Windkraftanlagen ist ebenso auch der Anlaßvorgang nicht notwendig, so daß auch diese Kosten entfallen. Damit wirkt sich der Vorteil der wesentlich niedrigeren Auslegungsleistung für die Stromrichter deutlicher in den Gesamtkosten aus, wenn der nutzbare Drehzahlbereich nur gering ist.

5 Stromrichtermotor

5.1 Prinzipielle Funktion

Der Stromrichtermotor ist eine Antriebsvariante mit Synchronmaschine und *lastgeführtem Stromrichter* auf der Maschinenseite. Das Schaltbild des Stromrichtermotors ist in Abb. 5.1 dargestellt.

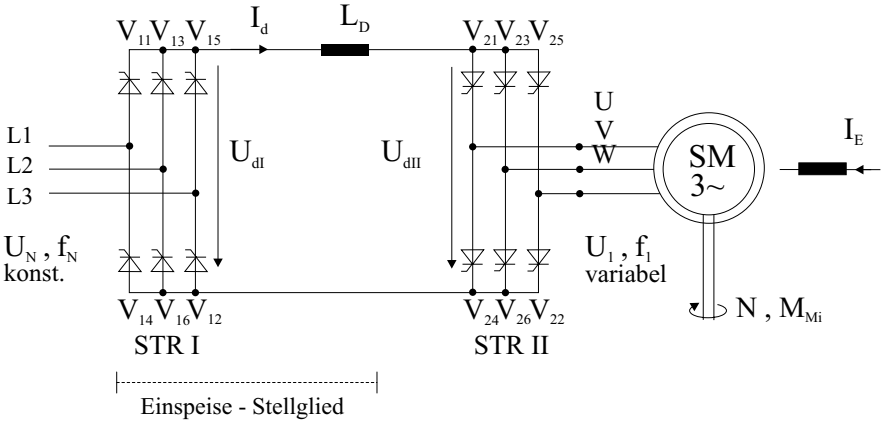


Abb. 5.1: *Schaltbild des Stromrichtermotors*

Das Einspeise–Stellglied STR I ist beispielsweise ein netzgeführter Stromrichter in B6–Schaltung, der von einem Netz N mit fester Spannung U_N und fester Frequenz f_N gespeist wird. Durch Variation des Zündwinkels α_I kann am Gleichspannungsausgang $U_{d\mathrm{I}}$ entweder eine positive Gleichspannung (Gleichrichterbetrieb, $0° < \alpha_\mathrm{I} \leq 90°$) oder eine negative Gleichspannung (Wechselrichterbetrieb, $90° < \alpha_\mathrm{I} \leq 180°$) erzeugt werden. Aufgrund der Ventilwirkung ist aber nur eine Richtung des Stroms I_d möglich. Die Steuer- und Kommutierungs–Blindleistung des Stellglieds STR I wird vom Netz zur Verfügung gestellt.

Im Zwischenkreis zwischen den Stellgliedern STR I und STR II ist eine Zwischenkreisdrossel mit der Induktivität L_D angeordnet. Durch diese Drossel wird das Gesamteinspeise–Stellglied zu einem Stellglied mit eingeprägtem Strom.

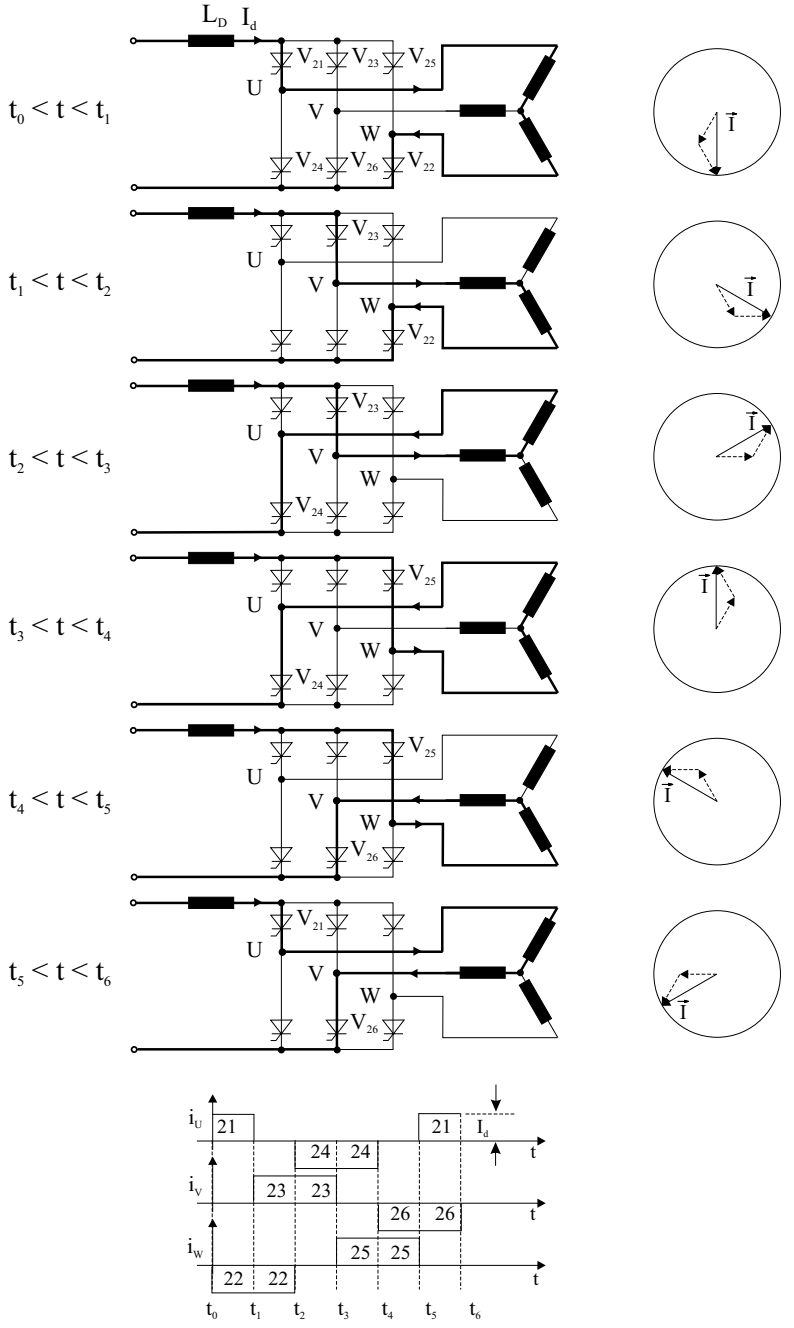


Abb. 5.2: *Zeitlicher Verlauf des Statorstrombelags der Synchronmaschine*

Wir wollen in den folgenden Überlegungen von einem konstanten Strom I_d im Arbeitspunkt (d.h. $L_D \to \infty$) ausgehen und die Funktion des Stellglieds STR II und der Synchronmaschine SM untersuchen.

Unter der Voraussetzung, daß die Synchronmaschine erregt ist, wird angenommen, daß die Ventile V_{21} und V_{22} des Stellglieds STR II gezündet seien; der Strom I_d fließt somit in die Phase U der Synchronmaschine und aus der Phase W der Synchronmaschine zurück zum Stellglied STR I. Der Statorstrombelag nimmt daher eine durch die Wicklungen gegebene räumliche Lage ein.

Wenn nun angenommen wird, daß nach einiger Zeit der Strom von dem Ventil V_{21} zu dem Ventil V_{23} des Stellglieds STR II kommutiert werden kann, dann nimmt der Statorstrombelag eine neue Lage an. In gleicher Weise können durch zyklisches Fortschalten des Stroms I_d insgesamt sechs räumliche Lagen des Statorstrombelags erzeugt werden (Abb. 5.2). Dabei ist zu beachten, daß jeweils nur zwei Phasenwicklungen genutzt werden.

Da das Polrad der Maschine erregt ist, wird sich ein Drehmoment bilden, und das Polrad folgt dem im Stator der SM umlaufenden Strombelag. Dies bedeutet, daß in Abhängigkeit von der Zündimpulsfrequenz des Stellglieds STR II sich ein sprungförmig räumlich umlaufender Strombelag bildet, der das Polrad — richtige Einstellung aller Parameter vorausgesetzt — mitnimmt, d.h. die Drehzahl N des Polrads kann über die Zündimpulsfrequenz verstellt werden.

Nun ist noch ungeklärt, wie der Strom von einem Ventil zum nächsten Ventil kommutieren kann. Unter der Annahme, das Polrad sei mit dem Strom I_E erregt und habe die Drehzahl N, wird an den Klemmen der Synchronmaschine ein der Drehzahl N proportionales Spannungssystem erzeugt (z.B. bei $I_1 = 0$, $I_E \neq 0$ die Spannung U_p, ansonsten Überlagerung von I_1 und I_E; siehe Abb. 5.15 und *Elektrische Antriebe 2* [57–59]). Wenn vorausgesetzt werden kann, daß die SM übererregt ist, dann kann sie (wie das Netz beim Stromrichter STR I) für den Stromrichter STR II die Kommutierungs- und Steuerblindleistung zur Verfügung stellen. Über den Zwischenkreis und STR II wird somit nur die Wirkleistung $P_d = U_d \cdot I_d$ für die Synchronmaschine übertragen.

Das System SM und STR II ist unter der Bedingung I_d = konst. (d.h. $L_D \to \infty$) ein geschlossenes System, bei dem der Stromrichter STR II die von der Synchronmaschine abgegebene Blindleistung vollständig aufnimmt. Diese Bedingung muß bei der Auslegung und der Steuerung des Systems beachtet werden.

Um das Betriebsverhalten des Systems kennenzulernen, soll vorausgesetzt werden, daß diese Bedingung eingehalten wird. Aus dem Schaltbild des Stromrichtermotors läßt sich entnehmen, daß im stationären Betrieb $U_{d\mathrm{I}} = U_{d\mathrm{II}}$ sein muß, wenn der Widerstand R_D der Drossel zu Null angenommen wird.

Wenn der Stromrichter STR I im Gleichrichterbereich ($U_{d\mathrm{I}} > 0$) ausgesteuert ist, muß daher STR II im Wechselrichterbereich ausgesteuert sein, und es wird Wirkleistung vom Netz zur Synchronmaschine übertragen; die SM ist im Motorbetrieb (Abb. 5.3). Wenn dagegen STR I im Wechselrichterbetrieb ist ($U_{d\mathrm{I}} < 0$), dann muß STR II im Gleichrichterbetrieb sein und die Wirkleistung wird von der Synchronmaschine in das Netz übertragen; die SM ist im Generatorbetrieb.

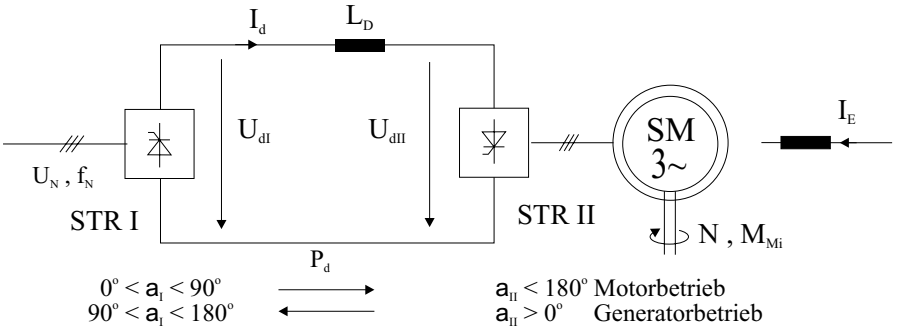


Abb. 5.3: *Betriebsfälle des Stromrichtermotors*

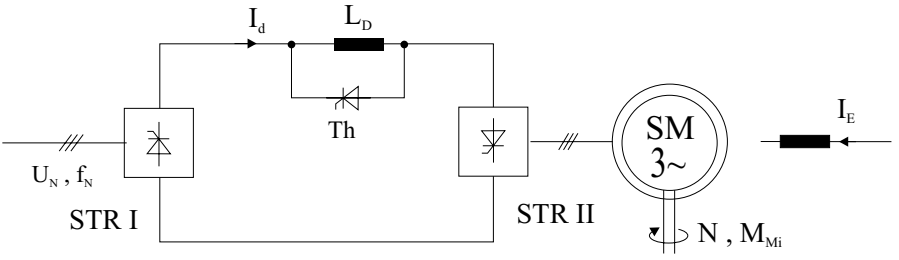


Abb. 5.4: *Schaltung zum Anfahren*

Durch Vertauschen der Zündimpulsfolge für den STR II kann zusätzlich die Drehrichtung des umlaufenden Strombelags geändert werden. Eine Drehrichtungsumkehr ist somit ebenso ohne zusätzlichen Aufwand im Leistungsteil möglich.

Nun gibt es bei dieser Lösung einen gravierenden Nachteil. Wie schon oben darauf hingewiesen wurde, muß die Synchronmaschine die Steuer- und Kommutierungsblindleistung für den STR II bereitstellen. Bei kleinen Drehzahlen N ist aber $U_1 \approx U_h = \Omega_L \cdot \Psi_\mu$, d.h. die Spannung U_1 nimmt mit abnehmender Drehzahl ab, die Kommutierungsdauer der lastgeführten Ventile nimmt zu, und bei der Drehzahl Null ist keine Kommutierung mehr möglich. Diese Lösung ist somit im Drehzahlbereich um Null dynamisch nur bedingt einsatzfähig. Um ohne großen zusätzlichen Aufwand im Leistungsteil das Anfahren sicherzustellen, wird die Lösung nach Abb. 5.4 verwendet.

Angenommen wird, die Drehzahl N und der Strom I_d seien Null. Wenn in diesem Betriebsfall zwei Ventile des STR II Zündimpulse (Langimpulse) erhalten, dann kann durch Ansteuern des STR I ein Strom I_d erzeugt werden, und es entsteht in der Synchronmaschine der bekannte Strombelag. Bei richtig gewählter Zuordnung zwischen der Lage des Polrads und den Zündimpulsen für die Ventile

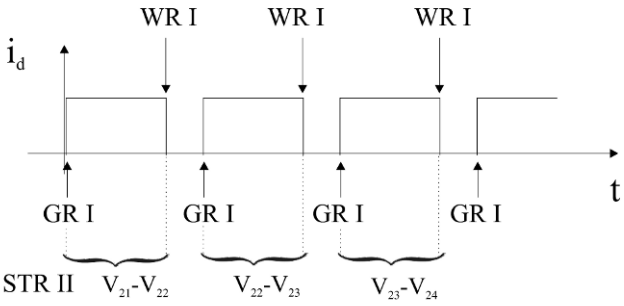


Abb. 5.5: *Zwischenkreisstrom–Taktung beim Anfahren (Prinzip)*

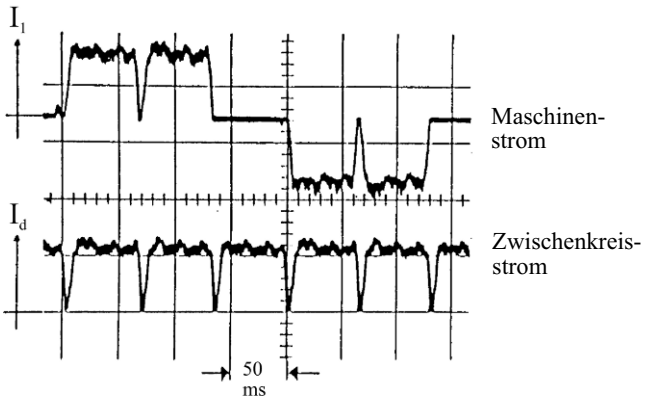


Abb. 5.6: *Realer Verlauf der Ströme bei Zwischenkreistaktung*

des STR II wird sich das Polrad in der richtigen Drehrichtung auf den sich aufbauenden Strombelag zubewegen.

Nach dem Aufbau des Stroms und abhängig von der Drehbewegung des Polrads wird der STR I in den Wechselrichterbetrieb gesteuert und der Strom I_d zu Null abgebaut. Wenn der Strom I_d zu Null geworden ist, werden alle Ventile sperr- bzw. blockierfähig, auch die zwei vorher gezündeten Ventile des STR II. Nach Ablauf der Schonzeit für die Ventile des Stromrichters II können somit die zwei nachfolgenden Ventile des STR II gezündet werden, und es kann wiederum der Strom I_d aufgebaut werden. In Abb. 5.5 ist das Prinzip der Zwischenkreisstrom–Taktung dargestellt.

Der Auf- und Abbau des Zwischenkreisstroms I_d wird dynamisch durch die Induktivität L_D der Drossel begrenzt, da das Stellglied STR I nur eine begrenzte Spannung $U_{d\mathrm{I}}$ bereitstellen kann. Um den Abbau des Stroms I_d zu beschleunigen, wird deshalb der Thyristor Th parallel zur Drossel geschaltet und mit dem

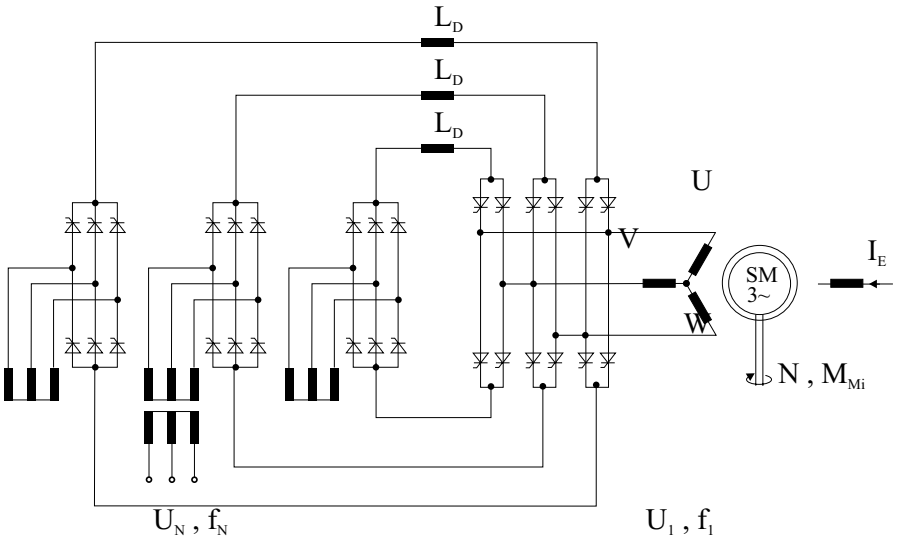


Abb. 5.7: *Stromrichtermotor mit drei Gleichstrom–Zwischenkreisen*

Wechselrichterbefehl für STR I angesteuert. Der Thyristor Th übernimmt somit den Laststrom I_d in der Spule, schließt damit die Spule kurz, und der Strom in der Synchronmaschine kann aufgrund der kleineren resultierenden Induktivität schneller abgebaut werden (Abb. 5.6).

Das Anfahren des Antriebssystems aus dem Stillstand ist, auch bei Lastmoment, durch die Zwischenkreistaktung möglich. Die Umschaltung von der Zwischenkreistaktung auf die lastgeführte Kommutierung erfolgt etwa ab der Drehzahl $N/N_s \approx 0,05$. Bei dieser Lösung steht somit der Drehzahlbereich $\pm 5\%$ um Null dynamisch nur mit Einschränkungen zur Verfügung.

Wie schon in [54–56] und wie in Kap. 5.1.1 sowie Kap. 5.2.1 weiter ausgeführt wird, muß zwischen den Betriebszuständen *Zwischenkreistaktung* und *lastgeführte Kommutierung* unterschieden werden. Im vorliegenden Fall kann $\varphi = 0$ gesetzt werden, um das maximale mittlere Moment zu erhalten.

Wenn diese Einschränkung um den Drehzahlbereich Null unerwünscht ist, dann kann der maschinenseitige Wechselrichter aufgespalten werden [277]. Wie in Abb. 5.7 dargestellt, erhält man so eine Schaltung mit drei Gleichstrom–Zwischenkreisen. Jede der drei netzgeführten Stromrichterbrücken kann dem Wicklungssystem der SM bei tiefen Frequenzen f_1 einen *sinusförmigen* Strom einprägen (siehe Direktumrichter, Kap. 3.2). Die Stromhalbschwingungen werden dabei von den netzgeführten Stellgliedern erzeugt, die Vorzeichenumkehr erfolgt über die maschinenseitigen zweipulsigen Brücken. Selbstverständlich ist mit dieser Lösung auch die Einprägung von Stromblöcken in die Wicklungen der Synchronmaschine möglich.

Wie aus Abb. 5.7 ersichtlich, ist der Aufwand allerdings wesentlich höher als bei der einfachen Schaltung nach Abb. 5.1. Hinsichtlich der genauen Zahlenwerte des Mehraufwands sei auf [277] verwiesen.

5.1.1 Drehmomentverlauf

Es wurde bereits gezeigt, daß der Strombelag in der Synchronmaschine bedingt durch den Stromrichter STR II nur sprungförmig umlaufen kann (Abb. 5.2). Es entsteht somit bei einem sechspulsigen Stromrichter II jeweils ein positiver Stromblock von 120° el. und ein negativer Stromblock von 120° el. in jeder Zuleitung der Synchronmaschine. Diese Ströme erzeugen in der Maschine einen Statorstrombelag, der alle 60° el. um ein Drittel der Polteilung in Drehrichtung weitergeschaltet wird.

Außerhalb der Kommutierungszeit der Thyristoren ist der Strombelag räumlich und zeitlich konstant (I_d = konst.). Aufgrund der Bewegung des Polrades mit der Drehzahl N ist die relative Winkellage von Statorstrombelag und Polrad zeitvariant und wird im stationären Betrieb alle 60° el. in die gleiche relative Winkellage zueinander zurückkehren. Bei dieser Überlegung wurde vom statorfesten Koordinatensystem S ausgegangen und damit die relative Lage des Polrads zum Statorstrombelag betrachtet. Prinzipiell erhält man das gleiche Ergebnis, wenn statt dessen das läuferfeste Koordinatensystem verwendet wird. Für das Zeigerdiagramm im Läuferkoordinatensystem bedeutet dies, daß der Zeiger des Statorstroms einen Winkel von 60° el. ($p = 6$) überstreicht und bei der folgenden Kommutierung auf seine Ausgangsposition zurückspringt (Abb. 5.8).

Mit $R_1 = 0$ und $X_1 = X_d + X_d^{''}$ gilt für die Wirkleistung P_1 der Synchronmaschine:

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot \Re e\{\vec{I}_1\} = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \tag{5.1}$$

Aus Abb. 5.8 mit dem Zeigerdiagramm ergibt sich $I_1 \cdot X_1 \cdot \cos\varphi = U_p \cdot \sin\vartheta$ und damit $I_1 \cdot \cos\varphi = U_p \cdot \sin\vartheta / X_1$. Wenn dieser Ausdruck in Gl. (5.1) für $I_1 \cdot \cos\varphi$ eingesetzt wird, ergibt sich für P_1 bzw. das Luftspaltmoment M_{Mi} (Mittelwert):

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi = 3 \cdot U_1 \cdot \frac{U_p}{X_1} \cdot \sin\vartheta \tag{5.2}$$

$$M_{Mi} = \frac{Z_p}{\Omega_L} \cdot P_1 = \frac{3 \cdot Z_p}{\Omega_L} \cdot U_1 \cdot \frac{U_p}{X_1} \cdot \sin\vartheta = \frac{3 \cdot Z_p}{\Omega_L} \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \tag{5.3}$$

mit $\Omega_L = Z_p \cdot \Omega_m$ = elektr. Winkelgeschwindigkeit des Läufers

Dies bedeutet, daß (wie bekannt) das Motormoment M_{Mi} mit zunehmendem Polradwinkel ϑ zunimmt, um mit $\vartheta = 90°$ den Maximalwert zu erreichen.

Bei Überschreiten von $\vartheta > 90°$ sinkt das Moment mit zunehmenden Polradwinkel, im ungeregelten Betrieb kippt die Maschine, d.h. der Arbeitspunkt $\vartheta > 90°$ ist nicht stabil.

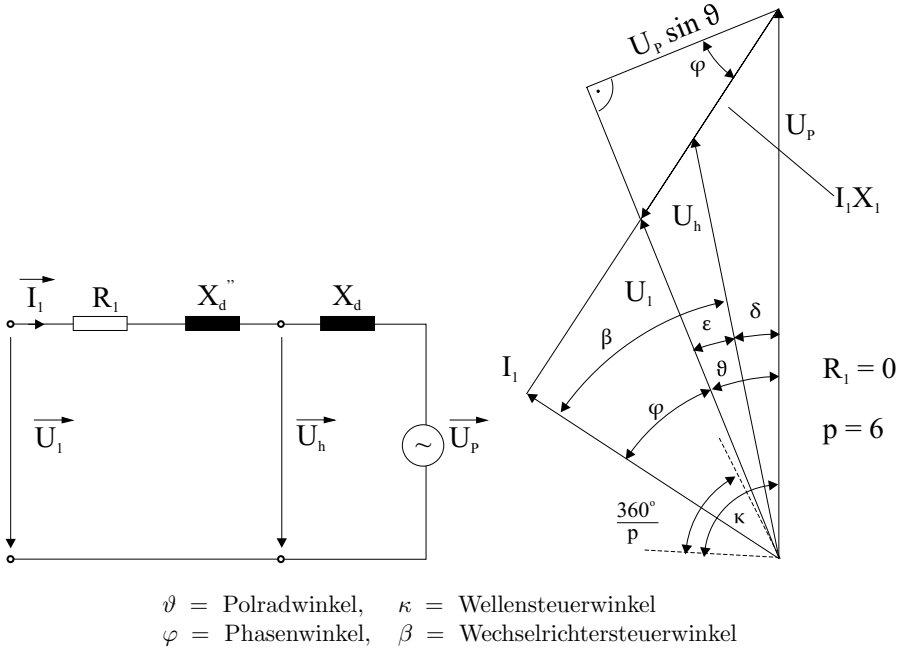


Abb. 5.8: *Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm der Synchronmaschine im Läuferkoordinatensystem*

Der Statorstrombelag springt außerdem am Anfang der Stromführungsdauer um $360°/2p = 30°$ el. ($p = 6$) vor die mittlere Lage mit dem Winkel φ und am Ende der Stromführungsdauer hat der Statorstrombelag einen um 30° el. geringeren Winkel als der mittlere Winkel.

Da sich der Winkel zwischen U_1 und I_1 während einer Stromführungsdauer von 60° el. um ±30° el. ändert, muß sich somit auch das Luftspaltmoment M_{Mi} ändern:

$$M_{Mi}(t) = \frac{3 \cdot Z_p}{\Omega_L} \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi + 30° - \Omega_L t) \qquad (5.4)$$

$$\text{mit} \quad 0° \leq \Omega_L t \leq 60° \quad \text{bei } p = 6$$

Wie später dargestellt wird, wird bei lastgeführter Kommutierung der Winkel φ in der Regel ungefähr zu 30° el. gewählt; damit liegt auch der Drehmomentverlauf fest (Abb. 5.9). Durch die lastgeführte Kommutierung als Funktion von X_k und I_d ändert sich allerdings der Stromverlauf und somit auch die Drehmomentschwankung. Je größer X_k ist bzw. je länger die Kommutierung dauert, desto geringer wird die Drehmomentschwankung.

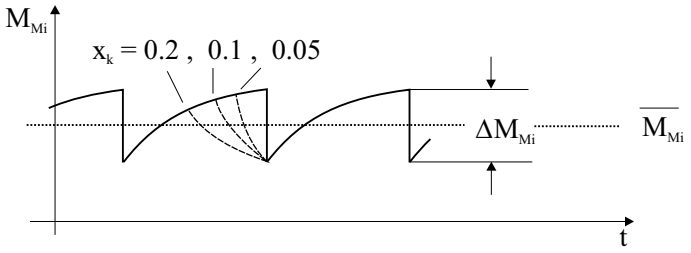


Abb. 5.9: *Drehmomentverlauf ohne und mit Kommutierungseinfluß*

Diese Momentpendelungen im Luftspaltmoment sind Oberschwingungsmomente mit der Ordnung $6 \cdot k$ (mit $k = 1, 2, 3, \ldots$). Falls das an das Antriebssystem gekoppelte mechanische System eine Torsionseigenfrequenz aufweist, die mit einer Momentoberschwingung des Antriebssystems zusammenfällt, können erhebliche zusätzliche Belastungen des mechanischen Systems auftreten [296]. Wie bereits dargestellt, wird die Überlappung bei der lastgeführten Kommutierung in der Realität zu einer Verringerung der Drehmoment–Pulsationen führen (gestrichelte Verläufe in Abb. 5.9).

Eine Abhilfemaßnahme ist, die Stromkurvenform von I_d so zu verändern, daß die Momentpendelungen verringert werden.

Eine weitaus häufiger eingesetzte Abhilfemaßnahme zur Verringerung der Momentpendelungen ist die Erhöhung der Pulszahl des Stromrichtermotors. Um beispielsweise die Pulszahl auf $p = 12$ zu erhöhen, muß die Synchronmaschine zwei Teilwicklungssysteme halber Leistung haben, die um $360°/12 = 30°$ el. gegeneinander versetzt sind. Außerdem müssen zwei Einspeisesysteme halber Leistung vorgesehen werden (Abb. 5.10).

Durch die Erhöhung der Pulszahl auf $p = 12$ werden die Momentpendelungen mit ungerader Ordnungszahl k der beiden Teilwicklungen sich gegenseitig kompensieren, die Momentpendelungen mit gerader Ordnungszahl bleiben aber erhalten. Resultierend verringern sich die Momentoberschwingungen beim zwölfpulsigen Betrieb auf etwa $1/3$ gegenüber dem sechspulsigen Betrieb.

Bisher wurde nur der Verlauf des Drehmoments im Betriebsdrehzahlbereich $N/N_s > (0,05 \ldots 0,1)$ betrachtet. Wie bereits dargestellt, ist im Anfahrbereich $N/N_s < (0,05 \ldots 0,1)$ keine lastgeführte Kommutierung möglich, sondern es wird der Zwischenkreisstrom getaktet (siehe Abb. 5.5 und 5.6). Somit entfällt die Randbedingung der lastgeführten Kommutierung, daß etwa ein Steuerwinkel $\alpha_{\mathrm{II}} \approx 150°$ einzuhalten ist (vergl. Abb. 5.13). Im Anfahrbereich kann $\alpha_{\mathrm{II}} = 180°$ gesetzt werden; damit wird auch $\varphi = 0°$, und es ergibt sich ein Drehmomentverlauf mit geringeren Oberschwingungen.

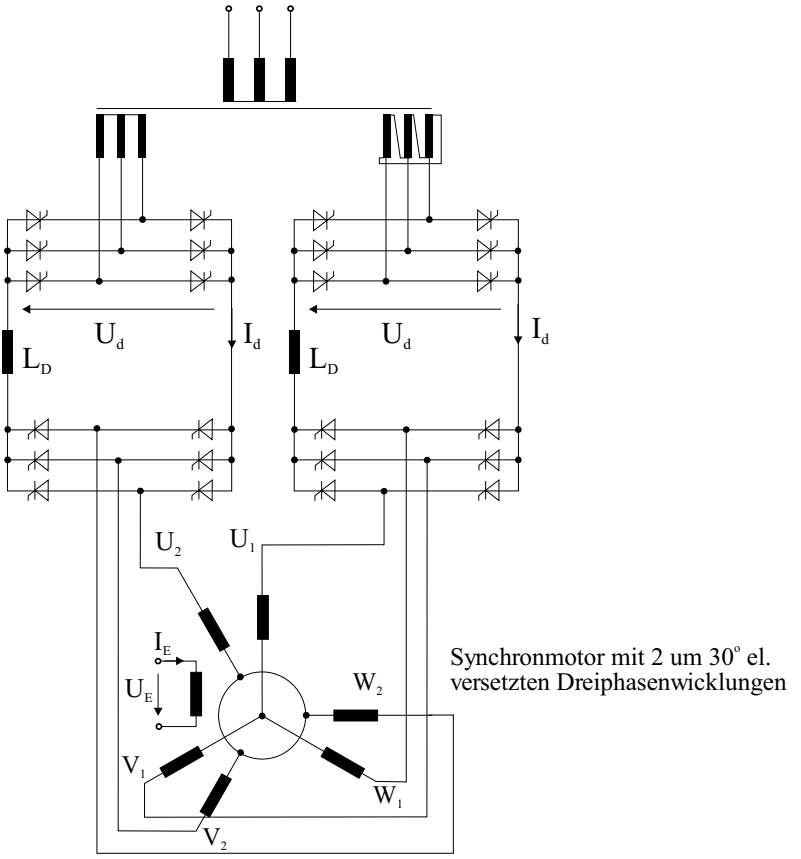


Abb. 5.10: *Zwölfpulsige Stromrichtermotor–Anordnung*

5.1.2 Einfluß der Zwischenkreisdrossel

Der Einfluß der Induktivität L_D der Zwischenkreisdrossel auf den Verlauf von Strömen und Spannungen ist in Abb. 5.11 dargestellt (nach [281]).

Aus Abb. 5.11a ist zu erkennen, daß bei einer großen Induktivität L_D sich eine geringe Welligkeit des Zwischenkreisstroms I_d ergibt (Motorbetrieb, Stromwelligkeit $w_i = 4\,\%$). Dadurch bedingt verlaufen die Strangströme i_U, i_V, i_W der Synchronmaschine entsprechend Abb. 5.2. Bei den Spannungen u_U, u_V, u_W sind deutlich die durch den Wechselrichterbetrieb mit $\alpha_{\mathrm{II}} \approx 150°$ bedingten Spannungsverläufe und die Kommutierungen zu erkennen (siehe auch Abb. 5.13 bzw. 5.14).

Beim Generatorbetrieb ist eine Zwischenkreisdrossel mit deutlich geringerer Induktivität angenommen ($w_i = 21\,\%$). Aufgrund der wesentlich geringeren In-

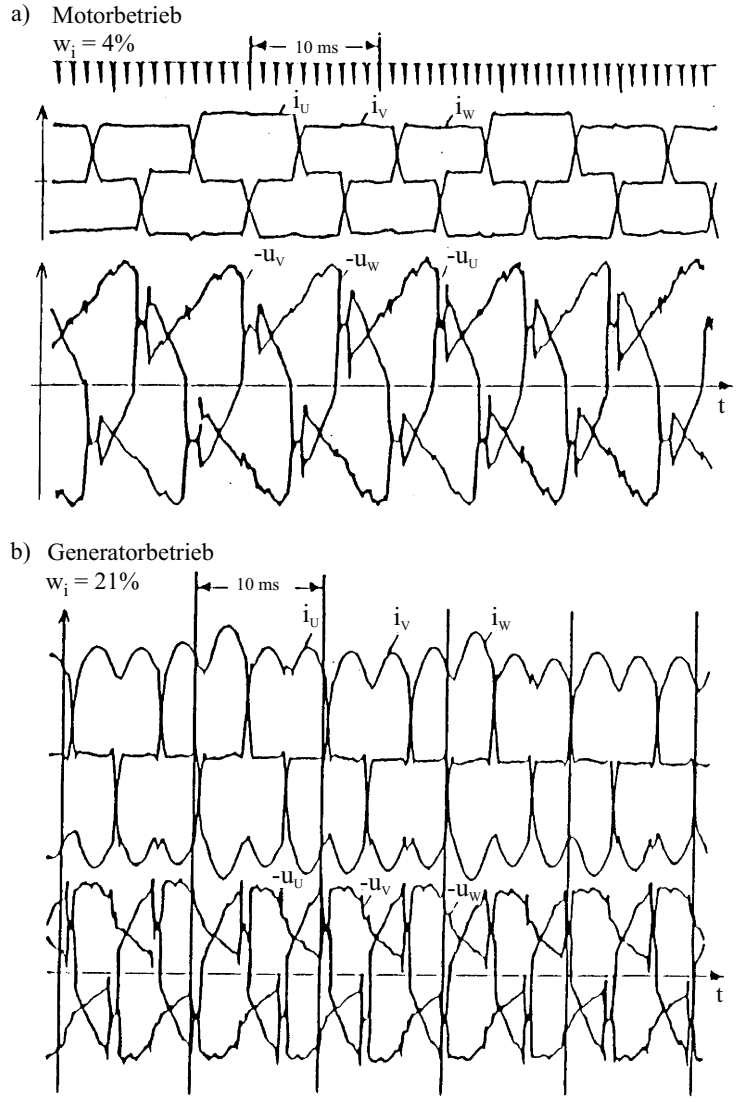


Abb. 5.11: *Realer Verlauf von Strömen und Spannungen des Stromrichtermotors für zwei verschiedene Werte der Induktivität L_D der Zwischenkreisdrossel, d.h. für verschiedene Stromwelligkeit w_i (Betrieb bei $f_1 = 46$ Hz)*

duktivität der Spule ist erstens in den Strömen der Synchronmaschine deutlich die sechspulsige Funktion des netzseitigen Stromrichters I zu erkennen. Da die Synchronmaschine in einem Arbeitspunkt mit der Frequenz $f_1 = 46\ Hz$ betrieben wird, überlagern sich die Spannungszeitflächen des netzseitigen und des lastseitigen Stromrichters. Diese Überlagerung führt zweitens zu einer niederfrequenten Schwebung in den Strömen und damit drittens zu einer größeren Verzerrung der Spannungen der Synchronmaschine. (Zur Berechnung der Induktivität L_D der Zwischenkreisdrossel siehe USK, Kap. 4.4.5 und I–Umrichter, Kap. 6.3.3.2.)

5.1.3 Erregung der Synchronmaschine

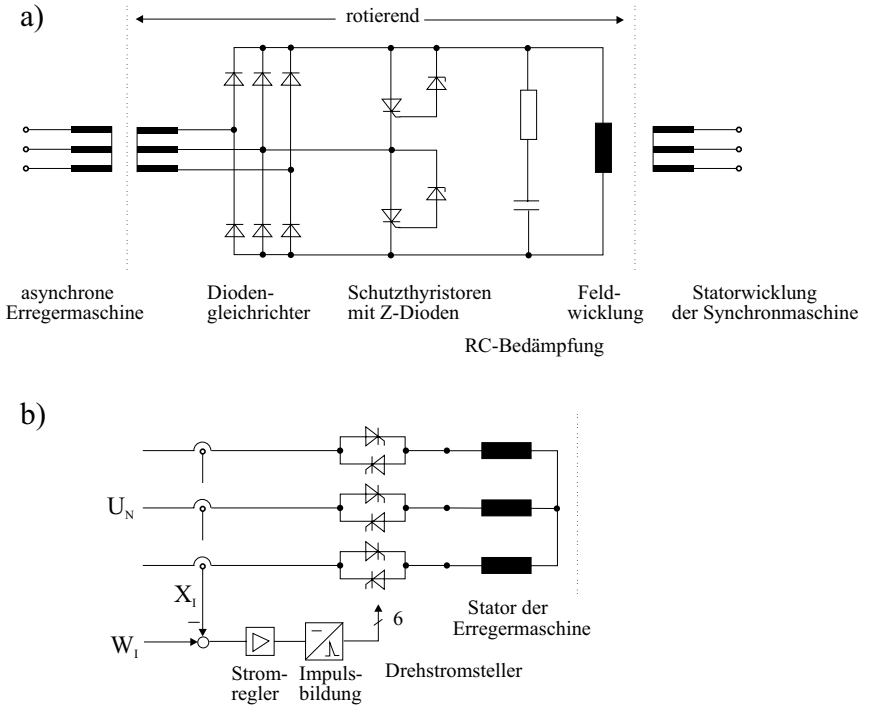


Abb. 5.12: *Bürstenlose Erregung der Synchronmaschine: a) Schaltung der asynchronen Erregermaschine, b) Regelung des Erregerstroms über Drehstromsteller*

Der Synchronmaschine muß neben dem Statorstrom auch der Erregerstrom zugeführt werden. Prinzipiell kann die Zuführung des Erregerstroms über Schleifringe erfolgen; dies ist aber aus Verschleiß- und Wartungsgründen unerwünscht. Eine wesentlich vorteilhaftere Lösung ist der Verzicht auf Schleifringe und Bürsten und die Anwendung der induktiven Übertragung der Erregerleistung (Abb. 5.12).

Die Drehfeld–Erregermaschine ist eine Asynchronmaschine, die durch die Drehzahl der Synchronmaschine gegen ihr Drehfeld angetrieben wird, d.h. die Drehzahl der Synchronmaschine und das durch den Drehstromsteller erzeugte Drehfeld sind immer gegenläufig. Somit ist die Übertragung der Energie sichergestellt. Da bei variabler Drehzahl der Synchronmaschine oder bei Netzspannungsschwankungen die Läuferspannung der Asynchronmaschine veränderlich wird, der Fluß aber konstant gehalten werden soll, wird der Erregerstrom der Synchronmaschine durch den Drehstromsteller geregelt [307].

5.2 Steuerung und Auslegung

Im vorigen Abschnitt wurde die prinzipielle Funktion des Stromrichtermotors dargestellt. Wesentlich für die Funktion war, daß die Synchronmaschine die Steuer- und Kommutierungsblindleistung für den lastgeführten Stromrichter II zur Verfügung stellt. Damit dies erfüllt werden kann, muß die Synchronmaschine übererregt werden.

Das erste Ziel der Steuerung muß sein, die Funktionsfähigkeit des Systems sicherzustellen, d.h., daß der lastgeführte Stromrichter kommutieren kann. Da im Motorbetrieb der Synchronmaschine der STR II sich im Wechselrichterbetrieb befindet, muß das Wechselrichterkippen vermieden werden.

Das zweite Ziel der Steuerung ist, die Blindleistung im System STR II und SM so klein wie möglich zu halten. Aus diesen beiden Zielvorgaben läßt sich sofort ableiten, daß der Steuerwinkel α_{II} für STR II im Motorbetrieb der Synchronmaschine so groß wie möglich und im allgemeinen konstant eingestellt wird. In gleicher Weise wird bei Generatorbetrieb der SM der Steuerwinkel α_{II} so klein wie möglich und fest eingestellt und α_{I} entsprechend der Drehzahl und damit der Klemmenspannung der SM variabel verstellt.

Der Steuerwinkel α_{I} des STR I muß daher bei variabler Drehzahl der Synchronmaschine ebenso variabel sein, um die folgenden Bedingungen zu erfüllen:

$$|U_{d\,\mathrm{I}}| = |U_{d\,\mathrm{II}}| \tag{5.5}$$

$$U_{di0\,\mathrm{I}} \cdot \cos\alpha_{\mathrm{I}} - D_{x\,\mathrm{I}} = -U_{di0\,\mathrm{II}} \cdot \cos\alpha_{\mathrm{II}} + D_{x\,\mathrm{II}} \tag{5.6}$$

$$U_{di0\,\mathrm{II}} = f(\Omega_L, I_E) \tag{5.7}$$

$$\alpha_{\mathrm{II}} = \text{(im allgemeinen) fest} \tag{5.8}$$

$$I_d = f(M_{Mi}) \tag{5.9}$$

Dies bedeutet für den Motorbetrieb der SM, daß der Steuerwinkel α_{I} des STR I von $\alpha_{\mathrm{I}} \approx 90°$ ($N \approx 0$) bis $\alpha_{\mathrm{I}} \approx 30°$ ($N = N_{max}$) verstellt wird, während der Steuerwinkel des STR II im allgemeinen auf $\alpha_{\mathrm{II}} \approx 150°$ fest eingestellt bleibt. Beim Bremsbetrieb der Synchronmaschine wird statt dessen $\alpha_{\mathrm{II}} \approx 30°$ fest eingestellt und der Steuerwinkel α_{I} des STR I entsprechend der Drehzahl N verstellt.

5.2.1 Lastgeführte Kommutierung

Wie bei jeder Drehstrom–Brückenschaltung wird auch beim lastgeführten Wechselrichter alle 60° el. eine Kommutierung vorgenommen. Für eine Kommutierung ist es notwendig, den Strom in dem Thyristorzweig auf Null abzubauen, von dem der Strom abgegeben werden soll. Hierzu wird die Spannung U_h der Synchronmaschine als Kommutierungsspannung benutzt. Die Grundschwingung des Phasenstroms muß dazu gegenüber der Phasenspannung voreilend sein; die Maschine weist somit kapazitives Verhalten auf und gibt Kommutierungsblindleistung an den Stromrichter II ab. Der Grad der Voreilung richtet sich nach der Kommutierungsdauer t_K und der notwendigen Schonzeit t_c, die die Thyristoren nach der Kommutierung haben müssen, damit sie wieder positive Spannungen (Blockierspannung) aufnehmen können.

In Abb. 5.13 ist der Vorgang einer Kommutierung im lastgeführten Stromrichter II bei Motorbetrieb der SM aufgezeichnet. Die Kommutierung beim lastgeführten Stromrichter verläuft prinzipiell wie bei netzgeführten Stromrichtern, die mathematische Beschreibung ist in Kap. 2.1.5 zu finden. Die kommutierende Spannung ist U_h, die Kommutierungsinduktivität bei Vollpolmaschinen ist X_d''.

Die Grundschwingung des Stroms $i_U = i_{21}$ im Thyristor V_{21} in Abb. 5.13 ist gegenüber der Spannung u_{hU} um den Winkel φ verschoben (siehe auch Abb. 5.14 und 5.15). Betrachtet wird die Kommutierung des Stroms vom Thyristor V_{21} zum Thyristor V_{23}: Thyristor V_{21} führt den Strom; zum Zeitpunkt t_{I} wird Thyristor V_{23} (Zündimpuls) gezündet; die Spannungen u_{hU} und u_{hV} werden somit gleichzeitig über die Thyristoren V_{21} und V_{23} durchgeschaltet, und am Anodenpotential beider Thyristoren bildet sich der Mittelwert zwischen beiden Spannungen aus (gestrichelte Linie).

Da die Spannung u_{hV} negativ gegenüber der Spannung u_{hU} ist, wird sich über die Thyristoren V_{21} und V_{23} ein Kommutierungsstrom ausbilden, der so lange fließen kann, wie der Thyristor V_{21} leitend ist. Die Zeitdauer des Kommutierungsvorgangs wird durch den momentanen Wert der Kommutierungsspannung u_{hUV}, die zu kommutierende Stromamplitude I_d und die Streuinduktivitäten der Maschine bestimmt und wird als Kommutierungszeit t_K (bzw. Überlappungswinkel $\ddot{u}$) bezeichnet. Es baut sich demnach der Strom im Thyristor V_{21} in dem Maße nach einer Sinusfunktion ab, wie er sich im Thyristor V_{23} aufbaut. Zu beachten ist die in Abb. 5.11 dargestellte Welligkeit des Zwischenkreisstroms.

Die Spannung am Thyristor V_{21} ist so lange gleich Null, wie der Thyristor V_{21} noch leitend ist, d.h. bis zum Zeitpunkt t_{II}. Erst in diesem Moment springt die Spannung an V_{21} auf den Wert der momentanen Differenz zwischen u_{hV} und u_{hU}. Da zu diesem Zeitpunkt u_{hV} negativ gegenüber u_{hU} ist, liegt negative Sperrspannung während des Winkels γ am Thyristor V_{21} an. Dieser Bereich der negativen Sperrspannung wird auch als Schonzeit t_c bezeichnet. Innerhalb dieser Zeit muß der Thyristor V_{21} seine volle Sperrfähigkeit erlangen, um anschließend die positive Spannung blockieren zu können.

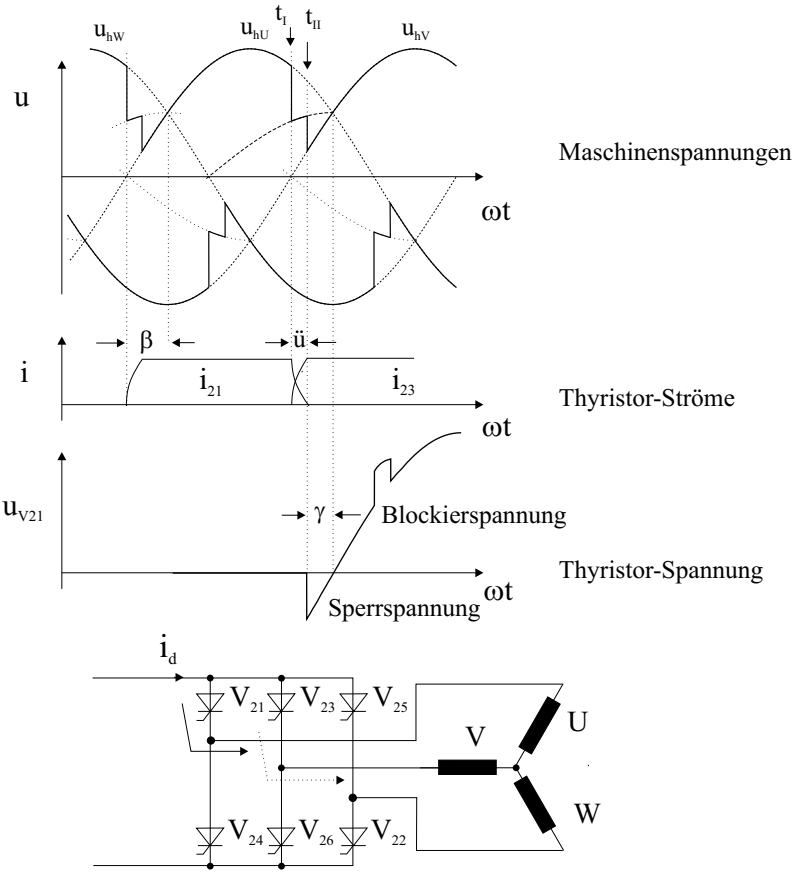
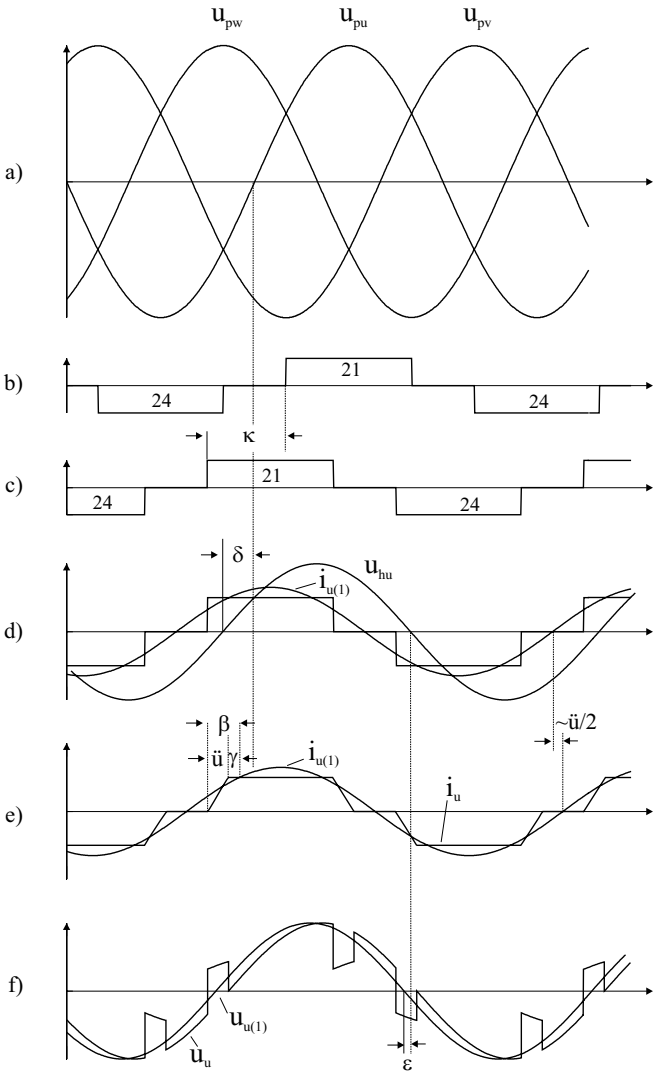


Abb. 5.13: *Kommutierung des Stroms in zwei Brückenzweigen (V_{21}, V_{23}) des lastgeführten Stromrichters II (Motorbetrieb der SM, $\beta = 30°$, $R_1 = 0$)*

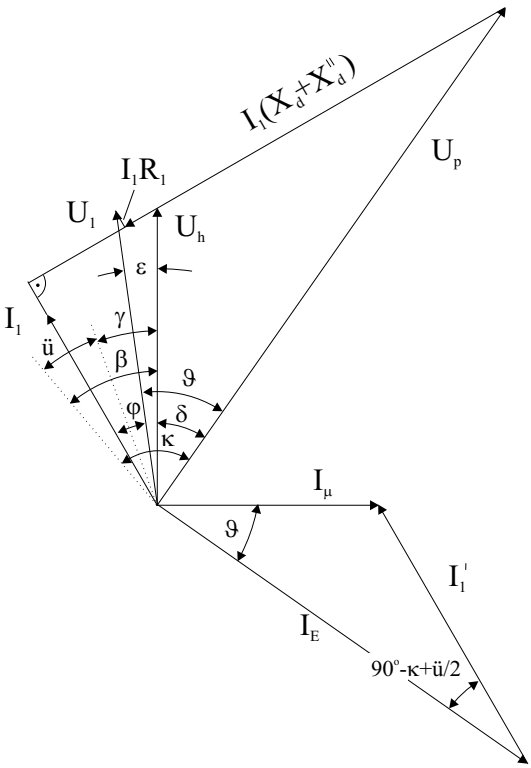
Die Schonzeit t_c darf deshalb einen bestimmten Wert, die Freiwerdezeit t_q, nicht unterschreiten. Der Zündwinkel $\beta = 180° - \alpha_{\mathrm{II}}$ muß demnach so groß gewählt werden, daß außerdem der Minimalwert für die Schonzeit eingehalten wird. Da die Überlappung $\ddot{u}$ bei maximalem Strom und die Schonzeit t_c bei maximaler Frequenz ihren größten Winkel hat, richtet sich die Einstellung des Zündwinkels β nach den Maximalwerten von Drehzahl und Strom.

Der Überlappungswinkel $\ddot{u}$ bei der Kommutierung kann durch konstruktive Maßnahmen verringert werden. Eine erste Maßnahme ist die leistungsmäßige Überdimensionierung der Synchronmaschine; dies wird aber im allgemeinen aus Kostengründen vermieden. Eine wesentlich häufigere Maßnahme ist die Verwendung von Synchronmaschinen mit Dämpferwicklungen. Durch die Dämp-



a) Polradspannungen u_p
b) Zündbereiche von Thyristor V_{21} und V_{24} bei $\kappa = 0°$
c) Zündbereiche von Thyristor V_{21} und V_{24} bei $\kappa = 75°$
d) Hauptspannung u_{hU} und Strom i_U (ohne Überlappung)
e) Hauptspannung u_{hU} und Strom i_U (mit Überlappung)
f) Phasenspannung u_U

Abb. 5.14: *Zeitverläufe von Strömen und Spannungen des Stromrichtermotors*



$\varphi = \angle(\vec{U}_1, \vec{I}_1)$ = Phasenwinkel, β = Wechselrichtersteuerwinkel
$\vartheta = \angle(\vec{U}_1, \vec{U}_p)$ = Polradwinkel, κ = Wellensteuerwinkel
$\varepsilon = \angle(\vec{U}_1, \vec{U}_h)$, $\ddot{u}$ = Überlappungswinkel
$\delta = \angle(\vec{U}_h, \vec{U}_p)$, γ = Schonwinkel
I_1' = auf die Erregerwicklung umgerechneter Statorstrom I_1

Abb. 5.15: *Zeigerdiagramm des Stromrichtermotors*

ferwicklungen wird die resultierende Kommutierungsreaktanz verringert (siehe *Elektrische Antriebe 1 und 2* [54–59]) und damit der Überlappungswinkel $\ddot{u}$ ebenso vermindert.

Die Schonzeit t_c wird von der Freiwerdezeit t_q und damit vom verwendeten Thyristortyp bestimmt. Bei Hochleistungsantrieben wird der Winkel α_{II} nicht fest eingestellt, sondern stromabhängig gesteuert, um die mittlere Blindleistungsbelastung der Maschine so gering wie möglich zu halten [294, 302].

Grob abgeschätzt, läßt sich aus Abb. 5.13 erkennen, daß das Ventil V_{23} ungefähr beim positiven Nulldurchgang der Spannung u_{hV} gezündet werden muß,

damit die Kommutierungszeit $t_K = \ddot{u}/\Omega_L$ und die Schonzeit $t_c = \gamma/\Omega_L$ eingehalten werden. Da die Spannungen U_h und U_1 ungefähr die gleiche Winkellage haben (d.h. ε klein), können bei dieser einfachsten Art der Zündimpulserzeugung für den Stromrichter II die Nulldurchgänge der Phasenspannungen genutzt werden.

Ausgehend von Abb. 5.13 ist zu erkennen, daß bei einer Zündung des Ventils V_{23} zum Zeipunkt t_I (positiver Nulldurchgang u_{hV}) der 120°-Stromblock von i_{23} beginnt, d.h. ohne Überlappung ü begänne der Stromblock bei $i_{23} = i_{V+}$ beim positiven Nulldurchgang von u_{hV}. Die Grundschwingung $I_{1(1)}$ beginnt somit mit 30° Voreilung zur Spannung U_1.

Wenn allerdings der Zündzeitpunkt t_I beim positiven Nulldurchgang verbleibt und die Überlappung ü berücksichtigt wird, dann wird die Phasenvoreilung ca. 30°-ü/2 betragen, d.h. die Synchronmaschine verhält sich kapazitiv. Diese Überlegungen lassen sich auf die Abb. 5.15 übertragen.

Wie aus Abb. 5.13 und 5.14 zu entnehmen ist, sollte der Wechselrichter–Steuerwinkel $\beta = 180° - \alpha_{\text{II}}$ so klein wie möglich gehalten werden, um die Steuerblindleistung des lastgeführten Wechselrichters zu minimieren. Andererseits müssen der Überlappungswinkel ü und der Schonwinkel γ für die Thyristoren eingehalten werden, um Wechselrichterkippen zu vermeiden.

Nachdem die lastgeführte Kommutierung erläutert wurde, soll hier noch einmal darauf hingewiesen werden, daß im Betriebszustand *Zwischenkreistaktung* der Zündwinkel β so gewählt wird, daß sich $\cos\varphi = 1$ ergibt.

5.2.2 Auslegung des Systems

In den nachfolgenden Berechnungen wird die Auslegung des Systems mit lastgeführter Kommutierung beschrieben. Die Voraussetzungen für die folgende Rechnung sind:

- Die Induktivität L_D der Zwischenkreisdrossel ist so groß, daß Netz- und Maschinenseite wechselstrommäßig völlig entkoppelt sind.
- Die Hauptspannung U_h ist aufgrund der subtransienten Reaktanz X_d'' sinusförmig. Der Amplituden- und Winkelfehler, der bei der Bestimmung des Magnetisierungsstroms I_μ aus der stationär aufgenommenen Leerlaufkennlinie auftritt, wird durch die Dämpferstreuung verursacht. Sie wird vernachlässigt, da sie gegenüber der subtransienten Reaktanz X_d'' klein ist (etwa 20 % von X_d'').
- Die Maschine hat in Längs- und Querrichtung identische Reaktanzen, d.h., die magnetische Unsymmetrie wird nicht berücksichtigt.
- Der Statorstrom ist ein trapezförmiger Blockstrom, von dem nur die Grundschwingung betrachtet wird.
- Die Überlappung $\ddot{u}$ verursacht zwischen der Grundschwingung des trapezförmigen Statorstroms und der Grundschwingung des bei der Vernachlässigung der Überlappung fließenden Rechteckblockstroms eine Phasenverschiebung, die mit genügender Genauigkeit in der Rechnung zu $\ddot{u}/2$ angenommen wird (vergl. Abb. 5.14d und e). Diese Annahme gilt exakt nur

bei einem Wechselrichter–Steuerwinkel $\beta = 90°$, bei kleineren Werten von β ist die wirkliche Verschiebung geringfügig kleiner. Der Statorwiderstand R_1 wird bei den Kommutierungsbetrachtungen vernachlässigt.

- Bei Umrichterspeisung befindet sich die Synchronmaschine wegen der kurzzeitig aufeinanderfolgenden Kommutierungsvorgänge stets in einem Betriebszustand, in dem die subtransiente Reaktanz X_d'' das Kommutierungsverhalten bestimmt. Der Betrieb im Anlaufbereich wird nicht berücksichtigt, da hier die transiente oder die synchrone Reaktanz eingesetzt werden muß. Nach Messungen an Antrieben liegt der Übergangsbereich von transientem auf subtransientes Verhalten bei etwa 5 % der Nenndrehzahl.
- Der Poleigenbedarf der Erregung ist nicht exakt berücksichtigt.

Eine weitere Steigerung der Genauigkeit ist durch die Berücksichtigung der Läuferunsymmetrie zu erreichen, ebenso durch Berücksichtigung des Poleigenbedarfs. Diese Möglichkeiten werden bei der hier durchgeführten Berechnung nicht ausgenutzt, da die Genauigkeit des beschriebenen Zeigerdiagramms sehr hoch ist.

Zur vollständigen Beschreibung des Zeigerdiagramms der Stromrichtermaschine werden nun folgende Größen definiert (vergl. Abb. 5.15):

I_1	Effektivwert der Grundschwingung des Statorstroms
I_1'	auf die Erregerwicklung bezogener Statorstrom
I_E	Erregerstrom (Polradstrom I_p)
I_μ	Magnetisierungsstrom
U_p	Effektivwert der phasenbezogenen Polradspannung
U_h	Effektivwert der phasenbezogenen Hauptspannung
U_1	Effektivwert der Phasenspannung
κ	Wellensteuerwinkel
ϑ	Polradwinkel der Synchronmaschine
γ	Schonwinkel
$\ddot{u}$	Überlappungswinkel
β	Wechselrichtersteuerwinkel
φ	Phasenwinkel zwischen U_1 und I_1
N	mechanische Drehzahl

Allgemein genügt bei Kenntnis der obigen Maschinendaten die Vorgabe von drei Strömen, Spannungen oder Winkeln zur Ermittlung des vollständigen Zeigerdiagramms. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen I_μ und U_h sowie I_μ und X_d'' erschwert die Berechnung der Zeigerdiagramme und der Betriebskennlinien. Je nach gewünschter Betriebsart der Stromrichtermaschine ergeben sich die Vorgaben a, b und c, die dann auch drei verschiedene Rechenwege erfordern [281]:

(a) Konstantflußbetrieb an der Wechselrichtertrittgrenze (Berechnung des Zeigerdiagramms aus Statorstrom I_1, Hauptspannung U_h und Schonwinkel γ),

(b) Betrieb mit konstantem Wellensteuerwinkel κ (Berechnung aus Statorstrom I_1, Erregerstrom I_E und Wellensteuerwinkel κ),

(c) Feldschwächbetrieb mit konstanter Hauptspannung U_h und gestufter drehzahlabhängiger Vorgabe des Wellensteuerwinkels κ (Berechnung aus Statorstrom I_1, Hauptspannung U_h und Wellensteuerwinkel κ).

Beispiel: Berechnungsweg a

Als Beispiel soll der zuerst genannte Berechnungsweg a ausführlich dargestellt werden. Dieser Berechnungsweg führt durch die statorstromunabhängige Vorgabe der Hauptspannung zu den Kennlinien des Konstantflußbetriebes. Synchronmaschine und Stromrichter werden im gesamten Drehzahl- und Belastungsbereich mit maximal möglicher Wirkleistung betrieben.

Der Grundschwingungs–Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$, der Statorstrom I_1 und die Hauptspannung U_h der Maschine werden auf dem maximalen möglichen Wert gehalten. Die Wahl des Schonwinkels γ hängt von der Betriebsfrequenz f_1 und der Freiwerdezeit t_q der eingesetzten Thyristoren ab.

Durch die Unsymmetrien von Maschine und Wellenstellungsgeber und die entgegen den eingangs gemachten Voraussetzungen stets vorhandene Oberschwingungsbeeinflussung der Klemmenspannung bei endlicher Drossel ist die Schonzeit nicht mehr konstant. Der mittlere Schonwinkel wird deshalb entsprechend größer angenommen. In diesem Beispiel wird mit der Schonzeit $t_c = 1\,ms$ gerechnet; das ergibt bei der Betriebsfrequenz von $f_{1N} = 50\,Hz$ den mittleren Schonwinkel $\gamma_N = 18°$.

Aus dem Effektivwert der Statorstrom–Grundschwingung, dem Effektivwert der Hauptspannung und dem mittleren Wert des Schonwinkels können mit den nachstehenden Gleichungen der notwendige Erregerstrom, der einzustellende Wellensteuerwinkel und die sich aus dieser Einstellung ergebenden Betriebsgrößen wie Klemmenspannung, $\cos\varphi$, Polradwinkel ϑ, Wirkleistung, Drehmoment usw. berechnet oder mit dem Zeigerdiagramm grafisch ermittelt werden.

Aus der gegebenen Hauptspannung U_h kann unter Berücksichtigung der Drehzahl N über die Leerlaufkennlinie das zugehörige I_μ und über die sättigungsabhängige, bezogene subtransiente Reaktanz $x_d'' = f(I_\mu)$ der wirksame Wert für x_d'' bzw. für $X_d'' = x_d'' \cdot X_N$ entnommen werden.

Der drehzahlabhängige Schonwinkel γ ergibt sich aus:

$$\gamma \;=\; \gamma_N \cdot \frac{N}{N_N} \;=\; \gamma_N \cdot \frac{f_1}{f_{1N}} \tag{5.10}$$

Der Wechselrichter–Steuerwinkel β berechnet sich aus:

$$\beta \;=\; 180° - \alpha_{\mathrm{II}} \;=\; \arccos\left(\cos\gamma - x_d'' \cdot \frac{I_1}{I_{1N}} \cdot \frac{U_{hN}}{U_h}\right) \tag{5.11}$$

Daraus folgt der Überlappungswinkel $\ddot{u}$:

$$\ddot{u} \;=\; \beta - \gamma \tag{5.12}$$

Der Erregerstrom I_E ergibt sich aus:

$$I_E \;=\; \sqrt{I_\mu^2 + I_1'^2 - 2 \cdot I_\mu \cdot I_1' \cdot \cos\left(90^\circ + \beta - \frac{\ddot{u}}{2}\right)} \tag{5.13}$$

Der Winkel δ zwischen Erregerstrom und resultierender Erregung beträgt:

$$\delta \;=\; \arcsin\left[\frac{I_1'}{I_p} \cdot \sin\left(90^\circ + \beta - \frac{\ddot{u}}{2}\right)\right] \tag{5.14}$$

Nun erhält man den Wellensteuerwinkel κ aus:

$$\kappa \;=\; \beta + \delta \tag{5.15}$$

Die Phasenspannung U_1 ergibt sich damit zu:

$$U_1 = \sqrt{(Z \cdot I_1)^2 + U_h^2 - 2 \cdot Z \cdot I_1 \cdot U_h \cdot \cos\left(90^\circ - \beta + \frac{\ddot{u}}{2} + \rho\right)} \tag{5.16}$$

mit

$$Z = \sqrt{R_1^2 + X_d''^2} \quad \text{und} \quad \rho = \arctan\left(\frac{R_1}{X_d''}\right) \tag{5.17}$$

Der Winkel ε zwischen U_1 und U_h, der Phasenwinkel φ und der Polradwinkel ϑ sind:

$$\varepsilon \;=\; \arcsin\left[\frac{Z \cdot I_1}{U_1} \cdot \sin\left(90^\circ - \beta + \frac{\ddot{u}}{2} + \rho\right)\right] \tag{5.18}$$

$$\varphi \;=\; \beta \;-\; \frac{\ddot{u}}{2} \;-\; \varepsilon \tag{5.19}$$

$$\vartheta \;=\; \delta \;+\; \varepsilon \tag{5.20}$$

Die zum Betrieb der Stromrichtermaschine erforderliche ideelle Gleichspannung $U_{di0\,\mathrm{I}}$ des netzseitigen Stromrichters STR I wird durch die Hauptspannung U_h, den maschinenseitigen Wechselrichter–Steuerwinkel β, den induktiven Gleichspannungsabfall D_x infolge der Überlappung auf der Netz- und der Maschinenseite und den Spannungsabfall an den im Kreis vorhandenen ohmschen Widerständen R_d bestimmt. Nach Gl. (5.6) gilt:

$$U_{di0\,\mathrm{I}} \cdot \cos\alpha_\mathrm{I} \;=\; U_{di0\,\mathrm{II}} \cdot \cos\beta \;+\; D_{x\,\mathrm{I}} \;+\; D_{x\,\mathrm{II}} \;+\; I_d \cdot R_d \tag{5.21}$$

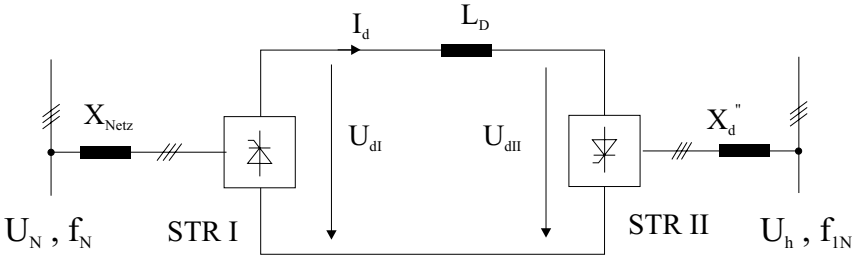


Abb. 5.16: *Schaltplan mit den Kommutierungsreaktanzen X_{Netz} und X_d''*

Nach Kap. 2.6.2 gilt allgemein für B6–Brückenschaltungen:

$$U_{di0} \;=\; \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{verk} \;=\; 1,35 \cdot U_{verk} \tag{5.22}$$

$$I_{1(1)} \;=\; \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d \;=\; 0,78 \cdot I_d \tag{5.23}$$

$$D_x \;=\; \frac{3}{\pi} \cdot I_d \cdot X_k \tag{5.24}$$

Somit ergibt sich für $\alpha_{\mathrm{I}} = 0°$ (vgl. Abb. 5.16):

$$U_{di0\,\mathrm{I}} \;=\; 1,35 \cdot \sqrt{3} \cdot U_h \cdot \cos\beta + \frac{I_1}{0,78} \cdot \left(\frac{3}{\pi} \cdot X_d'' + \frac{3}{\pi} \cdot X_{Netz} + R_d \right) \tag{5.25}$$

Die Grundschwingungen von Strom und Spannung sowie der Verschiebungsfaktor $cos\varphi$ sind bekannt; daraus folgt die Wirkleistung P_1 der Grundschwingungen:

$$P_1 \;=\; 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \tag{5.26}$$

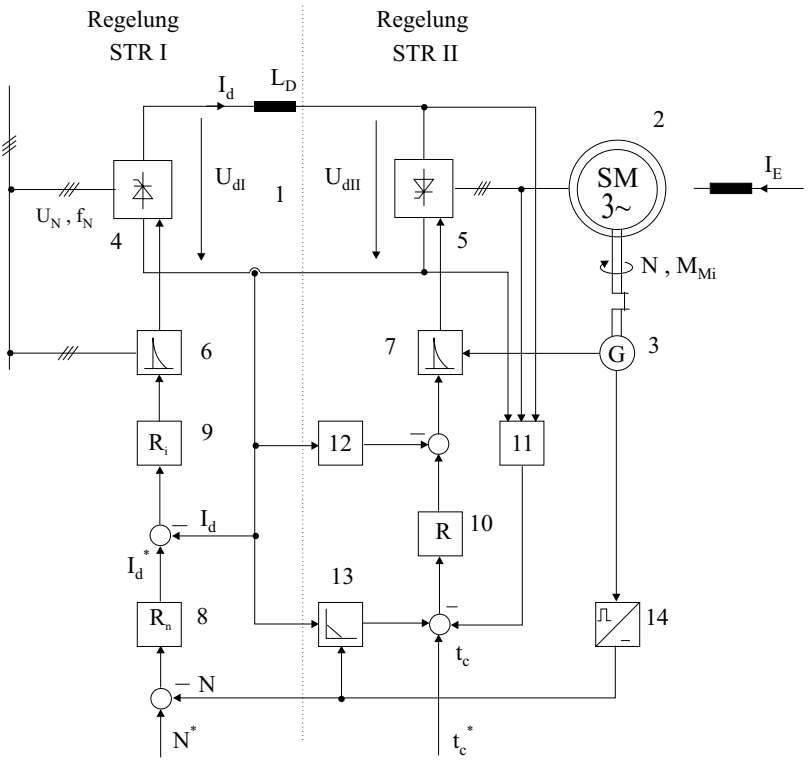
Aus der Luftspaltleistung

$$P_L \;=\; 3 \cdot U_h \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi + \varepsilon) \tag{5.27}$$

folgt das Luftspaltmoment

$$M_{Mi} \;=\; \frac{Z_p}{\Omega_L} \cdot P_L \;=\; \frac{P_L}{2\pi \cdot N} \tag{5.28}$$

Die weiteren Berechnungswege b und c können [281] entnommen werden. (Zur Berechnung der Induktivität L_D der Zwischenkreis–Spule sind die Ausführungen in Kap. 6.3.3.2 zu nutzen.)



1	Gleichstromzwischenkreis	8	Drehzahlregler
2	Synchronmaschine	9	Stromregler
3	Impulsgeber	10	Schonzeitregler
4	Drehstrombrückenschaltung I	11	Schonzeitmessung
5	Drehstrombrückenschaltung II	12	Störgrößenaufschaltung
6	netzorientiertes Steuergerät	13	Kennlinienblock
7	polradorientiertes Steuergerät	14	Digital–Analog–Umsetzung

Abb. 5.17: *Blockschaltbild der Schonzeitregelung*

5.2.3 Schonzeitregelung der Thyristoren

In Kap. 5.2.2 war für den lastgeführten Stromrichter ein fester Zündwinkel von $\alpha_{II} = 150°$ (bzw. $\beta = 30°$) im Wechselrichterbetrieb (Motor) bzw. von $\alpha_{II} = 30°$ im Gleichrichterbetrieb (Generator, Bremsen) angesetzt worden. Aus den Berechnungen in Kap. 5.2.2 ist zu erkennen, daß die Auslegung des Gesamtsystems deutlich vom Winkel α_{II} beeinflußt wird, da die Synchronmaschine die Steuer-

blindleistung für den lastgeführten Stromrichter liefern muß und diese um so größer wird, je mehr α_{II} von 180° bzw. 0° abweicht.

Insbesondere der Wechselrichterbetrieb erfordert aufgrund der Dauer der lastgeführten Kommutierung und der Schonzeit der Thyristoren eine deutliche Abweichung von $\alpha_{\mathrm{II}} = 180°$. Nun ist bekannt, daß die Kommutierungsdauer $t_K \sim \ddot{u}$ abhängig ist vom zu kommutierenden Strom. Dies bedeutet, daß bei kleinem Zwischenkreisstrom I_d eine kürzere Überlappungsdauer t_K auftritt und daher α_{II} mit abnehmendem Strom vergrößert werden kann. Dies bedeutet aber andererseits auch, daß bei zunehmendem Strom I_d durch eine entsprechende Kopplung zwischen Stromsollwert und Zündwinkelgrenze die Kommutierungsfähigkeit sichergestellt werden muß. Im Grenzfall ist die Stromanstiegsgeschwindigkeit zu verlangsamen.

Wesentlich bei diesem Vorgehen ist, daß nach dem Abschluß der Kommutierung im Wechselrichterbetrieb immer noch genügend lange eine Sperrspannung an den löschenden Thyristoren anliegt, um sie blockierfähig werden zu lassen. Der Steuerwinkel α_{II} wird geregelt, indem $t_c^\star$ vorgegeben, mit dem Istwert t_c verglichen und mit dem Zwischenkreisstrom I_d korrigiert wird (Abb. 5.17) [294].

Das Blockschaltbild der Schonzeitregelung zeigt Abb. 5.17. Die prinzipielle Funktionsweise ist aus der Abb. 5.17 einfach abzuleiten. Wesentlich ist, daß im Block 12 eine vom Zwischenkreisstrom I_d abhängige Vorsteuerung des Steuerwinkels α_{II} erfolgt (Störgrößenaufschaltung)). Der Block 13 berücksichtigt, daß mit abnehmender Drehzahl N die Spannungen U_1, U_h und U_p ebenso abnehmen. Für die Kommutierung ist aber — bei gegebenem Strom I_d — eine konstante Spannungszeitfläche notwendig. Im Kennlinienblock 13 ist diese Abhängigkeit als Funktion von N und I_d eingegeben, das Ausgangssignal wird als Zusatzsollwert berücksichtigt.

Eine detaillierte Berechnung des notwendigen Wechselrichter–Zündwinkels als Funktion von I_d findet sich in Kap. 4.4.4.

5.3 Regelung des Stromrichtermotors

Je nach Anforderung an die Dynamik können für den Stromrichtermotor mehr oder weniger aufwendige Varianten für die Steuerung und Regelung gewählt werden. Im vorliegenden Fall sollen nur die einfachsten Varianten für beschränkte Anforderungen an die Dynamik dargestellt werden. Ausführlicher wird beispielsweise in *Elektrische Antriebe 2* [57–59] auf diese Fragestellung eingegangen.

In Abb. 5.18 wird das Drehmoment der Synchronmaschine durch den Zwischenkreisstrom I_d verstellt. Die Stromregelung ist aufgebaut wie bei einem Gleichstromantrieb; über den Stromrichter I wird der Gleichstrom I_d im Zwischenkreis geregelt. Der Stromregelung ist die Drehzahlregelung überlagert.

Die Zündimpulserzeugung des Stromrichters II erfolgt bei der einfachsten Lösung durch Detektion der Nulldurchgänge der Phasenspannungen der Synchronmaschine, d.h., durch die Auswertung der Nulldurchgänge der Klemmen-

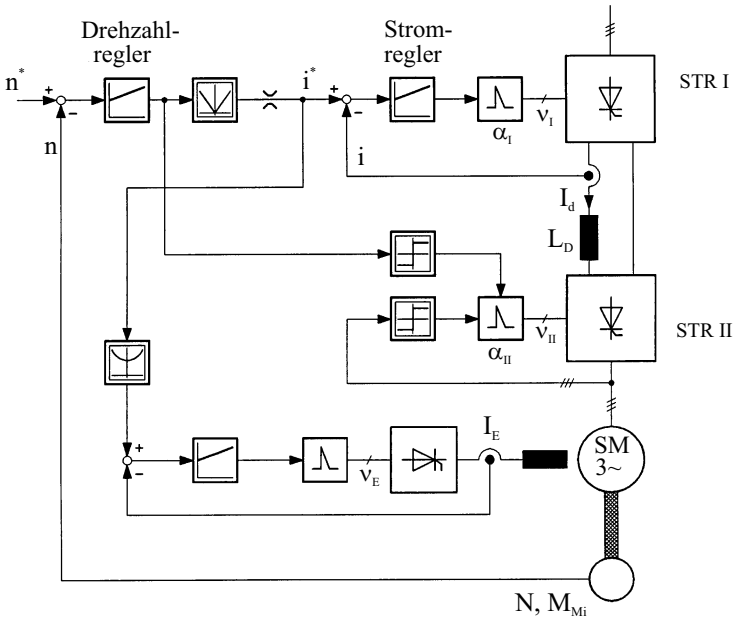


Abb. 5.18: *Regelung des Stromrichtermotors (Prinzip)*

spannungen der Synchronmaschine werden die Zündzeitpunkte der Thyristoren bestimmt (*Spannungstaktung* nach Abb. 5.13). Wird nun ein ausreichender Zwischenkreisstrom I_d eingeprägt, dann beschleunigt das Polrad bzw. ändert sich die Drehzahl N der Synchronmaschine.

Je nach Polarität des Ausgangssignals des Drehzahlreglers wird die Zündimpulslage für den Stromrichter II zu $\beta = 30°$ oder $\alpha_{\mathrm{II}} = 30°$ vorgegeben. Zusätzlich erfolgt eine Regelung des Erregerstroms I_E, um den Magnetisierungsstrom I_μ konstant zu halten.

Bei der Ausführung der Regelung mit *Polradlagetaktung* ist über den Wellenstellungsgeber (Polradlagegeber) die genaue Lage λ (Polradlage gegenüber statorfestem System) des Polrads bekannt; je nach Rechenaufwand kann der Wellensteuerwinkel κ und damit der Zündwinkel dem Arbeitspunkt (Drehzahl, Drehmoment) möglichst optimal angepaßt werden (Abb. 5.19a).

Für hohe dynamische Anforderungen kann die Regelung des Stromrichtermotors auch mit *Feldorientierung* ausgeführt werden (Abb. 5.19b) [58, 59, 273].

Zu beachten ist, daß die bekannte Kopplung von I_1 und I_E den resultierenden Magnetisierungsstrom I_μ bestimmt. Um die Spannung U_h konstant zu halten (Ankerstellbereich), muß bei Änderungen des Drehmoments und damit Änderungen von I_d der Erregerstrom I_E nach Gl. (5.13) korrigiert werden.

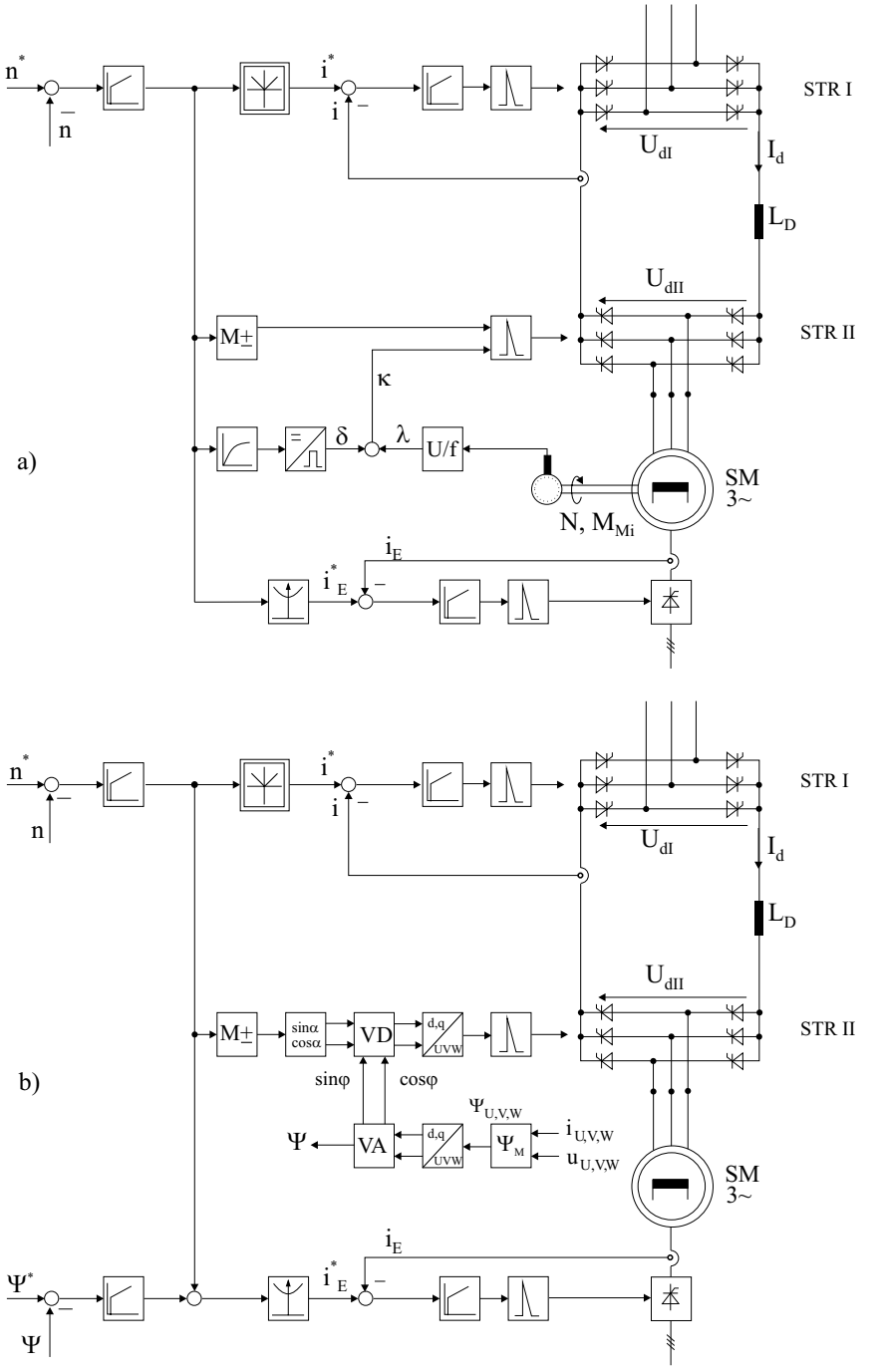


Abb. 5.19: *Stromrichtermotor–Regelung: (a) Polradlagetaktung, (b) Feldorientierung*

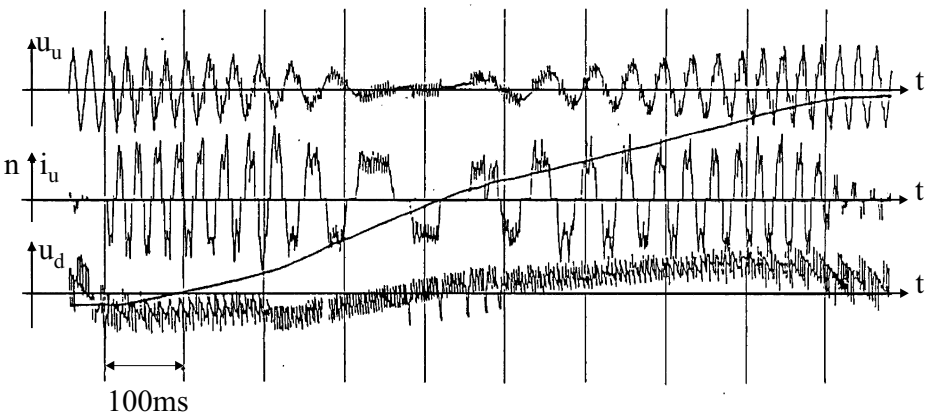


Abb. 5.20: *Zeitlicher Verlauf eines Reversiervorgangs mit Stromrichtermotor (u_U, i_U, u_d, N)*

Abschließend wird in Abb. 5.20 noch der zeitliche Verlauf eines Reversiervorgangs mit einem Stromrichtermotor gezeigt (nach [281]).

Damit kann zusammengefaßt werden: Das Antriebssystem Stromrichtermotor ist ein System, welches einen Vier–Quadrant–Betrieb erlaubt. Der Drehzahlbereich um Null steht dynamisch nur eingeschränkt zur Verfügung, allerdings ist das Drehmoment bei Drehzahl um Null verfügbar. Hohe Drehzahlen und hohe Leistungen sind erreichbar.

5.4 Ausführungsbeispiel

Ein neues Ausführungsbeispiel für zwölfpulsige Stromrichtermotor–Antriebe sind die Kompressor–Antriebe zur Verflüssigung von Gas in der LNG–Anlage in Hammerfest mit 65 MW Antriebsleistung. Ein anderes Beispiel sind Kesselspeisepumpen mit bis zu 20 MW Leistung und hohen Drehzahlen.

6 Selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (I–Umrichter)

6.1 Prinzipielles Systemverhalten

Abbildung 6.1 zeigt das Prinzipschaltbild dieses Antriebssystems.

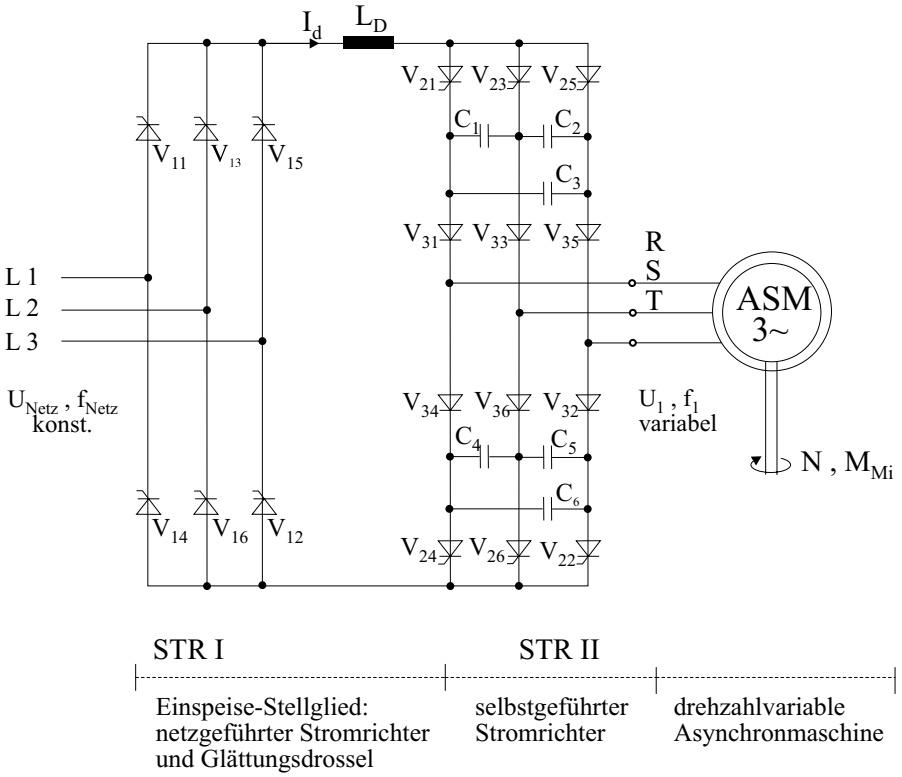


Abb. 6.1: *I–Umrichter mit Phasenfolgelöschung*

Aus dem Schaltbild des I–Umrichters ist sofort die Ähnlichkeit mit der Schaltung des Stromrichtermotors zu erkennen, dessen Schaltung in Abb. 6.2 noch einmal gezeigt wird. Auf die Erläuterung der prinzipiellen Funktion des Stromrichtermotors in Kap. 5.1 sei hingewiesen.

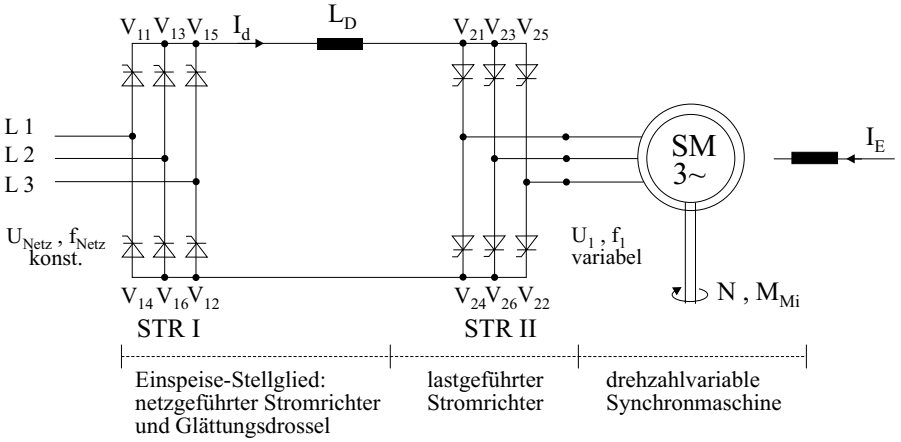


Abb. 6.2: *Stromrichtermotor (zum Vergleich)*

Die Einspeisequellen sind in beiden Schaltungen gleich. Es sind Stromquellen, die im Strom I_d verstellbar sind; die Spannung U_d stellt sich entsprechend den Lastbedingungen im maschinenseitigen Stellglied ein. Während beim Stromrichtermotor der maschinenseitige Stromrichter lastgeführt ist und somit die Steuer- und Kommutierungsblindleistung von der Synchronmaschine bereitgestellt werden muß, sind bei der Asynchronmaschine zusätzliche Kommutierungshilfen notwendig. Diese Kommutierungshilfen sind die Kommutierungs–Kondensatoren C_1 bis C_6 und die Kommutierungsdioden V_{31} bis V_{36}. Der maschinenseitige Phasenfolge–Wechselrichter ist somit ein selbstgeführter Stromrichter.

Das grundsätzliche Betriebsverhalten des Antriebs mit dem Umrichter mit Phasenfolgelöschung und Asynchronmaschine entspricht dem Betriebsverhalten des Stromrichtermotors, d.h.:

- den Wicklungen der Asynchronmaschine werden Stromblöcke eingeprägt, die entsprechend dem Schaltzustand des selbstgeführten Wechselrichters weitergeschaltet werden;
- es wird somit ein im Stator sprungförmig umlaufender Strombelag erzeugt;
- durch die Taktfrequenz des selbstgeführten Wechselrichters wird die Statorfrequenz für die Asynchronmaschine festgelegt;
- der Motorbetrieb der Asynchronmaschine stellt sich ein, wenn das Einspeisestellglied im Gleichrichterbetrieb arbeitet;

- Bremsen erfolgt durch Umsteuerung des Einspeisestellglieds in den Wechselrichterbetrieb;
- eine Drehrichtungsumkehr des umlaufenden Strombelags in den Statorwicklungen der Asynchronmaschine erfolgt durch Vertauschen der Zündimpulsfolge des selbstgeführten Wechselrichters;
- wie beim Stromrichtermotor sind Oberschwingungsmomente im Luftspaltmoment vorhanden.

Damit sind die wesentlichen Eigenschaften des Systems genannt. Die Unterschiede zum Stromrichtermotor sind vor allem durch die Kommutierung bedingt. Im folgenden Abschnitt soll deshalb die Kommutierung im Phasenfolge–Wechselrichter ausführlich beschrieben werden.

6.2 Kommutierung des selbstgeführten Wechselrichters mit Phasenfolgelöschung, Pulsbetrieb

Anhand der Abb. 6.3 bis 6.7 wird die Kommutierung des eingeprägten Stroms I_d vom Thyristor V_{21} und der Diode V_{31} auf den Thyristor V_{23} und die Diode V_{33} beschrieben. Der zeitliche Verlauf der Spannungen und Ströme ist in Abb. 6.8 dargestellt. Die Kommutierungen der anderen Ventile verlaufen entsprechend [353].

Für die anschließenden Darstellungen und Berechnungen gelten die folgenden Voraussetzungen:

1. die Dioden V_{31} bis V_{36} und Thyristoren V_{21} bis V_{26} sind ideale Schalter,
2. die Induktivität L_D der Drossel wird als unendlich groß angenommen (d.h. I_d = konst.),
3. die Kommutierungs–Kondensatoren C_1 bis C_6 haben alle die gleiche Kapazität C, um symmetrische Verhältnisse im selbstgeführten Stromrichter zu erhalten,
4. die Asynchronmaschine arbeitet in einem stationären Betriebspunkt mit der Statorkreisfrequenz $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$,
5. die Kommutierungsdauer t_K ist kürzer als $2/pf_1$, um überlappende Kommutierungen der oberen und der unteren Brückenhälfte auszuschließen,
6. das Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine ist während der Kommutierung pro Phase ein ohmsch–induktiver Widerstand und eine Spannungsquelle mit der Frequenz f_1 und der Spannung U_h. Diese Annahme entspricht mit guter Übereinstimmung der Wirklichkeit, da die Maschine bei Umrichterspeisung in der Regel im linearen Bereich der Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie bis zum Nennstrom und maximal bis zum Kippschlupf betrieben wird.

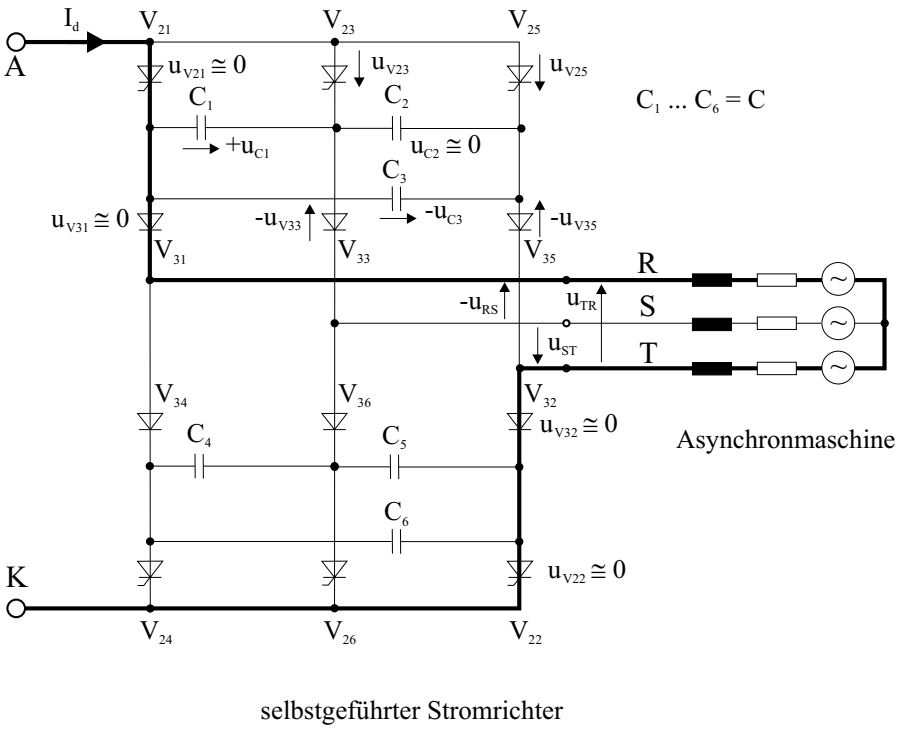


Abb. 6.3: *Spannungen und Ströme vor dem Kommutierungsbeginn (Zeitpunkt t_0)*

Vor dem Zeitpunkt t_0 fließt der eingeprägte Strom I_d vom Punkt A des Zwischenkreises über den Thyristor V_{21} und die Diode V_{31} zur Phase R und von der Phase T der Asynchronmaschine über die Diode V_{32} und den Thyristor V_{22} zum Punkt K des Zwischenkreises. Die Spannungen und Ströme zum Zeitpunkt t_0 haben die in Abb. 6.3 eingezeichnete Polarität; die Spannungen u_{C1} und u_{C3} der Kommutierungs–Kondensatoren sollen größer als die Scheitelwerte $\hat{U}_h$ der induzierten Maschinenspannungen sein; dies ist im allgemeinen erfüllt.

Zum Zeitpunkt t_0 wird der Thyristor V_{23} gezündet. Der eingeprägte Gleichstrom I_d kommutiert nach der sehr kurzen Zeit $t_1 - t_0$ vom Thyristor V_{21} auf den Thyristor V_{23}, da die Spannungen der Kommutierungs–Kondensatoren C_1 und C_3 für den Thyristor V_{21} als Sperrspannungen wirken. Die Zeitdauer $t_1 - t_0$ des ersten Kommutierungsabschnitts ist im allgemeinen für den Kommutierungsvorgang zu vernachlässigen. Allerdings ist zu beachten, daß der gezündete Thyristor V_{23} den Strom I_d nur mit einem begrenzten di/dt übernehmen darf. Grundsätzlich gibt es zwei Lösungen zur Begrenzung des di/dt: eine lineare Spule (Luftdrossel), die einen linearen Stromaufbau herbeiführt, oder eine nichtlineare Stufendrossel, die den Strom im gezündeten Thyristor entsprechend der Hysteresekenn-

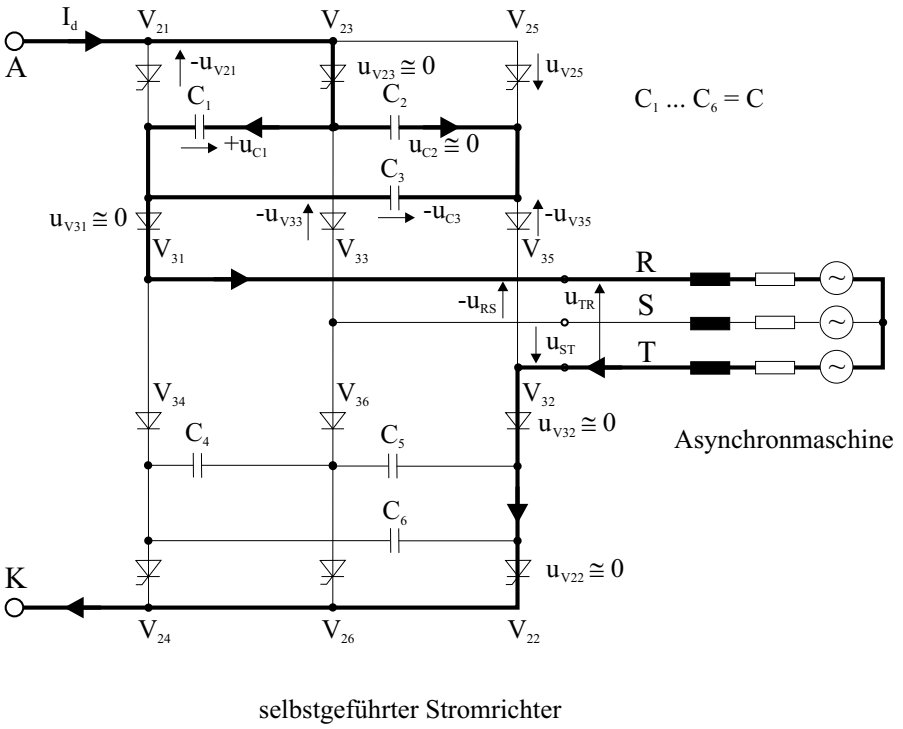


Abb. 6.4: *Spannungen und Ströme zum Zeitpunkt* t_1

linie für eine begrenzte Zeit auf einem konstanten Wert hält. Eine Kombination beider Lösungen ist ebenfalls möglich.

Die Spannungen und Ströme nach dem Durchschalten des Thyristors V_{23} zeigt die Abb. 6.4. Der eingeprägte Strom I_d fließt nach dem Zeitpunkt t_1 vom Punkt A des Zwischenkreises über den Thyristor V_{23}, die Kommutierungs–Kondensatoren C_1 parallel C_2 und C_3 und die Diode V_{31} zur Phase R. Der Rückschluß über die Maschinenwicklungen zum Punkt K des Zwischenkreises bleibt erhalten. Die Diode V_{33} kann zu diesem Zeitpunkt noch nicht leitfähig werden, da sowohl die Spannung des Kondensators C_1 als auch die Spannungen der in Serie geschalteten Kondensatoren C_2 und C_3 und der Augenblickswert der verketteten Spannung u_{RS} der Asynchronmaschine im Zeitpunkt $t \approx t_1$ in Sperrrichtung anliegen (Beweis erfolgt später). Die Diode V_{35} bleibt ebenso gesperrt. Aufgrund dieser Spannungskonfiguration werden die Kommutierungs–Kondensatoren C_1 bis C_3 von dem eingeprägtem Strom I_d um- bzw. aufgeladen.

Zum Zeitpunkt t_2 ist der Kondensator C_1 entladen, die Schonzeit für den Thyristor V_{21} ist somit abgelaufen. Die Dioden V_{33} und V_{35} bleiben — bei entsprechender Auslegung des Kommutierungskreises — aufgrund der Maschinen-

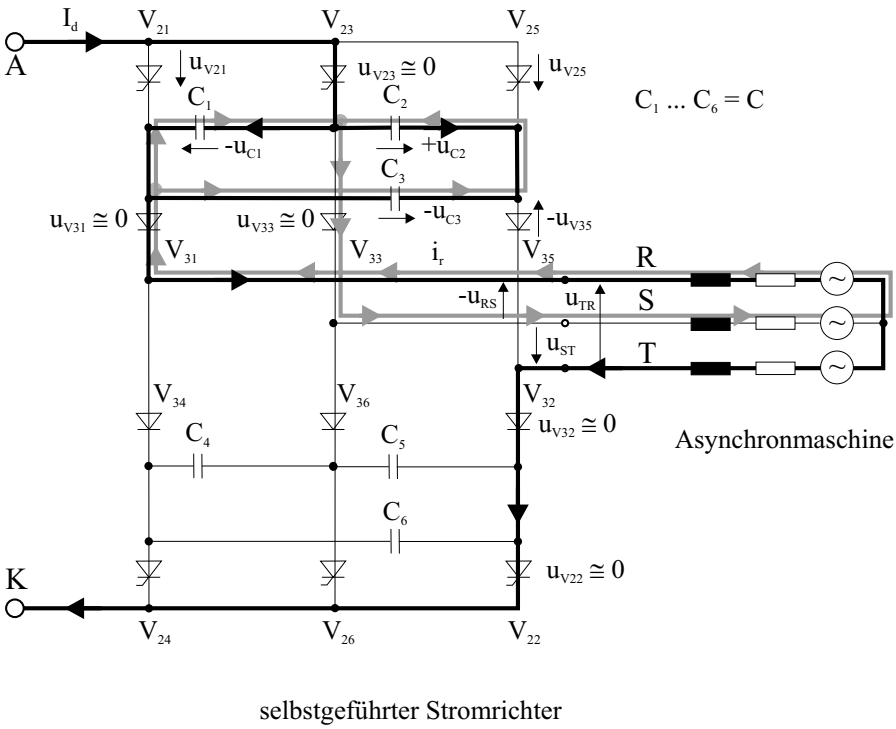


Abb. 6.5: *Spannungen und Ströme zum Zeitpunkt* t_3

und Kondensatorspannungen weiter gesperrt, die Kondensatoren werden deshalb weiter mit dem eingeprägten Strom I_d um- bzw. aufgeladen. Der Strombelag in der Maschine wird durch den zweiten Kommutierungsabschnitt nicht verändert.

Zum Zeitpunkt t_3 kehrt sich die Spannungspolarität an der Diode V_{33} um, die Diode wird leitfähig, und es bildet sich der in Abb. 6.5 gezeigte LC–Kommutierungs–Resonanzkreis aus; dies ist der Beginn des dritten Kommutierungsabschnitts.

Der Kommutierungs–Resonanzkreis ist zur Übersicht noch einmal in Abb. 6.6 herausgezeichnet. Der in dem Kommutierungs–Resonanzkreis erzwungene Kommutierungsstrom i_r ist dem eingeprägten Strom I_d in der Diode V_{31} entgegengesetzt gerichtet. Der resultierende Strom $i_R = I_d - i_r$ in der Diode V_{31} und in der Phase R der Maschine wird daher abgebaut, der Strom in Phase S dagegen aufgebaut. Der dritte Kommutierungsabschnitt ist beendet, wenn $i_r(t_4) = I_d$ ist. Der eingeprägte Strom I_d wurde somit von der Phase R auf die Phase S der Asynchronmaschine kommutiert.

Abbildung 6.7 zeigt die Spannungen und Ströme zum Zeitpunkt t_4. Ein Vergleich mit Abb. 6.3 (Beginn des Kommutierungsvorganges) zeigt, daß die Span-

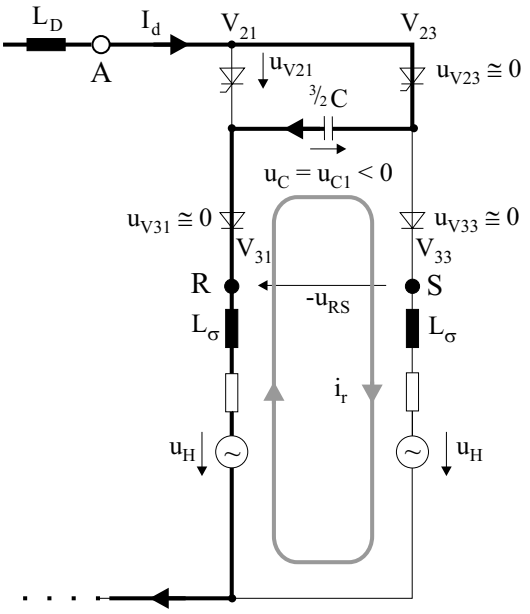


Abb. 6.6: *Kommutierungs–Resonanzkreis im Abschnitt t_3 bis t_4*

nungen der Kondensatoren zyklisch vertauscht wurden. Der Kondensator C_2 ist durch den beschriebenen Kommutierungsvorgang daher so aufgeladen worden, daß beim Zünden des Thyristors V_{25} der Thyristor V_{23} gelöscht werden kann. Aus Abb. 6.7 ist aber ebenso zu erkennen, daß der Kondensator C_1 so aufgeladen wurde, damit auch bei einer Zündung von V_{21} der Thyristor V_{23} gelöscht werden kann. Die Schaltung hat somit die Besonderheit, daß jederzeit die Umlaufrichtung der Stromblöcke in den Statorwicklungen der Asynchronmaschine durch eine Änderung der Zündimpulsfolge umgekehrt werden kann.

Außer zur Umkehrung der Zündimpulsfolge bei gewünschter Umkehr der Umlaufrichtung der Stromblöcke kann diese Eigenschaft auch zum *Pulsen der Stromblöcke* genutzt werden. Mit dem *Pulsen der Stromblöcke* ist eine Auflösung der 120°–Stromblöcke in kürzere Stromblöcke zu verstehen. Die Dauer und die Position der Stromblöcke (d.h. das Pulsmuster) ist so zu wählen, daß die Oberschwingungsanteile niedriger Frequenz im Strom gemindert werden. Dies wird vorteilhaft beim *Anfahren* des Antriebssystems genutzt [335, 336]. (Ein Beispiel für den Pulsbetrieb zeigt Abb. 6.11.)

Abbildung 6.8 zeigt die zeitlichen Verläufe der Spannungen und Ströme während der Kommutierung.

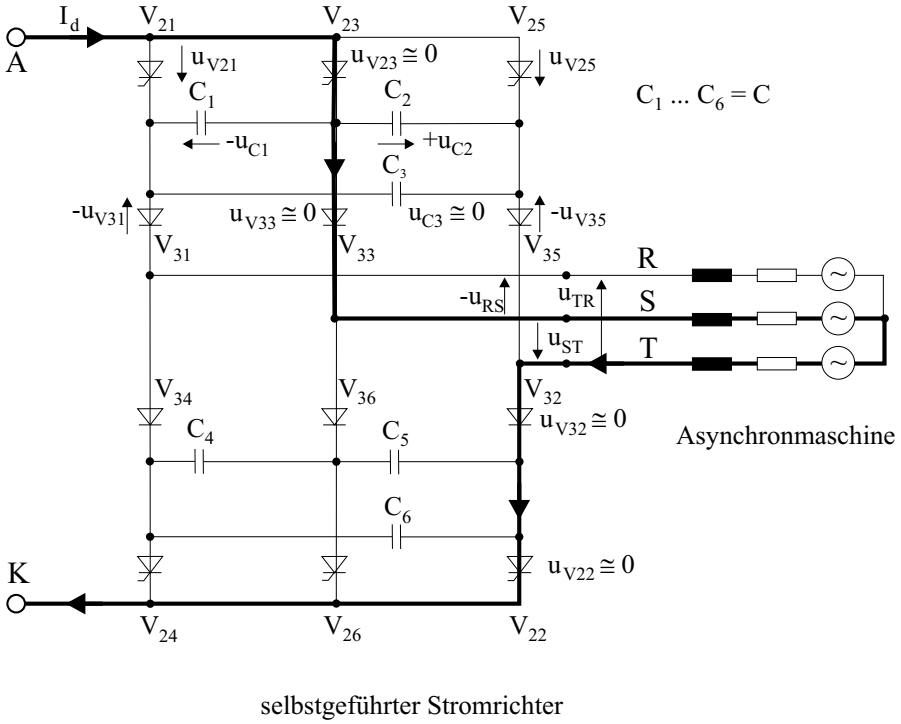


Abb. 6.7: *Spannungen und Ströme am Ende der Kommutierung des eingeprägten Stroms von der Phase R auf die Phase S (Zeitpunkt t_4)*

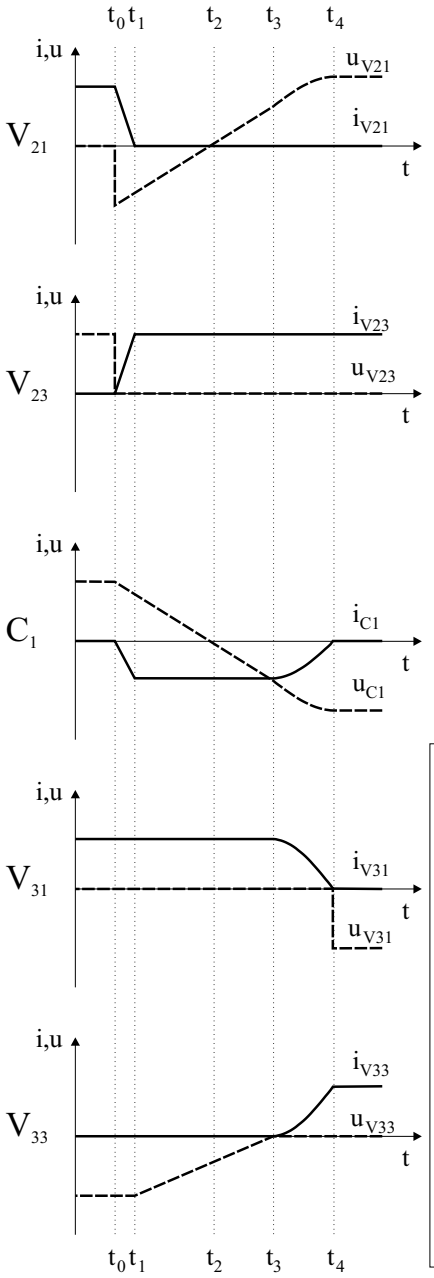
Die Kommutierung bei diesem Verfahren weist demnach mindestens *drei Kommutierungsabschnitte* auf:

1. Laststromkommutierung von Thyristor V_{21} auf V_{23} (t_0 bis t_1),
2. Umladung der Kommutierungs–Kondensatoren mit I_d (t_1 bis t_3),
3. Umschwingung im LC–Resonanzkreis (t_3 bis t_4).

Außer diesen Kommutierungsabschnitten sind bei hohen Ausgangsfrequenzen noch zusätzliche Kommutierungsabschnitte möglich [341].

Da bei diesem Umrichter die Kommutierungsvorgänge relativ einfach sind und deshalb auch die Funktionen in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt der Asynchronmaschine überschaubar sind, werden die *Bauelement–Beanspruchungen* mit den folgenden vereinfachenden Annahmen berechnet:

1. Der ohmsche Ersatzwiderstand R' der Maschine wird vernachlässigt (im allgemeinen zulässig, weil R' den Resonanzkreis im dritten Kommutierungsabschnitt kaum bedämpft).



Kommutierung:

t_0: Thyristor V_{23} wird gezündet

t_1: Thyristor V_{21} nicht mehr leitend;
Thyristor V_{23} leitend

t_2: $u_{C1} = 0$;
Ende der Schonzeit

t_3: $u_{C1} - u_{RS} = 0$;
Diode V_{33} wird leitend
($u_{V33} = 0$)

t_4: Ende der Kommutierung

Abb. 6.8: *Zeitlicher Verlauf von Strömen und Spannungen während der Kommutierung*

2. Während der Kommutierung ist die Ersatzinduktivität der Maschine konstant: $L^{'} = 2 \cdot L_{\sigma} = 2 \cdot (L_{\sigma 1} + L^{'}_{\sigma 2})$ (ASM in Sternschaltung; siehe hierzu auch Abschnitt 6.3.4.2).
(Hinweis: Die resultierende Induktivität L_{σ} ist genauer anzusetzen mit $L_{\sigma} = L_{\sigma 1} + (L^{'}_{\sigma 2} \,||\, L_h)$. Der Einfluß von L_h kann im allgemeinen vernachlässigt werden, solange die Maschine nicht in Sättigung ist.)

3. Die Zeitdauer $t_1 - t_0$ des ersten Kommutierungsabschnitts wird zu Null gesetzt.

4. Die gesamte Kommutierungsdauer $t_K = t_4 - t_0$ ist klein gegenüber der Periodendauer $1/\,pf_1$; d.h. die zeitliche Änderung der Maschinenspannungen während der Kommutierung kann vernachlässigt werden.

Unter diesen Voraussetzungen gilt:

a) *Zweiter Kommutierungsabschnitt (t_0 bis t_3):*
(lineare Umladung der Kommutierungs–Kondensatoren mit I_d)

effektive Kapazität:

$$C^{'} \;=\; \frac{3}{2} \cdot C \tag{6.1}$$

Verlauf der Kondensatorspannung:

$$u_{C1}(t) \;=\; u_{C1}(t_0) - \frac{I_d}{C^{'}} \cdot (t - t_0) \tag{6.2}$$

Ende der Schonzeit des Thyristors V_{21} $(t = t_2)$:

$$\begin{aligned} u_{C1}(t_2) \;&=\; 0 \\ t_c \;&=\; t_2 - t_0 \;=\; u_{C1}(t_0) \cdot \frac{C^{'}}{I_d} \end{aligned} \tag{6.3}$$

Ende des 2. Kommutierungsabschnitts $(t = t_3)$:

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{V}33}(t_3) \;&=\; 0 \\ u_{C1}(t_3) \;&=\; u_{RS}(t_3) \;=\; \hat{U}_{RS} \cdot \sin(\omega_1 t_3) \\ (\,\omega_1 \;&=\; 2\pi \cdot f_1\,) \end{aligned} \tag{6.4}$$

Zeitdauer des 2. Kommutierungsabschnitts:

$$t_3 - t_0 \;=\; \frac{C^{'}}{I_d} \cdot \Big[\, u_{C1}(t_0) - \hat{U}_{RS} \cdot \sin(\omega_1 t_3) \,\Big] \tag{6.5}$$

b) *Dritter Kommutierungsabschnitt (t_3 bis t_4):*
(Viertelschwingung im ungedämpften Resonanzkreis mit C' und L')

Resonanz–Kreisfrequenz: $$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$$

Umschwingstrom: $$i_r(t) = I_d \cdot [\,1 - \cos\omega_r(t - t_3)\,]$$

$$i_C(t) = I_d \cdot \cos\omega_r(t - t_3)$$

$$i_C(t_3) = I_d\,; \qquad i_C(t_4) = 0$$

Spannung an C′: $$u_{C1}(t) = u_{C1}(t_3) - I_d \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}} \cdot \sin\omega_r(t - t_3)$$

$$u_{C1}(t_4) = \hat{U}_{RS} \cdot \sin(\omega_r t_3) - I_d \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

Zeitdauer: $$t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega_r} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L'C'}$$

Aus der zyklischen Umladung der Kondensatoren ergibt sich:

$$u_{C1}(t_4) = -\,u_{C1}(t_0) \tag{6.6}$$

Aus dem Zeigerdiagramm und dem zeitlichen Verlauf der Spannungen und Ströme der Asynchronmaschine ist nun noch der Zeitpunkt t_3 zu bestimmen, damit die absoluten Werte berechnet werden können. Aus Abb. 6.9 ist unmittelbar zu erkennen, daß:

- die verkettete Spannung u_{RS} der Phasenspannung u_R um 30° vorauseilt,
- zwischen der Phasenspannung u_R und der Grundschwingung $i_{R(1)}$ des Stroms der Winkel $0° < \varphi < 90°$ auftritt (Motorbetrieb),
- der Stromblock i_{V33} mit einer Phasennacheilung von $30° + 120° = 150°$, bezogen auf die Grundschwingung $i_{R(1)}$, beginnt.

Damit ist der Zeitpunkt t_3 bestimmbar. Der Winkel $\Delta\psi$ zwischen der verketteten Spannung u_{RS} und dem Beginn des Stromblocks i_{V33} ist:

$$\Delta\psi = 30° + \varphi + 150° = 180° + \varphi \tag{6.7}$$

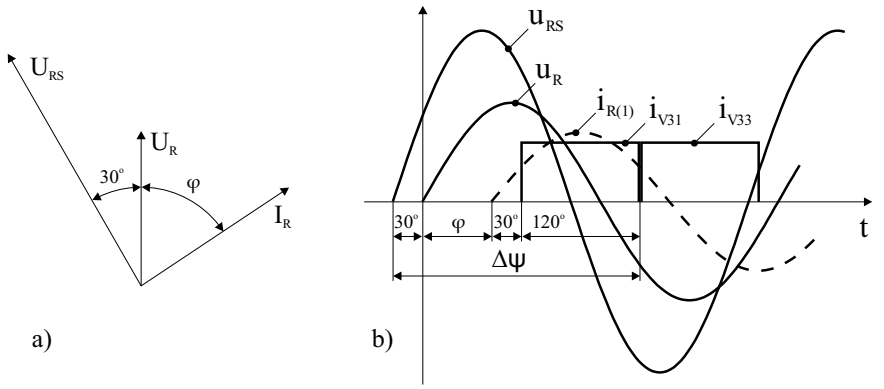


Abb. 6.9: *Zeigerdiagramm der Asynchronmaschine (a) und zeitlicher Verlauf der Spannung u_R und der Ströme (b)*

Somit gilt:

$$\omega_1 \cdot t_3 \;\approx\; \Delta\psi \;=\; 180^\circ + \varphi \tag{6.8}$$

$$u_{C1}(t_0) \;=\; -\,u_{C1}(t_4) \;=\; \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \;+\; I_d \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}} \tag{6.9}$$

(Die Aussage $\omega_1 \cdot t_3 \;\approx\; \Delta\psi$ ist bedingt durch die endliche Anstiegsgeschwindigkeit des Stroms im dritten Kommutierungsabschnitt. Dadurch ergeben sich keine rechteckförmigen Stromblöcke, sondern Stromblöcke mit verschliffenen Flanken, die eine weitere Phasenverschiebung der Grundschwingung des Stroms hervorrufen. Dies ist insbesondere bei hohen Ausgangsfrequenzen von Bedeutung.)

Kommutierungsdauer:

$$\begin{aligned} t_K &= t_4 - t_0 = (t_4 - t_3) + (t_3 - t_0) \\ &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L'C'} + \frac{C'}{I_d} \cdot \Big(u_{C1}(t_0) + \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \Big) \\ &= \Big(\frac{\pi}{2} + 1 \Big) \cdot \sqrt{L'C'} + 2 \cdot \frac{C'}{I_d} \cdot \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \\ &= f(I_d, \varphi) \end{aligned} \tag{6.10}$$

Schonzeit der Thyristoren:

$$t_c \;=\; t_2 - t_0 \;=\; \frac{C'}{I_d} \cdot \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi + \sqrt{L'C'} \tag{6.11}$$

$$t_{c\,min} \;=\; \sqrt{L'C'} \qquad \text{(worst case, } \varphi \approx 0) \tag{6.12}$$

Spannungsbeanspruchung (prinzipielle Abschätzung für worst case, $\varphi \approx 90°$; genauere Berechnung siehe Kap. 6.3):

Kondensatoren: $U_{C\,max} = |u_{C1}(t_0)| \approx \hat{U}_{RS} + I_d \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}}$

Thyristoren: $U_{T\,max} \approx U_{C\,max}$

Dioden: $U_{D\,max} \approx U_{C\,max} + \hat{U}_{RS}$

Maschine: Die Statorwicklungen der Asynchronmaschine werden während des dritten Kommutierungsabschnitts (Zeitdauer t_3 bis t_4) mit der Kondensatorspannung u_C zusätzlich belastet (siehe Abb. 6.10c); dies muß bei der Auslegung berücksichtigt werden.

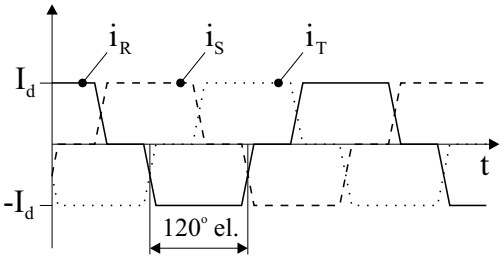
Damit sind die prinzipiellen Gleichungen für die Auslegung des Systems Wechselrichter–Maschine bekannt.

Aus den obigen Gleichungen ist zu entnehmen, daß der Kommutierungsvorgang im zweiten Kommutierungsabschnitt durch den Arbeitspunkt der Asynchronmaschine wesentlich beeinflußt wird. Je kleiner der Zwischenkreisstrom I_d ist, desto länger ist die Umladedauer $t_3 - t_1$, d.h. im Leerlauf wird die Umladedauer etwa um den Faktor drei länger sein als im Nennbetrieb. Bei der Auslegung der Thyristoren bezüglich der Schonzeit ist somit der maximale Lastzustand zu berücksichtigen. Dadurch bedingt, wird die obere Frequenzgrenze des Systems durch den Leerlaufzustand im oberen Betriebspunkt wesentlich beeinflußt.

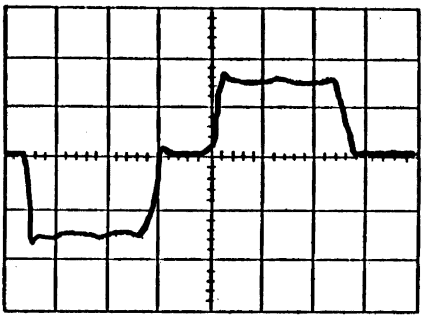
Im dritten Kommutierungsabschnitt bilden der selbstgeführte Wechselrichter und die Maschine eine gekoppelte Einheit. Die Kommutierungsdauer $t_4 - t_3$ und die Spannungsspitze werden durch die Streuinduktivität L_σ der Maschine bestimmt. Durch eine Verringerung der Induktivität L' kann somit sowohl die Zeitdauer als auch die Spannungsüberhöhung im dritten Kommutierungsabschnitt verringert werden. Vorteilhaft bei diesem Umrichtertyp sind somit streuungsarme Asynchronmaschinen. (Vorteilhaft bei streuungsarmen Asynchronmaschinen ist, daß gegenüber Maschinen mit hoher Streuung sowohl das Kippmoment höher als auch der Drehzahlabfall bei Belastung geringer ist.) Um eine „streuungsarme" Maschine zu erhalten, kann die Maschine überdimensioniert werden.

Damit ist das *Optimierungsproblem* bei der Dimensionierung dieses Umrichters verständlich:

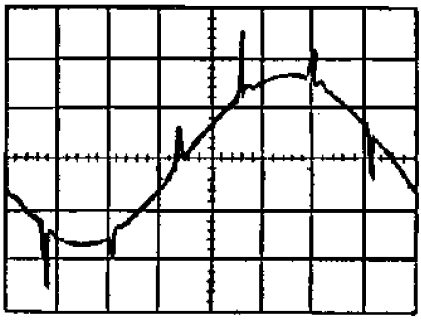
- erstens muß die Schonzeit t_c der Thyristoren bei maximaler Belastung eingehalten werden,
- zweitens muß bei der höchsten Drehzahl der Maschine der Leerlaufzustand noch zu realisieren sein,
- drittens sollen die Spannungsspitzen an den Wicklungen, die Schonzeiten der Thyristoren, die erreichbaren Schaltleistungen und die Durchlaßverluste der Thyristoren sowie die Streuinduktivität der Asynchronmaschine (Überdimensionierung) ein wirtschaftlich zu realisierendes System ergeben.



a) Maschinenströme (ideal): Aufteilung von I_d in um 120° el. versetzte Stromblöcke



b) realer Verlauf des Maschinenstromes in einer Phase



c) realer Verlauf der Maschinenspannung mit überlagerten Kommutierungsspitzen

Abb. 6.10: *Maschinenströme und Maschinenspannung*

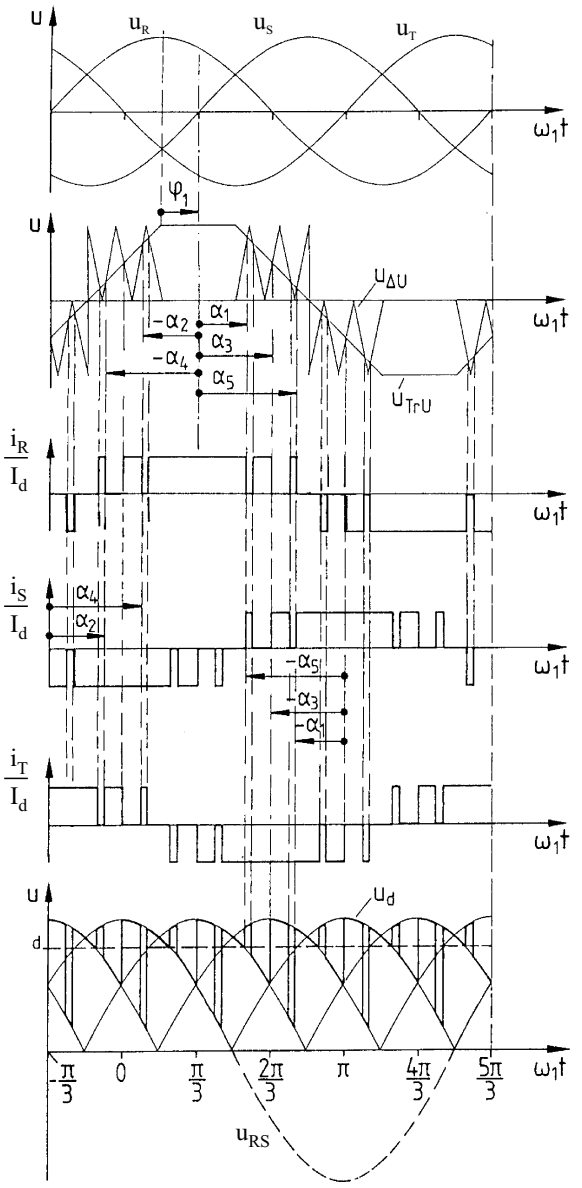


Abb. 6.11: *Ströme und Spannungen bei Pulsbetrieb (idealisiert)*

Im allgemeinen werden bei diesem Antriebssystem Thyristoren mit einer mittleren Freiwerdezeit $t_q \approx 100\,\mu s$ (damit sind hohe Leistungen erreichbar) und eine Überdimensionierung von 10% als Kompromiß akzeptiert. Dies führt im Gegenzug allerdings dazu, daß der Feldschwächbereich im allgemeinen nur sehr eingeschränkt genutzt werden kann. Solange der Feldschwächbereich nicht erforderlich ist und der obere Drehzahlbereich des Antriebs nur mit definierten Belastungszuständen betrieben wird (z.B. bei Pumpen und Lüftern), ist dieses System außerordentlich wirtschaftlich zu dimensionieren.

Abschließend sind in Abb. 6.10 die realen zeitlichen Verläufe von Maschinenstrom und Maschinenspannung dargestellt.

In Abb. 6.11 ist ein Beispiel für den *Pulsbetrieb* dargestellt, der bei kleineren Drehzahlen und beim Anfahren des Antriebssystems angewendet wird. Durch eine geeignete Wahl des Pulsmusters können die niederfrequenten Oberschwingungen im Strom vermindert bzw. unterdrückt werden. Die Pulsmuster können entweder durch ein Modulationsverfahren erzeugt oder durch Off–line–Optimierung ermittelt werden. Dabei ist zu beachten, daß die für die Ströme eines Dreiphasensystems geltenden Symmetriebedingungen eingehalten werden müssen [336, 341]; diese führen zu den zentralen Stromblöcken von 60° el. in den Zuleitungsströmen.

6.3 Auslegungsgang beim I–Umrichter mit Phasenfolgelöschung

6.3.1 Kritische Betriebszustände

Zunächst ist es notwendig, die für die Auslegung des Umrichters kritischen Betriebszustände zu betrachten.

Nach Gl. (6.10) gilt für die Kommutierungsdauer t_K:

$$t_K \;=\; (\frac{\pi}{2}+1)\cdot\sqrt{L'C'} \;+\; 2\cdot\frac{C'}{I_d}\cdot\hat{U}_{RS}\cdot\sin\varphi \tag{6.13}$$

Mit $C' = 1,5\cdot C$ und $L' = 2\cdot L_\sigma$ (bezüglich der resultierenden Induktivität L' siehe Kap. 6.3.4.2) gilt:

$$t_K \;=\; (\frac{\pi}{2}+1)\cdot\sqrt{3L_\sigma C} \;+\; 3\cdot\frac{C}{I_d}\cdot\hat{U}_{RS}\cdot\sin\varphi \tag{6.14}$$

Die maximale Kommutierungsdauer ist somit über mehrere Parameter implizit vorgegeben.

Da in einer Brückenhälfte während einer Periode T_1 dreimal kommutiert wird, muß jeder Kommutierungsvorgang innerhalb von $T_1/3$ abgeschlossen sein.

Daher muß zur Vermeidung von überlappenden Kommutierungen für die größte zulässige Kommutierungsdauer t_K gelten:

$$t_K \;=\; k_1 \cdot \frac{T_{1\,min}}{3} \;=\; k_1 \cdot \frac{1}{3 \cdot f_{1\,max}} \tag{6.15}$$

mit $k_1 = 0,95$ = Sicherheitsabstand
$f_{1\,max}$ = größte geforderte Frequenz

Diese Bedingung muß auch bei der größten Frequenz $f_{1\,max}$ und beim kleinsten Strom (Leerlaufstrom) noch eingehalten werden.

Aufgelöst nach der Kapazität des Kommutierungs–Kondensators C ergibt sich dessen *maximal* zulässige Größe (man beachte die Fertigungstoleranzen bei C von ±10%):

$$C \;=\; L_\sigma \cdot \left[\frac{(2+\pi) \cdot I_{d0}}{4 \cdot \sqrt{6} \cdot U_M \cdot \sin\varphi_0} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{16 \cdot \sqrt{2} \cdot U_M \cdot \sin\varphi_0}{(2+\pi)^2 \cdot L_\sigma \cdot I_{d0}} \cdot t_K} \;-\; 1 \right) \right]^2 \tag{6.16}$$

mit L_σ = Streuinduktivität des Motors pro Strang (Sternschaltung)
U_M = (verkettete) Motorspannung bei $f_{1\,max}$
t_K = höchstens zulässige Gesamtkommutierungsdauer
I_{d0} = kleinster Zwischenkreisstrom $= \dfrac{\pi}{\sqrt{6}} \cdot I_{M0} = 1,28 \cdot I_{M0}$
$I_{M0},\ \varphi_0$ = „ungünstigster Betriebspunkt“

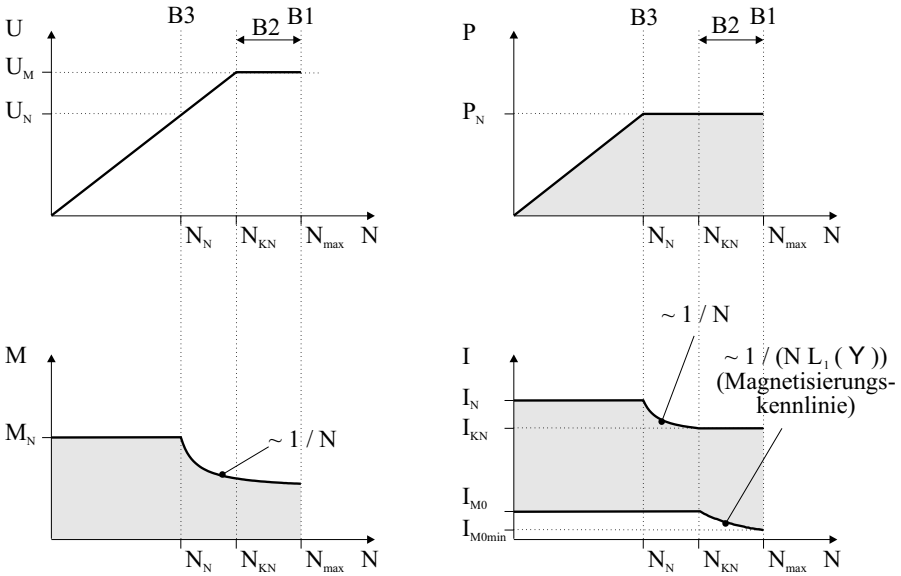
Bei der Dimensionierung des Kommutierungs–Kondensators nach Gl. (6.16) ist also der bei $f_{1\,max}$ (bzw. N_{max}) mindestens fließende Gleichstrom I_{d0} gerade noch in der Lage, den Kommutierungs–Kondensator so schnell umzuladen, daß die vorgegebene maximale Gesamtkommutierungsdauer t_K nicht überschritten wird.

Da der zusätzliche Spannungshub am Kommutierungs–Kondensator

$$\Delta u_C \;=\; 2 \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{3\,C}} \tag{6.17}$$

und damit die Spannungsbeanspruchung der Umrichterelemente umgekehrt proportional der Wurzel aus der Kapazität des Kondensators ist, wird man bestrebt sein, den größtmöglichen Kondensator einzusetzen.

Um den kleinsten Ausgangsstrom möglichst anzuheben, empfiehlt sich bei großem Feldschwächbereich und großer Leistung eine Aufteilung des Feldschwächbereichs in einen *Pseudo–Feldschwächbereich* und einen *normalen Feldschwächbereich* (Abb. 6.12).



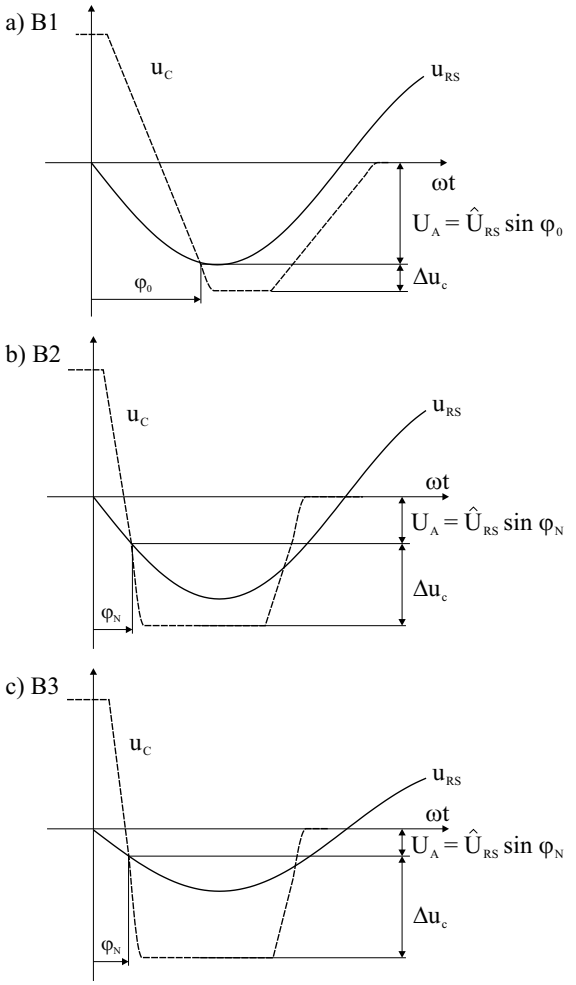
1. Drehzahlbereich	$0 \leq N \leq N_N$:	Ankerstellbereich
2. Drehzahlbereich	$N_N \leq N \leq N_{KN}$:	Pseudo–Feldschwächbereich
3. Drehzahlbereich	$N_{KN} \leq N \leq N_{max}$:	normaler Feldschwächbereich

Abb. 6.12: *Aufteilung des Feldschwächbereiches der Aynchronmaschine ($R_1 = 0$)*

1. *Ankerstellbereich:*
   Im Ankerstellbereich $0 \leq N \leq N_N$ wird der Fluß konstant gehalten, die Klemmenspannung der Maschine nimmt mit steigender Drehzahl zu.

2. *Pseudo–Feldschwächbereich:*
   Im zweiten Drehzahlbereich $N_N \leq N \leq N_{KN}$ wird der Strom reduziert, die Spannung aber immer noch frequenz–proportional angehoben. Da der netzgeführte Einspeisestromrichter für maximalen Strom und maximale Spannung ausgelegt sein muß, bedingt dieser *Pseudo–Feldschwächbereich* eine spannungsmäßige Überdimensionierung der Einspeisung im Verhältnis $N_{KN}/\, N_N$.

3. *Normaler Feldschwächbereich:*
   Im dritten Drehzahlbereich $N_{KN} \leq N \leq N_{max}$ ist die Spannung konstant. Dies bedingt bei N_{max} und Leerlauf eine Feldschwächung in der Maschine auf $N_{KN}/\, N_{max}$.



a) Betriebspunkt B1: Leerlauf bei N_{max} (Feldschwächbetrieb),
bestimmend für die Auslegung von C nach Gl. (6.16),
Spannung U_A groß, da $\varphi_0 \approx 90°$,
Δu_C klein, da Strom gleich Leerlaufstrom.

b) Betriebsbereich B2: Vollast im Feldschwächbereich $N_{KN} \leq N \leq N_{max}$
Spannung U_A klein, da $\varphi \approx \varphi_N$,
Δu_C groß, da Strom gleich I_{KN} (Vollast).

c) Betriebspunkt B3: Vollast im Nennpunkt N_N,
U_A kleiner als bei B2, da $\varphi \approx \varphi_N$ und $\hat{U}_{RS} = \hat{U}_N$,
Δu_C größer, da Strom gleich Nennstrom I_N.

Abb. 6.13: *Darstellung der drei kritischen Betriebszustände der Asynchronmaschine*

Für die nachfolgende Berechnung der maximalen Kondensatorspannung sind dann drei kritische Betriebszustände B1, B2, B3 zu unterscheiden, die in Abb. 6.13 dargestellt sind. Die Spannung U_A in Abb. 6.13 ist definiert als

$$U_A \;=\; \hat{U}_{RS} \cdot sin\varphi \tag{6.18}$$

d.h. als Schnittpunkt von $u_{RS}(t)$ und $u_C(t)$ entsprechend Gl. (6.4).

Bei Fehlen des *Pseudo–Feldschwächbereiches* sind die Betriebszustände B2 und B3 identisch. Bei Fehlen auch des normalen Feldschwächbereiches sind die Betriebszustände B2 und B3 ebenfalls identisch. Es wird dann nur zwischen Leerlauf B1 (gegebenenfalls Mindestlastpunkt) und Vollast (B2, B3) unterschieden.

6.3.2 Beanspruchung der Umrichterelemente

6.3.2.1 Kommutierungs–Kondensator

Für die Kondensatorspannung gilt nach Gleichung (6.9) mit $L' \;=\; 2 \cdot L_\sigma$ und $C' \;=\; 1,5 \cdot C$:

$$U_C \;=\; \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \;+\; 2 \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{3\,C}} \tag{6.19}$$

Im ungünstigsten Fall findet die Kommutierung genau zu dem Zeitpunkt statt, in dem der wellige Gleichstrom I_d ein Maximum hat (Abb. 6.14).

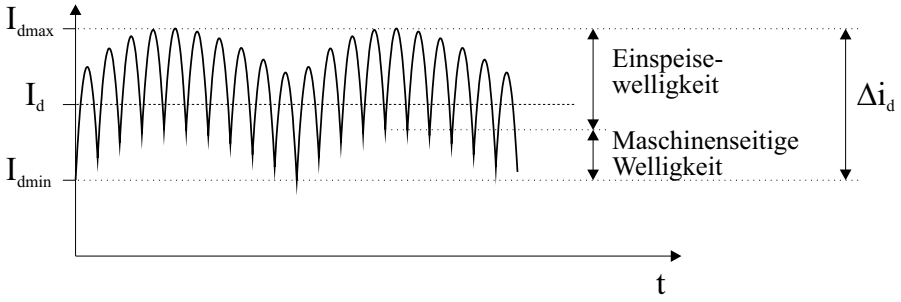


Abb. 6.14: *Welligkeit des Zwischenkreisstroms*

Die maximale Kondensatorspannung beträgt damit:

$$\begin{aligned} U_{C\,max} \;&=\; U_A \;+\; \Delta u_{C\,max} \\ &=\; \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \;+\; 2 \cdot I_{d\,max} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{3\,C}} \end{aligned} \tag{6.20}$$

mit

$$I_{d\,max} \;=\; I_d \;+\; \frac{\Delta i_d}{2} \tag{6.21}$$

$$\Delta i_d \;=\; I_{d\,max} \;-\; I_{d\,min} \tag{6.22}$$

$$I_d \;=\; 1,28 \cdot I_M \qquad (I_M = \text{Motorstrom}) \tag{6.23}$$

In die Gleichung (6.20) müssen nacheinander die Werte $\hat{U}_{RS}$, φ und $I_{d\,max}$ der drei kritischen Betriebszustände B1, B2, B3 eingetragen werden, um festzustellen, in welchem Betriebspunkt die maximale Kondensatorspannung $U_{C\,max}$ auftritt. Der Kondensator ist dann für den größten Wert zu dimensionieren:

$$U_{C\,max} \;=\; \max\left\{\, U_{C\,max(B1)},\, U_{C\,max(B2)},\, U_{C\,max(B3)} \,\right\} \tag{6.24}$$

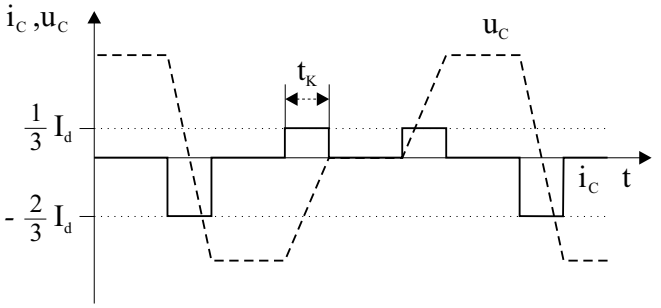


Abb. 6.15: *Spannung und Strom des Kommutierungs–Kondensators (idealisiert)*

Der durch den Kondensator fließende Strom ist (idealisiert) in Abb. 6.15 dargestellt. Die einzelnen Stromzeitflächen können also durch folgenden Dauerstrom I_M ersetzt werden:

$$I_M \;=\; I_{d\,max} \cdot \frac{4 \cdot t_K}{3 \cdot T_{1\,min}} \tag{6.25}$$

Als Effektivstrom erhält man:

$$I_{eff} \;=\; I_{d\,max} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot t_K}{3 \cdot T_{1\,min}}} \tag{6.26}$$

mit $\quad T_{1\,min} \;=\; \dfrac{1}{f_{1\,max}} \;=\;$ kleinste Periodendauer

$\qquad t_K \;=\;$ Kommutierungsdauer für Vollast gemäß Gl. (6.14)

Die maximale Änderung der Kondensatorspannung beträgt:

$$\frac{du_C}{dt} \;=\; \frac{2 \cdot I_{d\,max}}{3 \cdot C} \tag{6.27}$$

Der Kondensator ist somit durch die Daten C, $I_{d\,max}$, $U_{C\,max}$, I_M, I_{eff} und $du_C/\,dt$ entsprechend den Gleichungen (6.16) bis (6.27) hinreichend definiert. Bei diesen Überlegungen sind die Fertigungstoleranzen der Kondensatoren zu beachten.

6.3.2.2 Thyristoren

Die Thyristoren werden mit der maximalen Kondensatorspannung $U_{C\,max}$ in Sperrichtung beansprucht. Der Sperrspannungs–Sollwert der Thyristoren beträgt also

$$U_{RRM} \;=\; \rho \cdot U_{C\,max} \tag{6.28}$$

mit $U_{C\,max}$ nach Gl. (6.24) und Sicherheitsfaktor $\rho \geq 1,35$.

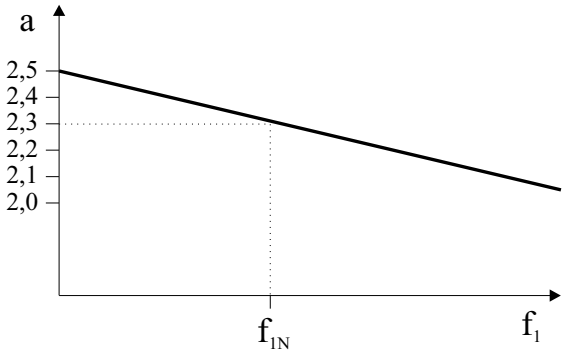


Abb. 6.16: *Faktor $a = I_{d\,max}/\,I_{TAVM}$ als Funktion der Frequenz f_1*

Der erforderliche Dauergrenzstrom ist von den Verlusten im Thyristor und damit von der maximalen Frequenz abhängig. Für die erforderliche Strombelastbarkeit gilt überschlägig:

$$I_{TAVM} \;=\; \frac{I_{d\,max}}{a} \tag{6.29}$$

mit $I_{d\,max}$ nach Gl. (6.21) und Faktor a nach Abb. 6.16.

Wichtig ist auch noch die Kontrolle, ob die Freiwerdezeit des gewählten Thyristors *kleiner* als die dem Thyristor im ungünstigsten Betriebsfall angebotene Schonzeit ist.

Als ungünstigster Betriebsfall ist hierbei anzusehen, wenn bei kleinen Frequenzen f_1 (Motorspannung $U_M \to 0$, Kondensatorspannung $U_C \approx \Delta u_C$) zwei Kommutierungsvorgänge genau im zeitlichen Abstand von Minimum und Maximum des welligen Gleichstroms I_d erfolgen. Das bedeutet, daß der Kommutierungs–Kondensator mit dem Stromminimum $I_{d\,min}$ auf die kleinste Spannung $U_{C\,min}$ aufgeladen und anschließend mit dem Strommaximum $I_{d\,max}$ in der kürzesten Zeit entladen wird.

Zur Berechnung der Schonzeit im ungünstigsten Betriebsfall wird zunächst für den welligen Gleichstrom I_d angesetzt:

$$V \;=\; \frac{I_{d\,max}}{I_{d\,min}} \tag{6.30}$$

$$\text{(Beispiel:}\quad V \;=\; 1,35)$$

Für den schnellsten Entladevorgang des Kondensators gilt nach Gl. (6.27):

$$\frac{du_C}{dt} \;=\; \frac{2 \cdot I_{d\,max}}{3 \cdot C} \tag{6.31}$$

Mit Δu_C nach Gl. (6.17) gilt:

$$U_{C\,min} \;=\; \Delta u_{C\,min} \;=\; 2 \cdot I_{d\,min} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{3\,C}} \tag{6.32}$$

Damit wird die kürzeste Entladezeit t_{Ent}:

$$t_{Ent} \;=\; \frac{U_{C\,min}}{\left(\dfrac{du_C}{dt}\right)} \;=\; \frac{1}{V} \cdot \sqrt{3 L_\sigma C} \tag{6.33}$$

Hiervon ist noch die Zeit t_{Ab} abzuziehen, die für den Abbau bzw. Aufbau des Stroms in den kommutierenden Thyristoren benötigt wird.

$$t_{Ab} \;=\; \frac{I_{d\,max}}{\left(\dfrac{di}{dt}\right)} \tag{6.34}$$

Die Stromänderung ist hierbei (Drossel L_K siehe Abschnitt 6.3.2.4):

$$\frac{di}{dt} \;=\; \frac{U_{C\,min}}{2 \cdot L_K} \tag{6.35}$$

Damit ergibt sich für die Zeit t_{Ab} bzw. die Schonzeit t_c:

$$t_{Ab} \;=\; V \cdot L_K \cdot \sqrt{\frac{3\,C}{L_\sigma}} \tag{6.36}$$

$$t_c \;=\; t_{Ent} - t_{Ab} \;=\; \frac{1}{V} \cdot \sqrt{3 L_\sigma C} \;-\; V \cdot L_K \cdot \sqrt{\frac{3\,C}{L_\sigma}} \tag{6.37}$$

Da dynamische Stromänderungen während der 120°–Stromflußdauer (bei kleinen Frequenzen ist das u.U. recht lang) hierbei noch nicht berücksichtigt sind, sollte die Freiwerdezeit t_q des eingesetzten Thyristors höchstens das $0,9$–fache der Schonzeit t_c nach Gl. (6.37) sein, so daß mit $V = 1,35$ gilt:

$$\frac{t_q}{\mu s} \;\le\; 0,9 \cdot \frac{t_c}{\mu s} \;=\; 1,154 \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{\mu H} \cdot \frac{C}{\mu F}} \;-\; 2,105 \cdot \frac{L_K}{\mu H} \cdot \sqrt{\frac{C}{\mu F} \cdot \frac{\mu H}{L_\sigma}} \tag{6.38}$$

Diese Bedingung für die Freiwerdezeit sollte nach Festlegung der Kommutierungsdrossel L_K unbedingt überprüft und eingehalten werden.

6.3.2.3 Dioden

Die Sperrspannungsbeanspruchung der Dioden ist noch um die Ausgangsspannung U_A der Kondensatoren zu Beginn der Dioden–Kommutierung größer als die der Thyristoren.

$$U_D \;=\; U_{C\,max} \;+\; \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \tag{6.39}$$

Im Grenzfall (fehlerhafte Steuerung des Stromrichter-Stellgliedes) gilt:

$$U_{D\,max} \;=\; U_{C\,max} \;+\; \hat{U}_{RS} \tag{6.40}$$

In die Gleichung (6.39) müssen nacheinander die Daten der Betriebspunkte B1, B2, B3 eingetragen werden. Die Dimensionierung ist dann für den größten Wert vorzunehmen:

$$U_{D\,max} \;=\; \max\left\{\, U_{D(B1)},\, U_{D(B2)},\, U_{D(B3)} \,\right\} \tag{6.41}$$

Für die erforderliche Sperrspannung der Dioden folgt dann:

$$U_{RRM} \;=\; \rho \cdot U_{D\,max} \tag{6.42}$$

Die Strombelastbarkeit ist die gleiche wie die der Thyristoren.

6.3.2.4 Kommutierungsdrosseln, Stufendrosseln

Die vollständige Schaltung der oberen Wechselrichter–Brückenhälfte mit Kommutierungsdrosseln L_K, Stufendrosseln L_S und den Beschaltungselementen ist in Abb. 6.17 dargestellt.

Die *Kommutierungsdrosseln* L_K haben die Aufgabe, die Stromänderung insbesondere während des ersten Kommutierungsabschnittes (Thyristor–Kommutierung) auf den zulässigen Wert zu begrenzen. Die erforderliche Induktivität berechnet sich demnach zu:

$$L_K \;=\; \frac{U_{C\,max}}{2 \cdot \left(\dfrac{di}{dt}\right)_{zul}} \tag{6.43}$$

mit $U_{C\,max}$ nach Gl. (6.24)

$\left(\dfrac{di}{dt}\right)_{zul}$ = zulässige Stromänderung im Thyristor (sicherer Wert $10 \ldots 30\,A/\,\mu s$)

Faktor 2, da immer 2 Induktivitäten beteiligt sind

Die Kommutierungsdrossel ist als sättigungsfreie Luftdrossel auszuführen.

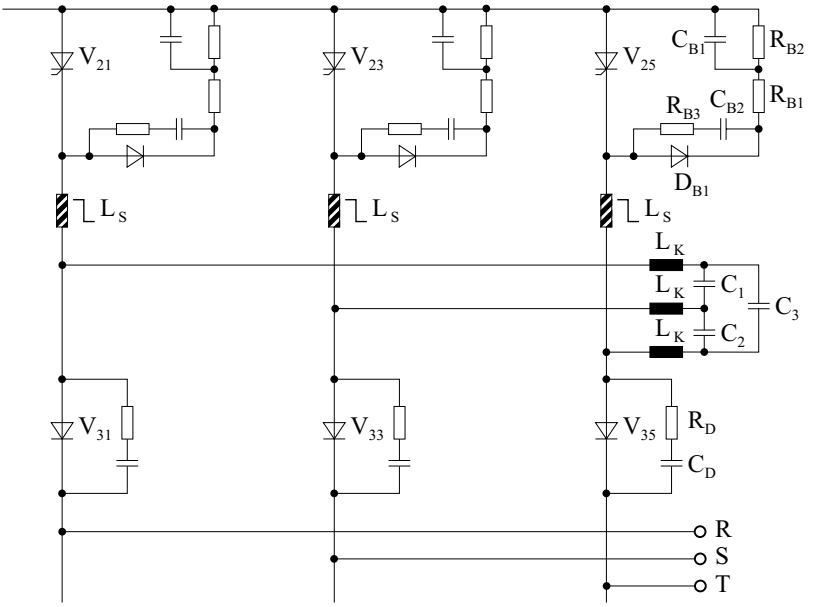


Abb. 6.17: *Obere Brückenhälfte mit Beschaltungen und Drosseln*

Für die Strombelastung der Drossel L_K gilt gemäß Abb. 6.18:

$$I_M = I_{d\,max} \cdot \frac{2 \cdot t_K}{T_1} \tag{6.44}$$

$$I_{eff} = I_{d\,max} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot t_K}{T_1}} \tag{6.45}$$

Die *Stufendrosseln* L_S können eine je nach Typ unterschiedliche Spannungszeitfläche aufnehmen und lassen während dieser Zeit einen aufgrund der Hysteresekennlinie begrenzten Strom fließen. Prinzipiell sind damit zwei Aufgabenstellungen möglich. Beim Einschalten des Thyristors wird während einer vorgebbaren Stufenzeit t_{St} der Strom im einschaltenden Thyristor auf dem Stufenstrom gehalten. Die Stufenzeit t_{St} und der Stufenstrom I_{St} werden nun so gewählt, daß der Thyristor nach Ablauf der Stufenzeit möglichst vollständig eingeschaltet ist (volle Stromausbreitung in der Tablette). Zum anderen begrenzt die Stufendrossel die Rückstromspitze beim *Reverse Recovery* des Thyristors, da nun die Stufendrossel umgekehrt ummagnetisiert wird und den negativen Rückstrom für eine gewisse Zeit, die wiederum durch den Flußhub $\Delta\Psi_M$ vorgegeben ist, begrenzt und somit die niedrig dotierte Zone des Thyristors teilweise ausgeräumt wird. Im vorliegenden Beispiel wird die Begrenzung der Rückstromspitze betrachtet.

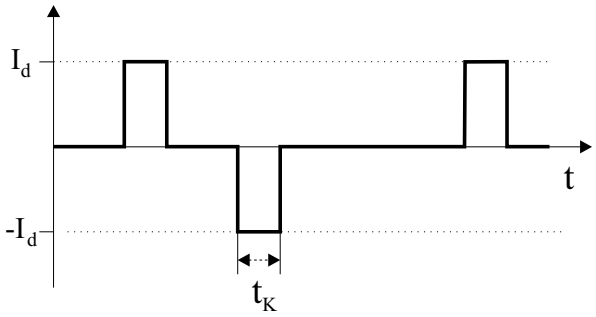


Abb. 6.18: *Stromverlauf durch die Kommutierungsdrossel L_K*

Beispiel: Ringkerne Trafoperm $N2/\,0,05$

Flußhub:	$\Delta\Psi_M$	$= 1000\,V \cdot \mu s$
Stufenstrom:	I_{St}	$= 80A$
Stufenzeit:	t_{St}	= wählbar (ergibt sich aus dem Tablettendurchmesser)
gesucht:	n	= Anzahl der erforderlichen Ringkerne

Die Anzahl der erforderlichen Ringkerne errechnet sich dann zu:

$$n \;=\; \frac{U_{C\,max} \cdot t_{St}}{\Delta\Psi_M} \tag{6.46}$$

Die tatsächliche Rückstromspitze I_R wird dann ungefähr

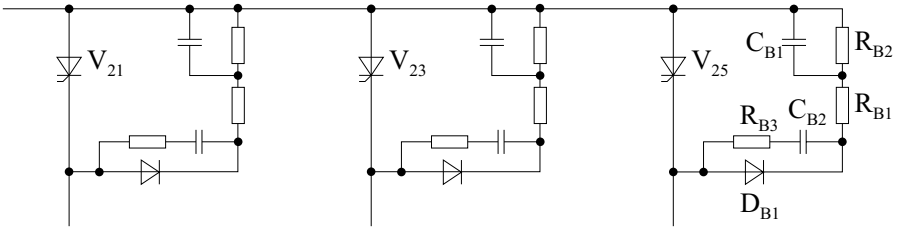
$$I_R \;\approx\; \sqrt{I_{RRM}^{2} - 2 \cdot I_{St} \cdot t_{St} \cdot \left(\frac{di}{dt}\right)_{zul}} \tag{6.47}$$

mit I_{RRM} = Rückstromspitze des Thyristors $= f\left(I_T, \dfrac{di}{dt}\right)$

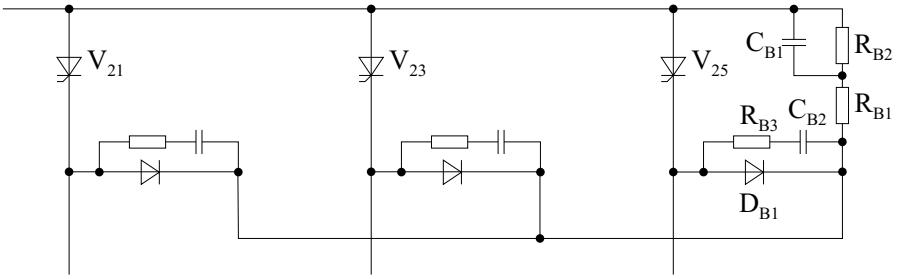
Der Einsatz der Stufendrosseln kann überflüssig werden, wenn Thyristoren mit verbesserter Gatestruktur eingesetzt werden und das zulässige $di/\,dt$ etwas kleiner gewählt wird (Kommutierungsdrosseln größer).

6.3.2.5 Entlastungsschaltungen (TSE–Beschaltungen)

Die polarisierte TSE–Beschaltung ist ein Überspannungsschutz für die Thyristoren. Sie kann entweder als Einzelbeschaltung oder als Summenbeschaltung ausgeführt werden (Abb. 6.19). Die eigentliche Beschaltung besteht aus R_{B1}, R_{B2}, C_{B1} und D_{B1}. Die zusätzliche Beschaltung für die Diode D_{B1} mit R_{B3} und C_{B2} kann im allgemeinen entfallen.



a) Polarisierte Einzel-TSE-Beschaltung



b) Polarisierte Summen-TSE-Beschaltung

Abb. 6.19: *Polarisierte TSE–Beschaltungen für eine Brückenhälfte*

a) Einzel–TSE–Beschaltung:

Die Optimierung der Beschaltung (R_{B1}, C_{B1}) erfolgt nach McMurray [430]. Dabei wird vereinfachend angenommen, daß der Strom ab dem Zeitpunkt der Rückstromspitze I_R (bzw. I_{RRM}) in der Beschaltung fließt. Somit bildet der Beschaltungskondensator C_{B1} mit der Kommutierungs–Induktivität L_K einen über R_{B1} gedämpften Resonanzkreis.

Die Kapazität des Kondensators C_{B1} folgt dann aus der Beziehung:

$$C_{B1} \;=\; 2 \cdot L_K \cdot \left(\frac{I_R}{U_{C\,max} \cdot \chi_0} \right)^2 \tag{6.48}$$

mit I_R nach Gl. (6.47) ($I_R = I_{RRM}$ falls Stufendrossel entfällt)

L_K nach Gl. (6.43)

$U_{C\,max}$ nach Gl. (6.24)

$$\chi_0 \;=\; \frac{I_R}{U_{C\,max}} \cdot \sqrt{\frac{2L_K}{C_{B1}}} \;=\; 0,38$$

Da der Spannungssicherheitsfaktor ρ relativ klein ist, sollte die Dämpfung dieses Resonanzkreises groß sein, um ein wesentliches Überschwingen der Kon-

densatorspannung an C_{B1} zu verhindern. Für die Dämpfung d gilt:

$$d \;=\; \frac{R_{B1}}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_{B1}}{2L_K}} \;\approx\; 0,95 \tag{6.49}$$

Damit folgt der Beschaltungswiderstand R_{B1}:

$$R_{B1} \;=\; 2 \cdot d \cdot \sqrt{\frac{2L_K}{C_{B1}}} \tag{6.50}$$

Während der Thyristor sperrt, soll sich C_{B1} über R_{B2} entladen. Die maximale Zeitdauer des Entladevorganges darf daher 2/ 3 der kleinsten Periodendauer $T_{1\,min} = 1/\,f_{1\,max}$ betragen. Der Entladevorgang ist nach etwa 4 Zeitkonstanten $R_{B2} \cdot C_{B1}$ beendet.

$$4 \cdot R_{B2} \cdot C_{B1} \;=\; \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{f_{1\,max}} \qquad \text{bzw.} \qquad R_{B2} \;=\; \frac{1}{6 \cdot C_{B1} \cdot f_{1\,max}} \tag{6.51}$$

Um sicherzustellen, daß die Restspannung an C_{B1} kleiner als 2 % ist, wird gesetzt:

$$R_{B2} \;=\; \frac{1}{10 \cdot C_{B1} \cdot f_{1\,max}} \tag{6.52}$$

Die in den Beschaltungswiderständen R_{B1} und R_{B2} umgesetzte Leistung beträgt:

$$P_{vRB1} \;=\; \frac{1}{2} \cdot C_{B1} \cdot f_{1\,max} \cdot U_{C\,max}^2 \cdot \frac{d}{1-d^2} \cdot k_1 \cdot k_2 \tag{6.53}$$

$$P_{vRB2} \;=\; \frac{1}{2} \cdot C_{B1} \cdot f_{1\,max} \cdot U_{C\,max}^2 \tag{6.54}$$

mit

$$k_1 \;=\; 1 - \frac{I_R \cdot R_{B1}}{U_{C\,max}} \;+\; \frac{1}{4 \cdot d^2} \cdot \left(\frac{I_R \cdot R_{B1}}{U_{C\,max}} \right)^2$$

$$k_2 \;=\; \frac{1}{d} \;-\; d \cdot \cos(2\varphi_2) \;+\; \sqrt{1-d^2} \cdot \sin(2\varphi_2) \;-\; \frac{1-d^2}{d} \cdot \exp\left(\frac{2d \cdot (\varphi_2 - \pi)}{\sqrt{1-d^2}} \right)$$

$$\varphi_2 \;=\; \arctan\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{d} \cdot \frac{I_R \cdot R_{B1}}{2 \cdot U_{C\,max} - I_R \cdot R_{B1}} \right)$$

Die Widerstände R_{B1} und R_{B2} sind durch ihre Größe und Verlustleistung hinreichend definiert. Der Beschaltungskondensator C_{B1} ist für die Sperrspannung der Thyristoren auszulegen.

b) Summen–TSE–Beschaltung:

Bei Summen–TSE–Beschaltung bleibt die Größe der Beschaltungselemente R_{B1} und C_{B1} unverändert. Der Widerstand R_{B2} darf nur noch halb so groß sein, da jetzt der Entladevorgang nur noch $1/3$ der Periodendauer benötigen darf. Die Verlustleistung in R_{B1} und R_{B2} ist hier jeweils dreimal so groß wie bei Einzelbeschaltung.

Anmerkung: Für Dämpfung $d > 1$ ist die Gl. (6.53) unbrauchbar. Für den Spezialfall $d = \sqrt{2}$ kann Gl. (6.50) in die Form gebracht werden:

$$R'_{B1} \;=\; \frac{2 \cdot \rho_0 \cdot \chi_0 \cdot U_{C\,max}}{I_R} \tag{6.55}$$

mit $\quad \rho_0 = \sqrt{2} \quad$ (Optimierung nach McMurray)

Eine Abschätzung für die Verlustleistung liefert dann:

$$P_{vRB1} \;=\; L_K \cdot I_R^2 \cdot f_{1\,max} \cdot \left(1 + \frac{1}{\chi_0^2}\right) \tag{6.56}$$

6.3.2.6 Umrichter mit Zusatzschaltung

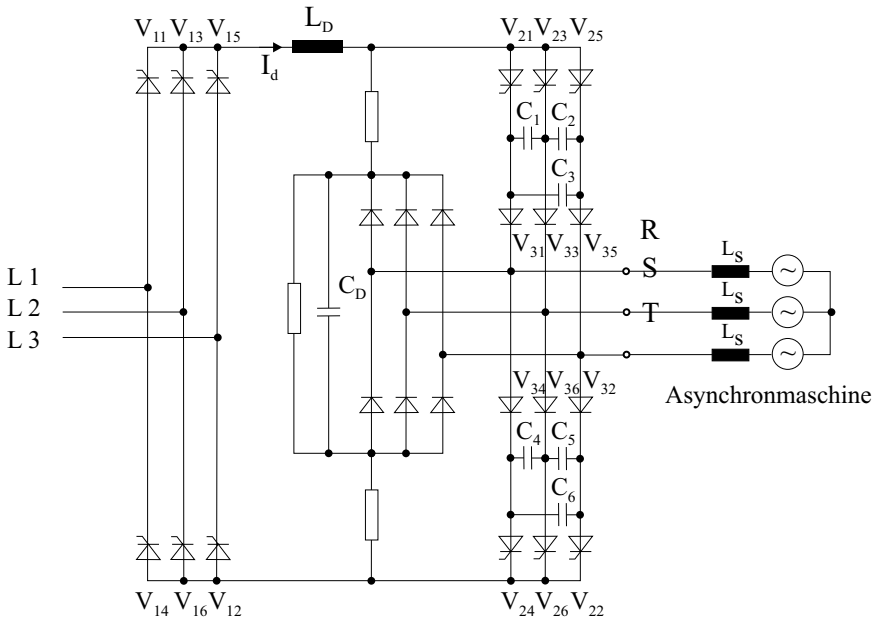


Abb. 6.20: *I–Umrichter mit zusätzlicher Diodenbrücke und Kondensator C_D*

Wie sich aus den dimensionierenden Gleichungen für den I–Umrichter ergeben hat, ist der dritte Kommutierungsabschnitt mit dem Spannungshub Δu_C von großer Bedeutung, da dadurch die maximale Kondensatorspannung (worst case: Leerlaufwinkel $\varphi \approx 90°$, maximale Drehzahl und dynamisch maximaler Strom I_d $\rightarrow$ maximale Bauelement–Beanspruchung) erzeugt wird und bei anschließendem minimalem Strom I_d die längste lineare Umladezeit. Aufgrund dieser Problematik ist überlegt worden, wie der dritte Kommutierungsabschnitt (Umschwingvorgang) zu vermeiden ist. Eine grundsätzliche Lösung ist die vollständige oder teilweise Entkopplung des Umschwingvorgangs von der Maschine.

Eine einfache Lösung zeigt Abb. 6.20. Das Ziel der zusätzlichen Diodenbrücke mit dem Kondensator C_D als Last ist einerseits die Begrenzung der maximalen Klemmenspannung der Asynchronmaschine und andererseits die Umschaltung des Umschwingvorgangs von C' und $2\,L_\sigma$ (Dioden–Kommutierung) auf C_D und $2\,L_\sigma$. Mit dieser Lösung kann die Kondensatorspannung $U_{C\,max}$ um etwa 40 %, die Diodensperrspannung um etwa 50 % und die Schonzeit der Thyristoren um etwa 40 % verringert, die Kommutierungszeit aber um ca. 50 % verlängert werden.

Nachteilig sind bei dieser Lösung die hohen Zusatzverluste in den Entladewiderständen. Vorteilhafter ist diese Lösung, wenn die in C_D gespeicherte Energie in das Netz zurückgespeist wird.

6.3.3 Auslegung der Einspeisung

6.3.3.1 Netzgeführter Stromrichter

Die Auswahl des netzgeführten Stromrichters erfolgt nach folgenden Gesichtspunkten:

a) Typengleichstrom:

Für den Motorstrom gilt:

$$I_N \;=\; \frac{P_N}{\sqrt{3}\cdot U_N \cdot \cos\varphi} \cdot \frac{k_{üb}}{\eta} \tag{6.57}$$

mit
P_N = Nennleistung des Motors
U_N = Nennspannung (verkettet)
$\cos\varphi$ = Verschiebungsfaktor
η = Wirkungsgrad
$k_{üb}$ = ggf. zu berücksichtigender Überlastfaktor

Wegen der höheren thermischen Belastung des Motors am Umrichter wird die Maschine im allgemeinen ca. 10 % überdimensioniert, d.h. P_N stimmt nicht mit der tatsächlich erforderlichen mechanischen Leistung P_{NM} überein. Der Überlastfaktor $k_{üb} \;=\; P_{NM}/\,P_N$ ist daher in aller Regel *kleiner* als 1.

Für den Gleichstrom folgt dann

$$I_d \;=\; 1,28 \cdot I_N \;\leq\; I_{dN} \tag{6.58}$$

Da dieser Strom I_d nach Gl. (6.58) der Umrichterdimensionierung zugrunde gelegt wird, ist er auf alle Fälle als *Strombegrenzung* am netzgeführten Stromrichter einzustellen, selbst wenn der Nennstrom I_{dN} des gewählten Gerätes (Typensprung) größer ist. Da die Umrichterelemente in erster Linie durch die laststromproportionalen Spannungsspitzen beansprucht werden, ist selbst eine sehr kurze Überlastung nicht zulässig. Dies wird über die Strombegrenzung sichergestellt.

Bei Antrieben, die eine Überlastung erfordern, ist von vornherein (unabhängig von der Überlastdauer) der Überlastpunkt als Nennpunkt der Dimensionierung zugrundegelegt.

b) Anschlußspannung:

b1) nur Motorbetrieb:

Bei Ein–Quadrant–Antrieben ist es hinreichend, wenn die Anschlußspannung des netzgeführten Stromrichters gleich der maximalen Motorspannung ist. Die Spannungsabfälle im Gleichrichter, der Zwischenkreisdrossel und im Wechselrichter sind vernachlässigbar. Da die Maschine ca. 10 % überdimensioniert ist, kann sie bei $\sqrt{0,9}$–facher Motorspannung im übrigen die geforderte Leistung erbringen, ohne daß der Schlupf größer als der Nennschlupf sein muß.

$$U_{NSR} = U_M \tag{6.59}$$

mit U_{NSR} = Anschlußspannung des netzgeführten Stromrichters
U_M = maximale Motorspannung (siehe Abb. 6.12)

b2) Motor- und Generatorbetrieb:

Im Generatorbetrieb muß der netzgeführte Stromrichter an der Wechselrichtergrenze bei maximaler Drehzahl in der Lage sein, den Gleichstrom abzubauen. Die Anschlußspannung des Stromrichters muß daher größer als die maximale Maschinenspannung sein:

$$U_{NSR} = \frac{U_M}{\cos 150^\circ} = \frac{U_M}{0,866} \tag{6.60}$$

In aller Regel wird ein Anpaßtransformator erforderlich sein. Für die Trafotypenleistung gilt:

$$S_{TypT} = 1,05 \cdot 1,35 \cdot U_{NSR} \cdot I_d \tag{6.61}$$

Das Übersetzungsverhältnis ist

$$\ddot{u}_T = \frac{U_{Netz}}{U_{NSR}} \tag{6.62}$$

Wird auf den Transformator verzichtet (z.B. bei $U_{NSR} = 450\,V$ und Anschluß eines $500\,V$–Gerätes über Kommutierungsdrosseln direkt an ein $500\,V$–Netz), so wird ein erhöhter Steuerblindleistungsbedarf in Kauf genommen.

6.3.3.2 Zwischenkreisdrossel

Die Spule mit der Induktivität L_D begrenzt die Welligkeit des Gleichstroms I_d, indem sie die sich aufgrund der unterschiedlichen Momentanwerte der Gleichspannungen $u_{dG}(t)$ und $u_{dW}(t)$ ergebenden Spannungszeitflächen aufnimmt (vgl. Abb. 6.14 und 6.21).

Nimmt man L_D als ideale Induktivität an ($R_D = 0$), so sind im stationären Betrieb die Spannungsmittelwerte U_{dG} und U_{dW} gleich, die Momentanwerte $u_{dG}(t)$ und $u_{dW}(t)$ jedoch unterschiedlich. Somit gilt:

$$u_{LD}(t) \;=\; u_{dG}(t) - u_{dW}(t) = L_D \cdot \frac{di_d}{dt} \tag{6.63}$$

und für die Spannungszeitfäche mit $I_{d\max}$, $I_{d\min}$ und Δi_d nach Abb. 6.14:

$$\int\limits_{t(I_{d\min})}^{t(I_{d\max})} u_{LD}\, dt \;=\; L_D \cdot \Delta i_d \tag{6.64}$$

(Eine weitere Ableitung der Induktivität L_D ist in Kap. 4.4.5 zu finden.)

a) Abschätzung der aufzunehmenden Spannungszeitflächen:

Eine erste Abschätzung der erforderlichen Zwischenkreisinduktivität liefert für sechspulsige Stromrichter (B6–Brücke) die folgende Rechnung.

Die Berechnung der vom netzgeführten Stromrichter her anstehenden (positiven) Spannungszeitfläche ist allgemein, d.h. unter Berücksichtigung des durch die Kommutierung hervorgerufenen induktiven Spannungsabfalls d_x, relativ aufwendig.

Für den Grenzfall $d_x = 0$ läßt sich für die positive Spannungszeitfläche oberhalb des Gleichspannungsmittelwertes U_{dG} ansetzen (Abb. 6.22):

$$\int u_G\, dt \;=\; \frac{1}{\omega} \cdot \int\limits_{\alpha-\frac{\pi}{6}}^{\varphi_{UdG}} \left(\sqrt{2} \cdot U_{NSR} \cdot \cos(\omega t) - U_{dG}\right) d\omega t \tag{6.65}$$

$$= \frac{U_{di0G}}{6 \cdot f_{Netz}} \cdot \left[\sin\varphi_{UdG} - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{3}{\pi} \cdot \left(\varphi_{UdG} - \alpha + \frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos\alpha\right]$$

mit
α = Zündwinkel
$\varphi_{UdG} = \arccos\left(\dfrac{U_{dG}}{\sqrt{2} \cdot U_{NSR}}\right)$ = Winkel, bei dem $u_{dG}(t) = U_{dG}$ ist
$\omega = 2\pi \cdot f_{Netz}$
$U_{dG} = U_{di0G} \cdot \cos\alpha$
$U_{di0G} = \dfrac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{NSR} \;=\; 1{,}35 \cdot U_{NSR}$

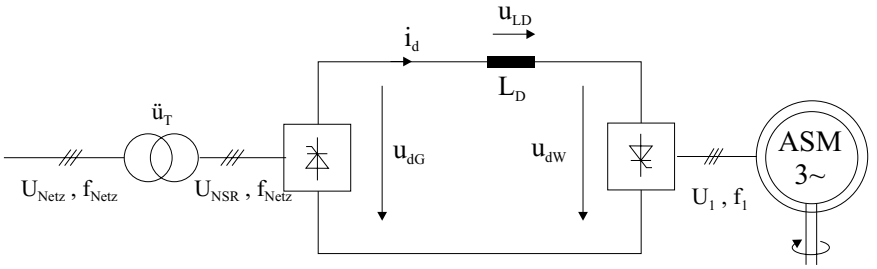


Abb. 6.21: *Zwischenkreis–Spannungen*

Der Einfluß der Kommutierung ($d_x > 0$) läßt sich für den Sonderfall $U_{dG} = 0$ näherungsweise einfach ansetzen:

$$\int u_G dt \;\approx\; \frac{1}{\omega}\cdot \int_{\frac{\pi}{3}+d_x}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}\cdot U_{NSR}\cdot\cos(\omega t)\, d\,\omega t \;\approx\; \frac{U_{di0G}}{6\cdot f_{Netz}}\cdot\left(1-\frac{\sqrt{3}}{2}-\frac{d_x}{2}\right) \qquad (6.66)$$

mit $\quad U_{dG} \;=\; U_{di0G}\cdot(\cos\alpha - d_x) \;=\; 0$

$\qquad \cos\alpha \;=\; d_x \qquad$ bzw. $\qquad \alpha \;\approx\; \left(\frac{\pi}{2} - d_x\right)$

Somit ergibt sich für die vom netzgeführten Stromrichter her im ungünstigsten Falle ($U_{dG} = 0$) anstehende positive Spannungszeitfläche bei $f_{Netz} = 50\ Hz$

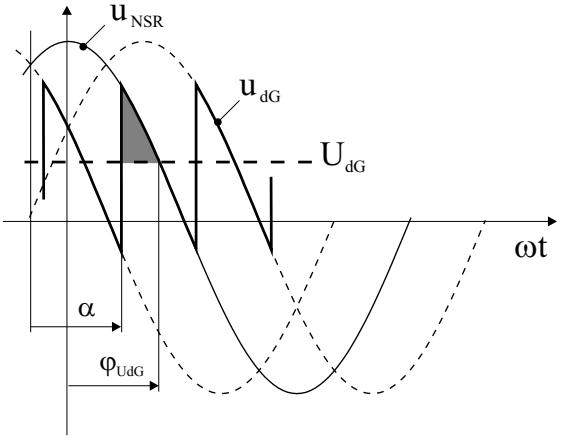


Abb. 6.22: *Positive Spannungsfläche bei* $d_x = 0$

und $d_x = 0,06$ (entspricht einer relativen Kurzschlußspannung des Netztrafos bzw. der Netzanschlußdrosseln von $u_k = 0,12$):

$$\int u_G \, dt \;\approx\; U_{di0G} \cdot 0,35\, ms \;=\; U_{NSR} \cdot 1,35 \cdot 0,35\, ms \tag{6.67}$$

Die Berechnung der vom maschinenseitigen Stromrichter her anstehenden Spannungszeitfläche erfolgt auf die gleiche Weise; die Größenordnung der beiden Spannungszeitflächen ist gleich, da die Amplitude der Maschinenspannung U_1 proportional zur Frequenz f_1 verstellt wird. Der ungünstigste Fall tritt ein, wenn die beiden Spannungszeitflächen von u_{dG} und u_{dW} gleichen Verlauf und entgegensetztes Vorzeichen haben; dann ist die Spannungszeitfläche der Differenzspannung u_{LD} (maßgeblich für die Auslegung der Drosselinduktivität):

$$\int u_{LD} \, dt \;=\; \int (u_{dG} - u_{dW}) \, dt \;=\; 2 \cdot \int u_G \, dt \tag{6.68}$$

Da außerdem während der (linearen) Kommutierung noch das Produkt aus Kondensatorspannung mal Kommutierungsdauer zu berücksichtigen ist, wird die insgesamt aufzunehmende Spannungszeitfläche mit

$$A_{ges} \;\approx\; 4 \cdot \int u_G \, dt \;=\; U_{NSR} \cdot 1,89\, ms \tag{6.69}$$

abgeschätzt (sichere Seite).

Die erforderliche Drosselinduktivität wird dann

$$L_D \;=\; \frac{A_{ges}}{\Delta i_d} \tag{6.70}$$

mit Δi_d = zulässige Restwelligkeit des Gleichstroms (siehe Abb. 6.14)

Man beachte, daß für den ungünstigsten Fall, d.h. bei betragsmäßig gleichem Verlauf der Spannungszeitflächen von u_{dG} und u_{dW}, die Einspeisewelligkeit und die maschinenseitige Welligkeit die gleiche Periode besitzen. Die Periode von i_d ist also $\pi/3\omega$; damit erhält man für die Integrationsgrenzen in Gl. (6.64):

$$t(I_{d\,\min}) \;=\; \frac{\alpha - \frac{\pi}{6}}{\omega} \qquad \text{bzw.} \qquad t(I_{d\,\max}) \;=\; \frac{\varphi_{UdG}}{\omega} \tag{6.71}$$

Der Energieinhalt E_D der Drossel beträgt

$$E_D \;=\; \frac{1}{2} \cdot L_D \cdot I_d^2 \tag{6.72}$$

bzw. die Typenleistung bezogen auf $f_N = 50\ Hz$

$$S_{Typ\,D} \;=\; 2\pi \cdot f_N \cdot E_D \;=\; \pi \cdot f_N \cdot L_D \cdot I_d^2 \tag{6.73}$$

Die Drossel ist vorteilhafterweise zu je gleichen Teilen auf die positive und negative Gleichstromzuführung aufzuteilen (Erdschlüsse!).

b) Genauere Berechnung der Spannungszeitflächen:

Die Stromwelligkeit des Zwischenkreisstroms wird hervorgerufen durch:

b1) die Welligkeit der Gleichspannung des netzgeführten Einspeise–Stromrichters,
b2) die Welligkeit der Gleichspannung des selbstgeführten maschinenseitigen Stromrichters und
b3) den Kommutierungsvorgang.

Der netzgeführte Einspeisestromrichter erzeugt in Abhängigkeit vom Aussteuerungsgrad (Aussteuerwinkel α) und dem (durch die Kommutierung hervorgerufenen) normierten Gleichspannungsabfall d_x Spannungszeitflächen. Vom Spannungsmittelwert U_{dG} aus gesehen sind im stationären Betrieb die positiven und die negativen Spannungszeitflächen gleich; die Grundfrequenz ist $p \cdot f_{Netz}$. Die für die Spulenberechnung interessierende Spannungszeitfläche ist beispielsweise die positive Spannungszeitfäche, die eine Erhöhung des Zwischenkreisstroms hervorruft.

Zur Erleichterung der Berechnung der Spannungszeitflächen kann das Diagramm nach Abb. 6.23 benutzt werden, das für sechspulsige Einspeisestromrichter, $f_{Netz} = 50\ Hz$ und $d_x = 0,5 \cdot u_k$ gilt.

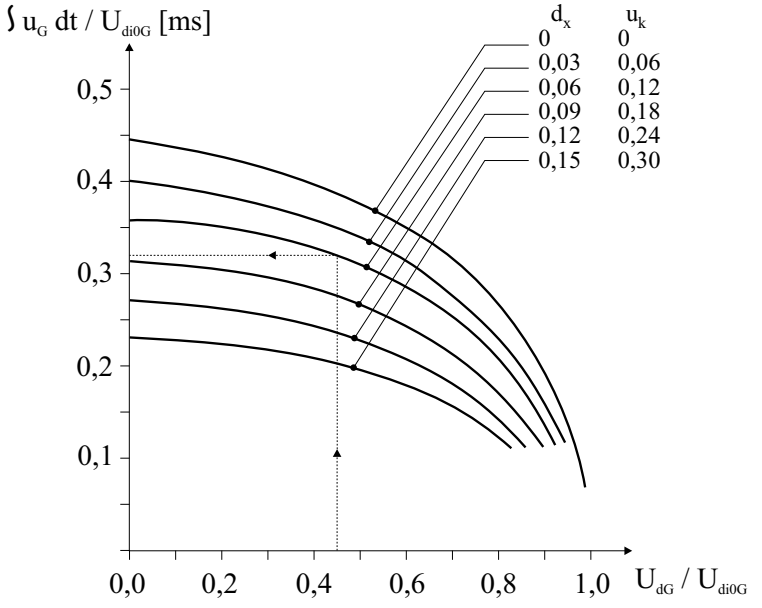


Abb. 6.23: *Normierte Spannungszeitfläche ($p = 6$, $f_{Netz} = 50\ Hz$)*

Beispiel für die Benutzung des Diagramms:

Gegeben: Aussteuerungsgrad $\dfrac{U_{dG}}{U_{di0G}} = 0,45$

Gleichspannungsabfall $d_x = 0,06$

Aus dem Diagramm ergibt sich als normierte Spannungszeitfläche:

$$\frac{\int u_G \, dt}{U_{di0G}} \; = \; 0,32\, ms$$

und somit als auftretende Spannungszeitfläche:

$$\int u_G \, dt \; = \; U_{di0G} \cdot 0,32\, ms$$

Bei von $f_{Netz} = 50\ Hz$ abweichenden Netzfrequenzen f'_{Netz} ist die Spannungszeitfläche mit dem Faktor $f_{Netz}/\, f'_{Netz}$ zu multiplizieren.

Die Spannungszeitflächen des selbstgeführten Stromrichters werden ebenso wie beim netzgeführten Stromrichter durch den Aussteuerungsgrad bestimmt. Außerdem beeinflußt die Kommutierung die an der Spule auftretende Spannungszeitfläche. Für eine übersichtliche Darstellung wird in drei Teilschritten vorgegangen.

1. Teilschritt:

Vom selbstgeführten Stromrichter werden (analog zum netzgeführten Stromrichter) Spannungsausschnitte des Spannungssystems der Drehfeldmaschine zur Gleichspannungsseite durchgeschaltet. Außerhalb der Kommutierungszeit sind die Klemmenspannungen der Drehfeldmaschine praktisch sinusförmig. Die im Gleichstromzwischenkreis auftretenden Spannungszeitflächen $\int u_{W1}\, dt$ sind bei sechspulsigen selbstgeführten Stromrichtern somit ebenso aus Abb. 6.23 zu entnehmen. Ohne Berücksichtigung der Kommutierung ist der Parameter $d_x = 0$.

2. Teilschritt:

Der sinusförmige Spannungsverlauf der Klemmenspannung wird während der Kommutierung gestört. Beim netzgeführten Stromrichter werden zwei Spannungen kurzgeschlossen, die auftretende Spannungszeitfläche wird verringert. Beim vorliegenden selbstgeführten Stromrichter werden dagegen im zweiten Kommutierungsabschnitt (lineare Entladung der Kommutierungs–Kondensatoren) die Kommutierungs–Kondensatoren in den Kreis aus Drehfeldmaschine, selbstgeführtem Stromrichter, Zwischenkreisdrossel, netzgeführtem Stromrichter und Netz eingeschaltet.

Die Polarität der Spannungen der Kommutierungs–Kondensatoren ist im stationären Betrieb so gerichtet, daß an den Klemmen des selbstgeführten Stromrichters die Spannung schlagartig abgesenkt und somit der Zwischenkreisstrom erhöht wird. Zur Spannungszeitfläche des selbstgeführten Stromrichters mit

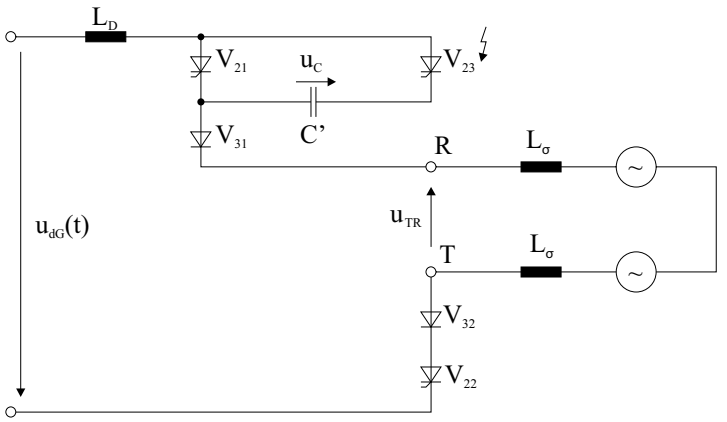


Abb. 6.24: *Spannungsbeanspruchung durch u_C (2. Teilschritt)*

$d_x = 0$ muß somit im Motorbetrieb die Spannungszeitfläche $\int u_{W2}\,dt$ addiert werden.

$$\int u_{W2}\,dt \;=\; \frac{1}{2}\cdot U_C \cdot t_c \;=\; \frac{1}{2}\cdot U_C \cdot \frac{U_C \cdot C'}{I_d} \;=\; \frac{1}{2}\cdot \frac{U_C^2 \cdot C'}{I_d} \;=\; \frac{3}{4}\cdot \frac{U_C^2 \cdot C}{I_d} \qquad (6.74)$$

3. Teilschritt:

Im zweiten Teilschritt wurde die Spannungszeitfläche der Kommutierungs–Kondensatoren, die während der Entladung bis zur Spannung Null auftritt, zur Spannungszeitfläche des selbstgeführten Stromrichters addiert.

Während der Entladung des Kommutierungs–Kondensators ist die Maschinenspannung im stationären Betrieb entgegengesetzt zur Kondensatorspannung gerichtet. Diese Relation gilt sowohl im Motorbetrieb als auch im Generatorbetrieb. Der dritte Teilschritt beinhaltet deshalb die Subtraktion der Spannungszeitfläche $\int u_{W3}\,dt$. Diese Spannungszeitfläche läßt sich berechnen zu:

$$\int u_{W3}\,dt \;=\; \int_{t_0}^{t_0+t_c} \hat{U}_{RS}\cdot \sin(\omega t)\,dt \;-\; U_{dW}\cdot t_c \qquad (6.75)$$

mit
t_0 = Zündzeitpunkt
t_c = Schonzeit = Entladezeit bis zur Spannung $u_C = 0$
$\hat{U}_{RS}\cdot\sin(\omega t)$ = durchgeschaltete Spannung der Drehfeldmaschine

Anmerkungen:

1. Im idealen Leerlauf einer Asynchronmaschine ist die Zwischenkreisspannung $U_{dG} \approx U_{dW} \approx 0$. Die Spannungszeitfläche $\int u_{W1}\, dt$ bleibt bei der Bedingung „konstanter Fluß“ ungefähr konstant und unabhängig von der Frequenz f_1.

2. Bei der Vollast der Asynchronmaschine ist unabhängig von der Frequenz der Aussteuerwinkel ungefähr konstant. Die Spannungszeitfläche $\int u_{W1}\, dt$ ist bei der Bedingung „konstanter Fluß“ konstant.

3. Bei der Bedingung „konstante Spannung und variable Frequenz“ muß der Zusatzfaktor 50 $Hz/\, f_1$ bei der Berechnung von $\int u_{W1}\, dt$ berücksichtigt werden.

4. Die effektiv auftretende Stromwelligkeit und der maximale zu kommutierende Strom sind wie folgt zu berechnen:

   (a) Spannungszeitfläche A_1:

   $$A_1 \;=\; \int u_G\, dt \;+\; \int u_{W1}\, dt \tag{6.76}$$

   Diese Spannungszeitflächen ergeben die Grundwelligkeit des Zwischenkreisstroms.

   (b) Spannungszeitfläche A_2:

   $$A_2 \;=\; \int u_{W2}\, dt - \int u_{W3}\, dt \tag{6.77}$$

   Diese Spannungszeitfläche erzwingt die Stromerhöhung während des zweiten Kommutierungsabschnittes.

   (c) Berechnung der Welligkeit:

   $$w_{id} \;=\; \frac{\Delta i_d}{2 \cdot I_d} \;=\; \frac{A_1 + A_2}{2 \cdot L \cdot I_d} \tag{6.78}$$

   mit

   $$L \;=\; L_D + 2 \cdot (L_{Netz} + L_\sigma) \tag{6.79}$$

Bei Vorgabe der zulässigen Welligkeit w_{id} kann nach Ermittlung der Spannungszeitflächen A_1 und A_2 über Gl. (6.78) die insgesamt erforderliche Induktivität L berechnet werden. Da jeweils zwei Phasen des Netzes und der Maschine an der Kommutierung beteiligt sind, kann die Zwischenkreisinduktivität L_D gemäß Gl. (6.79) um $2 \cdot (\, L_{Netz} + L_\sigma\,)$ kleiner als L sein.

Die Abschätzung des Energieinhaltes und der Typenleistung der Drossel erfolgt dann wieder nach Gl. (6.72) bzw. (6.73). Gegebenenfalls ist noch zu kontrollieren, ob mit dieser Zwischenkreisdrossel auch ein Lücken des Gleichstroms I_d im Leerlauf verhindert wird.

6.3.4 Auslegung der Asynchronmaschine

6.3.4.1 Betrieb mit Normmotoren

An Stromzwischenkreis–Umrichtern werden im allgemeinen Drehstrom–Käfigläufermotoren, sogenannte *Normmotoren*, betrieben. Aufgrund der nichtsinusförmigen Strom- und Spannungsverläufe muß allerdings die maximal zulässige Leistung und damit das Moment im Nennpunkt gegenüber der Speisung mit rein sinusförmigen Signalen reduziert werden. Eine weitere Reduzierung ergibt sich bei abnehmender Drehzahl aufgrund der geringeren Kühlung des eigenbelüfteten Motors. Der Verlauf dieser Reduzierkurven hängt von verschiedenen Motorparametern ab (Verhältnis Eisen- zu Kupferverluste, Stromverdrängungsfaktor).

Aus Abb. 6.25 ist zu ersehen, daß auch bei Speisung mit sinusförmiger Spannung (rotierender Umformer) das zulässige Moment gegenüber dem Typennennpunkt reduziert werden muß (gestrichelte Kurve). Im Umrichterbetrieb muß es, verglichen mit dieser Kurve, noch stärker reduziert werden, wobei der Reduzierfaktor mit zunehmender Leistung größer wird. Dies hängt hauptsächlich mit dem mit zunehmender Leistung größer werdenden Stromverdrängungsfaktor und damit mit dem stärker werdenden Einfluß der Oberschwingungen zusammen.

Zusätzlich erkennt man in Abb. 6.25 die Möglichkeit, einen Motor mit annähernd gleichem Moment wie bei 50 *Hz* auch bei 87 *Hz* zu betreiben. Ein Motor, dessen Spannung (bei 50 *Hz*) $380\,V$ im Stern bzw. $220\,V$ im Dreieck beträgt, kann an einem Stromzwischenkreis–Umrichter in Dreieckschaltung auch

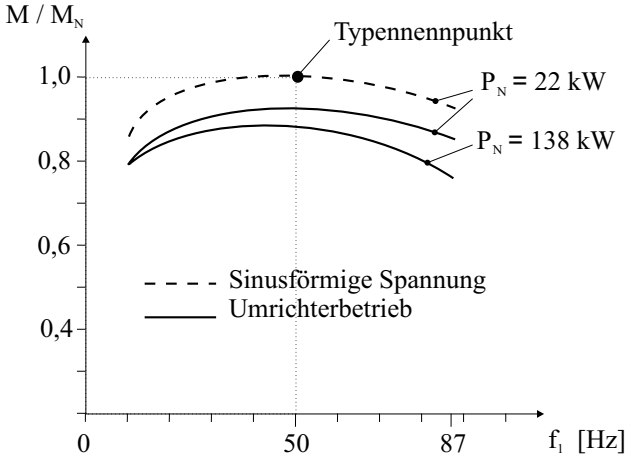


Abb. 6.25: *Zulässiges Drehmoment bei Betrieb an Stromzwischenkreis–Umrichtern für zwei verschiedene Drehstrom–Normmotoren ($P_N = 22\,kW$ und $P_N = 138\,kW$)*

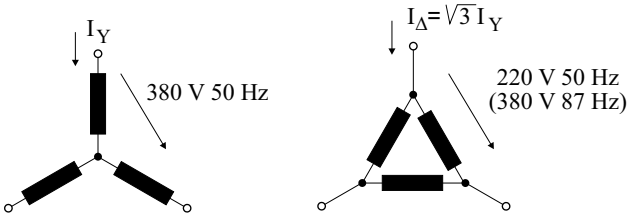


Abb. 6.26: *Y/Δ–Betrieb eines Normmotors am I–Umrichter*

mit 380 V betrieben werden, da proportional zur Spannung auch die Frequenz auf 87 *Hz* erhöht werden kann (siehe Abb. 6.26). Man erhält somit einen erweiterten Drehzahlbereich bei konstantem Fluß.

Die Leistung eines Motors kann dadurch bei unveränderter Baugröße aufgrund der Drehzahlerhöhung theoretisch um den Faktor $\sqrt{3}$ erhöht werden. Praktisch liegt dieser Faktor allerdings etwas niedriger, denn mit zunehmender Frequenz muß das zulässige Moment gegenüber dem Nennpunkt aufgrund der Eisenverluste, die stärker zunehmen als die Kühlwirkung des Motorlüfters, auch stärker reduziert werden.

Eine weitere Möglichkeit der Drehzahlerhöhung ergibt sich im Feldschwächbetrieb, bei dem ab dem Nennpunkt die Frequenz f_1 unter Konstanthaltung der Spannung weiter erhöht wird. Eine Grenze im Feldschwächbetrieb ergibt sich allerdings aufgrund der im Abschnitt 6.3.1 aufgestellten Bedingung für die maximale Kommutierungsdauer t_K, die zur Vermeidung von überlappenden Kommutierungen kleiner als $1/3$ der kleinsten Periodendauer $T_{1\,min}$ sein muß.

$$t_K \;<\; \frac{T_{1\,min}}{3} \;=\; \frac{1}{3 \cdot f_{1\,max}} \tag{6.80}$$

Eine weitere Begrenzung der zulässigen Frequenz $f_{1\,max}$ ist durch die mechanisch maximal zulässige Drehzahl gegeben, die abhängig von Polzahl und Baugröße des Motors sehr unterschiedlich sein kann.

Aus den vorangegangenen Betrachtungen zur Auslegung des Umrichters ist klar geworden, daß die Dimensionierung von Umrichter und Asynchronmaschine nicht getrennt erfolgen kann.

Somit ergibt sich, daß an einem Stromzwischenkreis–Umrichter nicht Motoren beliebiger Leistung im freien Austausch ohne Anpassung der Kommutierungseinrichtung betrieben werden können. Insbesondere kann an einem für große Leistung ausgelegten Umrichter ein Motor kleinerer Leistung nur dann betrieben werden, wenn die maximal zulässige Kommutierungsdauer noch eingehalten werden kann. Entsprechend ergibt sich damit auch, daß an einem

Stromzwischenkreis–Umrichter nicht mehrere Motoren beliebig parallel betrieben werden können. Bleibt die Zahl der angeschlossenen (in etwa gleich belasteten) Motoren konstant, so ergibt sich die wirksame Kommutierungsreaktanz aufgrund der parallel geschalteten Einzelstreureaktanzen. Einzelne Motoren können nur in dem Maße abgeschaltet werden, in dem die Forderung nach Einhaltung der Kommutierungsdauer mit der verbleibenden Kommutierungsreaktanz noch erfüllt wird. Der maßgebende Betriebspunkt ist jeweils der Leerlauffall (kleinster Laststrom) bei maximaler Frequenz. Problemlos kann ein leistungsmäßig kleiner Motor mit einem leistungsmäßig großen Motor betrieben werden, da in diesem Fall der „große“ Motor für den „kleinen“ Motor wie ein Netz mit eingeprägter Spannung wirkt.

Zusammengefaßt hat die Auslegung des Umrichters ergeben:

a) Die Lastkurzschlußinduktivität, die größte Frequenz und der kleinste betriebsmäßige Strom legen die Größe des Kommutierungs–Kondensators C und damit auch die Kommutierungsdauer t_K fest.

b) Der größte betriebsmäßige Strom zusammen mit dem Kommutierungs–Kondensator und der Streuinduktivität der Maschine bestimmen die Spannungsbeanspruchung von Umrichter und Maschine.

Die Dimensionierung liefert daher günstige Werte, wenn man für die Maschine folgende Randbedingungen anstrebt:

1. L_σ möglichst klein,

2. Stromhub (d.h. Differenz zwischen größtem und kleinstem Laststrom) möglichst klein.

Generell ist bei Asynchronmaschinen für Umrichter mit eingeprägtem Strom ein kleines L_σ anzustreben. (Im Gegensatz dazu ist bei Spannungszwischenkreis–Umrichtern wegen der erforderlichen Glättung des Stroms ein relativ großes L_σ erwünscht.) Ein kleines L_σ bedeutet einerseits eine Reduzierung des zusätzlichen Spannungshubs Δu_C und andererseits eine steifere Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie, d.h. einen kleineren Drehzahlabfall bei Belastung. Dies ergibt sich bei der Betrachtung der (linearisierten) Kennlinie mit dem Drehzahlabfall:

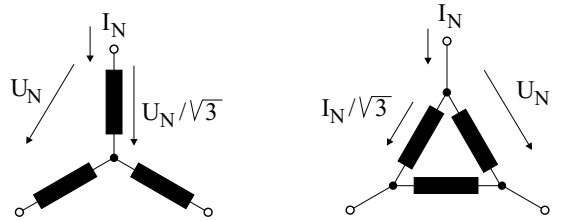
$$\frac{\Delta N}{N_s} = -\frac{M_{Mi}}{2} \cdot \frac{s_K}{M_K} \qquad \text{mit:} \qquad \frac{s_K}{M_K} \sim \frac{1}{1-\sigma} \tag{6.81}$$

Wegen des geringen Drehzahlabfalls ist somit häufig ein sensorloser Betrieb (keine Drehzahlmessung) möglich.

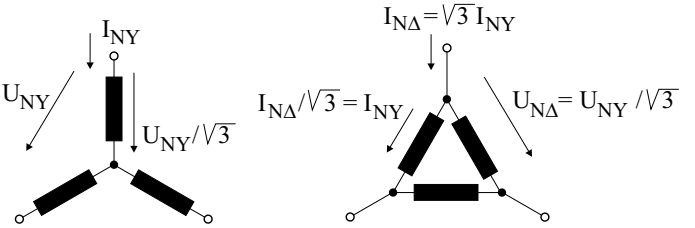
Die Forderung nach einem möglichst kleinen L_σ bedeutet, daß der Stator der Maschine möglichst im Dreieck zu schalten ist.

6.3.4.2 Stern- bzw. Dreieckschaltung der Maschine

Der Vergleich von Maschinen gleicher Leistung, die im Stern bzw. im Dreieck geschaltet sind, erfolgt anhand von Abb. 6.27. Im Fall a) sind die (verketteten) Spannungen U_N gleich, im Fall b) dagegen sind die Strangspannungen der Maschinen gleich, d.h. $U_{NY} = \sqrt{3} \cdot U_{N\Delta}$.



a) P_N, cos φ , η , u_k gleich; $U_{NY} = U_{N\Delta} = U_N$



b) P_N, cos φ , η , u_k gleich; $U_{NY} = \sqrt{3}\, U_{N\Delta}$

Abb. 6.27: *Stern- und Dreieckschaltung der Asynchronmaschine*

a) Bei zwei Motoren mit gleicher Leistung und gleicher Spannung ist die Umrichter–Auslegung und –Beanspruchung identisch, da (bei gleichem u_k) die Streureaktanz pro Strang der im Dreieck geschalteten Maschine dreimal so groß ist wie bei der im Stern geschalteten Maschine.

$$L_{\sigma\, Str\, \Delta} \;=\; 3 \cdot L_{\sigma\, Str\, Y} \tag{6.82}$$

Die zwischen zwei Phasen wirksame Kommutierungsreaktanz aber ist in beiden Fällen gleich:

$$L'_Y \;=\; 2 \cdot L_{\sigma\, Str\, Y} \tag{6.83}$$

$$L'_\Delta \;=\; \frac{2}{3} \cdot L_{\sigma\, Str\, \Delta} \;=\; \frac{2}{3} \cdot 3 \cdot L_{\sigma\, Str\, Y} \;=\; 2 \cdot L_{\sigma\, Str\, Y} \;=\; L'_Y \tag{6.84}$$

Bei Motoren gleicher Leistung und Spannung ist also die Schaltung des Stators bedeutungslos.

b) Bei zwei Motoren mit gleicher Leistung und gleicher Strangspannung ($U_{NY} = \sqrt{3} \cdot U_{N\Delta}$) ist die Streuinduktivität pro Strang $L_{\sigma\,Str}$ identisch (bei gleichem u_k). Die wirksame Kommutierungsreaktanz zwischen zwei Phasen ist somit unterschiedlich:

$$L'_Y = 2 \cdot L_{\sigma\,Str} \tag{6.85}$$

$$L'_\Delta = \frac{2}{3} \cdot L_{\sigma\,Str} = \frac{1}{3} \cdot L'_Y \tag{6.86}$$

Damit ist L' bei Dreieckschaltung um den Faktor 3 kleiner. Hinzu kommt, daß die Spannung der Maschine von vornherein um den Faktor $\sqrt{3}$ kleiner ist. Nimmt man den Stromhub in beiden Fällen gleich an, ist somit insgesamt bei Dreieckschaltung die Spannungsbeanspruchung der Umrichterelemente und der Maschine erheblich geringer.

Die Forderung nach einer Maschine in Dreieckschaltung gilt also nur für Motoren, die wahlweise z.B. mit $380\,V$ im Dreieck oder $660\,V$ in Sternschaltung zu betreiben sind.

6.3.4.3 Kleiner Stromhub

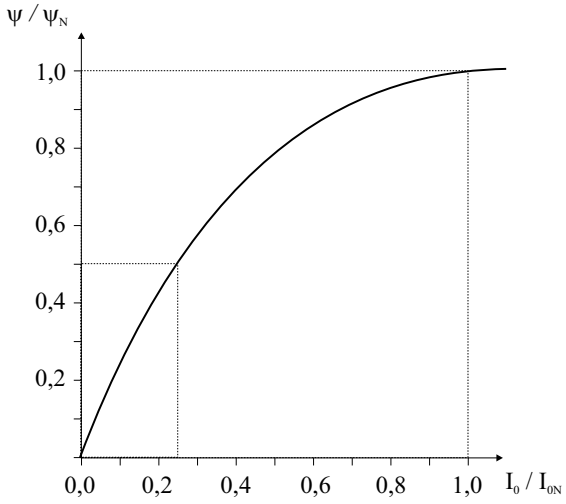


Abb. 6.28: *Normierte Magnetisierungskennlinie einer ASM (z.B. kleinster Leerlaufstrom = 1/4 des normalen Leerlaufstroms bei Feldschwächbereich 1 : 2)*

Die Forderung nach einem möglichst kleinen Stromhub (Differenz zwischen kleinstem und größtem Laststrom) bedeutet:

a) kleinster Laststrom möglichst groß, das heißt:

   a1) möglichst kleiner Feldschwächbereich.
   Bei einem Feldschwächbereich größer als 1 : 2 und Motoren, die bis weit in der magnetischen Sättigung betrieben werden (Abb. 6.28), wird erfahrungsgemäß die Spannungsbeanspruchung der Umrichterelemente so groß, daß Thyristoren mit der benötigten Sperrspannungsklasse nicht zur Verfügung stehen bzw. sich eine unwirtschaftliche Dimensionierung ergibt.

   a2) bei fehlendem Feldschwächbereich: möglichst großer Leerlaufstrom.
   Asynchronmotoren haben üblicherweise einen Leerlaufstrom von ca. $1/\sqrt{3}$ des Nennstroms. Dieser Wert liefert im allgemeinen technisch vernünftige Umrichterdaten.

   a3) Bei Antrieben (z.B. Pumpen), bei denen sichergestellt werden kann, daß im oberen Drehzahlbereich kein Leerlauf auftritt, kann auch für den Mindestlastpunkt dimensioniert werden. Dies bringt eine weitere Absenkung der Umrichterbeanspruchung. Allerdings darf dann (auch während der Inbetriebnahmephase) nicht mit abgekuppelter Arbeitsmaschine gefahren werden.

b) größter Laststrom möglichst klein, d.h. keine Überlastung.

   Die Asynchronmaschine ist in ihrer Typenleistung wegen der höheren thermischen Beanspruchung am Umrichter ca. 10 % höher zu wählen.

   Bezogen auf die tatsächliche Leistung am Umrichter hat die Maschine damit eine fiktiv kleinere Streureaktanz, was zu günstigeren Umrichterdaten führt.

   Durch eine Überlastforderung wird dieser Vorteil wieder zunichte gemacht. Bei einer Überlastforderung (auch bei kurzer Dauer) ist es günstiger, von vornherein auf den Überlastpunkt zu dimensionieren, d.h. auch eine größere Maschine zu wählen.

6.3.4.4 Beanspruchung der Motorisolation

Die Maschinenspannung ist nahezu sinusförmig, lediglich während der Kommutierung (genauer: nur während der „Dioden–Kommutierung“) treten Spannungsspitzen auf. Die verkettete Spannung ist hierbei gleich der Kondensatorspannung (siehe Gl. (6.20)).

$$U_{v\,max} \;=\; U_{C\,max} \;=\; \hat{U}_{RS} \cdot \sin\varphi \;+\; 2 \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{3\,C}} \tag{6.87}$$

Die maximale Isolationsbeanspruchung Phase – Null beträgt:

$$U_{p\,max} \;=\; \frac{\hat{U}_{RS}}{\sqrt{3}} \;+\; \frac{\Delta u_c}{2} \tag{6.88}$$

Diese Werte können kurzzeitig noch überschritten werden, wenn dynamisch vom Leerlauf (φ und damit U_A groß, vgl. Abb. 6.13) auf Vollast (I_d und damit Δu_C groß) übergegangen wird und die erste Kommutierung noch beim alten Steuerwinkel erfolgt.

6.3.5 Anwendungsbeispiele

Ein Hauptanwendungsgebiet der mit Stromzwischenkreis–Umrichtern gespeisten Antriebe sind Pumpen der verschiedensten Art. Vergleicht man für diesen typischen Anwendungsfall zwei Möglichkeiten der Fördermengenregelung (Drosselventilsteuerung bzw. Drehzahlregelung), so ergibt sich bei der Drehzahlregelung in Abhängigkeit vom Lastpunkt unter Umständen eine erhebliche Energieeinsparung. In Abb. 6.29 ist das typische Kennlinienfeld einer Kreiselpumpe dargestellt. Es gilt in ähnlicher Form auch für andere Pumpenantriebe.

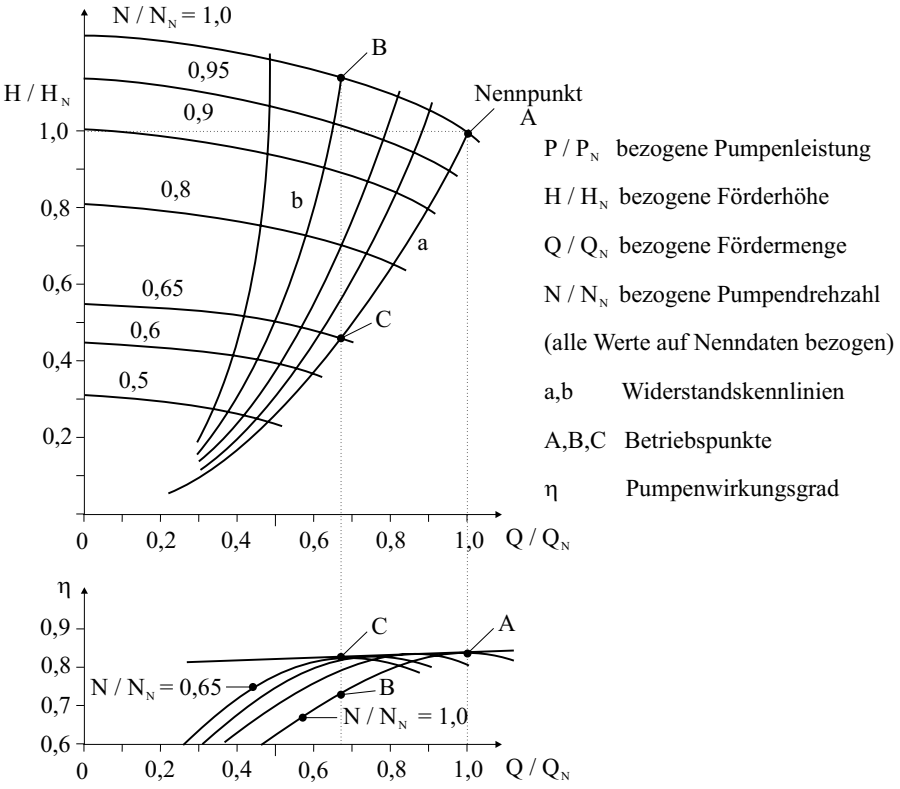


Abb. 6.29: *Kennlinienfeld einer Kreiselpumpe*

Für die Pumpenleistung gilt allgemein:

$$P \sim \frac{H}{H_N} \cdot \frac{Q}{Q_N} \cdot \frac{\eta_N}{\eta} \tag{6.89}$$

Für den Nennpunkt A ergibt sich somit nach Abb. 6.29:

$$H = H_N\,; \qquad Q = Q_N\,; \qquad N = N_N\,; \qquad \eta_N = 0,85$$
$$P_A = P_N$$

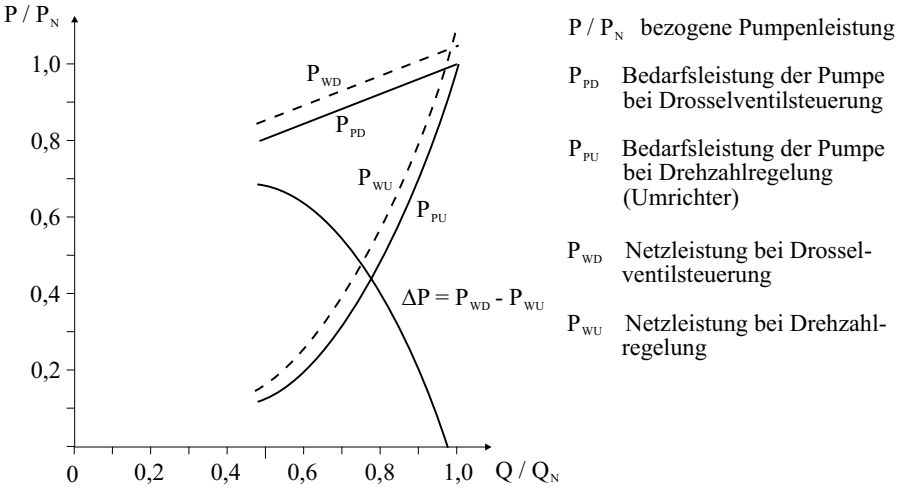


Abb. 6.30: *Wirkleistungsvergleich von Drosselventilsteuerung und Drehzahlregelung der Kreiselpumpe*

Soll nun die Fördermenge auf $Q = 0,67 \cdot Q_N$ reduziert werden, so ist dies auf zwei Arten möglich. Durch Veränderung der Widerstandskennlinie (d.h. durch Schließen eines Drosselventils) gelangt man zum Betriebspunkt B. Bei unveränderter Drehzahl $N = N_N$ steigt dadurch die Förderhöhe auf $H \approx 1,15 \cdot H_N$, der Pumpenwirkungsgrad reduziert sich auf $\eta \approx 0,74$. Damit ergibt sich eine Pumpenleistung von:

$$P_B = 1,15 \cdot 0,67 \cdot \frac{0,85}{0,74} \cdot P_N = 0,88 \cdot P_N \tag{6.90}$$

Die zweite Möglichkeit der Drehzahlreduzierung ergibt den Betriebspunkt C. Die Drehzahl beträgt dabei $N \approx 0,65 \cdot N_N$, die Förderhöhe $H \approx 0,45 \cdot H_N$. Bei unveränderter Widerstandskennlinie ist der Pumpenwirkungsgrad mit $\eta \approx 0,83$ wesentlich besser als im Punkt B. Die Pumpenleistung ist somit deutlich geringer:

$$P_B = 0,45 \cdot 0,67 \cdot \frac{0,85}{0,83} \cdot P_N = 0,31 \cdot P_N \tag{6.91}$$

Aus dieser Betrachtung ist zu erkennen, wie mit Hilfe der Drehzahlregelung durch Anpassung der Fördermenge Energie eingespart werden kann.

Zur Ermittlung der Netzbelastung ist es noch notwendig, im Falle der Drosselventilsteuerung den Motorwirkungsgrad und im Falle der Drehzahlregelung den Gesamtwirkungsgrad, also Umrichter- und Motorwirkungsgrad, zu berücksichtigen. Die sich dabei ergebenden Werte zeigt Abb. 6.30.

Die Nennleistung des hier zugrundeliegenden Antriebs beträgt z.B. $400\,kW$. Bei halber Nenndrehzahl beträgt die Leistungseinsparung ca. 70 % der Nennleistung, also $280\,kW$, bei 90 % der Nenndrehzahl immerhin noch ca. 20 %, also $80\,kW$.

Ein zweites Beispiel soll zeigen, wie ein drehzahlgeregelter Antrieb auch ohne Berücksichtigung der Energiekosten eine wirtschaftlichere Lösung als ein Festfrequenzantrieb darstellen kann.

Eine Phosphorsäurepumpe soll im Bereich 100 % bis 150 % der Nenndrehzahl verstellt werden können. In diesem Stellbereich wird der Motor in Feldschwächung, d.h. mit konstanter Leistung und umgekehrt proportional zur Drehzahl abnehmender Momentencharakteristik betrieben. Diese Forderung erscheint auf den ersten Eindruck widersinnig, da bei einer Pumpe im allgemeinen das Moment quadratisch und die Leistung mit der dritten Potenz der Drehzahl ansteigt. Der Grund, diesen Antrieb wie oben beschrieben auszuführen, liegt darin, daß die zu pumpende Phosphorsäure eine chemisch sehr aggressive Substanz ist, die die Schaufelräder der Pumpe, obwohl diese aus einer hochwertigen und teuren Legierung bestehen, sehr schnell abnutzen läßt. Nach ca. 2000 bis 3000 Betriebsstunden sind die Schaufelräder von der Phosphorsäure so stark angegriffen, daß die Fördermenge bei Konstantdrehzahl nicht mehr ausreichend ist, so daß sie gewechselt werden müssen.

Durch Erhöhung der Drehzahl im Feldschwächbereich kann auch bei verkleinerten Schaufelrädern die Fördermenge konstant gehalten werden. Dadurch verdoppelt sich die Zeit, nach der die Schaufelräder endgültig gewechselt werden müssen. Eine Amortisierung der Investitionskosten für den Umrichter ($70\,kW$ Nennleistung) aufgrund der eingesparten Schaufelräder und der Halbierung der Stillstandszeiten wird in diesem Anwendungsbeispiel bereits nach etwa zwei Jahren erreicht.

Somit läßt sich zusammenfassend feststellen: Antriebe mit Stromzwischenkreis–Umrichter und Drehstrom–Asynchronmotor können im Vier–Quadrant–Betrieb mit gutem Wirkungsgrad stufenlos in der Drehzahl verändert werden.

Sie sind für zahlreiche Anwendungsgebiete eine vergleichsweise einfache und kostengünstige Alternative einerseits zu regelbaren Gleichstromantrieben bei gewissen Anforderungen (z.B. wartungsarmer Antrieb, Notbetrieb am Netz, Explosionsschutz) und andererseits zu Festfrequenzantrieben mit mechanischen Stellgliedern (z.B. Drosselventilsteuerung), wobei häufig erheblich Energie eingespart wird, so daß sich die Investitionskosten innerhalb kurzer Zeit amortisieren.

6.4 Steuer- und Regelverfahren

Das Antriebssystem mit dem I–Umrichter mit Phasenfolgelöschung hat zwei Steuereingriffe wie beim Stromrichtermotor. Der erste Steuereingriff ist durch das netzgeführte Stellglied STR I gegeben, mit dem der Zwischenkreisstrom I_d und damit der Maschinenstrom eingestellt werden kann. Der zweite Steuereingriff ist durch das selbstgeführte Stellglied STR II mit der Frequenzverstellung möglich.

Im Folgenden soll nur die einfachste Steuer- und Regelungsstruktur für diesen Antrieb im Prinzip vorgestellt werden.

Das in Abb. 6.31 dargestellte System beruht auf der Grundlage, daß für einen konstanten Fluß Ψ die Statorspannung proportional zur Statorfrequenz verstellt werden muß (unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes; genauer Zusammenhang siehe [57–59]). Mit dem Drehzahlsollwert wird daher die Statorfrequenz f_1 direkt vorgegeben. Gleichzeitig wird der Betrag des Drehzahlsollwertes als Sollwert für die Statorspannung benutzt, und es wird eine Statorspannungsregelung realisiert. Das Ausgangssignal des Statorspannungsreglers ist der Strom–Sollwert. Dem Statorspannungs–Regelkreis kann daher ein Stromregelkreis für das Eingangs–Stellglied (Stromquelle) unterlagert werden.

Da bei dieser Regelung die Drehzahl nicht erfaßt wird, muß akzeptiert werden, daß die Drehzahl der Asynchronmaschine bei Belastung im Schlupffrequenzbereich variiert. Bei Überlastung der ASM wird die Statorfrequenz f_1 über den Min–Eingriff abgesenkt. Diese Art der Steuerung der Statorfrequenz und der Regelung des Statorstroms wird bei einfachen Antrieben ohne große dynamische Anforderungen, wie Pumpen und Lüftern, häufig verwendet. Dies gilt besonders dann, wenn die Asynchronmaschine auf die Umweltbedingungen (z.B. Explosionsgefahr) hin konstruiert ist und deswegen keine zusätzlichen Sensoren wie Tachogeneratoren an der Maschine angebracht werden können.

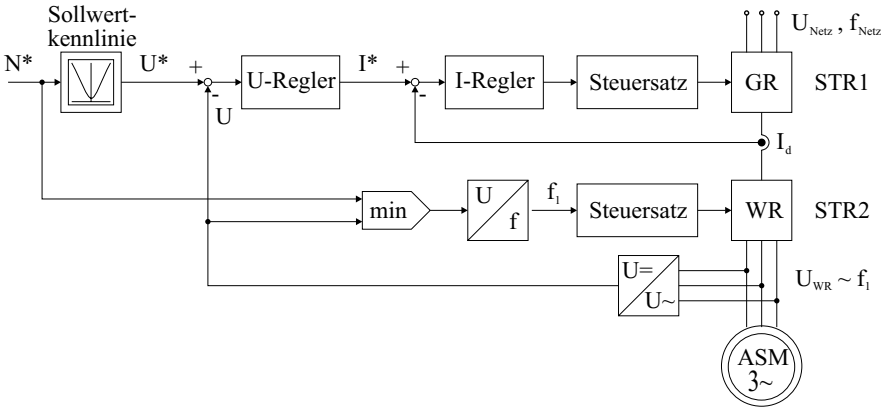


Abb. 6.31: *Klemmenspannungsregelung*

Aufgrund der Stromeinprägung und bei Vernachlässigung der Streureaktanz des Läufers vereinfacht sich das Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine (Abb. 6.32).

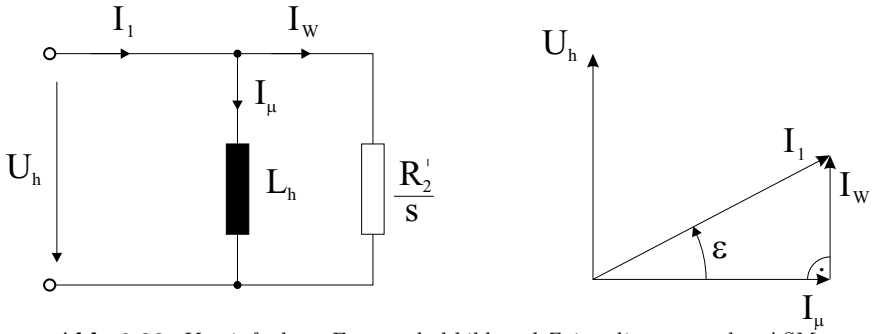


Abb. 6.32: *Vereinfachtes Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm der ASM*

Die Beziehung zwischen der Statorfrequenz und der Drehzahl lautet:

$$f_1 \;=\; Z_P \cdot N + f_2 \tag{6.92}$$

Für die Läuferfrequenz f_2 ergibt sich aus

$$U_h \;=\; I_\mu \cdot X_h \;\approx\; \frac{I_w \cdot R_2'}{s} \tag{6.93}$$

$$X_h \;=\; 2\pi \cdot f_1 \cdot L_h \tag{6.94}$$

der Zusammenhang

$$f_2 \;=\; f_1 \cdot s \;=\; \frac{I_w \cdot R_2'}{2\pi \cdot L_h \cdot I_\mu} \tag{6.95}$$

$$f_2 \;\sim\; I_w \qquad (\text{wenn } R_2',\, L_h,\, I_\mu \text{ konstant}) \tag{6.96}$$

$$\text{bzw.} \quad f_2 \;\sim\; \frac{I_w}{I_\mu} \;=\; \tan\varepsilon \tag{6.97}$$

Wegen $M_M \sim \Psi \cdot I_w$ gilt also bei konstantem Fluß:

$$M_M \;\sim\; I_w \;\sim\; \tan\varepsilon \;\sim\; f_2 \tag{6.98}$$

Damit ist das Regelprinzip verständlich, wenn beachtet wird, daß im Leerlauf $U_d \approx 0$ ist, bei $U_d \neq 0$ aber über den Gleichstrom–Zwischenkreis die Wirkleistung übertragen wird, die Spannung U_d ein Maß für die Drehzahl N ist und das Drehmoment sich aus I_w und damit I_d bestimmt.

Abbildung 6.33 zeigt eine Variante mit Erfassung der Drehzahl. Auch bei dieser Variante werden keine hochdynamischen Anforderungen gestellt. Da die Drehzahl gemessen wird, kann ein Drehzahlregler eingesetzt werden. Das Ausgangssignal des Drehzahlreglers ist ein Signal, das dem momentbildenden Wirkanteil des Statorstroms entspricht. Da hier nur quasistationäre Regelvorgänge

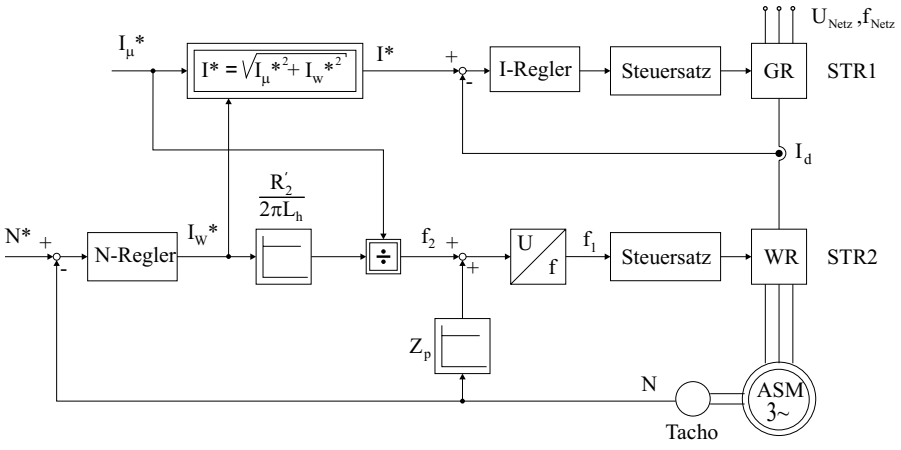


Abb. 6.33: *Schlupf–Strom–Kennlinienregelung*

betrachtet werden und Stromeinprägung vorliegt, wird der statorseitige Spannungsabfall in der Betrachtung vernachlässigt. Dies soll ebenso für den Spannungsabfall an der läuferseitigen Streureaktanz gelten, da f_2 im normalen Betriebsbereich klein gegen f_1 ist. In diesem Fall besteht der Statorstrom I_1 aus dem Magnetisierungsstrom I_μ und dem Wirkstrom I_w:

$$I_1 \;=\; \sqrt{I_\mu^2 \;+\; I_w^2} \tag{6.99}$$

Diese Funktion ist in den Pfad zwischen dem Drehzahlregler–Ausgang und dem Stromsollwert als Kennlinie eingefügt. Anschließend folgt der Stromregelkreis für das Einspeise–Stellglied.

Selbstverständlich können auch aufwendigere Regelungen für hohe dynamische Anforderungen realisiert werden [57–59].

6.5 Weiterentwicklungen der selbstgeführten I–Umrichter

6.5.1 I–Umrichter mit abschaltbaren Bauelementen

Der in den vorangegangenen Kapiteln beschriebene I–Umrichter mit Phasenfolgelöschung hat die in den Kapiteln 6.2 und 6.3 dargestellten Nachteile. Beispielsweise ist der erreichbare Frequenzbereich des Systems bedingt durch das Kommutierungsprinzip insbesondere im Feldschwächbereich eingeschränkt, wenn der Ankerstellbereich voll genutzt werden soll. Außerdem müssen in weiten Drehzahlbereichen die bereits in Abb. 6.10b gezeigten blockförmigen Ströme statt der gewünschten sinusförmigen Ströme in die Maschine eingeprägt werden. Der

Oberschwingungsgehalt der blockförmigen Ströme erzeugt aber Drehmomentschwankungen, Geräusche und erhöhte Verluste.

Ungünstig ist bei der Phasenfolgelöschung weiterhin, daß die Dauer der Kommutierung und damit die erreichbare Schaltfrequenz von der Höhe des Zwischenkreisstroms I_d abhängt. Der Kommutierungsvorgang wird, wie aus Kap. 6.2 und 6.3 hervorgeht, bei geringem I_d langsamer; somit wird die maximale Schaltfrequenz kleiner. Im Feldschwächbetrieb, d.h. bei Drehzahlen über der Nenndrehzahl der Maschine, wo der Fluß und damit auch der Magnetisierungsstrom reduziert werden muß, erschweren sich die Auslegungskriterien, da hier wegen der hohen Drehzahl eine hohe Schaltfrequenz notwendig ist. Ein weiterer Nachteil sind die in Abb. 6.10c gezeigten Spannungsspitzen, die ebenfalls durch die Kommutierung verursacht werden.

Bei der Lösung in Kap. 6.2 werden Thyristoren, d.h. Bauelemente, die nicht abschaltbar sind, eingesetzt. Dadurch bedingt, war die dargestellte Topologie mit den Kommutierungs–Kondensatoren und den Dioden notwendig. Wenn nun statt der nichtabschaltbaren Schalter abschaltbare Schalter, z.B. rückwärtssperrende GCTs, eingesetzt werden, dann kann eine Schaltungstopologie entsprechend Abb. 6.34 verwendet werden [61].

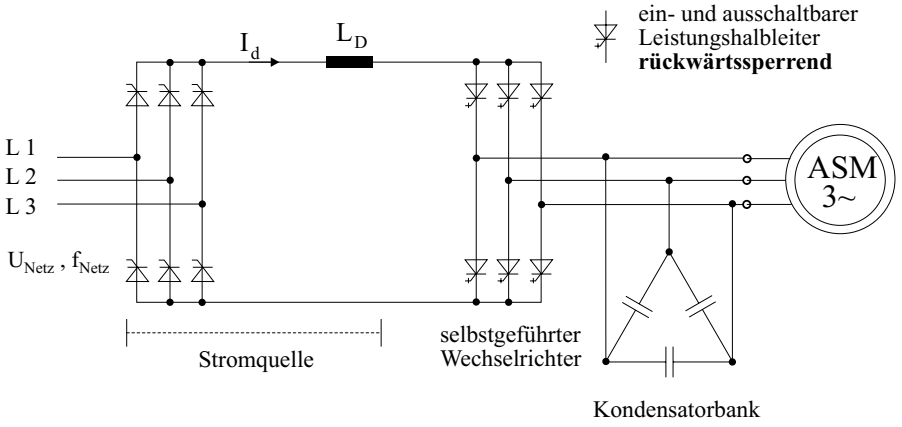


Abb. 6.34: *I–Umrichter mit sinusförmigen Maschinenströmen*

Bei der Topologie nach Abb. 6.34 kann der Zwischenkreisstrom durch die Schalter des selbstgeführten Wechselrichters zu jedem gewünschten Zeitpunkt auf die Phasen der Kondensatorbank (und somit auch der Maschine) verteilt werden. Wie bekannt, können die Wicklungsströme der Maschinen allerdings nicht abgeschaltet werden, da hierbei aufgrund der Maschineninduktivitäten hohe Spannungsspitzen (und damit Überbeanspruchungen der Schalter des selbstgeführten Wechselrichters) hervorgerufen würden. Durch die Kondensatorbank werden aber der selbstgeführte Wechselrichter und die Maschine entkoppelt, so

daß keine Beschränkungen für die Pulsmuster des selbstgeführten Wechselrichters aus dem beschriebenen Grund bestehen.

Damit kann die Grundfunktion des Systems in Abb. 6.34 wie folgt dargestellt werden: Durch den selbstgeführten Wechselrichter werden die Kondensatoren so ge- und entladen, daß sich an der Kondensatorbank ein dreiphasiges symmetrisches Drehspannungssystem ausbildet, das seinerseits die Asynchronmaschine speist. Die Aufgabe des selbstgeführten Wechselrichters ist es daher, erstens die Kondensatoren zu laden sowie zu entladen, um ein Drehspannungssystem zu erzeugen, und zweitens die benötigten Ströme der Asynchronmaschine zu liefern.

Bedingt durch die Entkopplung der Maschine und der Kommutierung des Wechselrichters, der die Kondensatorbank als Last sieht, kann der Wechselrichter mit der durch die Schalteigenschaften der Schalter bedingten Frequenz betrieben werden, d.h. es ist Pulsweitenmodulation im gesamten Betriebsbereich möglich. Daraus folgt, daß die Spannungen an den Kondensatoren einen Anteil an Harmonischen aufweisen, welcher vom Strom I_d, der resultierenden Kapazität C' und der Schaltfrequenz abhängt. Die Spannungsspitzen der Lösung nach Abb. 6.1 werden somit nicht mehr auftreten und die Beschränkung des Frequenzbereichs aufgrund des Arbeitspunkts des Systems entfällt.

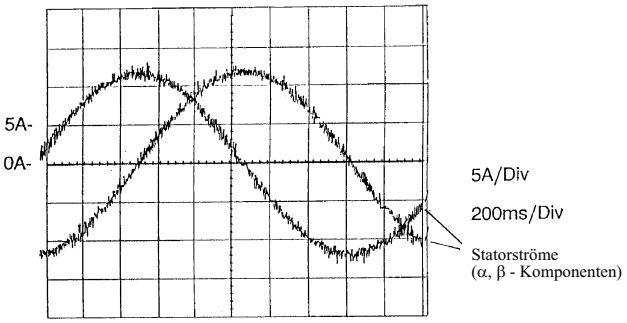
Da die Kondensatorbank in Verbindung mit den Induktivitäten der Maschine zudem als Glättungsfilter zweiter Ordnung wirkt, lassen sich mit dieser Topologie Maschinenspannungen und –ströme mit einem sehr geringen Oberschwingungsgehalt erzeugen. Abbildung 6.35 zeigt dazu einige Meßergebnisse von einem Versuchsaufbau bei Betrieb mit verschiedenen konstanten Drehzahlen [323]. Wie man erkennen kann, sind die Spannungs- und Stromverläufe deutlich günstiger als in Abb. 6.10.

Diese Vorteile erkauft man sich allerdings durch eine höhere Komplexität des Systems. Außerdem wird die Systemordnung von 4 (ASM) auf 6 (ASM + Kondensatoren) erhöht. Bedingt durch die Zusammenschaltung von Maschine und Kondensatoren (LC–Resonanzkreis) ist das System schwingungsfähig und sehr schwach gedämpft. Diese Schwierigkeit kann aber einfach durch geeignete Regelung beherrscht werden.

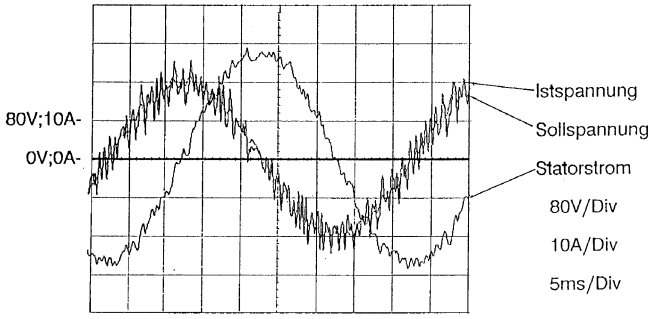
Zur Lösung dieses Problems gibt es verschiedene Ansätze. Eine Möglichkeit ist die Verwendung off–line optimierter Pulsmuster, die im gesamten Drehzahlbereich und damit im gesamten Bereich der Grundfrequenz keine Frequenzanteile in der Nähe der Resonanzfrequenz des Systems aufweisen.

Eine zweite Variante ist die Erweiterung der Schaltung um zusätzliche Hilfsschalter, wie in Abb. 6.36 dargestellt. Durch die Hilfs–GTOs G_7 und G_8 erhält man zusätzlichen Einfluß auf das System, um ein Aufklingen der Resonanzschwingung zu verhindern [346–348].

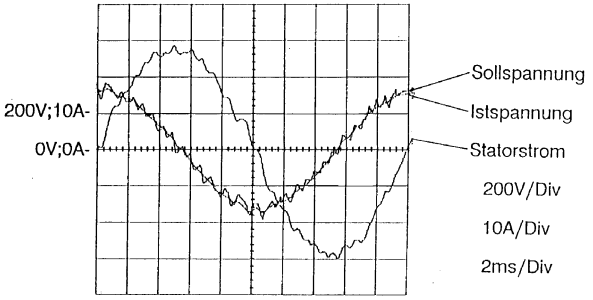
Als dritte Möglichkeit soll hier ein regelungstechnischer Ansatz genannt werden. Mit der in Abb. 6.37 gezeigten Kaskadenreglerstruktur läßt sich das System im gesamten Betriebsbereich dadurch beherrschen, daß alle Zustandsgrößen geregelt werden [320–323].



a) Statorströme in der Zweiachsendarstellung; n = 10U/min



b) Statorstrom und Spannung in einer Phase; n = 500U/min



c) Statorstrom und Spannung in einer Phase; n = 1000U/min

Abb. 6.35: *Reale Zeitverläufe von Maschinenspannungen und –strömen bei verschiedenen Drehzahlen (ASM mit* $Z_p = 3$*, synchr. Drehzahl* $= 1000\ 1/min$ *bei* $f_{1N} = 50\ Hz$*)*

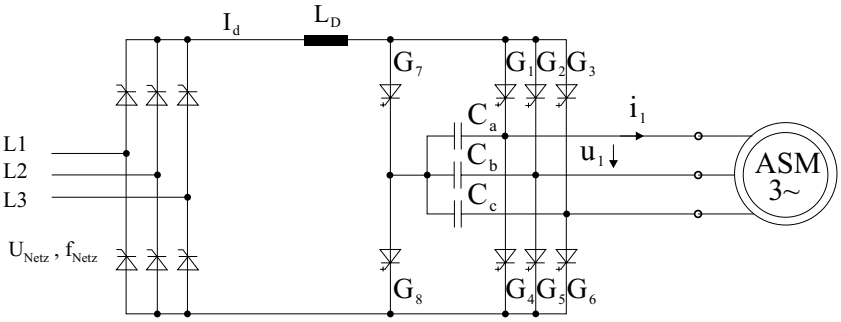


Abb. 6.36: *I–Umrichter mit Hilfs–GTOs*

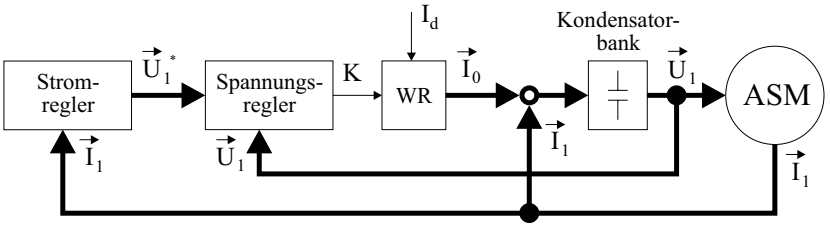


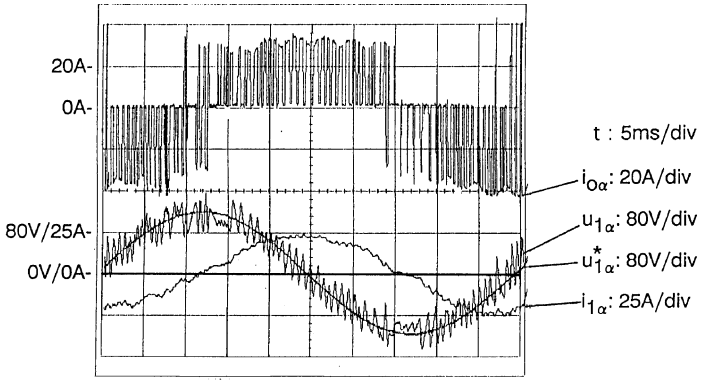
Abb. 6.37: *Signalflußplan der Kaskadenregelung*

Beim Entwurf des Strom- bzw. Spannungsreglers ist zu beachten, daß jeweils die Regelgrößen aller drei Phasen gleichzeitig zu beherrschen sind. Für die Auswahl der jeweiligen Reglerstruktur sind zahlreiche Varianten möglich. Beispielsweise bietet sich zur Regelung der Spannung ein Hystereseregler an, der direkt das Pulsmuster (Schaltzustände K) für den Wechselrichter erzeugt. Zur Stromregelung lassen sich lineare Regler wie PI–Regler oder Zustandsregler einsetzen.

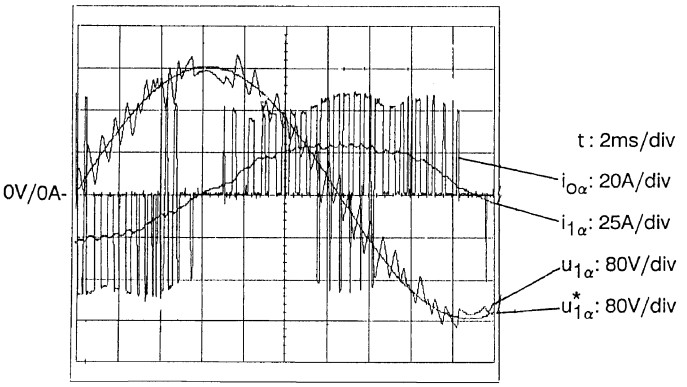
In Abb. 6.38 sind für Spannungsregelung und zwei verschiedene Drehzahlen der Spannungssollwert und die Istwerte von Maschinenspannung und –strom sowie des zugehörigen getakteten Wechselrichter–Ausgangsstroms dargestellt. Auf die regelungstechnischen Maßnahmen zur Erreichung dieser Ergebnisse soll hier nicht näher eingegangen werden (siehe [320, 321, 345–348]).

In den Verläufen des getakteten Wechselrichter–Ausgangsstroms ist die vom netzgeführten Stromrichter (B6–Brücke) erzeugte 300 *Hz*–Welligkeit des Zwischenkreisstroms I_d gut zu erkennen. Bei einem Hystereseregler für die Spannung wirkt sich diese Stromwelligkeit jedoch nicht nachteilig aus.

Bei derartigen Umrichtern mit hohen Leistungen ist zu beachten, daß die Schaltfrequenz der Schalter niedrig in Relation zur gewünschten Ausgangsfrequenz sein wird; dies gilt insbesondere bei Umrichtern mit sehr hohen Leistungen. In diesem Fall können bei den Schaltern Schaltfrequenzen von 600...800 *Hz* nicht mehr realisiert werden, wie in Abb. 6.35 und Abb. 6.38 vorausgesetzt.



a) f_1 = 20Hz; $|\underline{u}_1^*|$ = 121V



b) f_1 = 40Hz; $|\underline{u}_1^*|$ = 245V

u_1^* Maschinenspannung (Sollwert)
u_1 Maschinenspannung (Istwert)
i_1 Maschinenstrom (Istwert)
i_0 WR–Ausgangsstrom (Istwert)

Abb. 6.38: *Zeitverläufe von Spannung und Strömen bei Spannungsregelung und zwei verschiedenen Drehzahlen (Frequenzen f_1)*

Diese Beschränkung muß hier bei der Wahl des Pulsmusters bzw. der Regelung zusätzlich berücksichtigt werden.

Auf einen wesentlichen Unterschied gegenüber der Pulsweitenmodulation bei Umrichtern mit eingeprägter Spannung soll an dieser Stelle hingewiesen werden. Bei Umrichtern mit eingeprägter Spannung in Dreiphasen–Brückenschaltung können sechs Spannungs–Raumzeiger gleicher Amplitude, aber unterschiedlicher Phasenlage, und zwei Null–Raumzeiger erzeugt werden. Bei Umrichtern mit eingeprägtem Strom nach Abb. 6.1 bzw. Abb. 6.34 können ebenso sechs Strom–Raumzeiger mit zwar gleicher, aber über den Zwischenkreisstrom I_d einstellbarer Amplitude und drei Null–Raumzeiger realisiert werden (siehe auch Abb. 6.39). Dies eröffnet deutlich verbesserte Chancen zur Verringerung der Spannungsharmonischen des Drehspannungssystems der Kondensatorbank.

6.5.2 Schaltzustände im I–Wechselrichter mit abschaltbaren Bauelementen

Der selbstgeführte I–Wechselrichter enthält entsprechend der vereinfachten Darstellung in Abb. 6.39a sechs Schalter mit theoretisch $2^6 = 64$ möglichen Schalterstellungen. Tatsächlich müssen jedoch zwei Randbedingungen eingehalten werden.

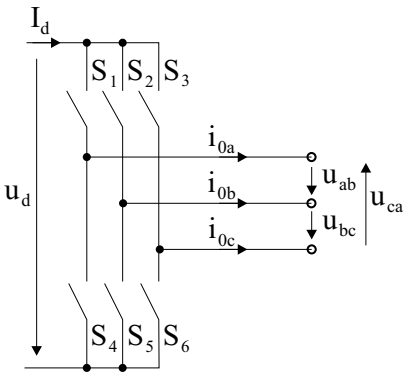
Erstens muß der eingeprägte Zwischenkreisstrom I_d immer einen Pfad finden; daher muß jeweils mindestens ein Schalter in der oberen und der unteren Brückenhälfte geschlossen sein. Zweitens darf keine der Spannungen u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} kurzgeschlossen werden. Das bedeutet, daß in jeder Brückenhälfte höchstens ein Schalter geschlossen werden darf.

Es verbleiben somit $3^2 = 9$ erlaubte Schalterstellungen, d.h. neun Möglichkeiten für den Wechselrichter–Ausgangsstrom i_0, der in Abb. 6.39b als Raumzeiger (Bezeichnung $\vec{1}$, $\vec{2}$, $\ldots\,\vec{9}$) dargestellt ist. Drei der Zeiger ($\vec{7}$, $\vec{8}$, $\vec{9}$) haben den Betrag Null, d.h. $i_{0a} = i_{0b} = i_{0c} = 0$; der Zwischenkreisstrom I_d fließt an der Last vorbei, da jeweils zwei in Serie liegende Schalter geschlossen sind. Auf die mit dem variablen Zwischenkreisstrom I_d ebenso variablen Amplituden der sechs Strom–Raumzeiger sei nochmals hingewiesen.

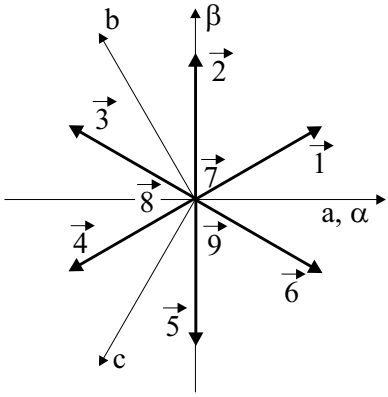
In der Tabelle (Abb. 6.39c) sind für die neun möglichen Schaltzustände K die Wechselrichter–Ausgangsströme i_0 (sowohl als Phasenströme als auch als Raumzeiger) sowie die Spannungen an den sechs Schaltern und die Zwischenkreisspannung u_d dargestellt.

Aus dieser Aufstellung wird ersichtlich, daß an den Schaltern Spannungen beliebiger Polarität anliegen können; die Schalter müssen also, wie bereits erwähnt, blockieren und sperren können.

Zu beachten ist weiterhin, daß I–Umrichter den Zwischenkreisstrom nur in eine Phase positiv und in eine zweite Phase negativ einspeisen können, d.h. die dritte Phase bleibt stromlos; dies ist ein grundsätzlicher Unterschied zu den U–Umrichtern, die eine gleichzeitige Versorgung aller drei Phasen ermöglichen. Im vorliegenden Fall werden aber die Kondensatoren vom I–Umrichter versorgt und



a) Schalter S_1 ... S_6



b) Strom–Raumzeiger $\vec{1}$ ... $\vec{9}$

K Nr	S ein	i_{0a}	i_{0b}	i_{0c}	$\vec{I}_0$	Schalter–Spannungen u_{S1}	u_{S2}	u_{S3}	u_{S4}	u_{S5}	u_{S6}	u_d
1	S_1, S_6	I_d	0	$-I_d$	$\frac{2I_d}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{6}}$	0	u_{ab}	$-u_{ca}$	$-u_{ca}$	u_{bc}	0	$-u_{ca}$
2	S_2, S_6	0	I_d	$-I_d$	$\frac{2I_d}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{2}}$	$-u_{ab}$	0	u_{bc}	$-u_{ca}$	u_{bc}	0	u_{bc}
3	S_2, S_4	$-I_d$	I_d	0	$\frac{2I_d}{\sqrt{3}}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$-u_{ab}$	0	u_{bc}	0	$-u_{ab}$	u_{ca}	$-u_{ab}$
4	S_3, S_4	$-I_d$	0	I_d	$\frac{2I_d}{\sqrt{3}}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	u_{ca}	$-u_{bc}$	0	0	$-u_{ab}$	u_{ca}	u_{ca}
5	S_3, S_5	0	$-I_d$	I_d	$\frac{2I_d}{\sqrt{3}}e^{j\frac{3\pi}{2}}$	u_{ca}	$-u_{bc}$	0	u_{ab}	0	$-u_{bc}$	$-u_{bc}$
6	S_1, S_5	I_d	$-I_d$	0	$\frac{2I_d}{\sqrt{3}}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	0	u_{ab}	$-u_{ca}$	u_{ab}	0	$-u_{bc}$	u_{ab}
7	S_1, S_4	0	0	0	0	0	u_{ab}	$-u_{ca}$	0	$-u_{ab}$	u_{ca}	0
8	S_2, S_5	0	0	0	0	$-u_{ab}$	0	u_{bc}	u_{ab}	0	$-u_{bc}$	0
9	S_3, S_6	0	0	0	0	u_{ca}	$-u_{bc}$	0	$-u_{ca}$	u_{bc}	0	0

c) Tabelle der Schaltzustände $K = 1$ ... 9

Abb. 6.39: *Schaltzustände des I–Wechselrichters*

die Asynchronmaschine von der Kondensatorbank; somit werden alle drei Phasen der ASM gleichzeitig mit Strom versorgt.

Aufgrund der bis jetzt angenommenen freien Wahl des Pulsmusters kann es vorkommen, daß ein Schalter einen Einschaltbefehl erhält, wenn noch Spannung in Sperrichtung anliegt, d.h. der Schalter kann nicht sofort einschalten. Da aber im allgemeinen zum selben Zeitpunkt ein anderer Schalter einen Ausschaltbe-

fehl erhält und außerdem dem selbstgeführten Wechselrichter der Zwischenkreisstrom I_d eingeprägt ist, erfolgt eine Umladung der Beschaltungen der Schalter. Durch diese Umladung der Beschaltungen wird das Potential des einzuschaltenden Schalters zu positiven Spannungen verschoben; der Schalter kann daher nach einer kurzen Zeitverzögerung einschalten. Eine genaue Darstellung erfolgt in Kap. 6.5.4.

6.5.3 Schaltentlastung für blockierfähige GTOs

Neben den zulässigen Höchstwerten von Durchlaßstrom, Sperr- und Blockierspannung und Temperatur müssen bei den Schalterbauelementen auch Maximalwerte für den Anstieg di/dt des Durchlaßstroms beim Einschalten und für den Anstieg du/dt der Blockierspannung beim Ausschalten eingehalten werden, um die Schaltverluste in Grenzen zu halten. Dies kann durch das in Abb. 6.40a gezeigte RCD–Netzwerk mit serieller Kommutierungsdrossel erreicht werden. (Auf die Darstellung verschiedener Lösungen zur Beschaltung von steuerbaren Leistungshalbleitern in Kap. 7.3 und 8.8 sei hier noch einmal hingewiesen.)

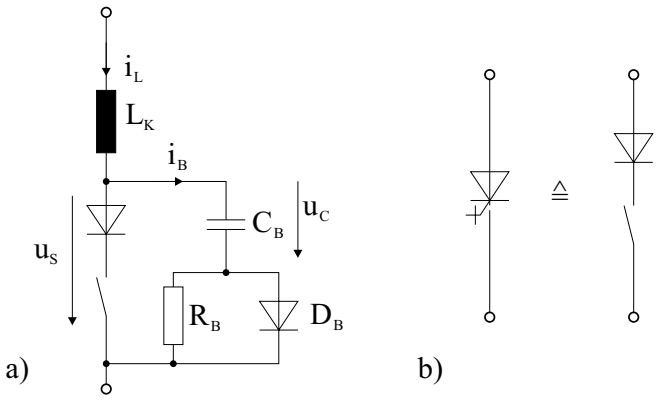


Abb. 6.40: *GTO mit Schaltentlastungs–Netzwerk*

Beim Einschalten verhindert die Kommutierungsdrossel mit der Induktivität L_K, daß der Strom durch den Schalter zu schnell ansteigt (Begrenzung von di/dt). Wenn vor dem Einschalten eine positive Spannung am Schalter bzw. am Kondensator C_B anliegt ($u_S = u_C > 0$), verhindert der Widerstand R_B beim Einschalten ein direktes Kurzschließen von C_B und begrenzt somit den Entladestrom durch den Schalter, der sich zu dem gerade ansteigenden Laststrom i_L addiert.

Beim Abschalten kommutiert der Laststrom i_L auf den Beschaltungszweig (C_B, D_B) und lädt den Entlastungskondensator C_B auf ($i_B = i_L$). Dadurch steigt die Blockierspannung am Schalter mit einer definierten Spannungssteilheit $du_S/dt = du_C/dt = i_B/C_B$ an (idealisierte Betrachtung, d.h. unter Ver-

nachlässigung des *Forward–Recovery*–Effekts der Diode D_B und parasitärer Induktivitäten, die zu einer Nadelspannung zu Beginn der Kommutierung führen).

6.5.4 Kommutierungsvorgang

Anhand eines Beispiels sollen nun die prinzipiellen Vorgänge bei der Kommutierung im Wechselrichter erläutert werden. Betrachtet wird die Kommutierung des Stroms vom zweiten auf den ersten Zweig, d.h. zum Zeitpunkt $t = t_0$ wird der GTO S_1 ein- und der GTO S_2 ausgeschaltet (Abb. 6.39). Dabei wird vorausgesetzt, daß während der Schaltvorgänge der Strom I_d und die Spannungen u_{ab}, u_{bc} und u_{ca} konstant sind; dies ist im allgemeinen sehr gut erfüllt.

Für diese Erläuterungen soll eine in der Praxis relevante Schaltungsvariante zugrunde gelegt werden. Statt rückwärtssperrender Elemente werden häufig nicht rückwärtssperrende Elemente verwendet, da diese besser verfügbar sind. Diese Elemente haben in Rückwärtsrichtung eine sehr geringe zulässige Sperrspannung und sind zudem in dieser Richtung nicht leitfähig. Um daher die für diese Anwendung notwendigen Eigenschaften zu erhalten, muß in Serie zum eigentlichen Schaltelement eine Diode geschaltet werden, die das Sperren in Rückwärtsrichtung übernimmt. Außerdem ist eine antiparallele Diode notwendig, die das Schaltelement dynamisch vor negativen Spannungen schützt. Die Vorgänge verlaufen aber bei blockier- und sperrfähigen Schaltern in gleicher Weise.

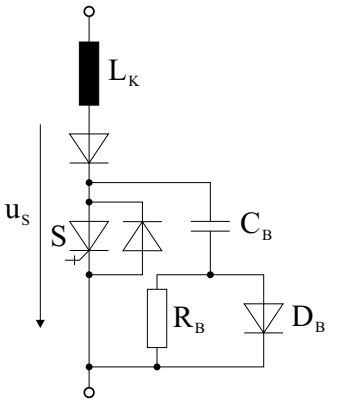


Abb. 6.41: *Schaltung mit asymmetrisch sperrendem GTO*

Abbildung 6.41 zeigt diese Konfiguration zusammen mit dem RCD–Entlastungsnetzwerk, das hier nur zum Schutz des GTO verwendet wird (Entlastung für die serielle Diode nicht gezeichnet). Im Folgenden wird der GTO der Einfachheit halber durch ein Schaltersymbol dargestellt.

Aus der Tabelle von Abb. 6.39c wird ersichtlich, daß sich bei jedem Kommutierungsvorgang die Spannungen in allen drei Zweigen der beteiligten

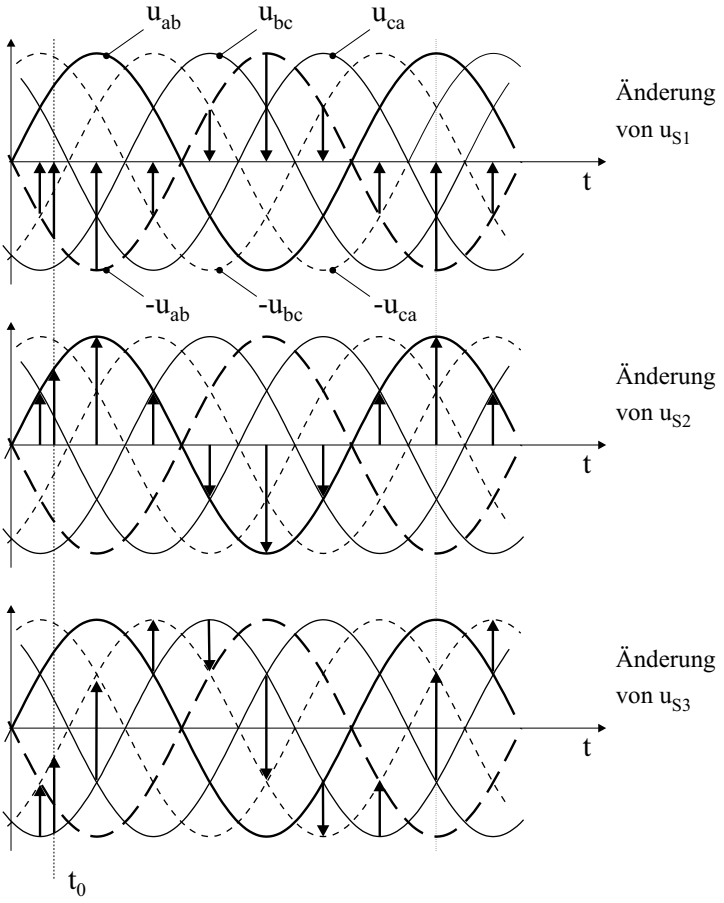


Abb. 6.42: *Verschiedene mögliche Spannungsänderungen beim Kommutierungsvorgang von S_2 nach S_1*

Brückenhälfte ändern müssen. Bei der betrachteten Kommutierung von Schalter S_2 auf S_1 (von K = 2 zu K = 1) ergibt sich für die Spannungen u_S über den Schalterkonfigurationen (GTO mit serieller Diode), daß sich alle drei Schalterspannungen um den Wert u_{ab} verschieben:

$$\begin{aligned} u_{S1}: \quad & -u_{ab} \longrightarrow 0 \\ u_{S2}: \quad & 0 \longrightarrow u_{ab} \\ u_{S3}: \quad & u_{bc} \longrightarrow -u_{ca} \end{aligned}$$

Wie in Abb. 6.42 erkennbar, können die zum gewählten Zeitpunkt vorhandenen Spannungswerte und –polaritäten in einer Vielzahl von Kombinationen auftreten;

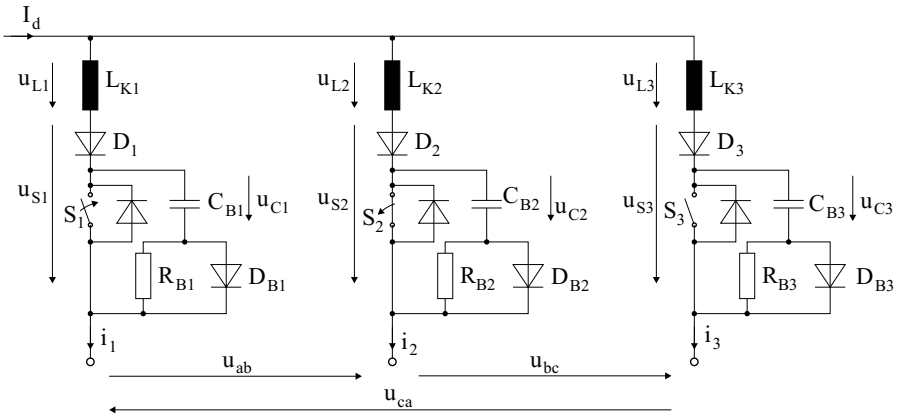


Abb. 6.43: *Obere Brückenhälfte mit Entlastungsnetzwerken*

entsprechend können die verschiedenen Elemente wie Dioden, Kondensatoren und Induktivitäten wirksam sein oder nicht.

Zur Erläuterung der prinzipiellen Zusammenhänge soll der in Abb. 6.42 markierte Schaltzeitpunkt t_0 mit den Spannungspolaritäten

$$u_{ab} > 0\,; \qquad u_{bc} < 0\,; \qquad u_{ca} > 0$$

gewählt werden. Es wird also der bereits erwähnte Fall des Einschaltens bei negativer Schalterspannung ($u_{S1} = -\,u_{ab} < 0$) betrachtet. Außerdem wird durch diese Wahl erreicht, daß der dritte Zweig an der Kommutierung nicht beteiligt ist, da die Diode D_3 während des gesamten Kommutierungsvorgangs sperrt und somit $i_3 = 0$ ist ($u_{S3} < 0$; siehe Abb. 6.45). Schaltvorgänge, an denen auch der dritte Zweig beteiligt ist, sind wesentlich unübersichtlicher, da zeitweise mehrere verschiedene Umschwingvorgänge überlagert sind. Diese Vorgänge sind jedoch für das prinzipielle Verständnis unerheblich.

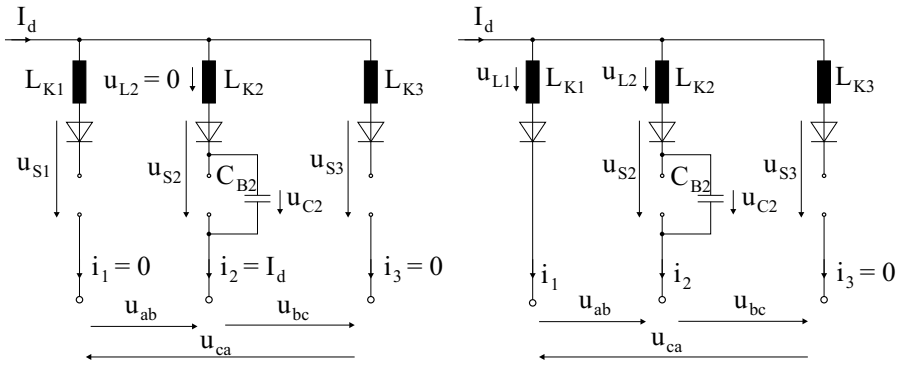
Vor dem Schalten gilt (Abb. 6.43):

$$\begin{aligned} t \le t_0: \quad & i_1 = 0\,; && i_2 = I_d\,; && i_3 = 0 \\ & u_{S1} = -\,u_{ab} < 0\,; && u_{S2} = u_{C2} = 0\,; && u_{S3} = u_{bc} < 0 \end{aligned}$$

Die Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C3} können je nach Vorgeschichte einen Wert > 0 haben, da sie nur durch den zugehörigen Schalter entladen werden können. Dies ist jedoch für den betrachteten Fall ohne Wirkung.

1. Kommutierungsabschnitt (Schaltzustand nach Abb. 6.44a):

Zum Zeitpunkt t_0 wird der GTO S_1 ein- und der GTO S_2 ausgeschaltet. Der Strom i_1 bleibt zunächst Null, da die Diode D_1 sperrt ($u_{S1} < 0$). Wenn der Kondensator C_{B1} aus der Vorgeschichte positiv geladen ist, wird er nun über den GTO S_1 und R_{B1} entladen, ohne daß dies jedoch nach außen in Erscheinung tritt.



a) 1. Abschnitt: $t_0 < t < t_1$ *b) 2. Abschnitt: $t_1 < t < t_2$*

Abb. 6.44: *Schaltzustände bei der Kommutierung*

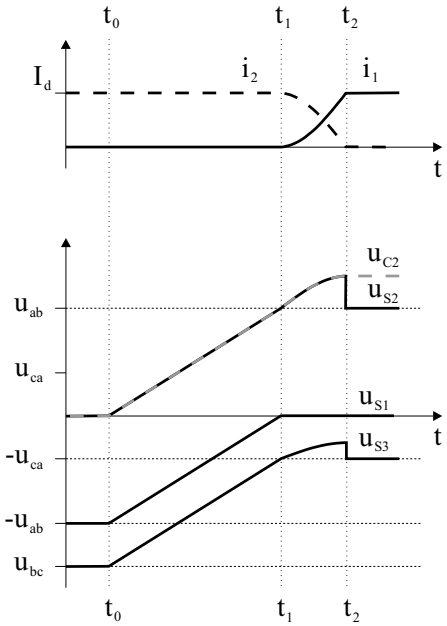


Abb. 6.45: *Zeitverläufe beim Kommutierungsvorgang*

Nach dem Ausschalten von S_2 kommutiert der Strom i_2 auf das Entlastungsnetzwerk und lädt C_{B2} auf. Da weiterhin $i_1 = i_3 = 0$ und $i_2 = I_d$ = konstant gilt, wird C_{B2} linear aufgeladen; entsprechend steigen u_{S1} und u_{S3} ebenfalls linear an (Abb. 6.45). Dieser Abschnitt ist zum Zeitpunkt t_1 beendet, wenn u_{S1} positiv wird und die Diode D_1 zu leiten beginnt.

Es gilt:

$$t = t_1: \quad i_1 = 0; \quad i_2 = I_d; \quad i_3 = 0$$
$$u_{S1} = 0; \quad u_{S2} = u_{C2} = u_{ab}; \quad u_{S3} = -u_{ab}$$

2. Kommutierungsabschnitt (Schaltzustand nach Abb. 6.44b):

Ab dem Zeitpunkt t_1 schwingt der Strom I_d gemäß dem Resonanzkreis aus C_{B2} und $L_{K1} + L_{K2}$ nun vom zweiten Zweig auf den ersten Zweig um (Abb. 6.45). Dabei wird C_{B2} auf Werte höher als die stationäre Schalterblockierspannung u_{ab} aufgeladen. Dieser Effekt ist bedeutsam, da die GTOs auf diese höhere Spannung ausgelegt werden müssen. Die Spannungsüberhöhung ist um so größer, je kleiner C_B und je größer L_K gewählt wird.

Die Kommutierung ist zum Zeitpunkt t_2 abgeschlossen. Der Strom i_2 ist zu Null geworden, und D_2 verhindert ein Entladen von C_{B2}. Die Ströme i_1 und i_2 haben daher an dieser Stelle einen Knick und die Spannungen u_{S2} und u_{S3} einen sprungförmigen Verlauf. Die Spannungsdifferenz $u_{S2} - u_{C2}$ wird dabei von der Diode D_2 aufgenommen.

Mit dem gezeigten Mechanismus ist es somit möglich, den Schalter S_1 einzuschalten, obwohl zum Schaltzeitpunkt eine negative Sperrspannung anlag.

Inzwischen sind blockier- und sperrfähige Leistungshalbleiter [61] verfügbar, so daß die oben beschriebene Problematik keine Bedeutung mehr hat.

6.6 Abschließende Bemerkungen

Die selbstgeführten Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (I–Wechselrichter) haben in der Literatur weniger Aufmerksamkeit erhalten als die selbstgeführten Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (U–Wechselrichter, Kap. 8). In der Zeit zu Beginn der Entwicklung beider Arten von selbstgeführten Wechselrichtern waren nur Thyristoren als Schalter verfügbar, die nur einschaltbar waren. Diese Einschränkung erforderte relativ aufwendige Löschkreise, die heute in die Gruppe der transient–resonanten Topologien (Kap. 9) einzuordnen wären. Nachdem ein- und ausschaltbare leistungselektronische Schalter zur Verfügung standen, ergab sich, daß die nur blockierfähigen Schalter besonders einfach herstellbar waren. So wurde von der Schaltungstopologie her der selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägter Spannung die allgemein bevorzugte Lösung. Allerdings muß bei der Abwägung Wechselrichter mit eingeprägter Spannung gegenüber Wechselrichter mit eingeprägtem Strom weit mehr in Betracht gezogen werden als nur die Verfügbarkeit der leistungselektronischen Bauelemente.

Generell ist zu bedenken, daß bei U–Wechselrichtern zwei Ventile in Serie liegen, die bei Fehlsteuerung den Zwischenkreiskondensator kurzschließen. Um eine Zerstörung der Ventile zu vermeiden, müssen daher die Ventile auch im Kurzschlußfall noch abschaltbar sein; dies ist aber bei Hochleistungsventilen nicht immer gegeben. In diesem Fall müssen spezielle Kurzschlußkreise vorgesehen

werden, um die Ventile im U–Wechselrichter zu schützen. Bei Höchstleistungs–U–Wechselrichtern ist diese Forderung aber nur äußerst schwierig zu erfüllen. Weiterhin ist bei U–Wechselrichtern zu bedenken, daß die Spannung der Last eingeprägt wird und damit die Oberschwingungen nur durch ein entsprechendes induktives Verhalten der Last gedämpft werden. Bei Drehfeldmaschinen–Antrieben ist dies durch das ohmsch–induktive Verhalten des Stator- bzw. Läuferkreises sichergestellt. Allerdings muß bei dieser Überlegung bedacht werden, daß mit zunehmender induktiver Komponente (Streuinduktivitäten) zwar die Amplituden der Harmonischen abnehmen, der Spannungsabfall an den Streuinduktivitäten aber zunimmt, damit das Kippmoment bei der Asynchronmaschine abnimmt und das Nebenschlußverhalten deutlicher wird. Ganz besonders sind aber bei U–Wechselrichtern mit schnell schaltenden Ventilen wie den IGBT's die unerwünschten Auswirkungen der steilen Schaltflanken zu bedenken, die in Kap. 8.10 ausführlich beschrieben werden. Zu nennen sind die Spannungsüberhöhungen an den Maschinenklemmen aufgrund der Spannungsreflexion bei „langen" Maschinenzuleitungen. Diese Spannungsüberhöhungen werden in einer nichtlinearen Spannungsverteilung über den Maschinenwicklungen abgebaut, die insbesondere die ersten Wicklungen besonders beansprucht — zusätzliche Isolationsmaßnahmen sind deshalb erforderlich. Weiterhin treten hochfrequente Ströme auf, die die Lager schädigen können, wenn nicht spezielle Abhilfen wie keramische Lager verwendet werden oder aufwendige Filter eingesetzt werden müssen. Generell verbleibt bei Mehrpunkt–U–Wechselrichtern, daß immer die maximale positive oder negative Spannung vom Wechselrichter an die Ausgangsklammern geschaltet werden. Dies führt zu entsprechenden Stromoberschwingungen, zusätzlichen Verlusten und beispielsweise zu einem erforderlichen Sicherheitsabstand bei den Leistungshalbleitern zwischen der maximalen Stromspitze und dem maximal abschaltbaren Strom des Leistungshalbleiters. Um diese unerwünschten Auswirkungen zu vermindern wurden die Mehrpunkt–Wechselrichter (Kap. 8.5) entwickelt, der Mehraufwand ist allerdings erheblich.

Beim I–Wechselrichter mit Thyristoren und Phasenfolgelöschung sind die Einschränkungen bezüglich des Feldschwächbereichs zu bedenken. Auch die Zwischenkreisdrossel wird häufig als zu kostenträchtig und damit als negativ gegenüber dem U–Wechselrichter angesehen. Die Vorteile hinsichtlich der Betriebssicherheit, der Begrenzung des di_d/dt, der Erdschlußstrombegrenzung und der einfachen Steuerbarkeit des Zwischenkreisstroms werden bei dieser Argumentation leicht übersehen. Außerdem ist zu bedenken, daß mit nur zwei Thyristorbrücken ein vollwertiger Vier–Quadrant–Antrieb realisierbar ist. Die weiteren Vorteile hinsichtlich der Dimensionierung des Systems „I–Wechselrichter–Motor" seien nur noch erwähnt. Derartige Umrichter haben eine sehr hohe Betriebssicherheit, es wird von Anlagen mit bis zu 20 Jahren störungsfreiem Betrieb berichtet.

Der I–Wechselrichter mit GTOs hat die prinzipiellen Betriebseigenschaften wie das vorgenannte System mit Phasenfolgelöschung. Es entfallen aber die Einschränkungen beim Feldschwächbetrieb und bei den Harmonischen im Luftspaltmoment. Wesentlich vorteilhafter als beim U–Wechselrichter ist die Ober-

schwingungsreduzierung, da erstens das System Kondensatorbank und ohmsch–induktive Last wie ein Filter zweiter Ordnung wirkt; zweitens kann die Amplitude des Zwischenkreisstroms I_d stufenlos verstellt werden, damit ergibt sich ein wichtiger weiterer Parameter bei der Optimierung der Pulsmuster bzw. der Reduzierung der Harmonischen.

Die Standard–PWM–Modulationsverfahren für den I–Wechselrichter werden in Kap. 3.8.2.1 abgehandelt; Hysterese–Verfahren werden im folgenden Abschnitt dargestellt.

Von der Dynamik her bestehen keine Unterschiede zum U–Wechselrichter, und das häufig genannte Resonanzproblem zwischen der Kondensatorbank und der Last ist mit einfachsten Vorkehrungen zu vermeiden [320–323]. In [354] wird ausgeführt, daß der GTO–I–Wechselrichter eine sehr interessante Variante zum U–Wechselrichter sein könnte, wenn blockier- und sperrfähige Leistungshalbleiter zur Verfügung stehen. Dies ist inzwischen mit dem rückwärts-sperrfähigen GCT ([61]; Kap. 5.7.6) gegeben. In [61], Kap. 5.7.8.3 erfolgt ein Vergleich zwischen GTO–I–Umrichter und dem GCT–I–Umrichter, der einen entscheidenden Sprung der Entwicklung zeigt [361]. Weitere Informationen zum I–Umrichter mit RGCTs sind in [362–370] zu finden.

Die Vorteile werden noch deutlicher, wenn die Schaltung des I–Wechselrichters (Abb. 6.39) auch netzseitig verwendet wird. In diesem Fall ist der Zwischenkreisstrom noch schneller bei der PWM anzupassen und außerdem kann die Baugröße der Zwischenkreisdrossel deutlich vermindert werden [315].

Wie schon oben dargestellt, wird beim I–Wechselrichter der Zwischenkreisstrom I_d vom Eingangsstellglied geregelt, welches den Strom I_d zur Verfügung stellt. Dieser Strom belastet aber das Versorgungsnetz. Es wurden deshalb in letzter Zeit Schaltungsvarianten überlegt, bei denen die Strombelastung des Eingangskreises sinkt. Abb. 6.46 zeigt eine Schaltungsvariante, bei der der Eingangskreis um eine Sepic–Konfiguration; Abb. 6.47 um eine Cuk–Konfiguration erweitert wurde [328, 340]. In beiden Schaltungsvarianten wird der Strom $I_i > I_d$ sein und somit die Eingangsschaltung und die Versorgung mit geringem Strom belastet werden.

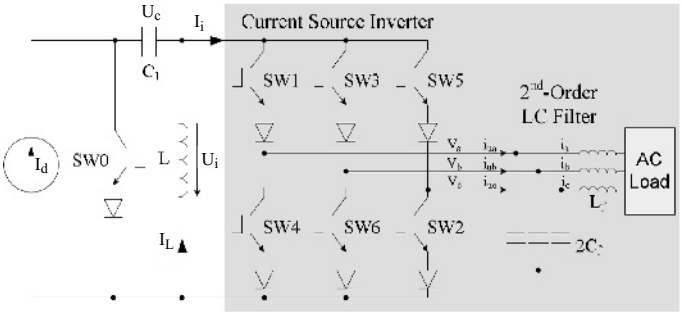


Abb. 6.46: *Sepic–I–Umrichter [319]*

Wenn in Abb. 6.46 der Schalter SWO ausgeschaltet ist, dann wird durch den Strom I_d der Kondensator C_1 geladen, und es addieren sich $I_d + I_L > I_d$. Wenn der Schalter SW0 eingeschaltet ist, dann bildet sich ein Stromkreis „Kondensator C1, SW0 und Induktivität L“, der Strom I_L wird zunehmen. Allerdings ist die Fähigkeit zur Erhöhung des Stroms I_i durch den Strom–Boost–Effekt begrenzt durch das Tastverhältnis.

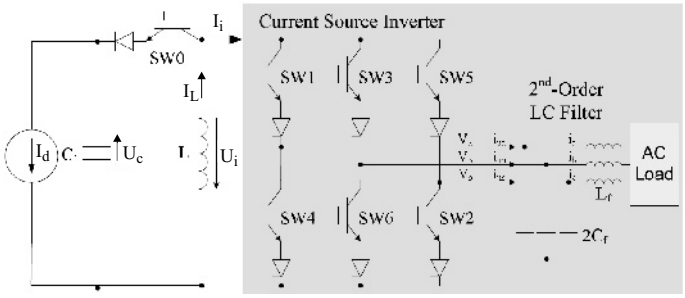


Abb. 6.47: *Cuk–I–Umrichter [319]*

Bei der Schaltungsvariante mit der Cuk–Konfiguration in Abb. 6.47 wird bei offenem Schalter SW0 der Kondensator C_1 geladen, und durch die Induktivität L ist $I_L = I_i$. Wenn dagegen der Schalter SW0 eingeschaltet ist, dann bildet sich ein Stromkreis „Kondensator C_1, SW0 und Induktivität L“, der Strom I_L erhöht sich. Auch in diesem Fall ist die Strom–Boost–Fähigkeit begrenzt. In [319] werden zwei Abwandlungen und die zugehörigen Modulationsverfahren dargestellt. Wesentliches Kennzeichen der beiden Abwandlungen ist die X–förmige Anordnung von zwei Induktivitäten und zweier Dioden, die je nach Schaltzustand des Schalters SW0 parallel oder in Serie geschaltet sind. Abb. 6.48 zeigt die erweiterte Sepic-Konfiguration und die Abb. 6.49a und Abb. 6.49b die beiden Konfigurationen bei Schalter SWO ausgeschaltet und SW0 eingeschaltet. Wesentlich ist, dass beim Zustand SW0 eingeschaltet, der Wechselrichter einen Kurzschlusspfad bietet. Aus Abb. 6.49 ist zu erkennen, dass beim Schaltzustand SW0 ausgeschaltet gilt:

$$I_i \;=\; I_{L1} + I_{L2} + I_d \tag{6.100}$$

Abb. 6.50 zeigt die erweiterte Cuk–Konfiguration und die Abb. 6.51 die Konfiguration bei Schalter SW0 ausgeschaltet und SW0 eingeschaltet. In derselben Literaturstelle [319] werden zwei verschiedene Modulationsverfahren erläutert. Beim ersten Modulationsverfahren werden die Harmonischen minimiert, in dem die Null–Intervalle des Wechselrichters symmetrisch am Anfang und Ende des Gesamt–Intervalls (bei SW0 eingeschaltet) und die SW0 ausgeschaltet, je zu einem Viertel zu Beginn und Ende des Gesamt-Intervalls und zur Hälfte in der Mitte des Gesamt–Intervalls angeordnet werden.

Das zweite Modulationsverfahren minimiert die Schalthäufigkeit des Schalters SW0. In den genannten Veröffentlichungen werden außerdem die oben genannten Vorteile des I–Wechselrichters bestätigt, und es werden vorteilhafte Anwendungsgebiete gegenüber dem U–Wechselrichter aufgezeigt.

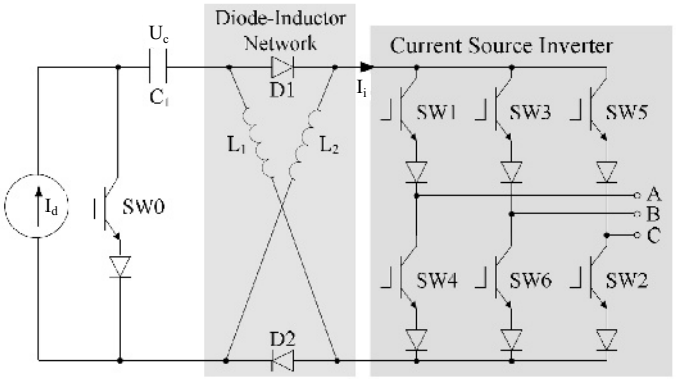


Abb. 6.48: *Sepic–X–I–Umrichter [319]*

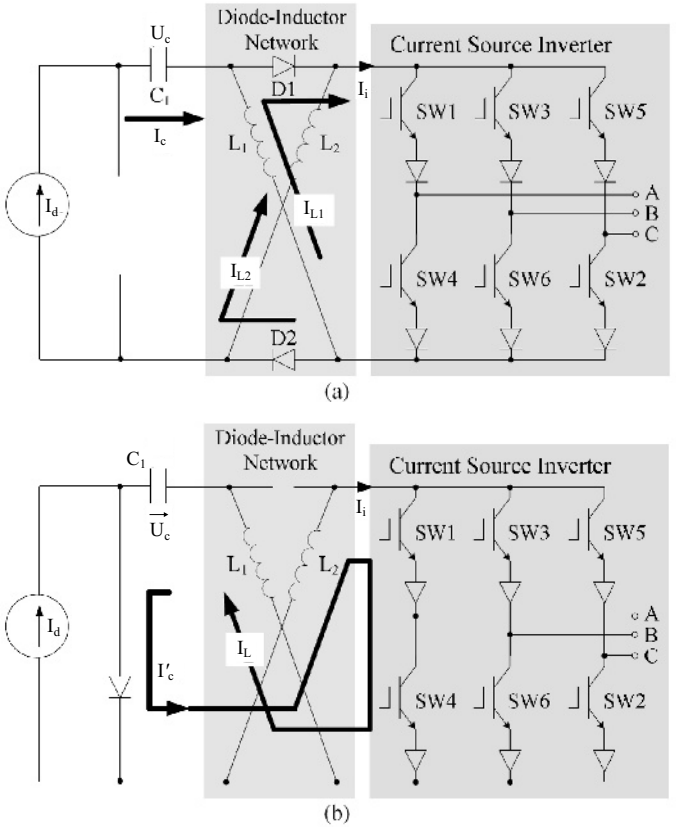


Abb. 6.49: *Sepic–X–I–Umrichter, a) SW0 aus, b) SW0 ein [319]*

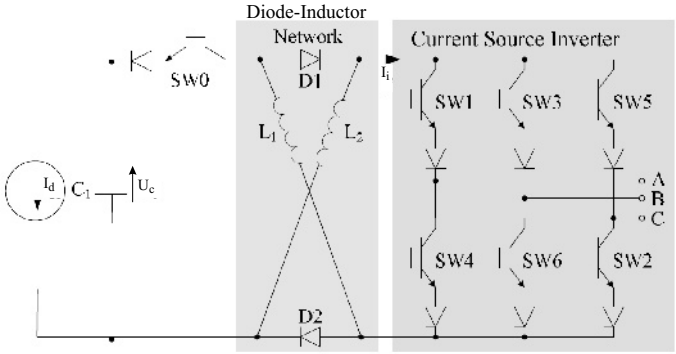


Abb. 6.50: *Cuk–X–I–Umrichter [319]*

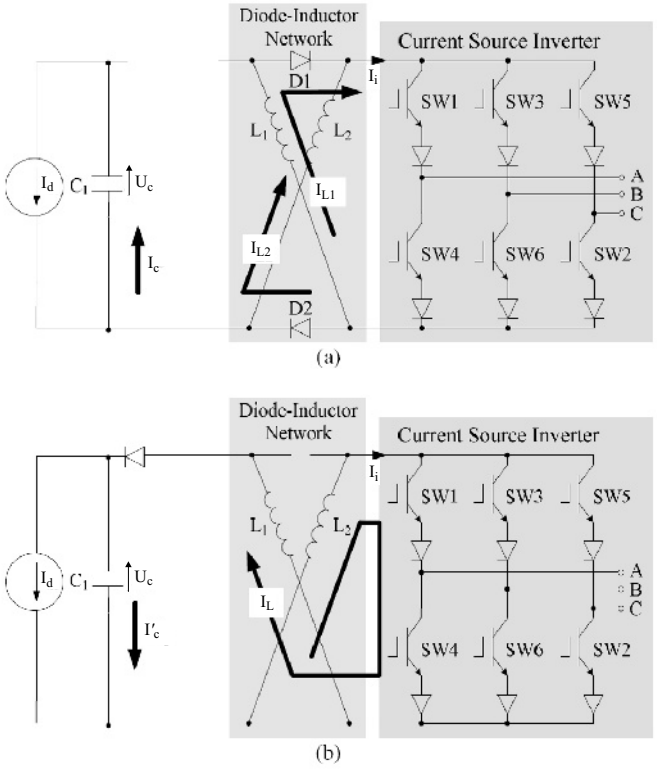


Abb. 6.51: *Cuk–X–I–Umrichter, a) SW0 aus, b) SW0 ein [319]*

7 Gleichspannungswandler (Gleichstromsteller)

Gleichspannungs- bzw. Gleichstrom–Wandler oder –Steller sind leistungselektronische Schaltungen zur Umformung von Gleichspannung mit einer gegebenen Spannung und Polarität in Gleichspannung mit einer anderen Spannung und gegebenenfalls der umgekehrten Polarität, wobei Energie von einem Gleichstromsystem in das andere Gleichstromsystem fließt. Gleichspannungswandler (DC–DC–Wandler) für Gleichstrommaschinen–Antriebe werden im allgemeinen *Gleichstromsteller* genannt.

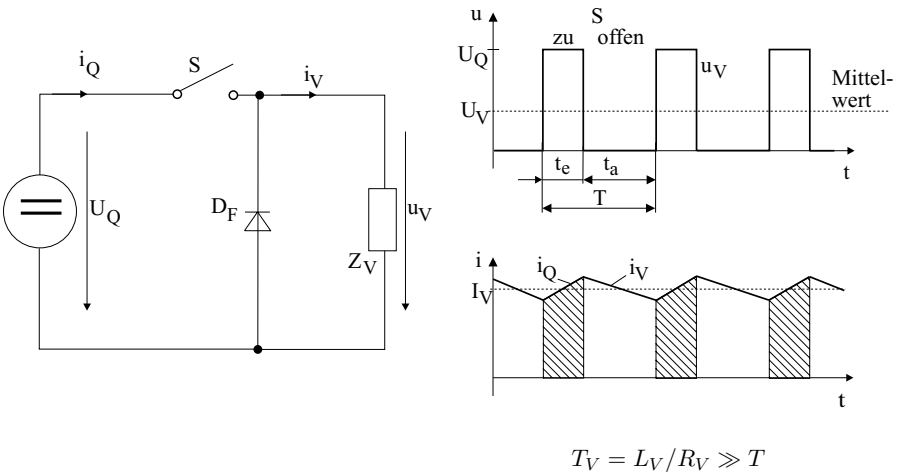
Gleichspannungswandler werden für die unterschiedlichsten Aufgabenstellungen verwendet. Typische Aufgabenstellungen sind geregelte Netzgeräte für die unterschiedlichsten Anwendungen wie beispielsweise zur Versorgung von informationsverarbeitender Elektronik in Rechnern, Energieumwandlung von Solarzellen oder zur Versorgung von elektrischen Antrieben mit Gleichstrommaschinen. Damit ist das Einsatzgebiet derartiger Wandler wesentlich größer als nur das Gebiet der elektrischen Antriebe. Aufgrund der Bedeutung der Gleichspannungswandler sollen dieser Schaltungsart mehrere Kapitel gewidmet werden.

In diesem Kapitel werden zunächst die Grundprinzipien dargestellt. Darauf aufbauend werden Schaltungsvarianten beschrieben, die in der Vergangenheit entwickelt und verwendet wurden, als nur einschaltbare Ventile (Thyristoren) verfügbar waren. Diese Rückschau ist zweckmäßig und sinnvoll, da im letzten Jahrzehnt vermehrt resonante Schaltungsvarianten für Gleichspannungswandler untersucht, entwickelt und eingesetzt wurden, die mit hohen Schaltfrequenzen und guten Wirkungsgraden arbeiten (s. Kap. 9).

Anschließend werden allgemein Schaltungsvarianten mit ein- und ausschaltbaren Ventilen und deren Steuerarten sowie die zugehörigen Entlastungsschaltungen ausführlich vorgestellt, da einerseits derartige Schaltungen (hartes Ein- und Ausschalten der Ventile, d.h. verlustbehaftetes Schalten) heute sehr häufig eingesetzt werden. Die ausführliche Beschreibung hat allerdings andererseits den Vorteil, daß damit das Grundverständnis der selbstgeführten Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (U–Wechselrichter), die in Kap. 8 behandelt werden, wesentlich erleichtert wird. Insofern ist dieses Kapitel als Grundlage zum Verständnis neuerer und neuester Entwicklungen vorteilhaft.

7.1 Prinzip des Gleichspannungswandlers (Tiefsetzsteller)

Ein Gleichspannungswandler ist im Prinzip ein elektronischer Schalter, der periodisch einen Verbraucher an eine Gleichspannungsquelle schaltet oder den Verbraucher kurzschließt. Abbildung 7.1 zeigt das Prinzip eines Gleichspannungswandlers.



a) *Prinzipschaltung* **b)** *Spannungs- und Stromverläufe*

Abb. 7.1: *Prinzip des Gleichspannungswandlers (Tiefsetzsteller)*

Bei geschlossenem Schalter S fließt ein Strom $i_Q = i_V$ von der Spannungsquelle U_Q zur Last Z_V, die voraussetzungsgemäß einen Energiespeicher (L_V) enthalten soll. Die Lastspannung ist dann $u_V = U_Q$.

Wird der Schalter S geöffnet, so fließt der Strom i_V über die Freilaufdiode D_F, deren Spannungsabfall hier vernachlässigt wird. Die Lastspannung ist somit $u_V = 0$. Der Strom i_V klingt im Lastkreis ab. Bei sehr großer Zeitkonstante $T_V = L_V/R_V \gg T$ des Lastkreises ist der Laststrom i_V nahezu konstant.

Der Mittelwert U_V der Spannung $u_V(t)$ ergibt sich aus der Einschaltzeit t_e, der Ausschaltzeit t_a und der Periodendauer $T = t_e + t_a$ zu:

$$U_V \;=\; U_Q \cdot \frac{t_e}{T} \;=\; U_Q \cdot a \qquad \left(\text{mit Tastgrad} \quad a = \frac{t_e}{T}\right) \tag{7.1}$$

Bei konstantem Laststrom I_V ist der Mittelwert des Stroms I_Q:

$$I_Q \;=\; I_V \cdot \frac{t_e}{T} \;=\; I_V \cdot a \qquad \left(\text{Mittelwert bei} \quad \frac{L_V}{R_V} \gg T\right) \tag{7.2}$$

Die der Quelle entnommene Leistung ist somit:

$$P_Q \;=\; U_Q \cdot I_Q \;=\; U_Q \cdot I_V \cdot a \tag{7.3}$$

und die von der Last aufgenommene Leistung beträgt:

$$P_V \;=\; U_V \cdot I_V \;=\; U_Q \cdot a \cdot I_V \tag{7.4}$$

Bei verlustlosen Gleichspannungswandlern ist somit die Leistung:

$$P_Q \;=\; P_V \tag{7.5}$$

Als Spannungs–Übersetzungsverhältnis m ergibt sich für diese Schaltung:

$$m \;=\; \frac{U_V}{U_Q} \;=\; a \tag{7.6}$$

(Hinweis: In Kap. 9.1 wird gezeigt, daß es sechs grundlegende Gleichspannungswandler–Topologien mit minimalem Aufwand an leistungselektronischen Bauelementen gibt. Mit der Einführung des Begriffs des *Zellwandlers* erfolgt dort eine allgemeine systematische Darstellung aller grundlegender Wandler–Topologien. Der *Hochsetzsteller* (*Boost–Wandler*) wird auch in Kap. 7.5.2 behandelt.)

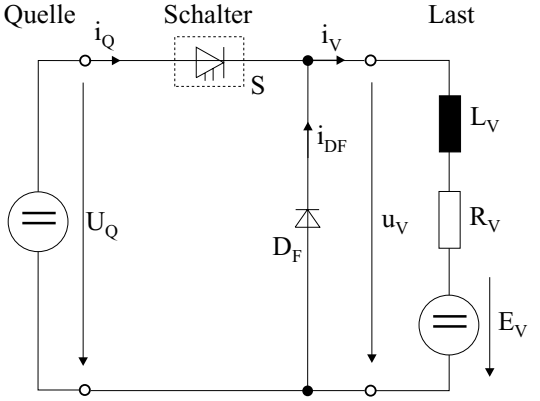


Abb. 7.2: *Gleichspannungswandler mit ein- und ausschaltbarem Halbleiterschalter*

Bei einem realen Gleichspannungswandler wird der Schalter S durch einen *ein- und ausschaltbaren Halbleiterschalter* ersetzt, wie in Abb. 7.2 dargestellt. Je nach benötigter Leistung können unterschiedliche Bauelemente verwendet werden. Bei kleinen Leistungen werden Transistoren eingesetzt. Größere Ströme oder Spannungen werden mit IGBTs oder GTOs bzw. GCTs realisiert.

Bei nicht abschaltbaren Ventilen (wie Thyristoren) muß zum Löschen des Thyristors kurzzeitig eine Sperrspannung (Kommutierungsspannung) an den Thyristor gelegt werden, die von einer Hilfsquelle (Kondensator) zur Verfügung

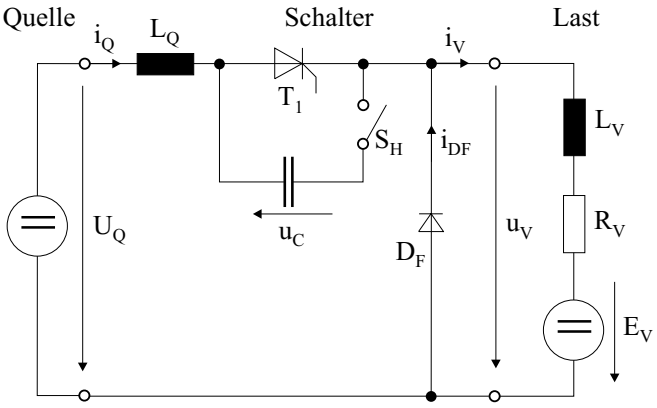


Abb. 7.3: *Grundschaltung mit indirekter Kommutierung*

gestellt wird (Abb. 7.3). Die Kommutierung vom Thyristor auf einen anderen Zweig (in diesem Fall auf den Freilaufzweig) wird damit erzwungen. Der Gleichspannungswandler ist somit ein Stromrichter mit *erzwungener Kommutierung* (Zwangskommutierung).

7.2 Gleichspannungswandler mit nicht abschaltbaren Bauelementen

7.2.1 Gleichspannungswandler–Grundschaltung (Tröger–Schaltung)

Die lange Zeit in der Literatur am häufigsten beschriebene Gleichspannungswandlerschaltung zeigt Abb. 7.4. Dieses Kommutierungsprinzip wurde bereits 1938 von R. Tröger in einer Wechselrichterschaltung als Patent angemeldet [395]. Das Kommutierungsprinzip ist übersichtlich und einfach. Die erzwungene Kommutierung dieser Schaltung ist jedoch vom Lastkreis abhängig.

Obwohl diese Schaltung heute keine praktische Bedeutung mehr hat, soll ihre prinzipielle Funktion im Folgenden beschrieben werden. Die Gründe sind:

- die Tröger–Schaltung und die aus ihr weiterentwickelten sperrspannungsfreien Gleichspannungswandler–Schaltungen waren die Grundeinheit für die Umrichter mit eingeprägter Spannung (U–Umrichter, siehe Kap. 8), die Thyristoren als Schaltelemente verwenden;

- eine neue Generation von sogenannten *resonanten Wandlern* verwendet ebenso Resonanzkreise (siehe Kap. 9). Diese Resonanzkreise werden eingesetzt, um die an sich über Steuerimpulse abschaltbaren Halbleiterschalter von Ein- und Ausschaltverlusten zu entlasten. Durch diese Entlastung

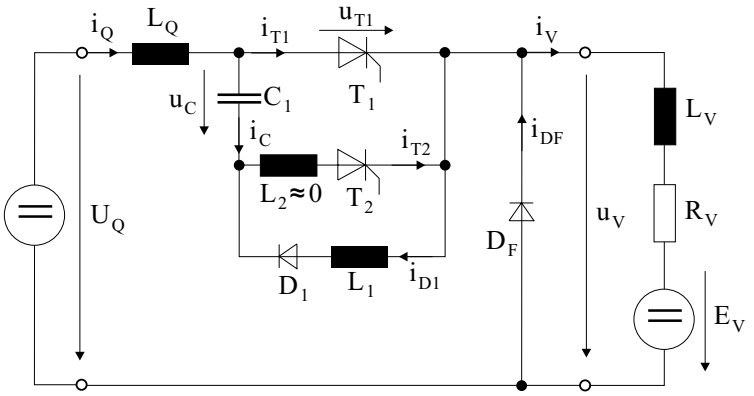


Abb. 7.4: *Grundschaltung des Gleichspannungswandlers mit indirekter Kommutierung (Tröger–Schaltung) (Entlastungsnetzwerke nicht gezeichnet)*

von Schaltverlusten kann die Schaltfrequenz erheblich erhöht werden; das ermöglicht ein kleineres Bauvolumen u.a. bei den eventuell notwendigen Filterelementen und eine Verringerung der Geräuschbelastung.

Die Vorgänge beim *Ein- und Ausschalten* sollen im Folgenden genauer untersucht werden. Die zugehörigen Strom- und Spannungsverläufe sind in Abb. 7.5 dargestellt. Thyristoren und Dioden werden dabei vereinfachend als ideal und der Laststrom i_V als konstant angenommen.

1. *Erstmaliges Aufladen des Löschkondensators* ($t_0 \le t \le t_1$)::

   Aus der Schaltung ist zu erkennen, daß der Kondensator C_1 nur über den Lastkreis durch Zünden des Thyristors T_2 aufgeladen werden kann. Die Aufladung des Kondensators erfolgt mit einer Stromschwingung. Es wird zunächst vorausgesetzt, daß im Lastkreis keine Spannungsquelle vorhanden ist. Der Scheitelwert des Ladestroms wird von der Kapazität des Kondensators, der Induktivität des Lastkreises und von den Widerständen im Kreis bestimmt.

   Nach der Schwingungsgleichung könnte der Kondensator C_1 auf eine Spannung $u_C \le 2 \cdot U_Q$ aufgeladen werden, da im $L_V C_1$–Schwingkreis nur ein positiver Strom aufgrund von T_2 möglich ist. Der Kondensator kann sich aber nur bis $u_C = U_Q$ aufladen, weil danach die Spannung an der Freilaufdiode D_F positiv wird und diese den Lastkreis kurzschließt.

2. *Einschalten (Zünden) des Hauptthyristors* ($t_2 \leq t \leq t_4$):

   Mit der Aufladung des Kondensators C_1 über T_2 ist die Schaltung jedoch noch nicht löschfähig. Erst nach einem Umschwingvorgang wird die richtige Polarität hergestellt. Nach Zünden des Thyristors T_1 zum Zeitpunkt t_2 fließt der Kondensatorstrom i_C durch die Diode D_1 und die Drossel L_1. Die sinusförmige Halbschwingung des Stroms i_C bewirkt eine Umladung des Kondensators auf $u_C = -U_Q$. Der Gleichspannungswandler ist nun löschfähig (Zeitpunkt t_4).

   Im periodischen Betrieb des Gleichspannungswandlers wird nach dem Einschalten des Thyristors T_1 der Laststrom I_V von der Freilaufdiode D_F auf den Thyristor T_1 kommutiert. Im Zweig des Thyristors T_1 muß zur Begrenzung des Stromanstieges und zur Begrenzung des Reverse–Recovery–Effekts der Diode D_F eine hier nicht gezeichnete Induktivität vorhanden sein (Intervall $t_2 \leq t \leq t_3$).

   Zu beachten ist, daß während des Umschwingvorgangs der Thyristor T_1 zusätzlich zum Laststrom I_V mit dem Umschwingstrom i_C belastet wird. Zu beachten ist weiterhin, daß bei der Kommutierung des Laststroms I_V von der Freilaufdiode D_F auf den Hauptthyristor T_1 die parasitären Leitungsinduktivitäten L_Q zur Quelle U_Q wirksam sind.

3. *Löschen des Hauptthyristors* ($t_5 \leq t \leq t_6$):

   Zur Löschung des Stroms im Thyristor T_1 wird der Löschthyristor T_2 gezündet (Zeitpunkt t_5). Auch in diesem Zweig muß eine geringe Induktivität L_2 vorhanden sein, die den Stromanstieg begrenzt, so daß das zulässige $di/\,dt$ des Thyristors T_2 nicht überschritten wird. In praktisch ausgeführten Schaltungen genügt oft die Induktivität der Leitungsverbindungen.

   Der erste Teil der Kommutierung ist abgeschlossen, wenn der Strom i_{T1} im Thyristor T_1 zum Zeitpunkt t_6 zu Null geworden ist und die Kondensatorspannung u_C als Sperrspannung an T_1 anliegt. Dadurch erhöht sich die Lastspannung auf:

$$u_V(t_6) \;=\; U_Q + u_C(t_6) \;=\; U_Q + u_{T1}(t_6) \;=\; 2 \cdot U_Q \tag{7.7}$$

   Dies ist bei der Auslegung des Lastkreises zu beachten.

4. *Ende des Kommutierungszyklus* ($t_6 \leq t \leq t_9$):

   Im Zeitintervall t_6 bis t_8 wird der Kondensator C_1 mit dem (annähernd) konstanten Laststrom I_V linear umgeladen. Wenn die Lastspannung $u_V = 0$ geworden ist, beginnt die Freilaufdiode D_F zu leiten; der Kondensator C_1 ist damit auf die Spannung $u_C = U_Q$ aufgeladen (Zeitpunkt t_8). Die in der Induktivität L_2 und den parasitären Leitungsinduktivitäten L_Q zur Quelle vorhandene Energie wird während der Kommutierung des Laststroms I_V von T_2 auf D_F abgebaut (Intervall $t_8 \leq t \leq t_9$).

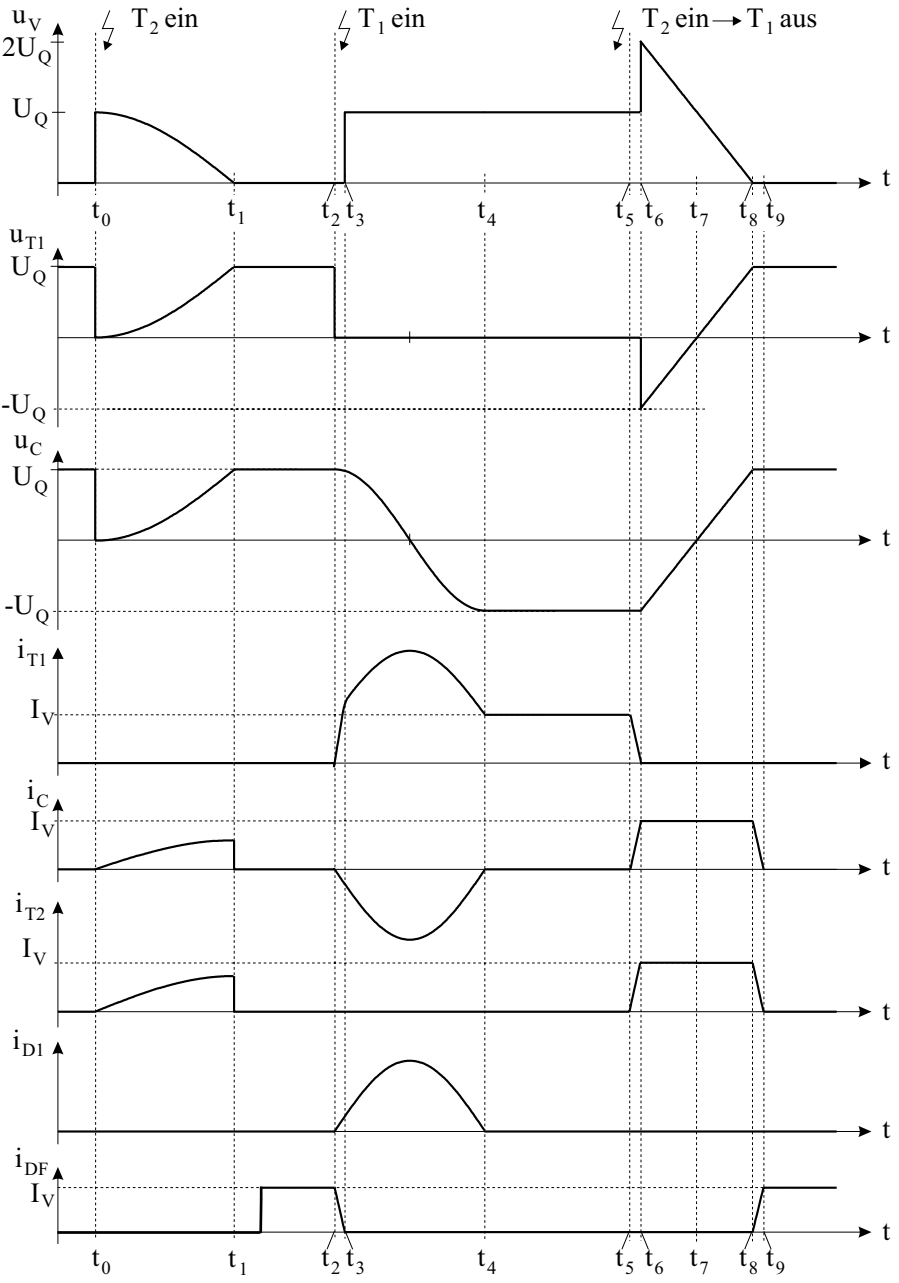


Abb. 7.5: *Zeitverläufe bei der Tröger–Schaltung (ohne Reverse–Recovery–Effekte)*

Dimensionierung der Löschschaltung:

a) *Kondensator C_1, Schonzeit t_c, Umladezeit t_{um}:*

Beim Ausschalten liegt am Thyristor T_1 die Spannung u_C im Zeitintervall t_6 bis t_7 als Sperrspannung an. Somit ergibt sich die Schonzeit t_c des Thyristors T_1 zu:

$$t_c \;=\; t_7 - t_6 \;=\; \frac{\hat{U}_C \cdot C_1}{I_V} \qquad (\text{mit} \quad \hat{U}_C \;=\; U_Q) \tag{7.8}$$

(lineares Umladen von C_1; $u_{T1} \leq 0$; Schonzeit $t_c >$ Freiwerdezeit t_q)

Die Schonzeit t_c ist somit eine Funktion von $\hat{U}_C$ und Laststrom I_V. Aus dieser Gleichung kann durch Vorgabe von t_c, $\hat{U}_{C\,min}$ und $I_{V\,max}$ die Kapazität C_1 des Kondensators berechnet werden:

$$C_1 \;=\; \frac{I_{V\,max} \cdot t_c}{\hat{U}_{C\,min}} \;=\; \frac{I_{V\,max} \cdot t_c}{U_{Q\,min}} \tag{7.9}$$

Die Kondensatorspannung $\hat{U}_{C\,min}$ (Zeitintervall t_4 bis t_5) ist die minimale Spannung, mit der der maximale Laststrom $I_{V\,max}$ noch kommutiert werden kann. Bei schwankender Eingangsspannung U_Q muß der Kommutierungskreis für die niedrigste Spannung $\hat{U}_{C\,min} = U_{Q\,min}$ ausgelegt werden.

Damit ergibt sich als ungünstigste Umladezeit:

$$t_{um} \;=\; t_8 - t_6 \;=\; \frac{2 \cdot U_{Q\,max} \cdot C_1}{I_V} \;=\; f(I_V, U_Q) \tag{7.10}$$

Wesentlich ist somit, daß der Löschvorgang (Umladung von C_1) von der Amplitude I_V des Laststroms bestimmt wird, d.h. je kleiner der Laststrom desto länger der Umladevorgang. Gewünscht wäre eine vom Laststrom I_V unabhängige Umschwingzeit (siehe z.B. [381]).

b) *Induktivität L_1:*

Beim Einschalten ist im Zeitintervall t_2 bis t_4 der Schwingkreis aus L_1, C_1, D_1 und T_1 wirksam. Der Strom $i_C(t)$ führt eine Sinus–Halbschwingung, die Spannung $u_C(t)$ eine Cosinus–Halbschwingung aus.

Für den LC–Schwingkreis gilt:

$$\omega_r \;=\; \frac{2\pi}{T_r} \;=\; \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}; \qquad \frac{T_r}{2} \;=\; t_4 - t_2 \tag{7.11}$$

Für die Induktivität L_1 ergibt sich somit:

$$L_1 \;=\; \frac{T_r^2}{4\pi^2 \cdot C_1} \tag{7.12}$$

Damit erhält man als kleinste Einschaltzeit $t_{e\,min}$:

$$t_{e\,min} \;\geq\; \frac{T_r}{2} \;+\; t_{um} \tag{7.13}$$

c) *maximaler Strom* $\hat{I}_{C\,max}$, $I_{T1\,max}$:

Der Scheitelwert $\hat{I}_{C\,max}$ des maximalen Umschwingstroms ergibt sich aus:

$$\hat{I}_{C\,max} \;=\; \hat{U}_{Cmax} \cdot \omega_r C_1 \;=\; U_{Q\,max} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \;=\; U_{Q\,max} \cdot C_1 \cdot \frac{2\pi}{T_r} \qquad (7.14)$$

Somit zeigt sich, daß $\hat{I}_{C\,max}$ um so größer wird, je kleiner die Umschwingzeit $T_r/\,2$ bzw. die Induktivität L_1 gewählt wird.

Während des Umschwingvorgangs wird der Thyristor T_1 nicht nur mit dem Laststrom I_V, sondern zusätzlich mit dem Umschwingstrom i_C belastet. Der maximale Thyristorstrom $I_{T1\,max}$ ist somit:

$$I_{T1\,max} \;=\; I_{V\,max} \;+\; \hat{I}_{C\,max} \qquad (7.15)$$

Hinweis: Bei Gleichspannungswandlern, die beispielsweise aus einer Fahrleitung gespeist werden, ist die Fahrleitung im einfachsten Fall als Leitungsinduktivität zu approximieren (in Abb. 7.4 als Induktivität L_Q dargestellt). Damit ist zwischen der Spannungsquelle U_Q und dem Steller eine zusätzliche Induktivität zu berücksichtigen; dies hat Auswirkungen auf den Spannungsverlauf des Kondensators C_1 während des Löschvorgangs (nach t_8). Durch L_Q wird das Zeitintervall $(t_9 - t_8)$ verlängert:

$$t_9 \;-\; t_8 \;=\; \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{(L_Q + L_2) \cdot C_1} \qquad (7.16)$$

Durch diese verlängerte Stromführung erfolgt eine Überladung des Kondensators C_1 um

$$\Delta u_C \;=\; I_V \cdot \sqrt{\frac{L_Q + L_2}{C_1}} \qquad (7.17)$$

Anschließend an die Überladung erfolgt ein Rückschwingvorgang über L_1, D_1, C_1 sowie L_Q, der die Kondensatorspannung um $2\,\Delta u_C$ verringert (Endzustand: $u_C = U_Q - \Delta u_C$). Der Rückschwingvorgang kann vermieden werden, wenn statt der Diode D_1 ein Thyristor T_3 eingesetzt wird, der gleichzeitig mit T_1 zu zünden ist. Die gleichen Aussagen gelten, wenn ein induktives Eingangsfilter vorgesehen ist.

Ausgehend von der Tröger–Schaltung wurden eine Reihe weiterer Löschschaltungen entwickelt. Zwei davon sollen im Anschluß ausführlicher behandelt werden: die *sperrspannungsfreie Schaltung* und der *Gleichspannungswandler mit rückwärtsleitenden Thyristoren.*

7.2.2 Sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler–Schaltung

Eine Abwandlung der Tröger–Schaltung ist die sogenannte *sperrspannungsfreie* Schaltung nach Abb. 7.6, bei der antiparallel zum Hauptthyristor T_1 die Diode D_1 liegt. Diese Schaltung war wichtig als Grundschaltung für selbstgeführte U–Wechselrichter mit Thyristoren.

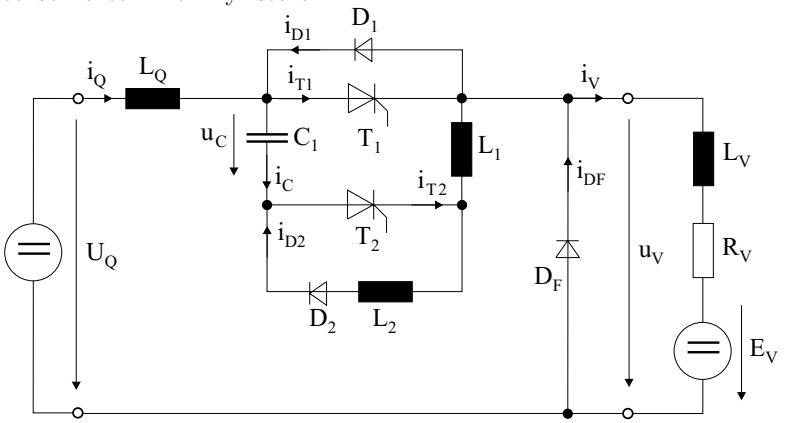


Abb. 7.6: *Sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler–Schaltung*

Wie aus dem Verlauf der Ausgangsspannung $u_V(t)$ der Tröger–Schaltung in Abb. 7.5 zu ersehen ist, wird beim Zünden des Löschthyristors T_2 die Ausgangsspannung auf den Wert $u_V = 2 \cdot U_Q$ angehoben; dies bedeutet eine unerwünschte Beanspruchung der Isolation des Lastkreises und eine zusätzliche Erhöhung des di_V/dt (Welligkeit des Laststroms). Um diesen Einfluß des Löschvorgangs auf die Ausgangsspannung zu vermeiden und um außerdem einen Verlauf des Löschvorgangs möglichst unabhängig von der Amplitude des Laststroms zu erhalten, wurde die sperrspannungsfreie Löschschaltung entwickelt.

Wesentliches Kennzeichen dieser Schaltung ist, daß sich der Löschkreis nach dem Zünden des Löschthyristors T_2 nicht mehr über den Lastkreis, sondern über den Schwingkreis mit L_1, C_1 und T_1/D_1 schließt. Am Hauptthyristor T_1 liegt daher während des Löschvorgangs nur noch die Durchlaßspannung der Diode D_1 in Sperrichtung an. Der Thyristor T_1 wird somit nur noch mit Blockierspannung, und mit einer Sperrspannung, die der Durchlaßspannung der Diode D_1 gleich ist, beansprucht.

Wichtig ist außerdem, daß beim Zünden des Löschthyristors T_2 ein stetiger Übergang des Laststroms vom Thyristor T_1 auf den Löschkreis mit einem definierten $(di/dt)_{zul}$ für den Thyristor T_2 erfolgt.

Die Topologie aus Thyristor mit antiparalleler Diode ermöglicht daher eine andere Optimierung der Halbleiterschichten im Anodenbereich, da der anodenseitige pn–Übergang praktisch nicht mehr mit Sperrspannung beansprucht wird. Statt eines Frequenzthyristors (Optimierung auf kleine Freiwerdezeit bei erträgli-

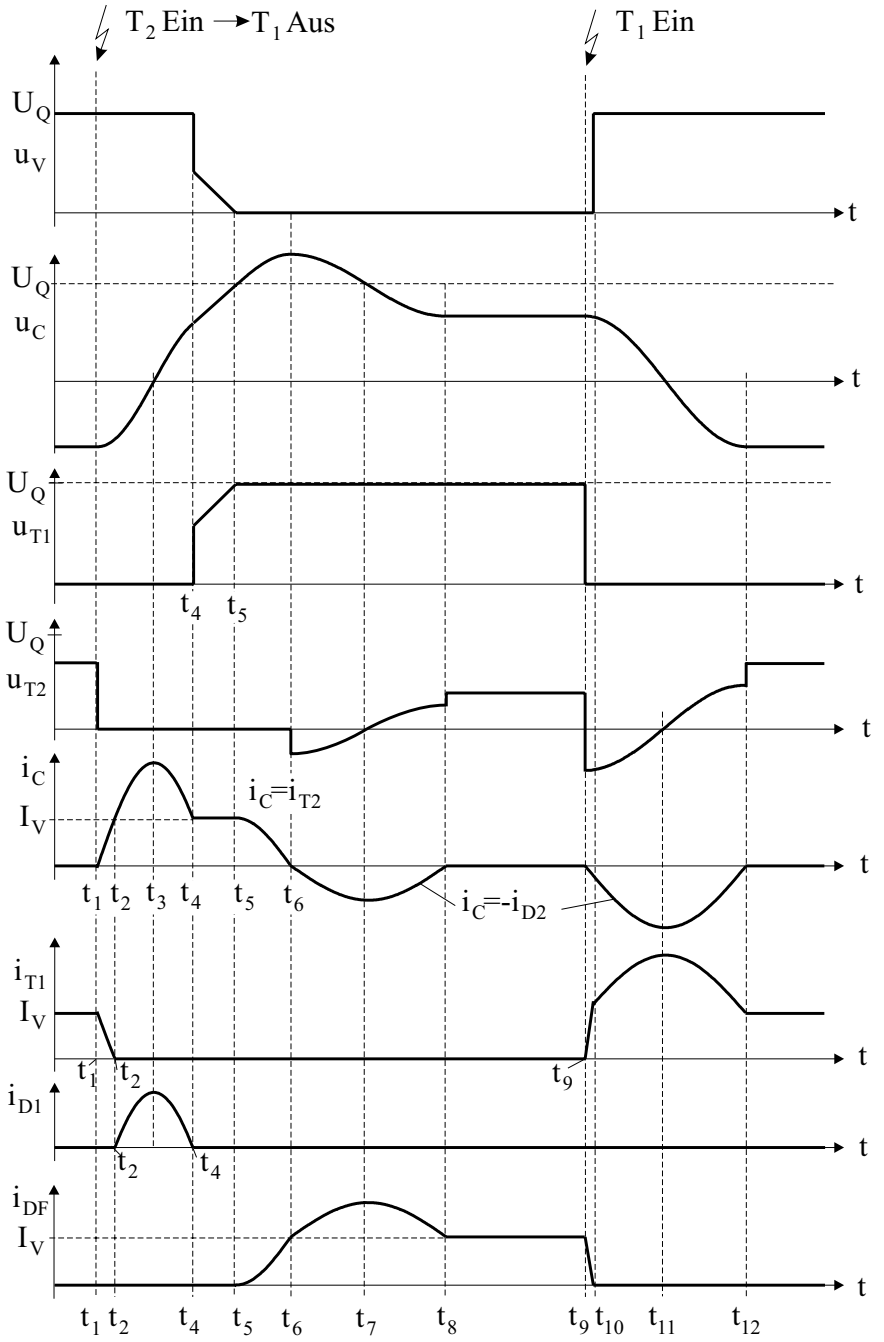
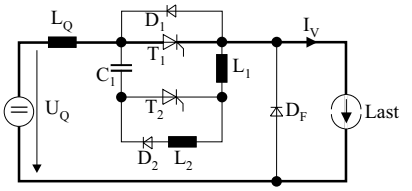
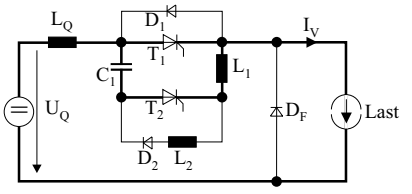


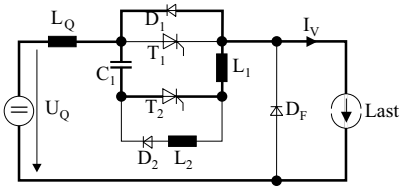
Abb. 7.7: *Zeitverläufe der Systemgrößen bei der sperrspannungsfreien Schaltung*



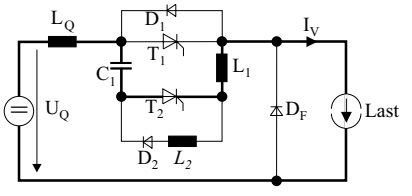
1. Eingeschaltet ($t < t_1$)



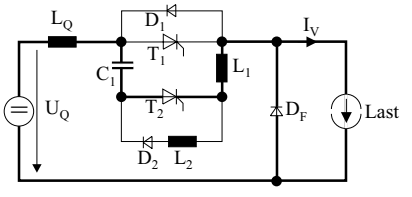
2. Abschalten: T_2 ein ($t_1 \leq t < t_2$)



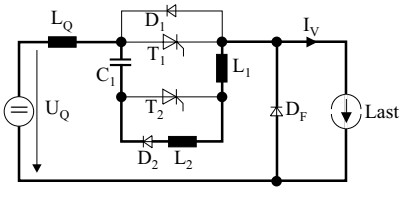
3. Umschwingen über D_1 ($t_2 \leq t < t_4$)



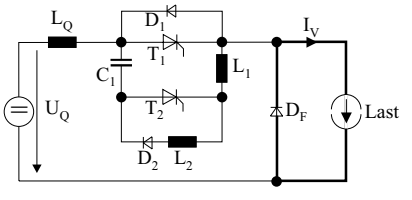
4. Umladen von C_1 ($t_4 \leq t < t_5$)



5. Kommutierung nach D_F ($t_5 \leq t < t_6$)



6. Rückladen von C_1 ($t_6 \leq t < t_8$)



7. Ausgeschaltet ($t_8 \leq t < t_9$)

Abb. 7.8: *Schaltzustände beim Ausschalten der sperrspannungsfreien Schaltung*

cher Durchlaßspannung und gewünschte Blockier- und Sperrspannung) kann hier ein *unsymmetrischer Thyristor* (ASCR) eingesetzt werden, der auf kleinere Freiwerdezeit bei erträglicher Durchlaßspannung und gewünschter Blockierspannung optimiert wird (siehe *Elektrische Antriebe 3* [60, 61]).

Die Zeitverläufe beim Aus- und Einschalten sind in Abb. 7.7 dargestellt. Es werden wiederum ideale Bauelemente und ein konstanter Laststrom I_V vorausgesetzt.

Der *Löschvorgang* (Ausschaltvorgang) läuft wie folgt ab (die Schaltzustände sind in Abb. 7.8 dargestellt):

Schaltzustand 1 $(t < t_1)$: Eingeschalteter Zustand.

$$u_C = -U_{C(0)} > -U_Q\,; \quad u_V = U_Q\,; \quad u_{T1} \approx 0\,; \quad i_{T1} = I_V \tag{7.18}$$

Schaltzustand 2 $(t_1 \le t < t_2)$: Zum Zeitpunkt t_1 wird der Löschthyristor T_2 gezündet; dadurch wird ein Schwingkreis mit L_1, C_1, T_2 und T_1 wirksam. Der Strom i_C steigt sinusförmig an; der Thyristorstrom $i_{T1} = I_V - i_C$ wird entsprechend abgebaut.

Resonanzkreis mit L_1, C_1:

$$\omega_{r1} = \frac{2\pi}{T_{r1}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}\,; \qquad Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \tag{7.19}$$

Zeitverläufe:

$$u_C = -U_{C(0)} \cdot \cos\omega_{r1}(t - t_1)\,; \qquad u_{T1} \approx 0 \tag{7.20}$$

$$i_C = i_{T2} = \frac{U_{C(0)}}{Z_{r1}} \cdot \sin\omega_{r1}(t - t_1)\,; \qquad i_{T1} = I_V - i_C \tag{7.21}$$

Zeitpunkt t_2:

$$i_{T1}(t_2) = 0\,; \qquad i_C(t_2) = I_V \tag{7.22}$$

Schaltzustand 3 $(t_2 \le t < t_4)$: Zum Zeitpunkt t_2 wird $i_{T1} = 0$; der Thyristor T_1 sperrt. Der Schwingkreis wird nun über die Diode D_1 geschlossen; der Diodenstrom ist $i_{D1} = i_C - I_V$. An T_1 liegt die Durchlaßspannung von D_1 als Sperrspannung an. Somit ist die Schonzeit von T_1 durch $t_c = t_4 - t_2$ festgelegt. (Wenn im Pfad von D_1 eine parasitäre Induktivität $L_{\sigma D}$ wirksam ist, dann wird die Sperrspannung am Thyristor T_1 größer als die Durchlaßspannung der Diode D_1; vergl. hierzu die Erläuterungen zu Abb. 8.84 in Kap. 8.7.1.)

$$u_C = -U_{C(0)} \cdot \cos\omega_{r1}(t - t_1)\,; \qquad u_{T1} \approx 0 \tag{7.23}$$

$$i_C = i_{T2} = \frac{U_{C(0)}}{Z_{r1}} \cdot \sin\omega_{r1}(t - t_1)\,; \qquad i_{D1} = i_C - I_V \tag{7.24}$$

Zeitpunkt t_3 (Maximum von i_C):

$$i_C(t_3) \;=\; \hat{I}_C \;=\; \frac{U_{C(0)}}{Z_{r1}} \;=\; U_{C(0)} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \tag{7.25}$$

Zeitpunkt t_4:

$$u_C(t_4) \;=\; \sqrt{U_{C(0)}^2 \;-\; (I_V \cdot Z_{r1})^2} \;<\; U_Q \tag{7.26}$$

$$i_C(t_4) \;=\; I_V\,; \qquad\qquad i_{D1}(t_4) \;=\; 0 \tag{7.27}$$

$$t_4 \;-\; t_1 \;=\; \frac{T_{r1}}{2\pi} \cdot \left(\pi \;-\; \arcsin \frac{I_V \cdot Z_{r1}}{U_{C(0)}}\right) \tag{7.28}$$

$$t_c \;=\; t_4 \;-\; t_2 \;=\; \frac{T_{r1}}{2\pi} \cdot \left(\pi \;-\; 2 \cdot \arcsin \frac{I_V \cdot Z_{r1}}{U_{C(0)}}\right) \tag{7.29}$$

Schaltzustand 4 ($t_4 \le t < t_5$): Zum Zeitpunkt t_4 wird der Diodenstrom $i_{D1} = 0$; D_1 sperrt wieder. Die Spannung an T_1 springt auf $u_{T1} = u_C > 0$. Der Kondensator C_1 wird anschließend mit I_V linear weiter aufgeladen, bis zum Zeitpunkt t_5 die Spannung $u_C = U_Q$ erreicht ist. Damit ist die Lastspannung $u_V = 0$; die Freilaufdiode D_F wird leitend.

$$u_C \;=\; u_{T1} \;=\; u_C(t_4) \;+\; \frac{I_V}{C_1} \cdot (t - t_4)\,; \qquad u_V \;=\; U_Q \;-\; u_C \tag{7.30}$$

$$i_C \;=\; i_{T2} \;=\; I_V\,; \qquad\qquad i_{D1} \;=\; 0 \tag{7.31}$$

Zeitpunkt t_5:

$$u_C(t_5) \;=\; U_Q\,; \qquad\qquad u_V(t_5) \;=\; 0 \tag{7.32}$$

$$t_5 \;-\; t_4 \;=\; C_1 \cdot \frac{U_Q - u_C(t_4)}{I_V} \tag{7.33}$$

Schaltzustand 5 ($t_5 \le t < t_6$): Die Kommutierung vom Thyristor T_2 auf die Freilaufdiode D_F wird durch den Schwingkreis mit C_1, T_2, L_1, D_F und der Spannungsquelle U_Q bestimmt. Der Strom i_C wird mit einer Cosinus–Viertelschwingung abgebaut, der Strom $i_{DF} = I_V - i_C$ wird entsprechend aufgebaut. Der Kondensator C_1 wird weiter aufgeladen.

Mit $L_Q \ll L_1$ gilt:

$$u_C \;=\; U_Q \;+\; I_V \cdot Z_{r1} \cdot \sin \omega_{r1}(t - t_5)\,; \qquad u_{T1} \;=\; U_Q \tag{7.34}$$

$$i_C \;=\; i_{T2} \;=\; I_V \cdot \cos \omega_{r1}(t - t_5)\,; \qquad i_{DF} \;=\; I_V \;-\; i_C \tag{7.35}$$

Zeitpunkt t_6 (Maximum von u_C):

$$u_C(t_6) \;=\; \hat{U}_C \;=\; U_Q \;+\; I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \tag{7.36}$$

$$i_C(t_6) \;=\; i_{T2}(t_6) \;=\; 0\,; \qquad i_{DF}(t_6) \;=\; I_V \tag{7.37}$$

$$t_6 \;-\; t_5 \;=\; \frac{T_{r1}}{4} \;=\; \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_1 C_1} \tag{7.38}$$

Schaltzustand 6 ($t_6 \le t < t_8$): Zum Zeitpunkt t_6 ist $i_{T2} = i_C = 0$; der Thyristor T_2 sperrt. Die Kondensatorspannung u_C hat ihr Maximum $\hat{U}_C$ nach Gl. (7.36) erreicht. Die Stromrichtung von i_C kehrt sich nunmehr um; der Schwingkreis wird über D_2 und L_2 statt über T_2 geschlossen. Der Kondensator C_1 wird mit einer Halbschwingung auf $u_C < U_Q$ entladen. Dadurch wird die Freilaufdiode D_F mit i_C zusätzlich belastet. Die Induktivität L_2 verringert die Amplitude von i_C, vergrößert jedoch die Dauer $(t_8 - t_6)$ der Halbschwingung.

Resonanzkreis mit L_1, L_2, C_1 ($L_Q \ll L_1$):

$$\omega_{r2} \;=\; \frac{2\pi}{T_{r2}} \;=\; \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1}}\,; \qquad Z_{r2} \;=\; \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1}} \tag{7.39}$$

Zeitverläufe:

$$u_C \;=\; U_Q \;+\; I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \cos \omega_{r2}(t - t_6) \tag{7.40}$$

$$u_{T2} \;=\; (U_Q \;-\; u_C) \cdot \frac{L_2}{L_1 + L_2} \;=\; -\, I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \frac{L_2}{L_1 + L_2} \cdot \cos \omega_{r2}(t - t_6) \tag{7.41}$$

$$i_C \;=\; -\, i_{D2} \;=\; -\, I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_1 + L_2}} \cdot \sin \omega_{r2}(t - t_6) \tag{7.42}$$

$$i_{DF} \;=\; I_V \;-\; i_C \;=\; I_V \;+\; i_{D2} \tag{7.43}$$

Zeitpunkt t_7 (Maximum von i_{DF}):

$$i_C(t_7) \;=\; -\, I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_1 + L_2}} \tag{7.44}$$

$$i_{DF}(t_7) \;=\; I_{DF\,max} \;=\; I_V \cdot \left(1 \;+\; \sqrt{\frac{L_1}{L_1 + L_2}}\right) \tag{7.45}$$

Zeitpunkt t_8:

$$u_C(t_8) \;=\; U_Q \;-\; I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\,; \qquad i_C \;=\; 0\,; \qquad i_{DF} \;=\; I_V \tag{7.46}$$

$$t_8 \;-\; t_6 \;=\; \frac{T_{r2}}{2} \;=\; \pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1} \tag{7.47}$$

Schaltzustand 7 ($t_8 \le t < t_9$): Zum Zeitpunkt t_8 wird der Strom $i_C = -\,i_{D2} = 0$; der Löschvorgang ist abgeschlossen.

$$u_V = 0\,; \quad u_{T1} = U_Q\,; \quad u_{T2} = I_V \cdot Z_{r1}\,; \quad u_C = U_Q - I_V \cdot Z_{r1} \tag{7.48}$$

Die *Gesamtzeit ($t_8 - t_1$) des Löschvorgangs* wird im wesentlichen durch die Auslegung der beiden Schwingkreise (C_1, L_1, L_2) bestimmt. Nur das Zeitintervall $t_5 - t_3$ wird vom Laststrom I_V beeinflußt.
Mit $T_{r1} = 2\pi \cdot \sqrt{L_1 C_1}$ und $T_{r2} = 2\pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1}$ gilt für:
a) sehr kleine Lastströme $I_V \approx 0$:

$$(t_8 - t_1)_{min} = \frac{T_{r1}}{2} + \frac{T_{r2}}{2} \tag{7.49}$$

$$\hat{U}_C = u_C(t_6) = U_Q \tag{7.50}$$

$$\hat{I}_C = i_C(t_3) = U_Q \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \tag{7.51}$$

b) den (theoretisch zulässigen) maximalen Strom $I_{V\,max}$:

$$I_{V\,max} = \frac{U_Q}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \tag{7.52}$$

$$(t_8 - t_1)_{max} = \frac{T_{r1}}{2} + \frac{T_{r1}}{\pi} + \frac{T_{r2}}{2} \tag{7.53}$$

$$\hat{U}_C = u_C(t_6) = 1,5 \cdot U_Q \tag{7.54}$$

$$\hat{I}_C = i_C(t_3) = I_V = \frac{U_Q}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \tag{7.55}$$

Die Vorgänge beim *Einschalten* (Zünden) des Hauptthyristors T_1 sind analog zur Tröger–Schaltung (vergl. Abb. 7.7, t_9 bis t_{12}, für die sperrspannungsfreie Schaltung und Abb. 7.5, t_2 bis t_4, für die Tröger–Schaltung).
Zeitabschnitt $t_9 \le t < t_{10}$: Zum Zeitpunkt t_9 wird der Hauptthyristor T_1 gezündet. Der Laststrom I_V kommutiert von der Freilaufdiode D_F in den Hauptkreis (T_1); die wirksame Induktivität ist L_Q (sowie weitere parasitäre Induktivitäten im Hauptkreis). Durch die Zündung von T_1 wird außerdem der Schwingkreis L_1, L_2, D_2, C_1 und T_1 wirksam; der Kondensator C_1 wird mit einer Halbschwingung umgeladen.

$$u_C = (U_Q - I_V \cdot Z_{r1}) \cdot \cos \omega_{r2}(t - t_9) \tag{7.56}$$

$$i_C = -\,i_{D2} = -\,\frac{U_Q - I_V \cdot Z_{r1}}{Z_{r2}} \cdot \sin \omega_{r2}(t - t_9) \tag{7.57}$$

$$i_Q = \frac{U_Q}{L_Q} \cdot (t - t_9)\,; \qquad i_{DF} = I_V - \frac{U_Q}{L_Q} \cdot (t - t_9) \tag{7.58}$$

$$i_{T1} = i_Q - i_C = \frac{U_Q}{L_Q} \cdot (t - t_9) + \frac{U_Q - I_V \cdot Z_{r1}}{Z_{r2}} \cdot \sin \omega_{r2}(t - t_9) \tag{7.59}$$

Zeitabschnitt $t_{10} \leq t < t_{12}$: Zum Zeitpunkt t_{10} ist $i_{DF} = 0$, der Laststrom ist vollständig in den Hauptkreis kommutiert ($i_Q = I_V$). Der Schwingkreis ist weiter wirksam und C_1 wird weiter umgeladen.

$$u_C = (U_Q - I_V \cdot Z_{r1}) \cdot \cos \omega_{r2}(t - t_9) \tag{7.60}$$

$$u_{T2} = -\frac{L_2}{L_1 + L_2} \cdot u_C \tag{7.61}$$

$$i_C = -i_{D2} = -\frac{U_Q - I_V \cdot Z_{r1}}{Z_{r2}} \cdot \sin \omega_{r2}(t - t_9) \tag{7.62}$$

$$i_{T1} = I_V - i_C = I_V + \frac{U_Q - I_V \cdot Z_{r1}}{Z_{r2}} \cdot \sin \omega_{r2}(t - t_9) \tag{7.63}$$

Zeitpunkt t_{11} (Maximum von i_{T1}):

$$i_{T1}(t_{11}) = I_{T1\,max} = I_V + \frac{U_Q - I_V \cdot Z_{r1}}{Z_{r2}} \tag{7.64}$$

Zeitpunkt t_{12}:

$$i_{T1}(t_{12}) = I_V\,; \qquad i_C(t_{12}) = 0 \tag{7.65}$$

$$u_C(t_{12}) = -(U_Q - I_V \cdot Z_{r1}) = -\left(U_Q - I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\right) \tag{7.66}$$

$$t_{12} - t_9 = \frac{T_{r2}}{2} = \pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1} \tag{7.67}$$

Zeitabschnitt $t \geq t_{12}$: Zum Zeitpunkt t_{12} ist $i_{D2} = 0$, der Umschwingvorgang ist abgeschlossen. Die Schaltung hat damit wieder den Anfangszustand ($t < t_1$) erreicht.

Mit Gl. (7.66) liegt auch der lastromabhängige Anfangswert der Kondensatorspannung fest:

$$u_C(t_2) = u_C(t_{12}) = -U_{C(0)} = -\left(U_Q - I_V \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\right) \tag{7.68}$$

Mit dem maximalen Laststrom $I_{V\,max}$ nach Gl. (7.52) ergibt sich der maximale Thyristorstrom $I_{T1\,max}$ nach Gl. (7.64) zu:

$$I_{T1\,max} \;=\; \frac{U_Q}{2} \cdot \left(\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \;+\; \sqrt{\frac{C_1}{L_1 + L_2}} \right) \tag{7.69}$$

Für $L_2 \ll L_1$ gilt:

$$I_{T1\,max} \;=\; U_Q \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \;=\; 2 \cdot I_{V\,max} \tag{7.70}$$

Abschließender Hinweis: Der Rückladevorgang von C_1 während der Zeit t_6 bis t_8 kann vermieden werden, wenn die Diode D_2 durch einen Thyristor T_3 ersetzt wird, der gleichzeitig mit T_1 zu zünden ist. Bei der Dimensionierung der Schaltung ist zu beachten, daß bei dieser Variante der Anfangswert $U_{C(0)}$ der Kondensatorspannung größer als U_Q ist.

7.2.3 Weitere Schaltungs–Abwandlungen mit Löschkreis

Bei den bisher beschriebenen Gleichspannungswandler–Schaltungen wurde die Kommutierung des Laststroms vom Hauptkreis auf die Freilaufdiode (Ausschalten) durch die Zündung des Löschthyristors T_2 eingeleitet; beim Einschalten des Haupthyristors erfolgte ein Umschwingvorgang (Halbschwingung) des Kondensators. Dieser Umschwingvorgang kann auch mit der Löschung gekoppelt werden.

Eine dazu geeignete Schaltung zeigt Abb. 7.9. Der Kondensator C_1 wird beim Einschalten der Spannung U_Q über C_1, L_1, D_1 und die Last auf die Spannung $u_C = U_{C(0)} > U_Q$ aufgeladen; der Hauptthyristor T_1 kann nun zu einem beliebigen Zeitpunkt gezündet werden.

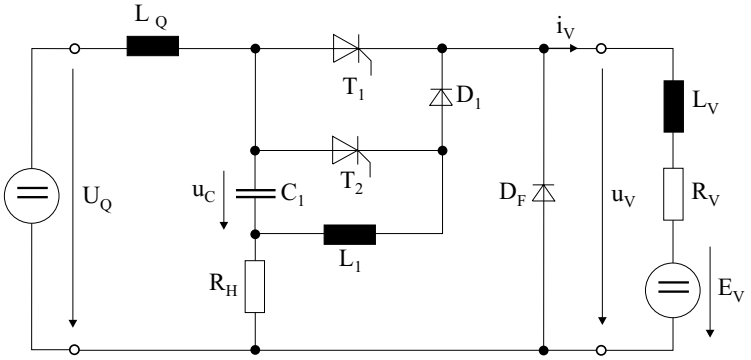


Abb. 7.9: *Gleichspannungswandler–Schaltung mit gekoppelter Kondensator–Umschwingung und Löschung des Hauptthyristors*

Der Hilfswiderstand R_H vom Kondensator zum Minuspol der Spannungsquelle kann den Sperrstrom der Diode D_1 und den Blockierstrom des Thyristors T_2 ableiten und somit eine Entladung des Kondensators verhindern.

Zur Löschung des Hauptthyristors T_1 wird der Thyristor T_2 gezündet. Im Resonanzkreis C_1, L_1, T_2 wird der Kondensator von $+U_{C(0)}$ auf $-U_{C(0)}$ umgeladen (Halbschwingung).

$$u_C = U_{C(0)} \cdot \cos \omega_{r1} t \tag{7.71}$$

$$i_C = -U_{C(0)} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cdot \sin \omega_{r1} t \tag{7.72}$$

$$\text{mit:} \quad U_{C(0)} \geq U_Q \quad \text{und} \quad \omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \tag{7.73}$$

Nach dieser Halbschwingung wird i_C positiv, der Thyristor T_2 sperrt. Der Laststrom I_V kommutiert nun über die Diode D_1 auf den Löschkreis, bis $i_C = I_V$ und damit $i_{T1} = 0$ geworden ist (Resonanzkreis C_1, L_1, D_1, T_1). Anschließend wird C_1 mit $i_C = I_V$ linear auf U_Q geladen. Es folgt die Kommutierung des Laststroms vom Löschkreis auf die Freilaufdiode, C_1 wird auf $u_C > U_Q$ geladen.

Diese Gleichspannungswandler–Schaltung hat sich in der Praxis als besonders betriebssicher erwiesen, da beim Einschalten der Spannung U_Q der Kondensator C_1 sofort aufgeladen wird, ohne daß zusätzliche Thyristoren gezündet werden müssen.

Bei der Schaltung nach Abb. 7.9 ist allerdings zu beachten, daß dies keine sperrspannungsfreie Schaltung ist. Als Beispiel für eine sperrspannungsfreie Schaltung mit vollständiger Umschwingung beim Löschen wird im Folgenden die Gleichspannungswandler–Schaltung mit RCTs behandelt.

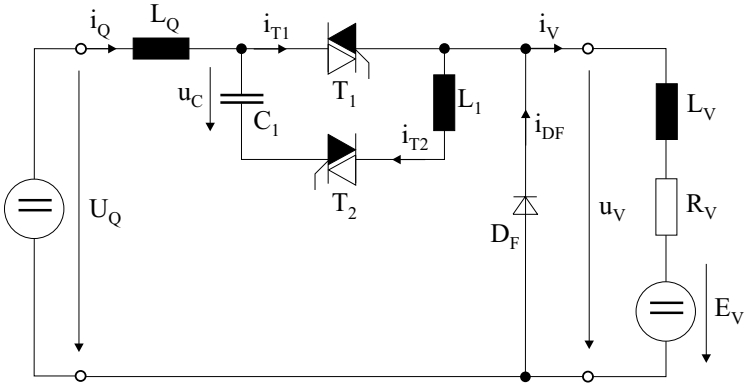


Abb. 7.10: *Gleichspannungswandler–Schaltung mit zwei RCTs*

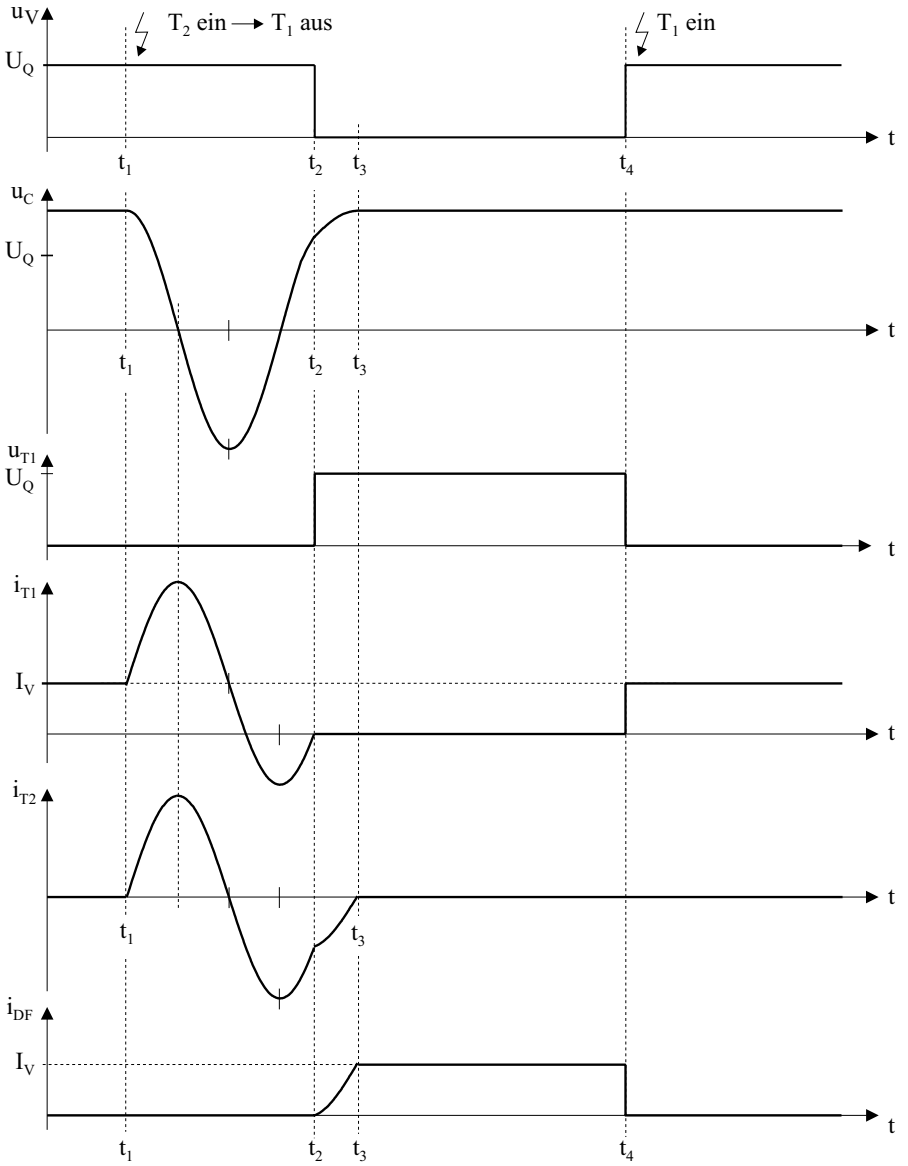


Abb. 7.11: *Zeitverläufe beim Gleichspannungswandler mit RCTs*

Wie beispielsweise in *Elektrische Antriebe 3, Leistungselektronische Bauelemente* [60,61] dargestellt wurde, kann die Anordnung Thyristor mit antiparalleler Diode in einem Bauelement integriert werden, dem *rückwärtsleitenden Thyristor* RCT. Setzt man als Hauptthyristor und als Löschthyristor jeweils einen RCT ein,

so ergibt sich als Abwandlung der sperrspannungsfreien Schaltung die Schaltung nach Abb. 7.10. Der Vorteil dieser Schaltung ist einerseits der geringere Aufwand an Bauelementen, der geringere konstruktive Aufwand, die Verringerung der parasitären Komponenten und deren Einflüsse auf die Betriebszustände und andererseits die durch den Löschvorgang ausgelöste vollständige Umschwingung der Kondensatorspannung.

Die Zeitverläufe der Systemgrößen beim Aus- bzw. beim Einschalten sind in Abb. 7.11 dargestellt. Zu Beginn ($t < t_1$) ist der Hauptthyristor T_1 eingeschaltet; die Eingangsspannung U_Q liegt am Lastkreis. Die Kondensatorspannung sei positiv ($u_C(t_1) = \hat{U}_C > U_Q$).

Zum Zeitpunkt t_1 wird der Löschthyristor T_2 gezündet und dadurch der Umschwingvorgang im Löschkreis eingeleitet (Schwingkreis mit C_1, T_1, L_1 und T_2). Der sinusförmige Umschwingstrom $i_C = i_{T2}$ überlagert sich im Hauptthyristor T_1 dem Laststrom I_V, der wieder als konstant angenommen wird. Der Strom i_{T1} im Hauptthyristor steigt zunächst an und schwingt dann durch Null. Im ersten Nulldurchgang von i_{T1} übernimmt der Diodenteil des RCT T_1 den Strom. Im zweiten Nulldurchgang von i_{T1} (Zeitpunkt $t = t_2$) wird abgeschaltet, da der Thyristorteil des RCT T_1 den Schwingkreis unterbricht.

Damit ist zum Zeitpunkt t_2 der Laststrom vom Hauptkreis (T_1) auf den Löschkreis (Diodenteil von T_2) kommutiert; der Thyristor T_1 sperrt. Da die Kondensatorspannung zu diesem Zeitpunkt (in der Regel) bereits einen Wert $u_C > U_Q$ erreicht hat, springt die Spannung an T_1 auf $u_{T1} = U_Q$ (Blockierspannung). Somit wird für $t = t_2$ die Freilaufdiode D_F leitend ($u_V = 0$).

Der Laststrom kommutiert nun in einer Teilschwingung vom Löschkreis in die Freilaufdiode D_F (Schwingkreis mit U_Q, L_Q, C_1, T_2, L_1 und D_F). Zum Zeitpunkt t_3 ist $i_{T2} = 0$ und somit $i_{DF} = I_V$; die Kommutierung ist damit abgeschlossen.

Die Kondensatorspannung u_C wurde somit durch den Umschwingvorgang (ungefähr) auf den Anfangswert zurückgeladen; man spricht daher von einer *Schwingkreislöschung*.

Beim Einschalten (Zeitpunkt t_4) kommutiert der Laststrom unmittelbar vom Freilaufkreis in den Hauptkreis (T_1); im Löschkreis findet keine Umladung oder Umschwingung statt.

Bei den bisher beschriebenen Schaltungen war der Löschvorgang oder die Bereitstellung der Kommutierungsspannung mit einem Schwingvorgang verbunden. Mit einer Brückenschaltung aus vier Löschthyristoren kann jede Polarität des Kommutierungskondensators zur Löschung des Hauptthyristors genutzt werden (Abb. 7.12). Die vier Löschthyristoren T_2 bis T_5 werden jeweils im wechselseitigen Takt angesteuert.

Vor dem ersten Zünden des Hauptthyristors T_1 wird zunächst durch Zünden der Thyristoren T_2 und T_5 der Kondensator C_1 über die Last aufgeladen, so daß die Schaltung betriebsbereit wird. Der dann eingeschaltete Thyristor T_1 kann mit Hilfe der Thyristoren T_3 und T_4 gelöscht werden. Da bei diesem Gegentaktbetrieb gegenüber den bisher beschriebenen Schaltungen der Umschwingvorgang entfällt, wird der Kondensator nur mit der halben Schaltfrequenz belastet. In

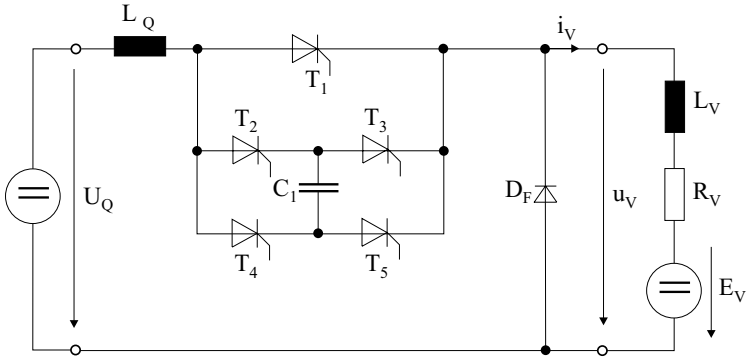


Abb. 7.12: *Gleichspannungswandler mit Brückenschaltung der Löschthyristoren*

einer vereinfachten Ausführung dieser Gleichspannungswandler–Schaltung kann der Hauptthyristor T_1 durch zwei Löschthyristoren, z.B. die Thyristoren T_2 und T_3 ersetzt werden.

Ausgehend von den in diesem Kapitel dargestellten Schaltungen für Gleichspannungswandler mit nicht abschaltbaren Bauelementen und Löschkreis wurden noch verschiedene weitere Schaltungs–Abwandlungen entwickelt, die hier jedoch nicht weiter behandelt werden sollen (siehe z.B. [392]).

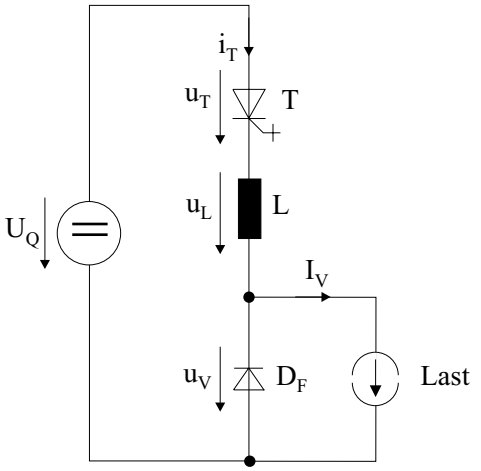
7.3 Gleichspannungswandler mit abschaltbaren Bauelementen

In heutigen Gleichspannungswandler–Schaltungen werden die in Kap. 7.2 behandelten nicht abschaltbaren Bauelemente mit Löschschaltung nicht mehr verwendet. Es werden stattdessen abschaltbare Leistungshalbleiter eingesetzt. Dies können je nach Anwendungsfall (Spannung, Strom, Schaltfrequenz) GCTs, IGBTs, bipolare Leistungstransistoren oder Leistungs–MOSFETs sein. Im folgenden werden stellvertretend Schaltungen mit GCTs behandelt.

Bei den folgenden Darstellungen wird generell angenommen, es seien nur die dargestellten Komponenten in idealer Ausführung wirksam. Dies bedeutet beispielsweise, es gibt keine parasitären Leitungsinduktivitäten, die Spule L habe keinen ohmschen Widerstand, die Kondensatoren C keinen dielektrischen Ableitwiderstand.

7.3.1 Gleichspannungswandler–Grundschaltung mit GCT/GTO

Die Gleichspannungswandler–Grundschaltung mit GCT/GTO (ohne Beschaltung für den Ausschaltvorgang) ist in Abb. 7.13 dargestellt.



Drossel L: Einschalt–Entlastung

Abb. 7.13: *Gleichspannungswandler mit GCT/GTO (ohne Ausschalt–Entlastung)*

Die prinzipielle dynamische Beanspruchung des GCT bzw. GTO (ohne Beschaltung für den Ausschaltvorgang) beim Ein- und Ausschalten zeigt Abb. 7.14. Daraus wird deutlich, daß vor allem beim Ausschalten beträchtliche Verluste im GCT/GTO auftreten, die das Bauelement u.U. zerstören können. Diese Verluste entstehen vor allem dadurch, daß zunächst bei vollem Strom die volle Spannung U_Q am GCT/GTO aufgebaut werden muß (Zeit t_3 bis t_4), damit die Spannung an der Freilaufdiode D_F Null wird. Ab dem Zeitpunkt t_4 wird der GCT/GTO mit der zum Stromabbau erforderlichen Spannung $u_L = L \cdot di/dt$ (schraffiert) zusätzlich belastet. Die Induktivität L ist jedoch erforderlich, um den Stromanstieg di/dt beim Einschalten zu begrenzen. (Beim Einschaltvorgang ist ab dem Zeitpunkt t_2 der Rückstrom der Freilaufdiode D_F angedeutet, mit dem der GCT/GTO zusätzlich belastet wird.)

Aus diesen Betrachtungen ergibt sich, daß (vor allem für GTOs und andere bipolare leistungselektronische Bauelemente) *Entlastungsschaltungen* erforderlich sind, die anschließend behandelt werden sollen. Zum Vergleich sind in Abb. 7.15 gemessene Abschaltvorgänge eines GTO ohne Beschaltung (a) und mit RCD–Beschaltung (b) dargestellt (nach [428]). Ohne Beschaltung konnte der GTO nur bei verminderter Spannung und vermindertem Strom betrieben werden.

Durch Vergleich ist auch zu erkennen, daß die Verläufe in Abb. 7.14 sehr vereinfacht dargestellt sind. Die realen Verläufe nach Abb. 7.15 zeigen z.B. deutlich den für den GTO typischen *Tail Current* und die Spannungsüberhöhung durch die parasitäre Induktivität im Kreis RCD–Beschaltung–GTO bzw. den Forward–Recovery–Effekt der Beschaltungsdiode D_1 (siehe auch reale Schalt-

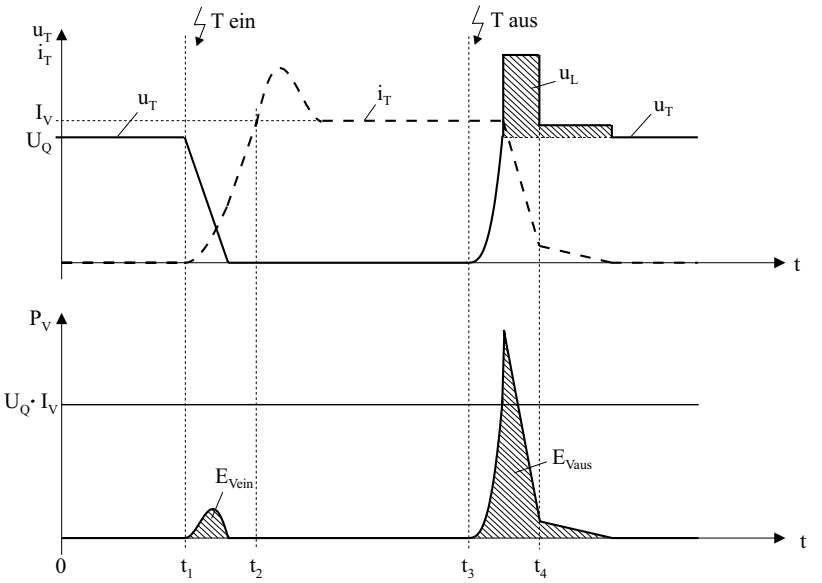
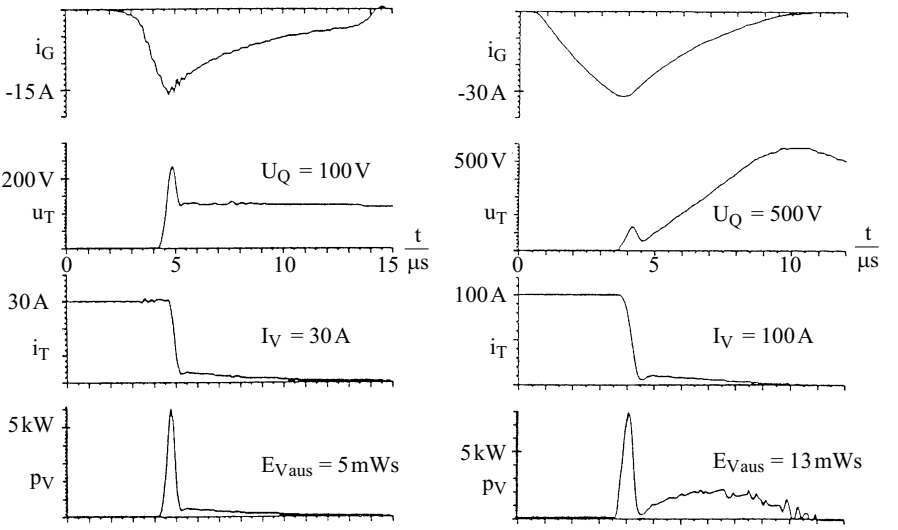


Abb. 7.14: *Prinzipielle dynamische Beanspruchung des GTO beim Schalten*



a) *ohne Beschaltung*
$U_Q = 100\,V$, $I_V = 30\,A$

b) *mit RCD–Beschaltung nach Abb. 7.16*
$U_Q = 500\,V$, $I_V = 100\,A$

Abb. 7.15: *Abschaltvorgang eines GTO (nach Marquardt)*

vorgänge der verschiedenen leistungselektronischen Bauelemente in Band 3 dieser Buchreihe [60, 61]).

7.3.2 Gleichspannungswandler mit GTO, Reihendrossel L und RCD–Beschaltung

Die einfachste und häufig eingesetzte Entlastungsschaltung für das Ausschalten ist die RCD–Beschaltung für den GTO, wie sie in Abb. 7.16 dargestellt ist. Mit dieser Beschaltung ergeben sich beim Aus- und Einschalten die in Abb. 7.17 gezeigten Verläufe der Systemgrößen.

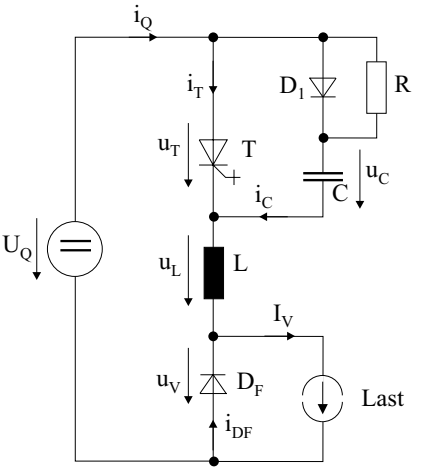


Abb. 7.16: *Gleichspannungswandler mit GTO, Reihendrossel L und RCD–Beschaltung*

Anhand der in Abb. 7.18 dargestellten Folge der Schaltzustände sollen die einzelnen Phasen beim Aus- und Einschalten kurz erläutert werden.

Schaltzustand 1 ($t < t_1$): Der GTO ist eingeschaltet; im Hauptkreis fließt der (konstante) Laststrom I_V; der Kondensator C ist entladen.

Schaltzustand 2 ($t_1 \leq t < t_2$): Zum Zeitpunkt t_1 wird der GTO abgeschaltet. Unter Vernachlässigung der realen Eigenschaften des GTO und der RCD–Beschaltung wird angenommen, daß der Strom unverzögert aus dem GTO in die Beschaltung kommutiert. Anschließend wird der Kondensator C mit I_V von (theoretisch) Null aus linear aufgeladen. (In der Realität muß beachtet werden, daß erstens die Diode D_1 einen Forward–Recovery–Effekt hat und zweitens immer parasitäre Leitungsinduktivitäten zwischen den GTO–Anschlüssen und in der RCD–Beschaltung vorhanden sind. Die Kommutierung erfolgt somit nicht unverzögert, und es treten deutlich meßbare Spannungen im Zeitpunkt t_1 auf.)

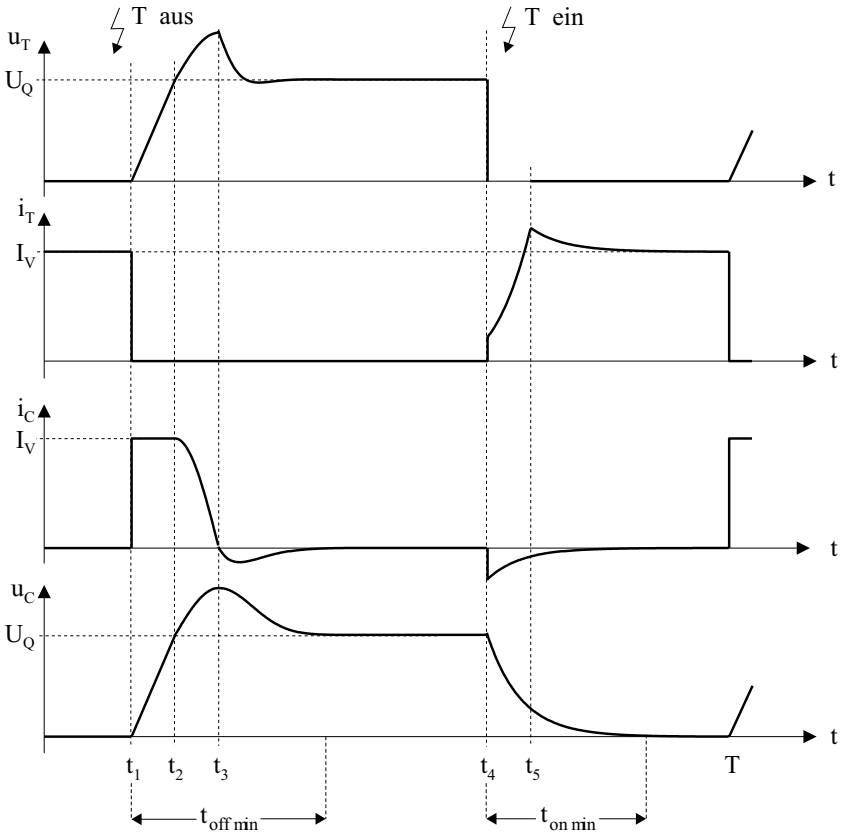


Abb. 7.17: *Zeitverläufe der Systemgrößen beim Schalten des Gleichspannungswandlers mit GTO, Reihendrossel L und RCD–Beschaltung (idealisiert, ohne parasitäre Effekte)*

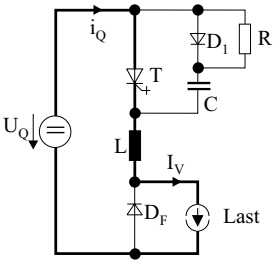
$$\frac{du_C}{dt} = \frac{I_V}{C} \tag{7.74}$$

$$u_C(t) = u_T(t) = \frac{I_V}{C} \cdot (t - t_1) \tag{7.75}$$

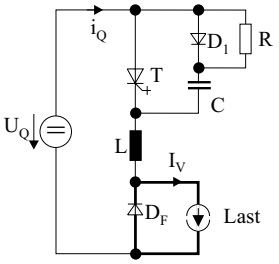
$$t_2 - t_1 = C \cdot \frac{U_Q}{I_V} \tag{7.76}$$

Schaltzustand 3 ($t_2 \leq t < t_3$): Zum Zeitpunkt t_2 ist der Kondensator auf die Spannung $u_C = U_Q$ aufgeladen und somit $u_V = 0$; die Freilaufdiode D_F wird leitend. Dadurch bildet sich ein Schwingkreis mit D_F, D_1, C, L, U_Q und den Anfangsbedingungen:

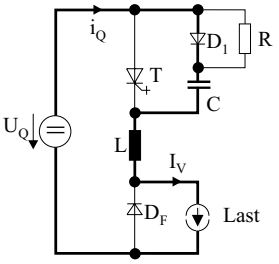
$$u_C(t_2) = U_Q \qquad \text{und} \qquad i_C(t_2) = I_V \tag{7.77}$$



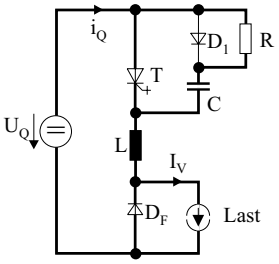
1. Eingeschaltet ($t < t_1$)



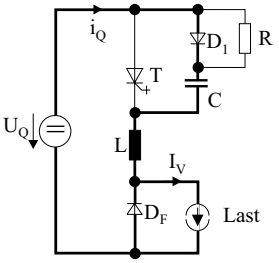
5. Abgeschaltet (vor t_4)



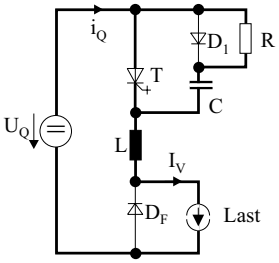
2. Abschalten ($t_1 \leq t < t_2$)



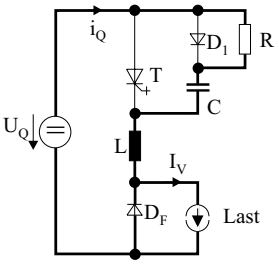
6. Einschalten ($t_4 \leq t < t_5$)



3. Zwischenkommutierung ($t_2 \leq t < t_3$)



7. Entladen von C ($t_5 \leq t < T$)



4. Rückladen von C ($t_3 \leq t < t_4$)

Abb. 7.18: *Folge der Schaltzustände beim Gleichspannungswandler mit GTO und RCD- Beschaltung*

Der Strom i_C wird mit einer Cosinus–Viertelschwingung abgebaut; entsprechend wird $i_{DF} = I_V - i_C$ aufgebaut. Der Kondensator C wird weiter aufgeladen.

$$i_C(t) = I_V \cdot \cos \omega_r (t - t_2) \tag{7.78}$$

$$u_C(t) = u_T(t) = U_Q + I_V \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sin \omega_r (t - t_2) \tag{7.79}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{7.80}$$

$$t_3 - t_2 = \frac{\pi}{2\,\omega_r} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{LC} \tag{7.81}$$

Schaltzustand 4 $(t_3 \le t < t_4)$: Zum Zeitpunkt t_3 wird $i_C = 0$ und $i_{DF} = I_V$; der Kondensator C ist auf $\hat{U}_C$ aufgeladen.

$$u_C(t_3) = \hat{U}_C = U_Q + I_V \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{7.82}$$

Anschließend wird C über den nun stark bedämpften Schwingkreis (Widerstand R statt Diode D_1) wieder auf U_Q rückgeladen. Damit ist der Ausschaltvorgang abgeschlossen.

Schaltzustand 5 (vor t_4): Abgeschalteter Zustand; $u_C = U_Q$.

Schaltzustand 6 $(t_4 \le t < t_5)$: Zum Zeitpunkt t_4 wird der GTO eingeschaltet. Im Intervall t_4 bis t_5 ist $u_L = U_Q$; der Strom i_Q wird linear aufgebaut, der Strom $i_{DF} = I_V - i_Q$ wird entsprechend abgebaut.

$$\frac{di_Q}{dt} = \frac{U_Q}{L} \tag{7.83}$$

$$i_Q(t) = \frac{U_Q}{L} \cdot (t - t_4) \tag{7.84}$$

$$t_5 - t_4 = L \cdot \frac{I_V}{U_Q} \tag{7.85}$$

Gleichzeitig entlädt sich der Kondensator über den Widerstand R und den GTO (Zeitkonstante RC); der GTO wird somit mit dem Entladestrom zusätzlich belastet.

$$u_C(t) = U_Q \cdot \left(1 - e^{-(t-t_4)/RC}\right) \tag{7.86}$$

$$i_C(t) = -\frac{U_Q}{R} \cdot e^{-(t-t_4)/RC} \tag{7.87}$$

$$i_T(t) = i_Q(t) - i_C(t) \tag{7.88}$$

Schaltzustand 7 $(t \ge t_5)$: Zum Zeitpunkt t_5 ist der Laststrom I_V vollständig von D_F in den Hauptkreis kommutiert; an der Last liegt wieder die Spannung U_Q.

Nur die Entladung des Kondensators ist noch nicht abgeschlossen.

$$u_C \approx 0 \qquad \text{bei} \qquad t \approx t_4 + 3 \cdot RC \tag{7.89}$$

Mit dieser Beschaltung ergibt sich somit die folgende Beanspruchung des GTO. Grundsätzlich läßt sich feststellen:

a) die Reiheninduktivität L dient der *Einschalt–Entlastung*,
b) die RCD–Beschaltung dient der *Ausschalt–Entlastung*.

Beanspruchung des GTO beim Schalten:

1. Begrenzung des Stromanstiegs beim Einschalten:

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{U_Q}{L} \tag{7.90}$$

2. Begrenzung des Spannungsanstiegs beim Ausschalten:

$$\frac{du_T}{dt} = \frac{I_V}{C} \tag{7.91}$$

3. Maximale Blockierspannung:

$$U_{T\,max} = U_Q + I_V \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{7.92}$$

Um die Überspannung am GTO klein zu halten, muß der Energieinhalt der Induktivität möglichst klein gegenüber dem des Kondensators sein, d.h. $L \cdot I_V^2 / 2$ klein gegen $C \cdot U_Q^2 / 2$.
Eine andere Möglichkeit ist der Einsatz einer Spannungsbegrenzerschaltung (siehe Kap. 7.3.3).

4. Sperrspannung am GTO:

$$U_T \approx 0 \tag{7.93}$$

(Achtung: Forward Recovery und parasitäre Induktivität im RCD–Kreis)

5. Maximaler Thyristorstrom:

$$I_{T\,max} \approx I_V + \frac{U_Q}{R} \tag{7.94}$$

Der Stromsprung $\Delta i_T = U_Q / R$ im Einschaltzeitpunkt ($t = t_4$) muß durch den Widerstand R auf einen zulässigen Wert begrenzt werden. Eine obere Grenze für R ergibt sich aus der Forderung, daß der Kondensator C während der Einschaltphase weitgehend entladen werden muß:

$$3 \cdot RC < t_{e\,min} = t_{on\,min} \tag{7.95}$$

6. Schaltverluste des GTO:

   Die realen Schaltverluste des GTO lassen sich aus dieser idealisierten Betrachtung nicht ermitteln. Hierfür sind Messungen (vergl. Abb. 7.15b) oder Simulationen mit geeigneten GTO–Modellen erforderlich.

7. Beschaltungsverluste (im Widerstand R) pro Schaltzyklus:

$$E_R \;=\; \frac{1}{2} \cdot \left(C \cdot U_Q^2 \;+\; L \cdot I_V^2 \right) \tag{7.96}$$

   Die Verluste im Beschaltungswiderstand können bei höheren Leistungen und/oder höheren Pulsfrequenzen unwirtschaftlich hoch werden (siehe verlustfreie Beschaltungen, Kap. 7.3.4 und 7.3.5).

8. Schaltzeiten $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$:

   In Abb. 7.17 sind zusätzlich die Zeiten $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ für den steuerbaren Schalter eingezeichnet. Diese Zeiten werden, wie den Erläuterungen zu entnehmen ist, vor allem durch die Sequenzen in der Beschaltung bestimmt, die jeweils ihre spezifischen Endzustände erreichen müssen, um die ordnungsgemäße Funktion der Beschaltung sicherzustellen.

7.3.3 Schaltung mit zusätzlichem Spannungsbegrenzer

Um die maximale Blockierspannung am GTO zu vermindern, kann die Schaltung nach Abb. 7.16 um einen *Überspannungsbegrenzer* erweitert werden, wie in Abb. 7.19 dargestellt. Der Überspannungsbegrenzer ist im allgemeinen eine Spannungsquelle mit (voraussetzungsgemäß) nahezu konstanter Spannung U_Z. Wenn der GTO abschaltet, dann wird der Strom i_L in der Spule mit der Induktivität L einen Freilaufpfad über die Diode D_Z und die Spannungsquelle U_Z finden. Die Spule muß somit in etwa die Spannung U_Z aufbringen. Damit gilt

$$U_L \;=\; L \cdot \frac{di_L}{dt} \;\approx\; -\,U_Z \tag{7.97}$$

und somit wird ein schnellerer Strom- bzw. Flußabbau, der proportional zu U_Z ist, und daher ein schnellerer Energieabbau in der Spule erfolgen.

Der Überspannungsbegrenzer wird zweckmäßigerweise als Zusatzspannungsquelle U_Z realisiert. Die möglichen Ausführungen von U_Z sind in Abb. 7.20 dargestellt. Die Realisierung von U_Z mittels einer Z–Diode (Ausführung b) ist nur bei kleinen Leistungen möglich. Die RC–Parallelschaltung (Ausführung c) kann dagegen auch bei größeren Leistungen eingesetzt werden. Die Ausführung d, bei der ein Gleichspannungswandler zur Rückspeisung der im Kondensator C_S gespeicherten Energie eingesetzt wird, ist meist wegen des hohen Aufwands unwirtschaftlich.

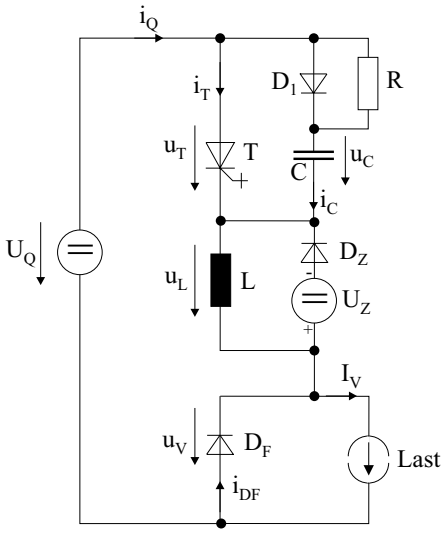


Abb. 7.19: *Gleichspannungswandler mit Spannungsbegrenzer*

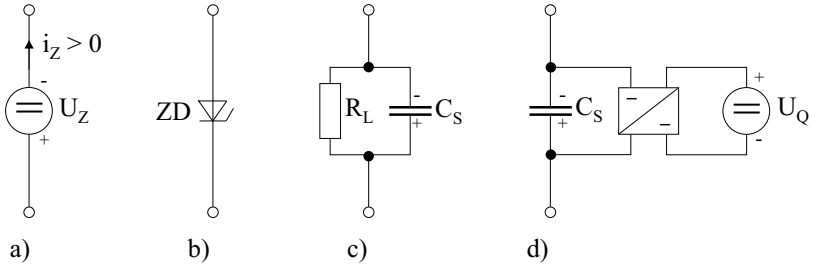


Abb. 7.20: *Mögliche Ausführungen der Zusatzspannungsquelle U_Z*

Die Spannungsbegrenzerschaltung bewirkt, daß die maximale Kondensatorspannung und damit die maximale Blockierspannung des GTO beim Ausschalten auf

$$\hat{U}_C \;=\; U_Q \;+\; U_Z \tag{7.98}$$

begrenzt wird. Nach Aufladung des Kondensators auf $u_C = U_Q + U_Z$, d.h. zum Zeitpunkt t_3, kommutiert der Kondensatorstrom in den Pfad U_Z, $\mathrm{D_Z}$ und $\mathrm{D_F}$; der Drosselstrom $i_L = i_Z$ wird dann entsprechend Gl. (7.97) linear abgebaut (Schaltzustand 4). Zum Zeitpunkt t_4 ist $i_L = i_Z = 0$ geworden. Anschließend wird die Kondensatorspannung auf $u_C = U_Q$ zurückgeladen (Schaltzustand 5).

Die Folge der zeitlichen Verläufe der Systemgrößen in Abb. 7.21 und die Folge der unterschiedlichen Schaltzustände in Abb. 7.22 sind mit den bisherigen

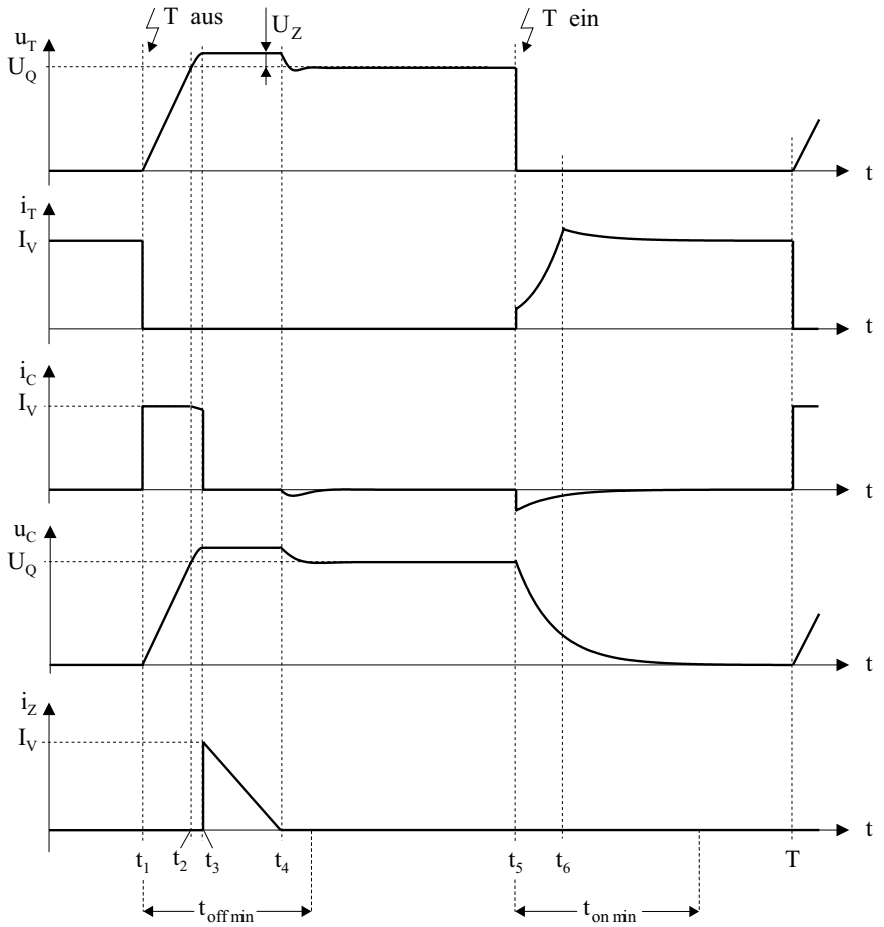
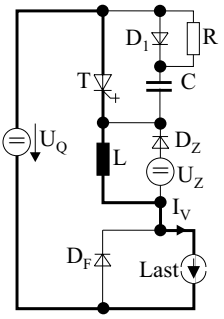


Abb. 7.21: *Zeitverläufe der Systemgrößen der Schaltung mit Spannungsbegrenzer (idealisiert, ohne parasitäre Effekte)*

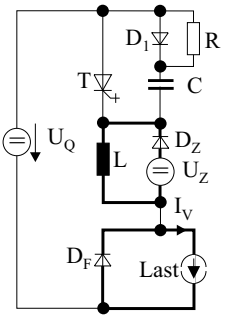
Vorkenntnissen leicht nachvollziehbar, so daß hier keine weiteren Erläuterungen der Schaltsequenzen notwendig erscheinen.

Bei der Verwendung von Transformatoren und Dioden statt des leistungselektronischen Gleichspannungswandlers müssen die Streuinduktivitäten des Transformators beachtet werden. Diese Streuinduktivitäten begrenzen dynamisch die Übertragung des Stroms und verringern somit deutlich die Begrenzerfunktion. Diese Einschränkung der Begrenzerfunktion wird mit steigendem Übersetzungsverhältnis des Transformators (Isolation) deutlicher.

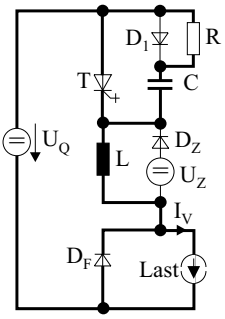
Da die Zusatzspannungsquelle in der Regel als passive Schaltung ausgeführt wird (Ausführung b oder c), wird die in die Zusatzspannungsquelle gelieferte



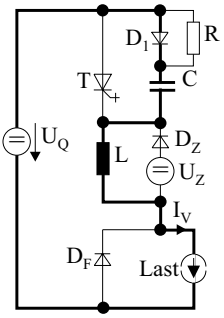
1. Eingeschaltet
($t < t_1$)



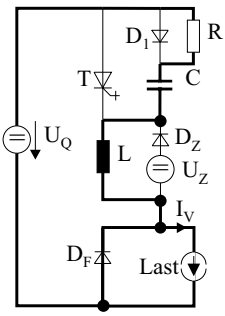
4. Entmagnetisieren von L
($t_3 \leq t < t_4$)



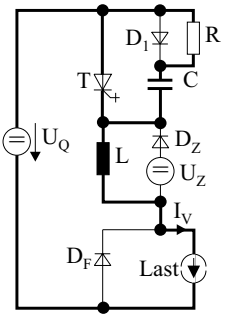
7. Einschalten
($t_5 \leq t < t_6$)



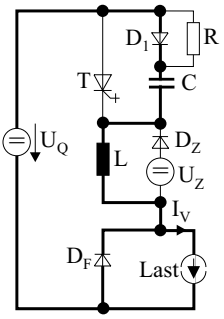
2. Abschalten
($t_1 \leq t < t_2$)



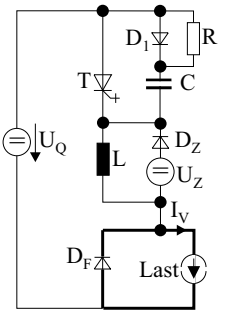
5. Rückladen von C
($t_4 \leq t < t_5$)



8. Entladen von C
($t_6 \leq t < T$)



3. Zwischenkommutierung
($t_2 \leq t < t_3$)



6. Abgeschaltet
(vor t_5)

Abb. 7.22: *Folge der Schaltzustände (Schaltung mit Spannungsbegrenzer)*

Energie in Wärme umgesetzt; die Verluste der Entlastungsschaltung werden somit nicht verringert, der Wirkungsgrad daher nicht verbessert.

7.3.4 Verlustfreie Entlastungsschaltungen nach Boehringer

Entlastungsschaltungen sollen, wie in Kap. 7.3.2 und 7.3.3 sowie in Kap. 8.8 beschrieben, die Beanspruchung eines Halbleiterschalters während des Schaltvorgangs vermindern. Das zugrunde liegende Prinzip ist vergleichsweise einfach (vergl. Abb. 7.16, 7.17, 7.18 mit Erläuterungen).

a) Einschalt–Entlastung (Grundprinzip):

Zur Verminderung der Verlustleistungs–Beanspruchung beim Einschalten muß in Reihe zu den Hauptstromklemmen des Halbleiterschalters eine Drossel L mit der Induktivität L wirksam sein, die unmittelbar vor dem Einschalten stromlos ist. Wird der Wert dieser Induktivität so gewählt, daß die Stromänderungsgeschwindigkeit di_T/dt des Stroms i_T stets kleiner ist als die vom Halbleiterschalter vorgegebene Stromänderungsgeschwindigkeit, so liegt die ansonsten zwischen den Hauptstromklemmen anliegende Spannung an dieser Induktivität an. Damit wird die Spannung u_T zwischen den Hauptstromklemmen des Halbleiterschalters näherungsweise Null, und der Strom i_T wächst von Null beginnend stetig auf den Wert des zu kommutierenden Stroms an. Somit sind die Verluste im Halbleiterschalter während des Einschaltens verschwindend gering, der Halbleiterschalter ist beim Einschalten näherungsweise vollständig von seiner Verlustleistungs–Beanspruchung beim Einschalten entlastet (bis auf die Ansteuerverluste).

b) Ausschalt–Entlastung (Grundprinzip):

Zur Verminderung der Verlustleistungs–Beanspruchung beim Ausschalten muß parallel zu den Hauptstromklemmen des Halbleiterschalters ein kapazitiver Zweig mit der resultierenden Kapazität C wirksam sein, der unmittelbar vor dem Ausschalten die resultierende Gesamtspannung Null aufweist. Wird der Halbleiterschalter ausgeschaltet, so wechselt der abzukommutierende Strom i_T in einer Zwischenkommutierung stetig auf diesen kapazitiven Parallelzweig über. Der Strom i_T sinkt dabei innerhalb der Fallzeit t_F auf Null ab (diese wurde in den vorstehenden Beispielen zu Null angenommen), während die Spannung u_T an den Hauptstromklemmen von Null beginnend langsam anwächst. Bei geeigneter Dimensionierung der resultierenden Kapazität C dieses kapazitiven Parallelzweigs ist der Strom i_T bereits auf unerhebliche Werte abgesunken, bevor die vom kapazitiven Parallelzweig festgelegte Spannung zwischen den Hauptstromklemmen des Halbleiterschalters nennenswert angewachsen ist. Damit wird die Verlustleistungs–Beanspruchung des Halbleiterschalters während des Ausschaltens nennenswert reduziert, er ist also — zumindest teilweise — von seiner Verlustleistungs–Beanspruchung beim Ausschalten entlastet (Ansteuerverluste sind zusätzlich zu beachten).

Die Reduktion der Ausschaltverluste unter der Annahme einer linearen Abnahme des Stroms i_T während des Ausschaltens ist beispielsweise in [412, 426] angegeben.

In Abhängigkeit vom Verwendungszweck des leistungselektronischen Stellglieds und den eingesetzten Halbleitern werden Einschalt–Entlastungen oder Ausschalt–Entlastungen oder beide Entlastungen gleichzeitig eingesetzt.

Bei Vorliegen einer Einschalt–Entlastung ist die in der Reiheninduktivität L unmittelbar vor dem Ausschalten gespeicherte Energie $E = LI^2/2$ (I ist der zu kommutierende Strom) während des Ausschaltvorgangs wieder abzubauen. Die hieraus gegebenenfalls resultierende Überspannung ist mit zusätzlichen Spannungsbegrenzern, wie in Kap. 7.3.3 beispielhaft beschrieben, zu begrenzen. Zur Einschalt–Entlastung können aber auch Stufendrosseln (sättigbare Drosseln) eingesetzt werden. Da der Sättigungsstrom I_{sat} dieser Stufendrosseln nur zu einem Bruchteil des zu kommutierenden Stroms I dimensioniert werden kann, vermindert sich die gespeicherte Energie $E = LI_{sat}^2/2$ und damit auch die Baugröße dieser Drosseln auf deutlich reduzierte Werte.

c) Verlustfreie Entlastungsschaltungen:

Bei den vorstehend beschriebenen Grundprinzipien der Ein- und Ausschalt–Entlastungen sind zur ordnungsgemäßen Funktion Anfangsbedingungen für die Energiespeicher erforderlich, die mit zusätzlichen Bauelementen erreicht werden. Sofern hierfür keine dissipativen Elemente, beispielsweise ohmsche Widerstände oder passive Spannungsquellen (z.B. Z–Dioden) eingesetzt werden, werden diese Entlastungsschaltungen *verlustfrei* genannt. Die Bezeichnung *verlustfrei* bezieht sich dabei nur auf die idealisierte Betrachtung, bei der die realen Verluste der Bauelemente vernachlässigt werden, d.h. *verlustfrei* bedeutet, das Entlastungsnetzwerk arbeitet ohne prinzipbedingte Verluste.

Bei den folgenden Überlegungen konzentrieren sich die Untersuchungen auf das Setzen der für die Entlastung erforderlichen Anfangsbedingungen mit Schaltungserweiterungen, die keine prinzipbedingten Verluste aufweisen. Bei Vorliegen von Einschalt–Entlastungen sind gegebenenfalls die Überspannungen — möglichst ohne prinzipbedingte Verluste — zu begrenzen.

Die folgenden Ausführungen hinsichtlich der Entlastungsschaltungen von Boehringer nutzen die Darstellungen nach Knöll (siehe auch [426]).

7.3.4.1 Verlustfreie Entlastungsschaltung (1) nach Boehringer

Einige der von Boehringer [408–412, 416, 424, 426, 461] angegebenen Entlastungsschaltungen werden nachstehend erläutert.

Das Prinzip von Ein- und Ausschalt–Entlastungen soll zunächst an der in Abb. 7.23 dargestellten Schaltung verdeutlicht werden. Die zugehörigen Zeitverläufe sind in Abb. 7.24 dargestellt.

Bei einem Einschalten des (hier beispielhaft angenommenen) Transistors T begrenzt die Stufendrossel L die Stromanstiegsgeschwindigkeit di_T/dt, so daß die

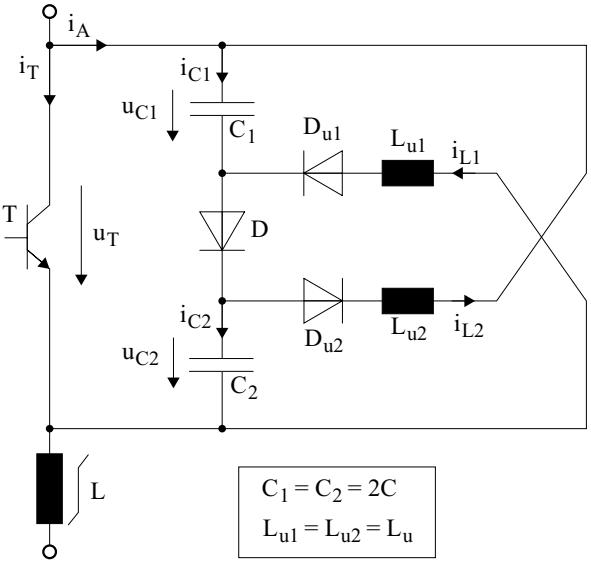


Abb. 7.23: *Ein- und Ausschalt–Entlastungsnetzwerk (1) ohne prinzipbedingte Verluste nach Boehringer*

Spannung am Transistor bereits sehr klein geworden ist, bevor der Strom durch den Transistor nennenswert angestiegen ist.

In entsprechender Weise begrenzt der parallel zum Transistor liegende, kapazitiv wirkende Zweig die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung am Transistor bei dessen Abschalten derart, daß der Strom durch den Transistor bereits sehr klein geworden ist, bevor die an ihm liegende Spannung nennenswert angestiegen ist. Die übrigen Bauelemente dienen dann nur noch dazu, die zugrunde gelegten Anfangsbedingungen sicherzustellen.

Es wird $C_1 = C_2 = 2\,C$ gewählt, somit ist zur Ausschalt–Entlastung die Kapazität C wirksam (C_1 und C_2 in Reihe). Des weiteren wird $L_{u1} = L_{u2} = L_u$ gewählt, wobei die beiden Induktivitäten mit einem gemeinsamen Kern realisiert werden können.

Zur Erläuterung der Funktion sei angenommen, daß der Transistor einen eingeprägten Strom $i_T = I$ zu kommutieren hat und dieser Strom bei einer Spannung $u_T = U$ auf einen anderen (hier nicht dargestellten) Schaltungspfad überwechselt. Ansonsten kann der Transistor Teil einer beliebigen Schaltungstopologie sein.

Schaltzustand 1 ($t < t_1$): Der Transistor T ist ausgeschaltet, die Kondensatoren C_1, C_2 sind auf $u_{C1} = u_{C2} = U/2$ aufgeladen und die Umschwingdrosseln L_{u1}, L_{u2} führen keinen Strom.

Schaltzustand 2 ($t_1 \leq t < t_2$): Zum Zeitpunkt t_1 wird der Transistor T eingeschaltet. Aufgrund der Serienschaltung von Transistor T und Stufendrossel L wird der Transistor ab dem Einschalten den Stufenstrom der Stufendrossel

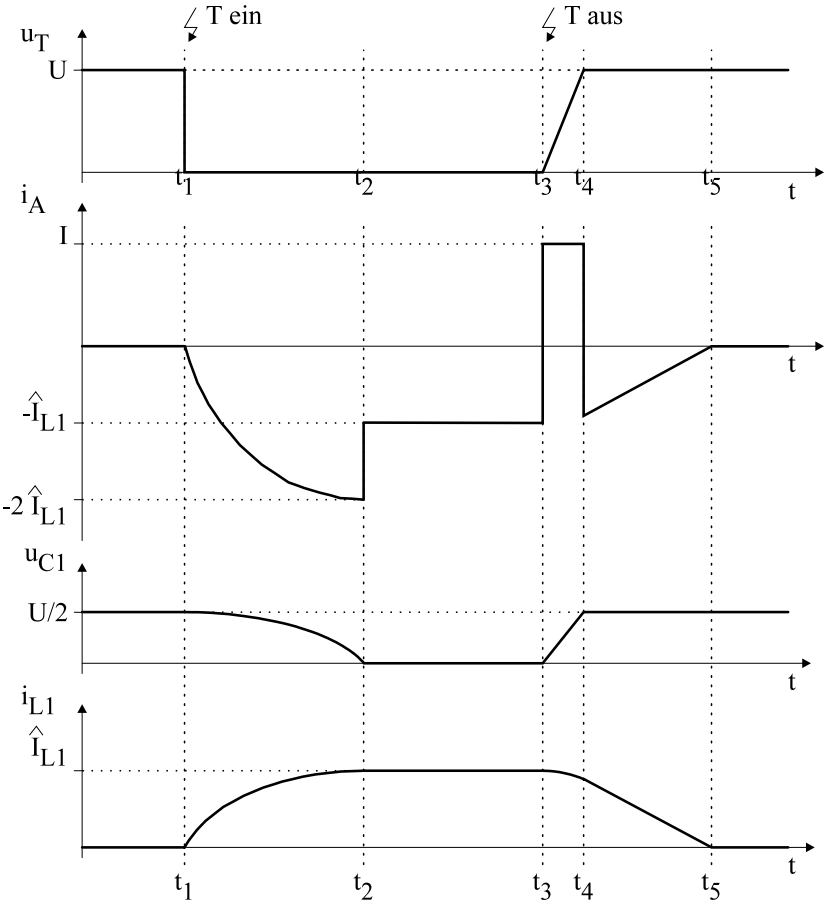


Abb. 7.24: *Zeitverläufe zur Boehringer–Schaltung (1)*

führen, nach Ablauf der Zeit $\Delta t_L = \Psi_{max}(L)/U$ übernimmt der Transistor T den Strom I.
Zusätzlich entladen sich bei sperrender Diode D die Kondensatoren C_1 (über den Schaltungspfad C_1—T—L_{u1}—D_{u1}) sowie C_2 (über C_2—D_{u2}—L_{u2}—T). Für die damit gegebenen Reihenschwingkreise ergeben sich mit den Anfangsbedingungen

$$u_{C1}(t_1) \;=\; u_{C2}(t_1) \;=\; \frac{U}{2} \qquad \text{und} \qquad i_{L1}(t_1) \;=\; i_{L2}(t_1) \;=\; 0 \tag{7.99}$$

die einfachen Beziehungen:

$$u_{C1}(t) \;=\; u_{C2}(t) \;=\; \frac{U}{2}\cdot\cos\frac{t-t_1}{\sqrt{2\,L_u C}} \tag{7.100}$$

$$i_{L1}(t) \;=\; i_{L2}(t) \;=\; \frac{U}{2}\cdot\sqrt{\frac{2\,C}{L_u}}\cdot\sin\frac{t-t_1}{\sqrt{2\,L_u C}} \tag{7.101}$$

$$\text{mit}\qquad C_1 \;=\; C_2 \;=\; 2\,C \qquad\text{und}\qquad L_{u1} \;=\; L_{u2} \;=\; L_u \tag{7.102}$$

Der Transistor wird somit mit einem zusätzlichen Strom belastet:

$$-i_A(t) \;=\; i_{L2}(t) \;+\; i_{L2}(t) \;=\; 2\cdot i_{L1}(t) \tag{7.103}$$

Zum Zeitpunkt $t = t_2$ sind die Entlastungskondensatoren auf die gewünschten Anfangsbedingungen $u_{C1}(t_2) = u_{C2}(t_2) = 0$ umgeladen, die Diode D beginnt zu leiten. Die Umschwingströme erreichen ihren Maximalwert:

$$\hat{I}_L \;=\; i_{L1}(t_2) \;=\; i_{L2}(t_2) \;=\; \frac{U}{2}\cdot\sqrt{\frac{2\,C}{L_u}} \tag{7.104}$$

Die Mindest–Einschaltdauer $t_{on\,min}$ des Transistors T ist daher größer als die Umschwingdauer

$$t_{u1} \;=\; t_2 \;-\; t_1 \;=\; \frac{\pi}{2}\cdot\sqrt{2\,L_u C} \tag{7.105}$$

festzulegen, beispielsweise $t_{on\,min} = 1,2\cdot t_{u1}$.

Schaltzustand 3 ($t_2 \le t < t_3$): Transistor im Schaltzustand Ein.
Die zum Zeitpunkt t_2 vorliegenden Ströme $i_{L1}(t_2) = i_{L2}(t_2) = \hat{I}_L$ fließen über den Schaltungspfad L_{u1}—D_{u1}—D—D_{u2}—L_{u2}—T weiter (ideale Bauelemente, keine Verluste), der Transistor wird mit dem zusätzlichen Strom $-i_A(t) = \hat{I}_L$ belastet.

Schaltzustand 4 ($t_3 \le t < t_4$): Wird der Transistor T zum Zeitpunkt t_3 ausgeschaltet, so wechselt der zu kommutierende Strom I unverzögert (keine parasitären Induktivitäten) auf den kapazitiven Parallelzweig C_1—D—C_2 über. Da die Diode D bereits leitend ist, spielt der Forward–Recovery–Effekt der Diode D keine Rolle. Infolge der noch stromführenden Umschwingdrosseln L_{u1}, L_{u2} fließen die Umschwingströme i_{L1}, i_{L2} über die Schaltungspfade L_{u1}—D_{u1}—D—C_2 sowie D_{u2}—L_{u2}—C_1—D weiter. Für die entstehenden Reihenschwingkreise ergibt sich für die vorliegenden Anfangswerte und unter der generellen Annahme, daß der zu kommutierende Strom I sofort auf den kapazitiven Parallelzweig überwechseln kann:

$$u_{C1}(t) \;=\; u_{C2}(t) \;=\; \sqrt{\frac{L_u}{2C}}\cdot\left(I+\hat{I}_L\right)\cdot\sin\frac{t-t_3}{\sqrt{2\,L_u\,C}} \tag{7.106}$$

$$i_{L1}(t) \;=\; i_{L2}(t) \;=\; -\,I \;+\; \left(I+\hat{I}_L\right)\cdot\cos\frac{t-t_3}{\sqrt{2\,L_u\,C}} \tag{7.107}$$

Dieser Zeitabschnitt endet, wenn $u_{C1}(t) = u_{C2}(t) = U/2$ erreicht ist; damit ergibt sich:

$$t_4 \; - \; t_3 \; = \; \sqrt{2\,L_u\,C} \cdot \arcsin\left(\sqrt{\frac{C}{2\,L_u}} \cdot \frac{U}{I + \hat{I}_L}\right) \tag{7.108}$$

Sofern $I \gg \hat{I}_L$ ist, werden die vorstehend angegebenen Verläufe im wesentlichen vom zu kommutierenden Strom I bestimmt. Damit können diese Beziehungen wie folgt linearisiert werden:

$$u_{C1}(t) \;\; = \;\; u_{C2}(t) \;\approx\; \frac{I + \hat{I}_L}{2\,C} \cdot (t - t_3) \tag{7.109}$$

$$t_4 - t_3 \;\; \approx \;\; \frac{C \cdot U}{I + \hat{I}_L} \tag{7.110}$$

Für den Grenzfall $I = 0$ ergibt sich andererseits die maximale Zeitspanne für den Schaltzustand 4 zu:

$$(t_4 - t_3)_{max} \; = \; \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2\,L_u C} \qquad (\text{für } \; I = 0) \tag{7.111}$$

Für diesen Fall sind zum Zeitpunkt t_4 sowohl die Entlastungskondensatoren auf $U/2$ aufgeladen, als auch die Umschwingdrosseln stromlos. Dann tritt der nachfolgend beschriebene Schaltzustand 5 nicht auf.

Schaltzustand 5 $(t_4 \le t < t_5)$: Zum Zeitpunkt t_4 wechselt der Strom voraussetzungsgemäß auf einen weiteren, von der Topologie der Gesamtschaltung abhängigen Schaltungspfad über, der die Spannung U festlegt. Damit nehmen die Ströme $i_{L1}(t)$ und $i_{L2}(t)$ beginnend mit dem Anfangswert $i_{L1}(t_4)$ gemäß

$$i_{L1}(t) \; = \; i_{L2}(t) \; = \; i_{L1}(t_4) \; - \; \frac{U}{2\,L_u} \cdot (t - t_4) \tag{7.112}$$

linear ab, und die in den Umschwingdrosseln gespeicherte Energie ist nach

$$t_5 - t_4 \; = \; \frac{2\,L_u \cdot i_{L1}(t_4)}{U} \tag{7.113}$$

abgebaut. Da die Zeitspanne $(t_5 - t_3)$ zum Abbau der Umschwingströme für $I \neq 0$ stets kleiner ist als die maximale Zeitspanne $(t_4 - t_3)_{max}$ für $I = 0$ nach Gl. (7.111), ergibt sich hier eine feste obere Grenze für die Umladedauer, so daß $t_{off\,min} = t_{on\,min}$ gewählt werden kann.

Die dimensionierenden Gleichungen sind mit:

$$C_1 \; = \; C_2 \; = \; 2\,C \quad \text{und} \quad L_{u1} \; = \; L_{u2} \; = \; L_u \tag{7.114}$$

Stromamplituden:

$$\hat{I}_A \;=\; -2 \cdot i_{L1}(t_2) \;=\; 2 \cdot \hat{I}_L \;=\; U \cdot \sqrt{\frac{2\,C}{L_u}} \tag{7.115}$$

$$I_{T\,max} \;=\; \hat{I}_A \;+\; I \tag{7.116}$$

maximaler Spannungsanstieg:

$$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{max} \;=\; 2 \cdot \frac{du_{C1}(t_3)}{dt} \;=\; \frac{I \;+\; \hat{I}_L}{C} \tag{7.117}$$

Umschwingdauer:

$$t_{u1} \;=\; t_2 - t_1 \;=\; \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2\,L_u C} \tag{7.118}$$

maximale Umladedauer:

$$(t_4 - t_3)_{max} \;=\; \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2\,L_u\,C} \tag{7.119}$$

minimale Ein- bzw. Ausschaltzeit:

$$t_{on\,min} \;=\; t_{off\,min} \;=\; 1,2 \cdot (t_2 - t_1) \tag{7.120}$$

7.3.4.2 Verlustfreie Auschalt–Entlastung (2) nach Boehringer

Eine andere verlustfreie Ausschalt–Entlastung nach Boehringer ist in Abb. 7.25 dargestellt. Zur Verdeutlichung der Funktion sind Maßnahmen zur Einschalt–Entlastung, zur Begrenzung des Reverse–Recovery–Stroms der Freilaufdiode D_F und zur Begrenzung der Sperr- und Blockierspannung der Leistungshalbleiter zunächst weggelassen. Die Schaltung enthält zur Ausschalt–Entlastung zwei gleiche Kondensatoren C_1 und C_2. Da diese beim Ausschalten von T parallel wirksam sind, wird eine resultierende Kapazität C für $C_1 = C_2 = C/2$ erreicht.
Die Zeitverläufe beim Schalten sind in Abb. 7.26 dargestellt.

Schaltzustand 1 $(t < t_1)$: Der Transistor T befindet sich im Schaltzustand Aus, die Freilaufdiode D_F ist leitend. Es sei vorausgesetzt, daß die Beschaltungskondensatoren auf $u_{C1} = U_Q$ und $u_{C2} = 0$ geladen sind und die Beschaltungsdrossel L_u keinen Strom führt $(i_{Lu} = 0)$.

Schaltzustand 2 $(t_1 \le t < t_3)$: Zum Zeitpunkt t_1 wird der Transistor T eingeschaltet, der Laststrom I_V kommutiert von der Freilaufdiode D_F auf T. Da lediglich der Umschwingvorgang im Beschaltungsnetzwerk erläutert werden soll, wird vereinfachend eine sofortige Kommutierung angenommen. Die Beschaltungsdioden D_1 und D_2 sperren, über den Reihenschwingkreis C_1—T—C_2—L_u—D_u bildet sich eine Halbschwingung für die Ströme gemäß

$$-i_A(t) \;=\; i_{Lu}(t) \;=\; U_Q \cdot \sqrt{\frac{C}{4\,L_u}} \cdot \sin \frac{t - t_1}{\sqrt{L_u C/\,4}} \tag{7.121}$$

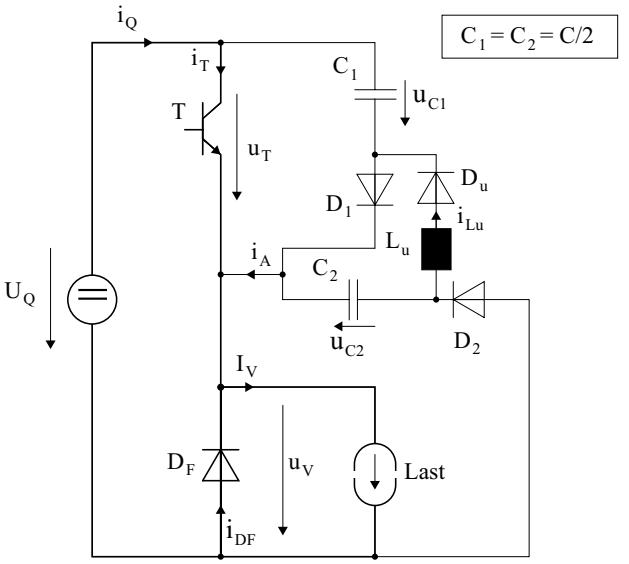


Abb. 7.25: *Verlustfreie Ausschalt–Entlastung (2) nach Boehringer*

aus, die durch Sperren der Diode D_u im Stromnulldurchgang zum Zeitpunkt t_3 endet. Damit werden die Kondensatoren gemäß

$$u_{C1}(t) = \frac{U_Q}{2} \cdot \left(1 + \cos \frac{t - t_1}{\sqrt{L_u C/4}}\right) \tag{7.122}$$

$$u_{C2}(t) = u_{C1}(t) - U_Q \tag{7.123}$$

auf die erforderlichen Anfangsbedingungen für das Ausschaltentlasten $u_{C1} = 0$ und $u_{C2} = -U_Q$ (im verlustfreien Fall) umgeladen.

Schaltzustand 3 ($t_3 \leq t < t_4$): Schaltzustand Ein des Transistors.
Die Spannungen an den Entlastungskondensatoren behalten die zum Zeitpunkt t_3 erreichten Werte, die Drossel L_u ist stromlos.

Schaltzustand 4 ($t_4 \leq t < t_5$): Zum Zeitpunkt t_4 wird der Transistor T ausgeschaltet. Bereits bei geringer Erhöhung der Spannung u_T beginnt der zuvor über den Transistor fließende Strom $i_T = I_V$ auf die kapazitiven Parallelzweige C_1—D_1 und U_Q—D_2—C_2 überzuwechseln, da $u_{C1}(t_4) = 0$ und $u_{C2}(t_4) = -U_Q$ ist. Die Entlastungs–Kondensatoren wurden zu $C_1 = C_2 = C/2$ gewählt, somit teilt sich I_V je zu Hälfte auf die parallel wirkenden Entlastungszweige auf. Wird wiederum vereinfachend angenommen, daß der konstante Laststrom I_V sofort auf das Ausschalt–Entlastungsnetzwerk kommutiert, ändern sich die Spannungen

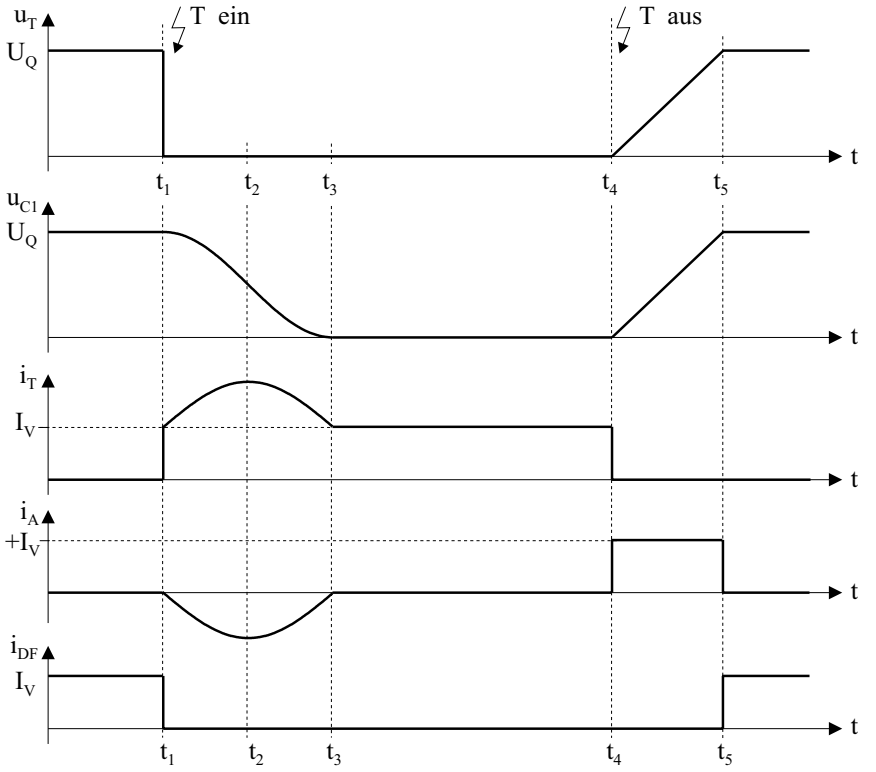


Abb. 7.26: *Zeitverläufe zur Boehringer–Schaltung (2)*

der Kondensatoren zeitlinear:

$$u_{C1}(t) \;=\; \frac{I_V}{C}\cdot(t-t_4) \qquad \text{und} \qquad u_{C2}(t) \;=\; u_{C1}(t) - U_Q \tag{7.124}$$

Der Entlastungsvorgang ist zum Zeitpunkt t_5 abgeschlossen, bei dem die Kondensatorspannungen $u_{C1}(t_5) = U_Q$ und $u_{C2}(t_5) = 0$ geworden ist. Damit ist der eingangs vorausgesetzte Anfangszustand erreicht.

Schaltzustand 5 $(t > t_5)$: Der Laststrom kommutiert zum Zeitpunkt t_5 von der Ausschalt–Entlastung auf die Freilaufdiode D_F, wobei wiederum vereinfachend eine verzögerungslose Kommutierung angenommen wird.

Die dimensionierenden Gleichungen sind:

Stromamplituden:

$$\hat{I}_A \;=\; -i_A(t_2) \;=\; U_Q\cdot\sqrt{\frac{C}{4\,L_u}} \qquad \left(\text{mit}\;\; C_1 = C_2 = \frac{C}{2}\right) \tag{7.125}$$

$$I_{T\,max} \;=\; I_V \;+\; \hat{I}_A \tag{7.126}$$

Spannungsanstieg:

$$\frac{du_T}{dt} \;=\; \frac{I_V}{C} \tag{7.127}$$

Umschwingdauer:

$$t_{u2} \;=\; t_3 - t_1 \;=\; \pi \cdot \sqrt{\frac{L_u\, C}{4}}\,; \qquad t_{on\,min} \;=\; 1,2 \cdot t_{u2} \tag{7.128}$$

Umladedauer:

$$t_5 - t_4 \;=\; C \cdot \frac{U_Q}{I_V}\,; \qquad t_{off\,min} \;=\; 1,2 \cdot (t_5 - t_4) \tag{7.129}$$

Zu beachten ist, daß die Umladedauer eine Funktion des Laststroms I_V ist.

7.3.4.3 Verlustfreie Entlastungsschaltung (3) nach Boehringer

Der Wunsch nach hohen zulässigen Schaltfrequenzen der Stellglieder hat zur Entwicklung von Leistungshalbleitern mit immer geringer werdenden Schaltzeiten geführt. Die Kondensatoren des Ausschalt–Entlastungsnetzwerks sind dann so induktivitätsarm wie nur möglich an die Hauptstromklemmen des Halbleiterschalters anzuschließen, damit die bisherige Annahme der sofortigen Kommutierung des Transistorstroms i_T auf den Beschaltungskreis und damit die Beschaltungskondensatoren so weit wie möglich erhalten bleibt. In gleicher Weise sollten auch die Beschaltungskondensatoren möglichst vernachlässigbar geringe innere parasitäre Induktivitäten aufweisen. Ein Zwischenkommutierungskreis über eine speisende oder gespeiste Quelle ist ebenso möglichst zu vermeiden, auch dann, wenn ein induktivitätsarmer Stützkondensator parallel zur Quelle vorgesehen wird, da infolge der unvermeidbaren Verdrahtungswege zumeist eine unzulässig große parasitäre Verdrahtungs–Induktivität entsteht.

In der Schaltung nach Abb. 7.25 liegt ein solcher Zwischenkommutierungskreis im Pfad U_Q—D_2—C_2 vor. Deshalb wird dieser Teil der Schaltung gemäß Abb. 7.27 an das Netzwerk C_B, D_B, R_B angeschlossen. Der Kondensator C_B sei vor dem Ausschalten des Transistors auf die Quellenspannung $u_{CB} = U_Q$ aufgeladen. Dadurch erfolgt die Zwischenkommutierung beim Ausschalten statt über die Quelle U_Q über diesen induktivitätsarm an die Hauptstromklemmen des Transistors angeschlossenen Kondensator C_B.

Das Netzwerk C_B, D_B, R_B dient zusätzlich zur Begrenzung der Blockierspannung des Transistors, das Netzwerk C_S, D_S, R_S in entsprechender Weise zur Begrenzung der Sperrspannung der Freilaufdiode D_F. Diese Netzwerke sind bei geringen Schaltzeiten im allgemeinen auch dann erforderlich, wenn auf ein Ausschalt–Entlastungsnetzwerk und eine Einschalt–Entlastung völlig verzichtet wird.

Die Ausschalt–Entlastung arbeitet wie bereits beschrieben, lediglich der Kondensator C_2 wird geringfügig größer als $C/2$ dimensioniert, da die Zwischenkommutierung nicht über die speisende Quelle, sondern über den Kondensator C_B erfolgt (C_2 und C_B in Reihe).

Statt einer Drossel L mit konstanter Induktivität L (vergl. Abb. 7.16), welche die Funktion der Einschalt–Entlastung des Halbleiterschalters und die Begrenzung des Rückwärtserholstroms der Freilaufdiode D_F übernimmt, werden zwei sättigbare Drosseln L_E und L_R eingesetzt, damit beide Funktionen getrennt optimiert werden können.

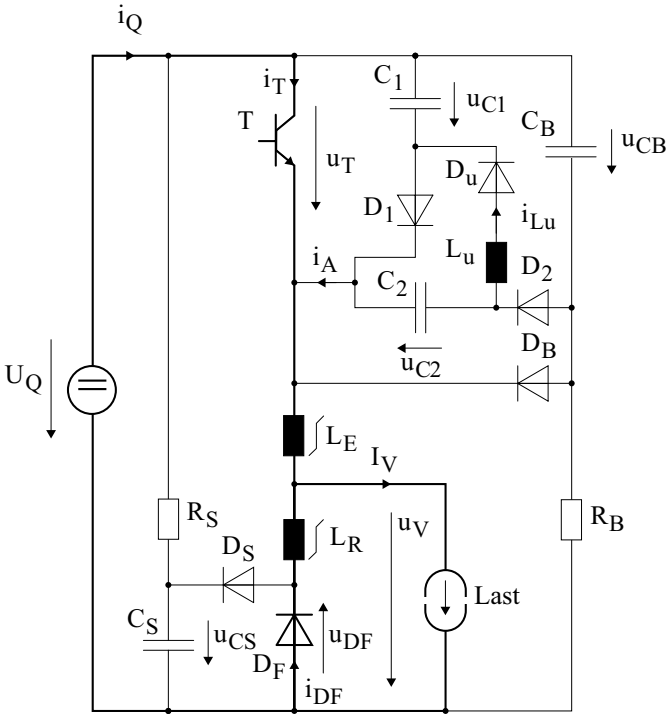


Abb. 7.27: *Tiefsetzsteller für hohe Schaltfrequenzen mit Ausschalt–Entlastungsnetzwerk nach Boehringer (2), Einschalt–Entlastung des Transistors, davon unabhängiger Begrenzung des Rückwärtserholstroms der Freilaufdiode und verlustarmer Begrenzung der Blockier- und Sperrspannungs–Beanspruchung der Leistungshalbleiter*

Die Zeitverläufe beim Schalten zeigt Abb. 7.28. Dabei ist u.a. vereinfachend angenommen, daß die Drosseln L_E, L_R bis zu ihren Sättigungsströmen (I_{Esat}, I_{Rsat}) eine jeweils konstante Induktivität (L_E, L_R) und bei größeren Strömen die Induktivität Null aufweisen.

Schaltzustand 1 ($t < t_1$): Der Transistor T ist ausgeschaltet: ($u_T = U_Q,\ i_T = 0$).

Schaltzustand 2 ($t_1 \le t < t_2$): Zum Zeitpunkt t_1 wird der Transistor eingeschaltet. Damit beginnt der Laststrom I_V von der Freilaufdiode auf den Transistor zu kommutieren. Gleichzeitig wird der Transistor mit dem bereits erläuterten Umschwingstrom i_A belastet, der hier in den ersten Zeitabschnitten nicht dargestellt

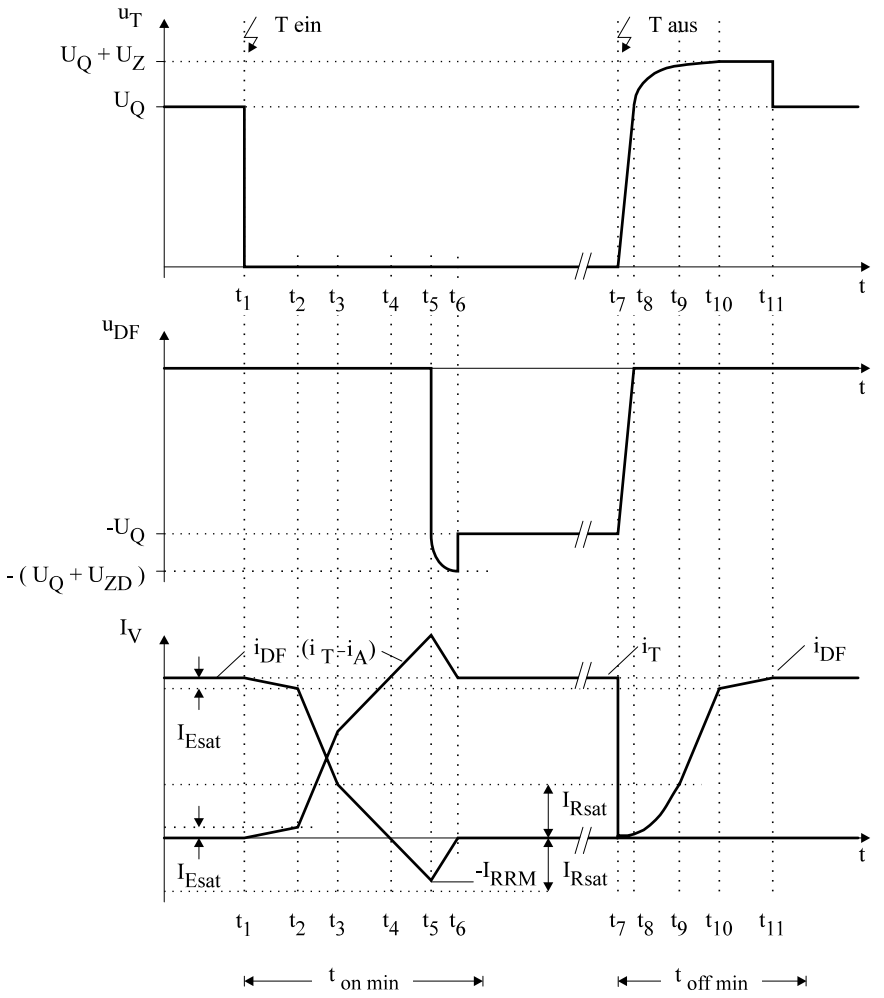


Abb. 7.28: *Zeitverläufe des voll entlasteten Tiefsetzstellers (3) nach Boehringer (schematische Darstellung, Erläuterung im Text)*

ist (Darstellung von $i_T - i_A$ in Abb. 7.28). Da dieser Umschwingstrom i_A idealisiert eine Sinus–Halbschwingung ist und die Umschwingdauer t_{u2} üblicherweise wesentlich größer als die Zeitspanne $(t_6 - t_1)$ dimensioniert wird, unterscheidet sich in diesem Zeitbereich der Strom i_T praktisch nicht vom skizzierten Strom $(i_T - i_A)$. Die Darstellung von $(i_T - i_A)$ wurde gewählt, um auf die Vernachlässigung des Umschwingstroms in Abb. 7.28 hinzuweisen. Die Darstellungen im Bereich $t_1 < t < t_6$ konzentrieren sich somit auf die Auslegung der Komponenten L_E, L_R und D_F (I_{RRM}, U_{DF}). Die Quellenspannung U_Q liegt nur an der Drossel L_E an, da die Drossel L_R gesättigt ist. Demzufolge ist $u_T = 0$ und i_T wächst linear mit der Steigung $di_T/dt = U_Q/L_E$ an.

Schaltzustand 3 ($t_2 \leq t < t_3$): Die Drossel L_E erreicht zum Zeitpunkt t_2 ihren Sättigungswert I_{Esat}. Da sich auch L_R in der Sättigung befindet, steigt i_T weiter mit der durch die im Kommutierungskreis vorhandenen, unvermeidbaren parasitären Induktivitäten ($L_{\sigma E}$, $L_{\sigma R}$ und Verdrahtung) festgelegten Steigung an.

Schaltzustand 4 ($t_3 \leq t < t_4$): Zum Zeitpunkt t_3 hat der Strom i_{DF} durch die Freilaufdiode D_F den Sättigungsstrom I_{Rsat} der Drossel L_R erreicht, L_R kommt aus der Sättigung. Daher ändert sich die Steigung $di_{DF}/dt = -U_Q/L_R$, und die Steigung des Stroms i_T nimmt entsprechend zu.

Schaltzustand 5 ($t_4 \leq t < t_5$): Infolge der Speicherladung Q_{rr} der Freilaufdiode D_F wird i_{DF} negativ.

Schaltzustand 6 ($t_5 \leq t < t_6$): Zum Zeitpunkt t_5 hat die Diode D_F ihren, vom Diodentyp, dem Vorwärtsstrom und der über L_R eingestellten Stromänderungsgeschwindigkeit abhängigen Rückwärtserholstrom I_{RRM} erreicht. Sie beginnt damit Sperrspannung aufzunehmen, wobei hier vereinfachend eine unverzögerte Sperrspannungsaufnahme vorausgesetzt wird. Durch das Netzwerk D_S, C_S, R_S wird die ansonsten auftretende zusätzliche Sperrbeanspruchung $L_R \cdot I_{RRM}/(t_6 - t_5)$ auf den Wert U_{ZD}, der sich aus dem aus L_R, C_S, R_S gebildeten Schwingkreis ergibt, begrenzt.

Schaltzustand 7 ($t_6 \leq t < t_7$): Der Transistor hat den Laststrom übernommen. In dieser Zeitspanne muß der Umschwingvorgang für die Ausschalt–Entlastung abgeschlossen sein (siehe Zeitabschnitt $(t_3 - t_1)$ in Abb. 7.26).
Zum Zeitpunkt t_6 sperrt des weiteren die Diode D_S, damit wird $u_{DF} = -U_Q$ und der Kondensator C_S beginnt sich über R_S wieder zu entladen.

Schaltzustand 8 ($t_7 \leq t < t_8$): Zum Zeitpunkt t_7 wird der Transistor ausgeschaltet. Unter der Voraussetzung, daß der Laststrom I_V unverzögert vom Transistor auf das Ausschalt–Entlastungsnetzwerk kommutiert, steigt u_T linear an.

Schaltzustand 9 ($t_8 \leq t < t_9$): Zum Zeitpunkt t_8 ist die Spannung $u_{C1}(t_8) = U_Q$ sowie $u_{C2}(t_8) = 0$ geworden. Da der Kondensator C_B auf $u_{CB} = U_Q$ aufgeladen ist, beginnt die Diode D_B zu leiten. Über den durch die Parallelschaltung von C_1 und C_B und die Drosseln L_E und L_R gebildeten, durch R_B gedämpften Schwingkreis wird der Laststrom in den folgenden Zeitabschnitten auf die Freilaufdiode D_F kommutiert. Im betrachteten Zeitabschnitt ist die Drossel L_R mit dem Anfangswert $i_{DF}(t_8) = 0$ wirksam, die Drossel L_E ist gesättigt.

Schaltzustand 10 ($t_9 \leq t < t_{10}$): Die Drosseln L_E und L_R sind gesättigt, so daß die resultierende parasitäre Induktivität des Kommutierungskreises die zeitlichen Verläufe bestimmt. Da diese Induktivität möglichst klein gehalten wird, steigt u_T nur unwesentlich an.

Schaltzustand 11 ($t_{10} \leq t < t_{11}$): Die Drossel L_E ist wirksam, L_R ist weiterhin gesättigt. Da der Sättigungsstrom I_{Esat} klein gewählt wurde, ist die gespeicherte Energie gering. Damit steigt u_T nur noch wenig an und erreicht unmittelbar vor t_{11} den Maximalwert $U_{Tmax} = u_T(t_{11} - 0) = U_Q + U_Z$.

Schaltzustand 12 ($t \geq t_{11}$): Zum Zeitpunkt t_{11} ist der Laststrom I_V vollständig auf den Freilaufkreis kommutiert, wodurch $u_T = U_Q$ wird. Der Kondensator C_B wird über R_B wieder auf $u_{CB} = U_Q$ entladen.
Da zum Zeitpunkt t_{11} der Kondensator C_1 auf $u_{C1}(t_{11}) = U_Q + U_Z$ aufgeladen ist, kann sich ein unerwünschter Umschwingvorgang über den Pfad C_1—U_Q—D_F—L_R—L_E—C_2—L_u—D_u ausbilden. Ein Umschwingen über diesen Pfad wird entweder durch eine Diode in Reihe zu L_E oder durch Ersetzen der Diode D_u durch einen gesteuerten Halbleiterschalter unterbunden. Eine Reihendiode ist bei hoher Speisespannung und vergleichsweise geringem Laststrom, ein blockierfähiger Halbleiterschalter im Umschwingkreis ist bei geringer Speisespannung und hohem Laststrom sinnvoll.

Abschließend sollen noch einige Hinweise zur *Dimensionierung* der Bauteile gegeben werden.

Die Drossel L_E hat die Aufgabe, den Anstieg des Kollektorstroms i_T so lange zu begrenzen, bis die Ansteuerschaltung den Spitzenwert des Basisstroms des Transistors T zum Zeitpunkt t_2 während dessen Einschaltüberhöhung liefert. Damit ergibt sich:

$$L_E \cdot I_{Esat} = U_Q \cdot (t_2 - t_1) \tag{7.130}$$

Um die in der Spule gespeicherte Energie geringstmöglich zu halten, wird der Sättigungsstrom I_{Esat} möglichst klein gehalten, d.h. es wird eine Eisendrosselspule ohne Luftspalt eingesetzt.

Mit Hilfe der Drossel L_R wird der maximale Rückwärtserholstrom I_{RRM} auf einen tolerierbaren Wert limitiert. Damit liegt der Wert von L_R fest, der Sättigungsstrom ist gemäß $I_{Rsat} > I_{RRM}$ zu dimensionieren.

Die Kapazität C_B zur Begrenzung der Blockierspannung des Transistors ist so zu wählen, daß einerseits die maximale Beanspruchung

$$U_{Tmax} = U_Q + U_Z \tag{7.131}$$

möglichst klein bleibt, sowie andererseits bei kleinem Laststrom I_V eine vollständige Kommutierung dieses Stroms in den Freilaufkreis innerhalb der Mindest–Ausschaltdauer $t_{off\,min}$ des Transistors T gewährleistet ist. Bei Vorgabe der maximalen Spannungsbeanspruchung U_{Tmax} kann die Größe von C_B und R_B nicht in geschlossener Form angegeben werden. Es ist also erforderlich, die Dimensionierung von C_B zusammen mit der Festlegung des Werts von R_B mittels eines Rechenprogramms vorzunehmen. Infolge der getroffenen, vereinfachenden Annahmen wird zumeist eine experimentelle Nachoptimierung erforderlich sein.

Eine andere, inzwischen verfügbare Lösung ist, die Grundschaltung am Rechner zu simulieren. Bei diesem Vorgehen müssen selbstverständlich physikalische Modelle insbesondere der Leistungshalbleiter verwendet werden, um die in der Praxis bzw. beim Experiment auftretenden realen Belastungen simulativ zu erhalten (siehe Kap. 12 und [60, 61, 64]).

In der vorstehenden Beschreibung der grundsätzlichen Wirkungsweise wurde unterstellt, daß der Entladewiderstand R_B so bemessen ist, daß der vergleichsweise klein gewählte Kondensator C_B, z.B. $C_B \approx 5 \cdot (C_1 + C_2)$, während des

Schaltzustands Aus des Transistors jeweils auf die Speisespannung U_Q entladen wird.

Zu Verminderung der Kommutierungsdauer $(t_{11} - t_8)$ des Laststroms auf den Freilaufkreis kann es zweckmäßig sein, den Entladewiderstand so zu dimensionieren, daß der wesentlich größer gewählte Kondensator $C_B \gg (C_1 + C_2)$ sich bei periodischem Schaltbetrieb mit der Pulsfrequenz f_T nicht vollständig auf U_Q entlädt, so daß eine ausreichende, weitgehend konstante Kommutierungsspannung zur Verfügung steht.

In beiden Fällen, d.h. unabhängig von der Wahl von C_B und R_B, kann die in R_B bei Betrieb des Tiefsetzstellers mit einer Pulsfrequenz f_T im Mittel umgesetzte Verlustleistung P_{RB} angegeben werden zu:

$$P_{RB} = \frac{1}{2} \cdot f_T \cdot \left[L_R \cdot I_{Rsat} \cdot (2\, I_V - I_{Rsat}) + L_E \cdot I_{Esat}^2 \right] \qquad (7.132)$$

$$\text{für:} \quad I_V > I_{Rsat},\ I_{Esat}$$

Bei kleinen Lastströmen, bei denen die Ungleichung $I_V > I_{Rsat},\ I_{Esat}$ nicht zutrifft, ist die Verlustleistung kleiner als die mit Gl. (7.132) angegebene Verlustleistung.

Bei der Dimensionierung des Kondensators C_S, welcher die Sperrspannung der Freilaufdiode D_F begrenzt, sowie des Entladewiderstands R_S, ist in gleicher Weise wie bei der Dimensionierung von C_B und R_B vorzugehen. Wird vereinfachend angenommen, daß der Strom i_{DF} im Zeitabschnitt $(t_6 - t_5)$ Null ist, ergibt sich ebenfalls unabhängig von der Wahl von C_S und R_S die in R_S bei einer Pulsfrequenz f_T im Mittel umgesetzte Verlustleistung zu:

$$P_{RS} = \frac{1}{2} \cdot f_T \cdot L_R \cdot I_{RRM}^2 \qquad (7.133)$$

Da in Wirklichkeit die Freilaufdiode D_F aber zum Zeitpunkt t_5 nicht schlagartig sperrt, der Rückstromabriß also nicht spontan, sondern näherungsweise wie in Abb. 7.28 erfolgt, ist die in R_S auftretende Verlustleistung etwas geringer als mit Gl. (7.133) angegeben. Dafür fällt dann aber in der Freilaufdiode D_F zusätzliche Verlustwärme in Form von Schaltverlusten an.

Wie schon oben betont, ist eine simulative Analyse, Synthese und Optimierung mit physikalischen Modellen der Leistungshalbleiter eine vorteilhafte Variante der Schaltungsdimensionierung; das ergibt sich auch aus diesen vereinfachten Darstellungen der Funktion der Beschaltung. In der Realität müssen insbesondere alle parasitären Effekte wie die parasitären Induktivitäten, das reale Schaltverhalten der Leistungshalbleiter (in Abhängigkeit von der Ansteuerung bei steuerbaren Halbleitern) und eventuell parasitäre ohmsche und kapazitive Widerstände berücksichtigt werden. Die mathematische Analyse wird in diesem Fall außerordentlich erschwert und ist deshalb nur noch am Rechner möglich.

7.3.5 Verlustfreie Entlastungsschaltung nach Marquardt

Als weiteres Beispiel soll die verlustfreie Entlastungsschaltung nach Marquardt [428] betrachtet werden, die in Abb. 7.29 dargestellt ist. Bei dieser Schaltung wird ein zusätzlicher Kondensator C_S zur Zwischenspeicherung der in den Beschaltungselementen C_1 und L gespeicherten Energien eingesetzt. Die Energie dieses Speicherkondensators C_S wird über eine zweite Freilaufdiode D_{F2} in die Last zurückgeliefert. Die Kapazität des Speicherkondensators wird groß gegen die des Beschaltungskondensators gewählt ($C_S > 4\,C_1$), um die über U_Q hinausgehende Sperrspannungsbeanspruchung der Hauptfreilaufdiode D_F gering zu halten. Ein Vorteil der Schaltung ist, daß der GTO selbst nur mit der Spannung U_Q beansprucht wird.

In Abb. 7.30 ist der zeitliche Verlauf der Systemgrößen und in Abb. 7.31 die Folge der Schaltzustände für diese Schaltung dargestellt. Zum Vergleich mit Abb. 7.30 sind in Abb. 7.32 die Zeitverläufe einer Simulation der Marquardt–Schaltung mit realen Bauelementen dargestellt.

Schaltzustand 1 ($t < t_1$): Der GTO ist eingeschaltet ($u_V = U_Q$).

Schaltzustand 2 ($t_1 \leq t < t_2$): Der GTO wird ausgeschaltet; der Strom I_V kommutiert auf die Beschaltung (C_1, D_1) und lädt den Kondensator C_1 linear auf ($u_V = U_Q - u_{C1}$), die Spannung am GTO steigt (idealisiert) von Null linear an. (In der Realität gelten wieder die Anmerkungen wie bei Abb. 7.16, Schaltzustand 2.)

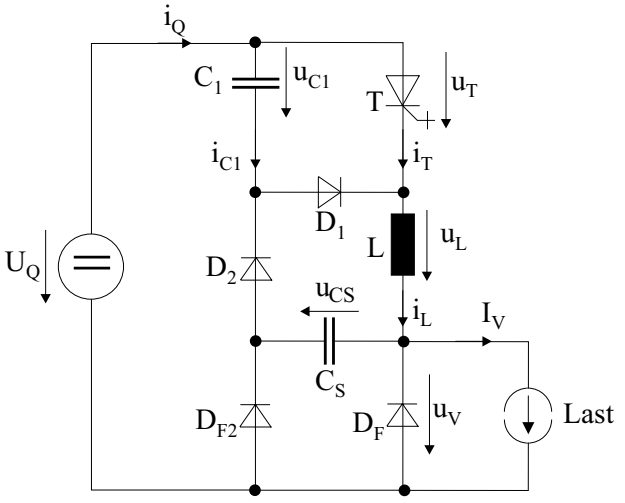


Abb. 7.29: *Verlustfreie Entlastungsschaltung nach Marquardt*

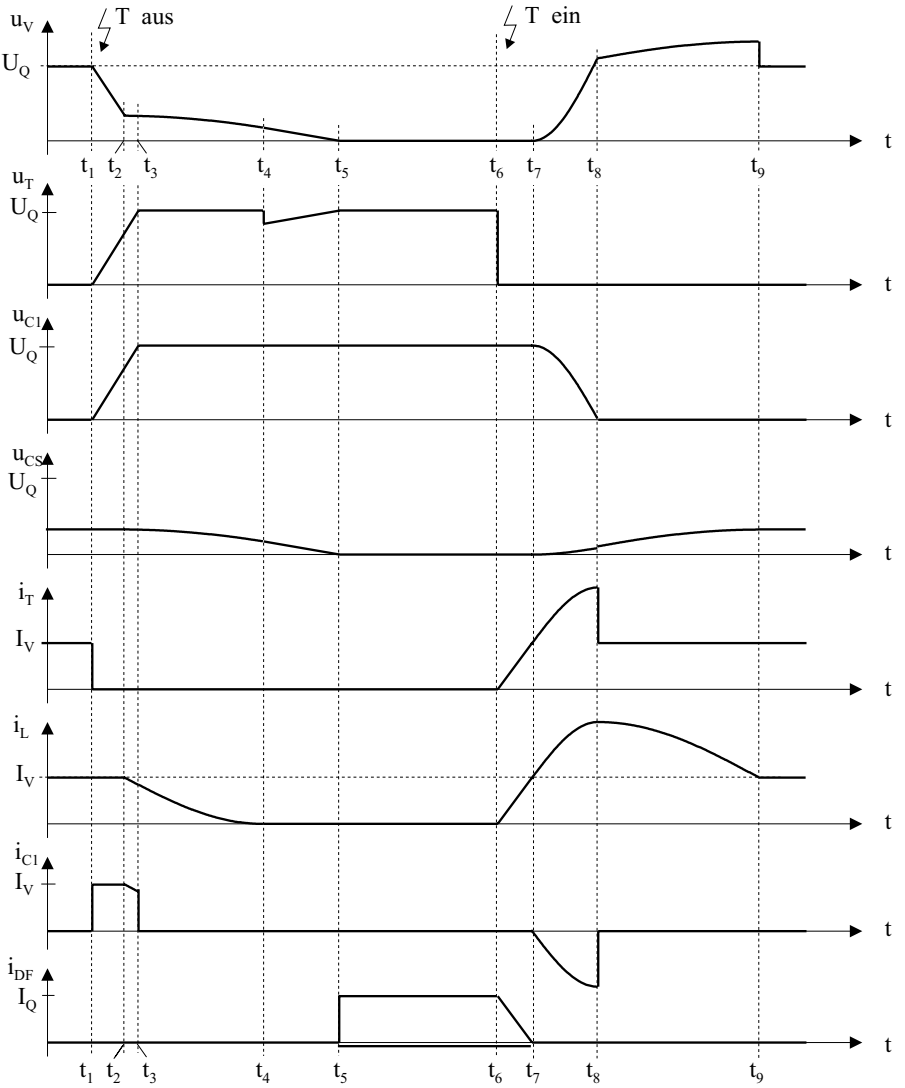


Abb. 7.30: *Zeitverläufe der Systemgrößen der verlustfreien Schaltung nach Marquardt (idealisiert, ohne parasitäre Effekte)*

Schaltzustand 3 ($t_2 \leq t < t_3$): Für $t = t_2$ gilt $u_{C1} + u_{CS} = U_Q$; die Diode D_{F2} wird leitend. Über einen Schwingkreis (L, C_1, C_S) wird dann C_1 weiter geladen und C_S leicht entladen ($u_V = u_{CS}$).

Schaltzustand 4 ($t_3 \leq t < t_4$): Der Kondensator C_1 ist auf $u_{C1} = U_Q$ aufgeladen. Damit wird die Diode D_2 leitfähig, da $u_{CS} > 0$. Die Induktivität L wird

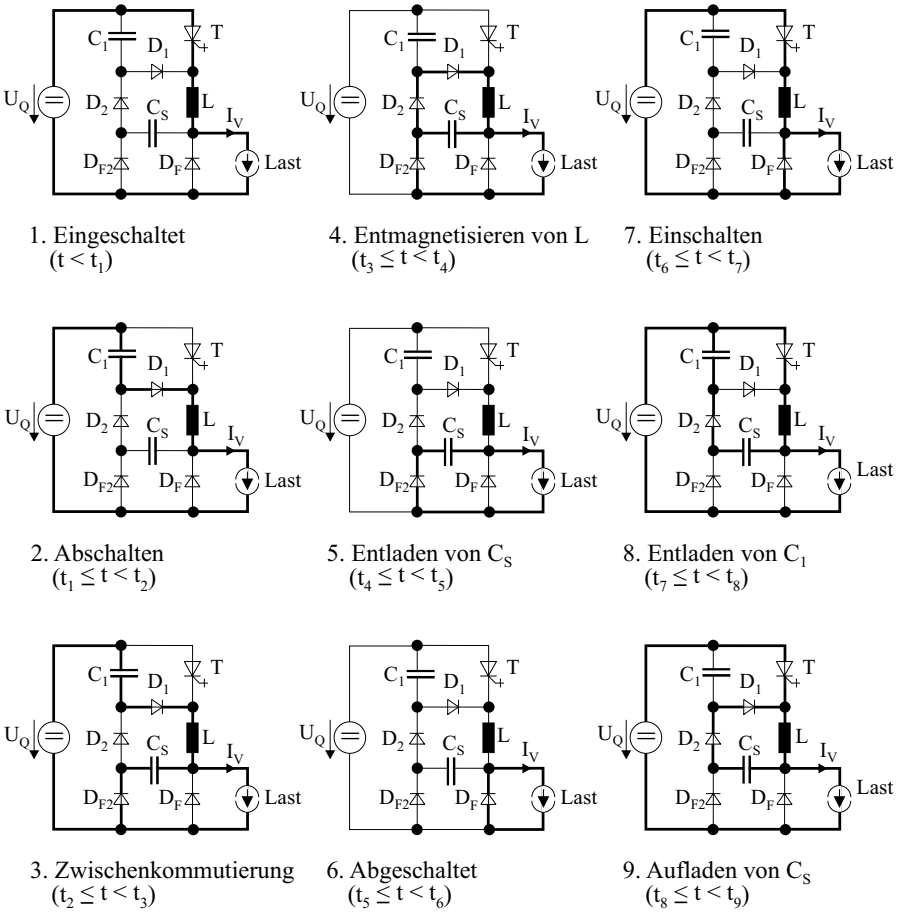


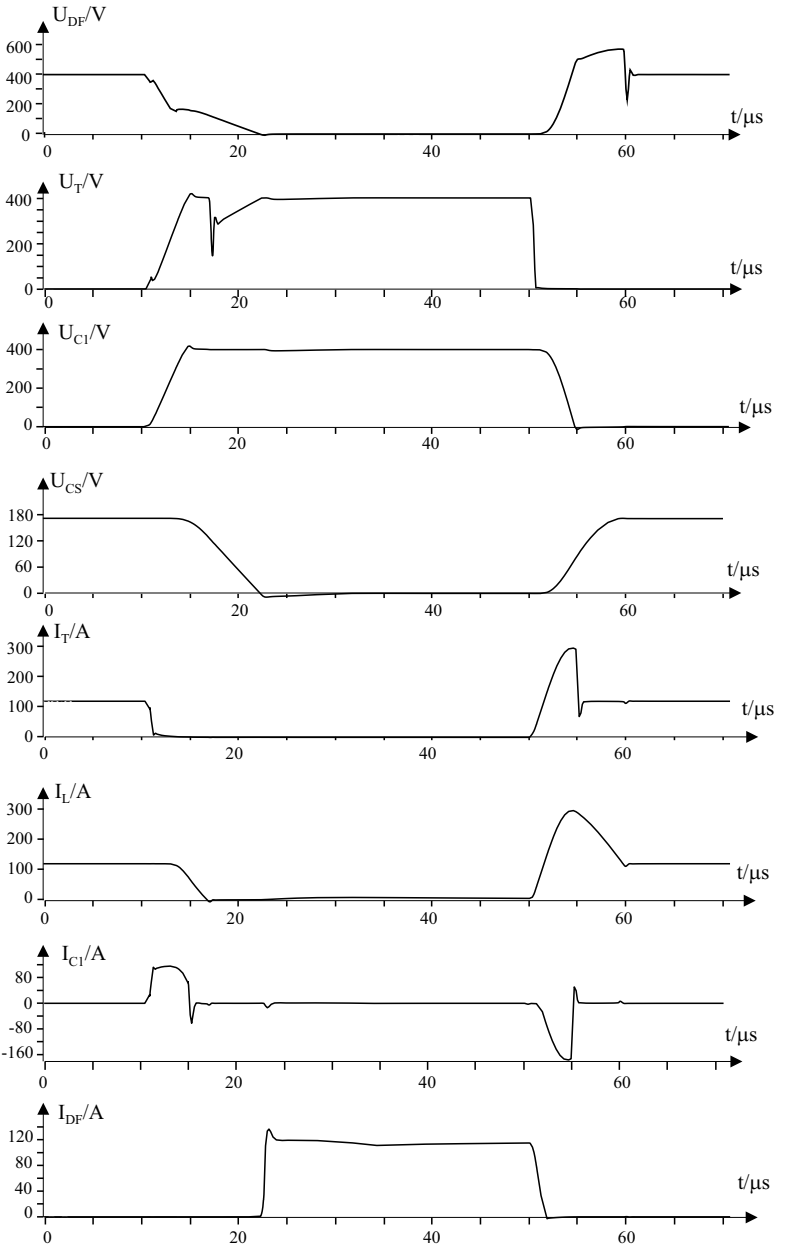
Abb. 7.31: *Folge der Schaltzustände (verlustfreie Schaltung nach Marquardt)*

über einen Schwingkreis (L, C_S, D_1, D_2) entmagnetisiert; somit kommutiert der Laststrom von L, D_1 nach C_S, D_{F2}. Dabei wird C_S entladen ($u_V = u_{CS}$).

Schaltzustand 5 ($t_4 \leq t < t_5$): Für $t = t_4$ ist $i_L = 0$; der Laststrom I_V fließt nun im Kreis C_S, D_{F2} und entlädt C_S weiter ($u_V = u_{CS}$).

Schaltzustand 6 ($t_5 \leq t < t_6$): Für $t = t_5$ ist der Speicherkondensator C_S vollständig entladen. Der Laststrom kommutiert von D_{F2} auf die Hauptfreilaufdiode D_F ($u_V = 0$); der Ausschaltvorgang ist damit abgeschlossen.

Schaltzustand 7 ($t_6 \leq t < t_7$): Der GTO wird wieder eingeschaltet; der Laststrom I_V kommutiert linear von D_F in den Hauptkreis ($u_V = 0$), da U_Q an L abfällt (parasitäre Effekte vernachlässigt).



Daten: $U_Q = 400\,V,\ \ I_V = 120\,A,\ \ L = 4\,\mu H,\ \ C_1 = 1\,\mu F,\ \ C_S = 5\,\mu F$

Abb. 7.32: *Simulation der Zeitverläufe mit realen Bauelementen (verlustfreie Schaltung nach Marquardt)*

Schaltzustand 8 ($t_7 \leq t < t_8$): Für $t = t_7$ ist $i_{DF} = 0$; die Diode D_2 wird leitend. Der Kondensator C_1 entlädt sich über den Schwingkreis aus C_1, C_S und L; dabei wird C_S aufgeladen. L und T_1 werden mit dem Entladestrom i_{C1} zusätzlich belastet ($u_V = U_Q + u_{CS} - u_{C1}$).

Schaltzustand 9 ($t_8 \leq t < t_9$): Für $t = t_8$ ist C_1 vollständig entladen ($u_{C1} = 0$). Der Strom i_L wird nun wieder auf I_V abgebaut und lädt über D_1 und D_2 den Kondensator C_S auf ($u_V = U_Q + u_{CS}$).

Für $t = t_9$ ist $i_L = I_V$; der Einschaltvorgang ist abgeschlossen.

Beanspruchung des GTO:

$$\frac{du_T}{dt} = \frac{I_V}{C_1} \qquad \text{(beim Ausschalten)} \tag{7.134}$$

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{U_Q}{L} \qquad \text{(beim Einschalten)} \tag{7.135}$$

$$U_{Tmax} = U_Q \qquad \text{(Blockieren)} \tag{7.136}$$

$$U_T \approx 0 \qquad \text{(Sperren)} \tag{7.137}$$

$$I_{Tmax} = I_{V\,max} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{C_S}{C_S + C_1}}\right) \approx 2 \cdot I_{V\,max} \tag{7.138}$$

Spitzensperrspannung der Hauptfreilaufdiode D_F:

$$U_{DFmax} \approx U_Q \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{C_1}{C_S}}\right) \tag{7.139}$$

Bei der Dimensionierung der Schaltung ist zu berücksichtigen, daß für die ordnungsgemäße Funktion der Schaltung die folgende Bedingung einzuhalten ist:

$$\frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot U_Q^2 > \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_V^2 \qquad \text{bzw.} \qquad I_{V\,max} \leq U_Q \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L}} \tag{7.140}$$

7.3.6 Zusammenfassung Entlastungsschaltungen

In Kap. 7.3 wurden die unterschiedlichsten Schaltungen zur Einschalt- oder/und Ausschalt–Entlastung von steuerbaren Leistungshalbleitern vorgestellt. Diese Schaltungen sind nur ein kleiner aber typischer Ausschnitt aus der Vielzahl der veröffentlichten Schaltungsvarianten.

An dieser Stelle soll auch auf die Ausführungen in Kap. 8.8 hingewiesen werden. In diesen Kapiteln werden Beschaltungsvarianten für Brückenschaltungen der Stromrichter–Stellglieder abgehandelt. In Kap. 9 werden resonante Schaltungstopologien diskutiert; das Ziel bei diesen Schaltungstopologien ist wiederum die Entlastung der Leistungshalbleiter von den Schaltverlusten. Das Gebiet

der Entlastungsschaltungen ist somit außerordentlich umfangreich erforscht worden. Es erscheint daher sinnvoll, bereits an dieser Stelle eine kurze, aber kritische Zusammenfassung des Gebiets zu versuchen.

Wie bereits aus Kap. 7.3 zu entnehmen ist, ist die analytische Durchdringung der Funktion derartiger Schaltungen nicht ganz einfach. Diese Aussage gilt unter der schwerwiegenden Voraussetzung der Idealisierung wie der weitgehenden Vernachlässigung des realen Schaltverhaltens von steuerbaren Leistungshalbleitern sowie ähnlicher Vernachlässigungen bei den Leistungsdioden. Es sei in diesem Zusammenhang darauf hingewiesen, daß bis jetzt die statischen und insbesondere die dynamischen Ansteuerbedingungen der steuerbaren Leistungshalbleiter überhaupt nicht erwähnt wurden. Die Idealisierung umfaßt auch alle anderen parasitären Effekte wie die Vernachlässigung der parasitären Induktivitäten der Verdrahtung, der Beschaltungskondensatoren oder der Beschaltungswiderstände.

Eine weitere Idealisierung betrifft die Annahme einer konstanten Einspeisespannung U_Q oder eines konstanten Laststroms I_V (Verletzung dieser Idealisierung siehe Kap. 8.8).

Aufgrund dieser umfangreichen Idealisierung wurde und wird auch heute noch sehr häufig die experimentelle Untersuchung praktiziert. Dies ist allerdings sehr zeit- und damit kostenaufwendig. Vor allem muß beachtet werden, daß durch das Einfügen eines Sensors in derartigen Schaltungen bereits eine unerwünschte Veränderung der Schaltungstopologie eintreten kann. Andere interessierende Signale können im allgemeinen gar nicht gemessen werden.

Es ist also ein vertieftes Verständnis des Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter an sich und damit des Verhaltens in den Schaltungstopologien notwendig; diese Hilfestellung wird u.a. im Band 3 [60] dieser Buchreihe ([54–63]), insbesondere in [61] gegeben.

Um die experimentellen Untersuchungen abzukürzen, sollte die Simulation der gewünschten Schaltung mittels physikalischer Modelle [64], die in Kap. 12 vorgestellt wird, eingesetzt werden.

Alle diese Überlegungen gelten, wenn die steuerbaren Leistungshalbleiter „blind“ angesteuert werden. Dies bedeutet, zu einem gewünschten Zeitpunkt wird der Steuerbefehl gegeben, und die das angesteuerte Element umgebende Schaltungstopologie hat zu gewährleisten, daß keine Überlastungen in der Topologie auftreten.

Ein ganz anderer Lösungsweg ist, den steuerbaren Leistungshalbleiter „aktiv“ anzusteuern. Dies bedeutet, das Ansteuersignal wird während des Ein- und Ausschaltvorgangs so verändert, daß keine Überlastung des Elements auftreten kann. Dies kann dazu führen, die Beschaltung im Aufwand deutlich zu reduzieren bzw. im Grenzfall vollständig entfallen zu lassen [414, 417, 418, 423, 449, 942].

Allerdings werden in diesem Fall im allgemeinen weitere Maßnahmen ergriffen, um das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter zu verbessern. Derartige Maßnahmen können Lebensdauerprofile in der Driftzone sein (abfallende Lebensdauer zum pn–Übergang hin), Pufferschichten bzw. transparente Emitter (Begrenzung der Speicherladung Q_{rr}) oder Trench–Strukturen sein [60, 61, 422, 462].

Ein genereller Trend ist, die Leistungshalbleiter möglichst ohne oder mit nur sehr geringer Beschaltung zu betreiben. Dies erhöht deutlich den Wirkungsgrad und die Betriebssicherheit und vermindert den Konstruktionsaufwand.

Es sollte somit bei vollständiger Würdigung der Fragestellung *Entlastungsmaßnahmen* nicht nur über Beschaltungsvarianten diskutiert werden.

7.4 Grundlegende Steuerung und Regelung von Gleichspannungswandlern

Wie schon zu Beginn erwähnt, ist der arithmetische Mittelwert der Ausgangsgleichspannung U_V vom Tastverhältnis a abhängig (Abb. 7.33):

$$a = \frac{t_e}{t_e + t_a} = \frac{t_e}{T} \tag{7.141}$$

Daraus ergeben sich zwei grundsätzliche Steuerarten für den Gleichspannungswandler: die *Pulsweitensteuerung* (T = konst.) und die *Pulsfolgesteuerung* (t_e = konst.).

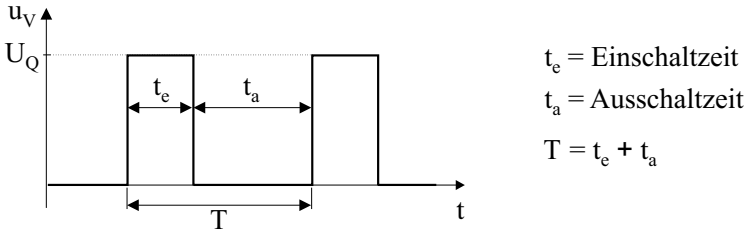


Abb. 7.33: *Gleichspannungswandler: Spannungsverlauf und Schaltzeiten (Prinzip)*

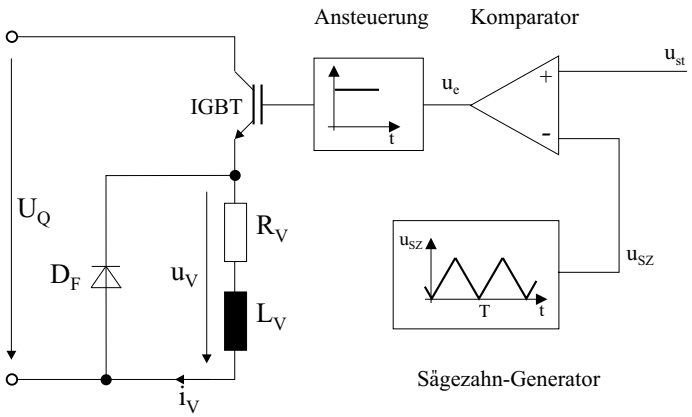
7.4.1 Pulsweitensteuerung

Die Pulsweitensteuerung findet ihr Einsatzgebiet vorwiegend in Anlagen, bei denen der Laststrom I_V möglichst geglättet sein soll. Um dies zu erreichen, wird die Periodendauer T und die Induktivität L_V bzw. die Zeitkonstante $T_V = L_V/R_V$ so gewählt, daß im gewählten Betriebsbereich lückender Strom vermieden wird. Das Verfahren beruht somit darauf, daß die Impulsdauer t_e bzw. die Pausendauer t_a veränderbar sind, während die Periodendauer T und damit die Schaltfrequenz f_T konstant gehalten werden.

Hier gilt die Beziehung:

$$U_V \;=\; U_Q \cdot \frac{t_e}{T} \qquad (\text{mit } T = \text{konst.};\; t_e \;=\; T - t_a \text{ variabel}) \tag{7.142}$$

Grenzen für t_e sind durch die endlichen Schaltzeiten beim Ein- und Ausschalten gegeben. Diese hängen, wie in den vorhergehenden Kapiteln dargestellt wurde, von den dynamischen Eigenschaften der verwendeten Leistungshalbleiter (MOSFETs, IGBTs, GTOs, GCTs, Dioden) und von der Art und der Auslegung der Beschaltung ab. Umschwing- bzw. Umladezeiten werden häufig vom Laststrom I_V beeinflußt. Es ist jeweils im Einzelfall zu prüfen, welche Abschnitte des



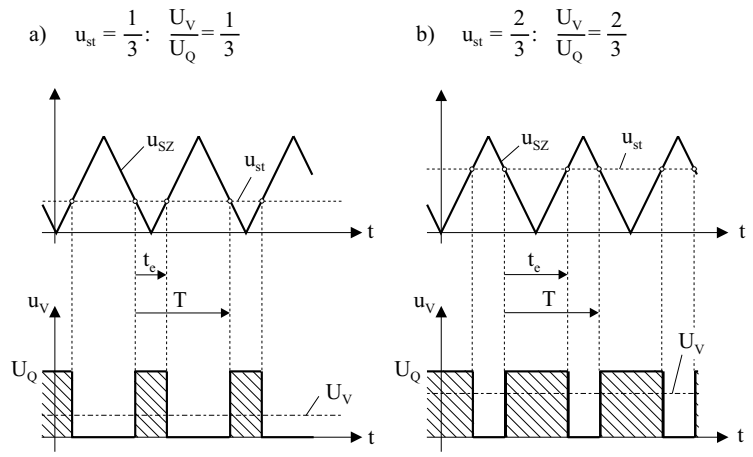


Abb. 7.34: *Beispiel einer Pulsweitensteuerung (Schaltung, Zeitverläufe)*

Einschalt- und des Ausschaltvorgangs dem Ein- bzw. Auszustand zuzurechnen sind. Gegebenfalls sind zusätzliche Sicherheitszeiten zu berücksichtigen. Mit den auf diese Weise ermittelten Werten für $t_{e\,min}$ und $t_{e\,max}$ ergibt sich der Stellbereich für U_V:

$$\frac{U_{V\,max}}{U_{V\,min}} = \frac{t_{e\,max}}{t_{e\,min}} \tag{7.143}$$

In Abb. 7.34 ist ein Beispiel für die Realisierung einer Pulsweitensteuerung dargestellt. Die Ansteuerung erfolgt dabei über einen Komparator, der die Steuerspannung u_{st} mit der Sägezahnspannung u_{sz} (Periodendauer T) vergleicht.

7.4.2 Pulsfolgesteuerung

Bei der Pulsfolgesteuerung wird mit konstanter Pulsdauer t_e und mit variabler Pausendauer t_a und somit mit variabler Periodendauer T bzw. variabler Frequenz f_T gearbeitet.
Aus $T = t_e + t_a$ erhält man:

$$f_T = \frac{1}{t_e + t_a} = \frac{1}{T} \qquad (t_e = \text{konst.};\ T \text{ variabel: } t_e \le T < \infty) \tag{7.144}$$

Mit den Gleichungen

$$U_V = U_Q \cdot f_T \cdot t_e\,; \qquad f_{Tmax} = \frac{1}{t_e}\,; \qquad f_{Tmin} = \frac{U_{V\,min}}{U_Q \cdot t_e} \tag{7.145}$$

ergibt sich der Frequenzstellbereich:

$$\frac{U_{V\,min}}{U_Q \cdot t_e} < f_T < \frac{1}{t_e} \tag{7.146}$$

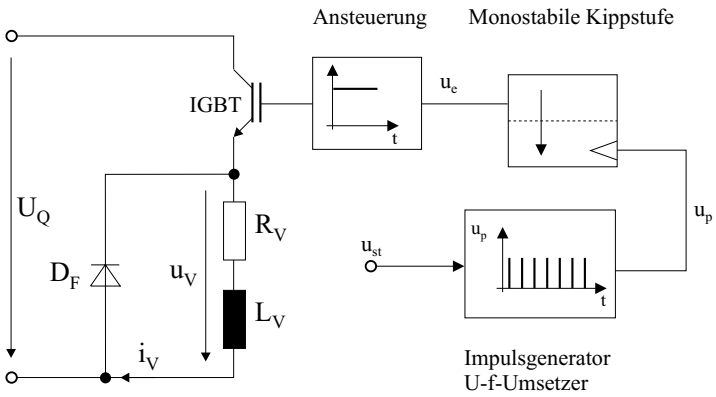
Während die Vollaussteuerung mit f_{Tmax} bei $t_e = T$ gegeben ist, errechnet sich f_{Tmin} und damit $t_{a\,max}$ und T_{max} aus der kleinsten zulässigen Ausgangsspannung $U_{V\,min}$ und der gewählten Impulsweite t_e bei vorgegebener Eingangsspannung U_Q.

Diese *Frequenzsteuerung*, auch Pulsfolgesteuerung genannt, zeichnet sich durch geringen technischen Aufwand aus (Abb. 7.35). In Abb. 7.36 ist die Realisierung der Ansteuerung mit Frequenz–Spannungswandler und Monoflop dargestellt.

Generell ist bei dieser Steuerart jedoch zu beachten, daß niedrige Arbeitsfrequenzen einen *hohen Aufwand an Glättungsgliedern* (meistens teuere Induktivitäten) erfordern, falls ein Lücken des Laststroms vermieden werden soll.

7.4.3 Zweipunktregelung des Gleichspannungswandlers

Diese Ansteuerart wird bei Laststromregelungen eingesetzt und arbeitet sowohl mit variabler Pulsdauer t_e als auch mit variabler Arbeitsfrequenz. Die entsprechenden Ein- und Ausschaltimpulse werden vom Regler gegeben, sobald der Stromistwert den zulässigen Toleranzbereich Δi verläßt (Abb. 7.37).



a) $u_{st} = \frac{1}{3} : \frac{U_V}{U_Q} = \frac{1}{3}$

b) $u_{st} = \frac{2}{3} : \frac{U_V}{U_Q} = \frac{2}{3}$

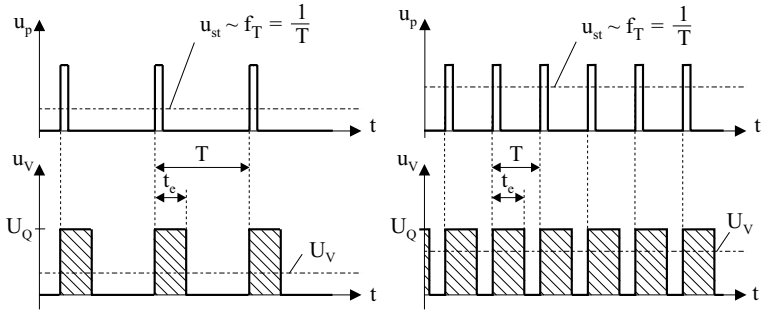


Abb. 7.35: *Beispiel einer Pulsfolgesteuerung (Schaltung, Zeitverläufe)*

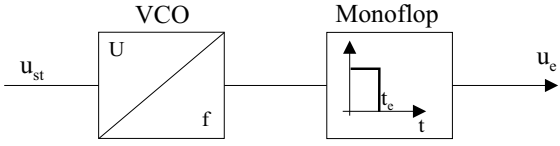


Abb. 7.36: *Realisierungsbeispiel für die Ansteuerung bei der Pulsfolgesteuerung*

Unter der vereinfachenden Annahme $R_V = 0$ läßt sich das System mit

$$a \;=\; \frac{t_e}{T} \;=\; \frac{U_V}{U_Q} \;=\; \frac{E_V}{U_Q} \tag{7.147}$$

näherungsweise berechnen:

$$t_e \;=\; \frac{\Delta i \cdot L_V}{(1-a)\cdot U_Q}\,; \qquad\qquad t_a \;=\; \frac{\Delta i \cdot L_V}{a \cdot U_Q} \tag{7.148}$$

$$T \;=\; \frac{\Delta i \cdot L_V}{a\cdot(1-a)\cdot U_Q}\,; \qquad\qquad T_{min}\Big|_{a=0{,}5} \;=\; \frac{4\cdot\Delta i \cdot L_V}{U_Q} \tag{7.149}$$

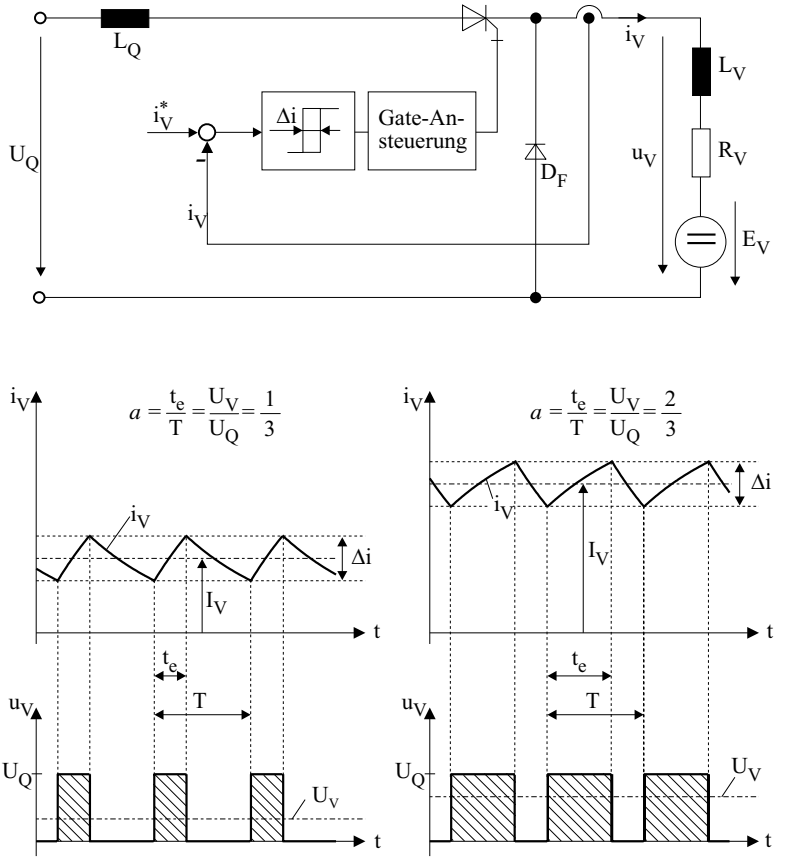


Abb. 7.37: *Stromregelung mit Zweipunktregler (Schaltung, Zeitverläufe)*

7.5 Gleichstromstelleschaltungen für Ein- und Mehr-Quadrant-Betrieb von Gleichstrommaschinen

Für Antriebe mit Gleichstrommaschinen wird in der Regel ein Mehr–Quadrant–Betrieb und häufig ein Vier–Quadrant–Betrieb gefordert, d.h. Strom und Spannung (und damit Drehmoment und Drehzahl der Gleichstrommaschine) sollen unabhängig von einander eingestellt und umgekehrt werden können. In diesem Kapitel soll dargestellt werden, in welcher Weise Gleichspannungswandler für Ein–, Zwei- und Vier–Quadrant–Antriebe eingesetzt werden können.

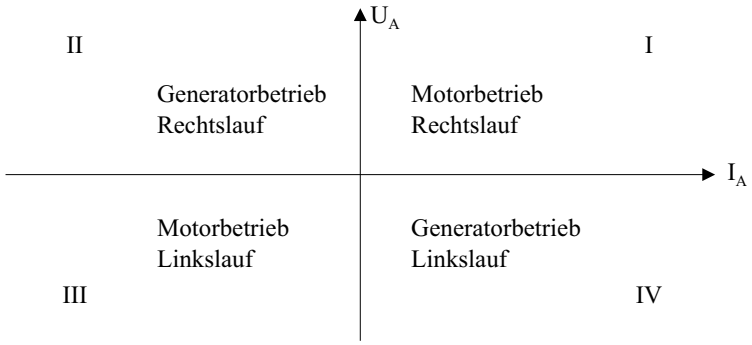


Abb. 7.38: *Betriebsbereiche (Quadranten) der Gleichstrommaschine*

7.5.1 Motorischer Ein–Quadrant–Betrieb

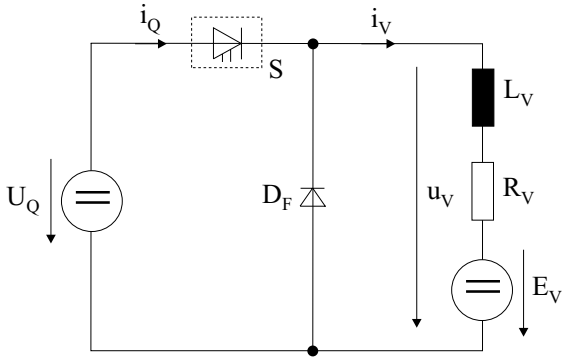


Abb. 7.39: *Tiefsetzsteller (Buck–Wandler)*

Wie in den vorangehenden Kapiteln bereits beschrieben, wird bei der bisher behandelten Gleichspannungswandler–Schaltung durch Pulsweitenmodulation erreicht, daß der Mittelwert der Verbraucherspannung $U_V \leq U_Q$ ist. Man spricht daher von einem *Tiefsetzsteller (Buck–Wandler).*
Wie bereits aus Kap. 7.1 bekannt, gilt beim Tiefsetzsteller für die Mittelwerte:

$$U_V = \frac{t_e}{T} \cdot U_Q = a \cdot U_Q \qquad \text{bzw.} \qquad a = \frac{t_e}{T} = \frac{U_V}{U_Q} \tag{7.150}$$

Das Spannungs–Übersetzungsverhältnis m ist somit linear von a bzw. t_e abhängig (statische Kennlinie siehe Abb. 7.43a):

$$m = \frac{U_V}{U_Q} = a \tag{7.151}$$

Der Tiefsetzsteller kann direkt für den motorischen Betrieb einer Gleichstromnebenschlußmaschine (1. Quadrant) verwendet werden. Die Last besteht jetzt aus R_A, L_A und der induzierten Spannung E_A als Gegenspannungsquelle (Abb. 7.40).

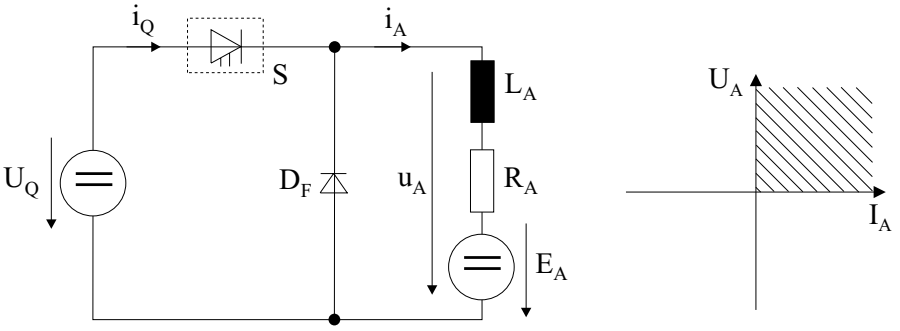


Abb. 7.40: *Motorischer Ein–Quadrant–Antrieb: Prinzipschaltbild und Betriebsbereich*

Für nichtlückenden Ankerstrom sind die Mittelwerte von u_A und i_A:

$$U_A = a \cdot U_Q > 0 \qquad (a = \frac{t_e}{T}) \tag{7.152}$$

$$I_A = \frac{U_A - E_A}{R_A} = \frac{a \cdot U_Q - E_A}{R_A} > 0 \qquad (E_A < U_A) \tag{7.153}$$

Aufgrund der Freilaufdiode D_F gilt $U_A \geq 0$. Die Ventile S und D_F verhindern einen Stromfluß in negativer Richtung ($I_A \geq 0$ und damit auch Drehmoment $M_M \geq 0$). Die Leistungsflußrichtung ist nur von der Quelle U_Q zum Motor möglich. Der Motor kann somit nicht elektrisch gebremst werden.

Hinweis zum *Lückbetrieb*: Wenn während der Ausphase des Schalters S der Ankerstrom i_A auf Null abgebaut wird, kann vorübergehend kein Ankerstrom fließen, da ein negativer Stromfluß nicht möglich ist. Die Ankerspannung u_A

nimmt für $i_A = 0$ den Wert $u_A = E_A$ und nicht den Wert 0 an. Wenn der Schalter S_1 wieder eingeschaltet wird, baut sich i_A wieder auf; die Ausgangsspannung ist dann $u_A = U_Q$. Im lückenden Betrieb gilt somit für die mittlere Ankerspannung: $U_A \geq a \cdot U_Q$.

7.5.2 Generatorischer Ein–Quadrant–Betrieb

Für diese Betriebsart betrachten wir zunächst die Ausführung des Gleichspannungswandlers als *Hochsetzsteller* (englisch: *Boost–Wandler*) nach Abb. 7.41. Ein Hochsetzsteller hat zum Ziel, eine mittlere Ausgangsspannung U_V zu erzeugen, die *größer* als U_Q ist.

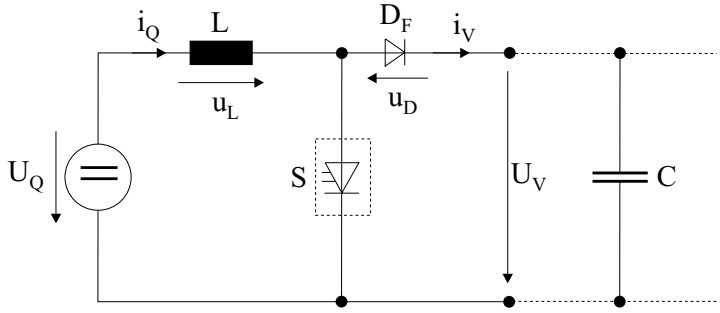
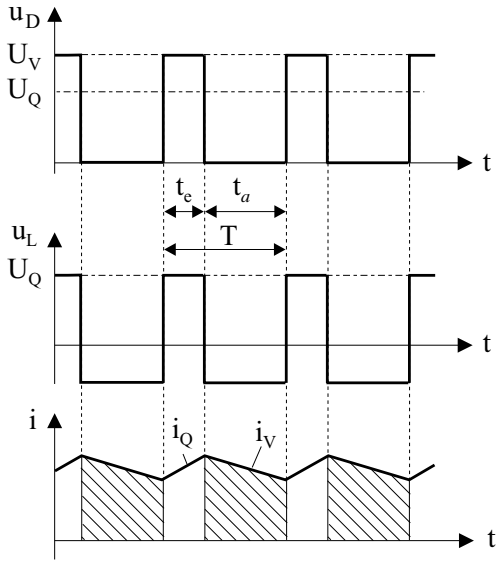


Abb. 7.41: *Hochsetzsteller (Boost–Wandler)*



$$a = \frac{t_e}{T}$$

t_e: $u_D = U_V$

t_a: $u_D = 0$

$T = t_e + t_a$

$t_e \cdot U_V = T \cdot U_D$

$U_D = a \cdot U_V$

Abb. 7.42: *Zeitverläufe der Systemgrößen beim Hochsetzsteller (U_V = konst., d.h. Kondensator C groß)*

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Wenn der Schalter S eingeschaltet wird, sperrt die Diode D_F. Dadurch liegt an der Spule mit der Induktivität L die Spannung $u_L = U_Q$ an, und es gilt:

$$u_L \;=\; U_Q \;=\; L \cdot \frac{di_Q}{dt}\,; \qquad u_D \;=\; U_V\,; \qquad i_V \;=\; 0 \qquad (t_e:\ \text{S ein}) \tag{7.154}$$

Der Strom i_Q wird daher bei konstantem L linear ansteigen. Bei einem vorgebbaren maximalen Strom schaltet der Schalter S ab. Der Strom i_Q kommutiert über die Diode D_F in den Lastkreis. An der Spule liegt eine negative Spannung, die den Strom wieder abbaut (Abb. 7.42):

$$u_L \;=\; U_Q - U_V \;=\; L \cdot \frac{di_Q}{dt}\,; \qquad u_D \;=\; 0\,; \qquad i_V \;=\; i_Q \qquad (t_a:\ \text{S aus}) \tag{7.155}$$

Für den Mittelwert von U_D ergibt sich somit:

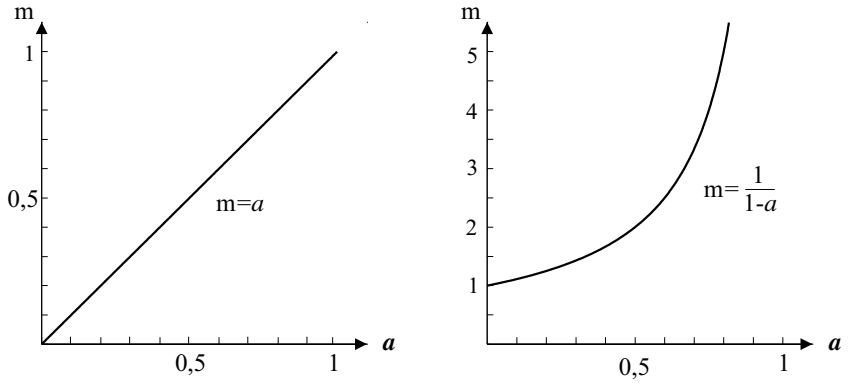
$$U_D \;=\; U_V - U_Q \;=\; \frac{t_e}{T} \cdot U_V \;=\; a \cdot U_V \tag{7.156}$$

Das Spannungs–Übersetzungsverhältnis m für diese Schaltung ist damit:

$$m \;=\; \frac{U_V}{U_Q} \;=\; \frac{U_V}{U_V - U_D} \;=\; \frac{U_V}{U_V - a \cdot U_V} \;=\; \frac{1}{1-a} \tag{7.157}$$

Damit hat sich ergeben: Bei $a = 0$ (d.h. Schalter S_1 ständig aus) ist somit $U_V = U_Q$, bei $0 < a < 1$ ist $U_V > U_Q$. Die statische Kennlinie zeigt Abb. 7.43b.

Weitere DC–DC–Wandler–Schaltungen, z.B. der *Buck–Boost–Wandler*, der den Ausgangsspannungsbereich von Tief- und Hochsetzsteller umfaßt, werden in Kap. 9.1 behandelt.



a) *Tiefsetzsteller (Buck–Wandler)* **b)** *Hochsetzsteller (Boost–Wandler)*

Abb. 7.43: *Statische Kennlinien $m = f(a)$ für Tief- und Hochsetzsteller*

Bei der Anwendung des Hochsetzsteller–Prinzips für die Gleichstrommaschine ist ein Leistungstransfer von der Last in die Spannungsquelle möglich (Rückspeisung). Gegenüber dem Hochsetzsteller ist die Ein- und Ausgangsseite vertauscht, d.h. die Maschine wird nun zur „Quelle“ und die Spannung U_Q zur „Last“ (vgl. Abb. 7.44).

Funktionsweise: Durch Zünden des Schalters S (d.h. bei $u_A = 0$) wird ein Ankerstrom $i_A < 0$ aufgebaut. Aufgrund der Induktivität L_A wird der Ankerstrom nach der Löschung des Schalters S nicht unterbrochen, sondern fließt über D_F in die „Last“ U_Q. Für nichtlückenden Ankerstrom gilt:

$$U_A = (1-a) \cdot U_Q > 0 \tag{7.158}$$

$$I_A = \frac{U_A - E_A}{R_A} = \frac{(1-a) \cdot U_Q - E_A}{R_A} < 0 \qquad (E_A > U_A) \tag{7.159}$$

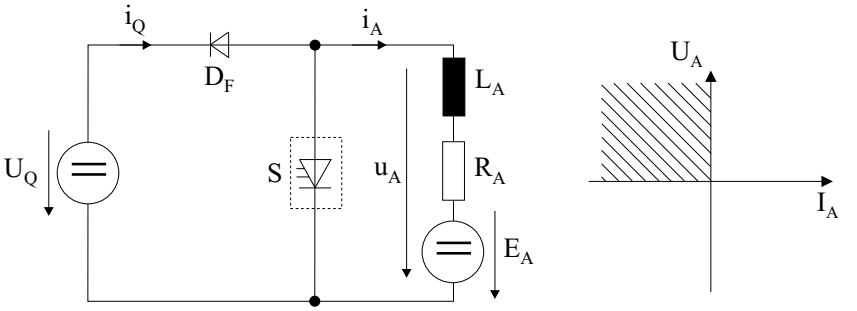


Abb. 7.44: *Generatorischer Ein–Quadrant–Antrieb: Prinzipschaltbild und Betriebsbereich*

7.5.3 Zwei–Quadrant–Betrieb mit Ankerstromumkehr

Durch Kombination der Schaltungen für den motorischen und den generatorischen Ein–Quadrant–Betrieb ist ein Betrieb in zwei benachbarten Quadranten möglich. Es kann dann entweder der Ankerstrom oder die Ankerspannung umgekehrt werden. Wir betrachten zunächst den *Zwei–Quadrant–Antrieb mit Ankerstromumkehr* (Abb. 7.45).

Steuerverfahren: Die Schalter S_1 und S_3 werden gegenphasig geschaltet, d.h. während der Zeit t_e ist S_1 ein- und S_3 ausgeschaltet und während t_a ist S_3 ein- und S_1 ausgeschaltet.

Schaltzustand 1: Schalter S_1 ein, Schalter S_3 aus, $u_A = U_Q$.
Bei Motorbetrieb ($i_A > 0$) fließt i_A über S_1 in die Last; bei Bremsbetrieb ($i_A < 0$) fließt i_A von der Maschine über D_{F1} in die Quelle U_Q.

Schaltzustand 2: Schalter S_1 aus, Schalter S_3 ein, $u_A = 0$ (Freilauf).
Der Ankerkreis ist kurzgeschlossen. Bei $i_A > 0$ fließt der Strom über D_{F3}, bei $i_A < 0$ über S_3.

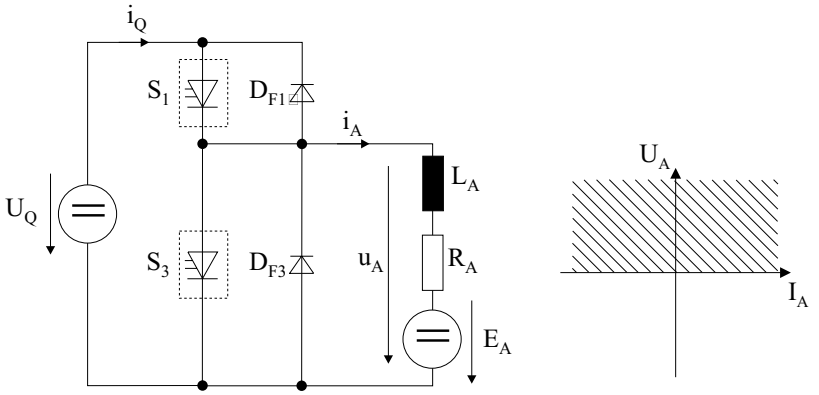


Abb. 7.45: *Zwei–Quadrant–Antrieb mit Ankerstromumkehr: Prinzipschaltbild und Betriebsbereich*

Das Einschalten des einen Schalters sollte gegenüber dem Ausschalten des anderen Schalters verzögert sein, um einen Kurzschluß der Spannungsquelle zu vermeiden. Ein Stromlücken beim Übergang vom 1. zum 2. Quadranten tritt bei diesem Steuerverfahren im allgemeinen nicht auf. Für die Mittelwerte gilt:

$$U_A \;=\; a \cdot U_Q \;>\; 0\,; \qquad I_A \;=\; \frac{a \cdot U_Q - E_A}{R_A} \tag{7.160}$$

7.5.4 Zwei–Quadrant–Betrieb mit Ankerspannungsumkehr

Die Schaltung für einen Zwei–Quadrant–Antrieb mit Spannungsumkehr zeigt Abb. 7.46:

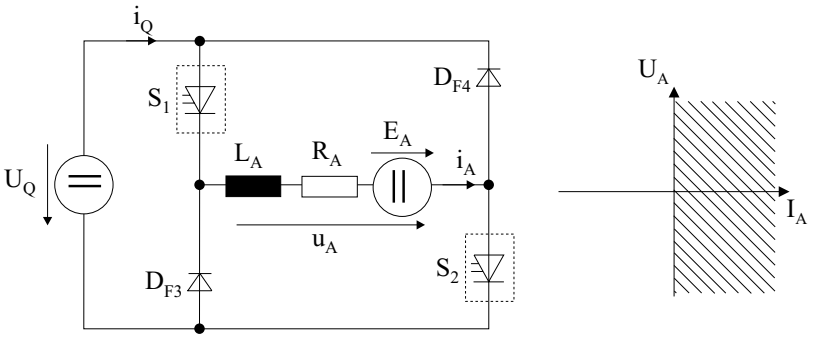
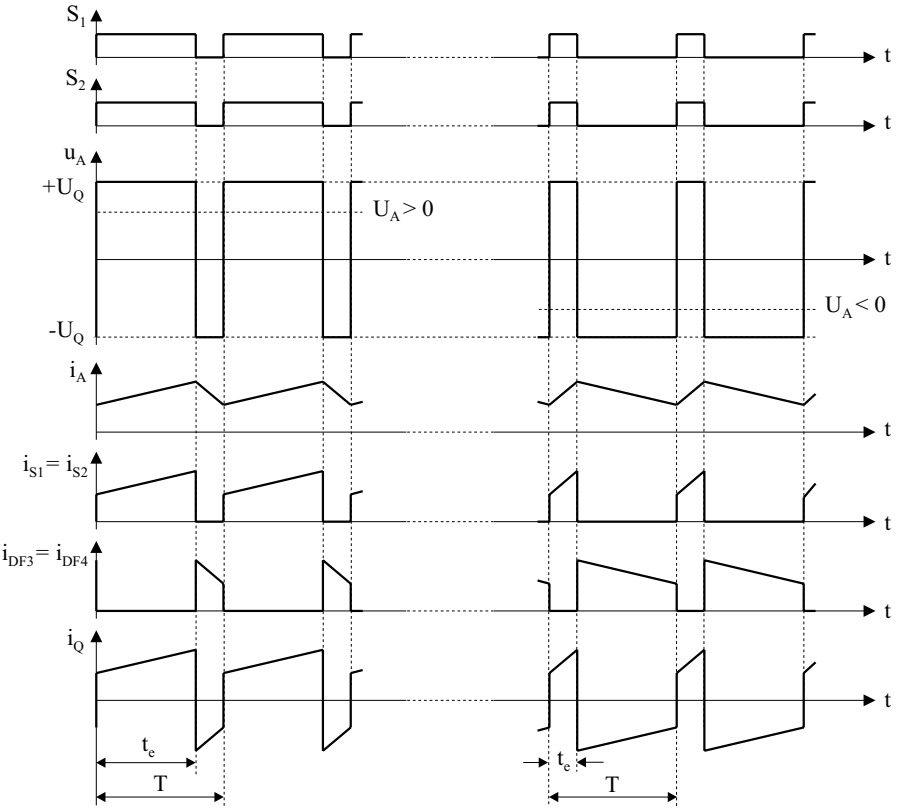


Abb. 7.46: *Zwei–Quadrant–Antrieb mit Ankerspannungsumkehr: Prinzipschaltbild und Betriebsbereich*



a) $U_A > 0$ **b)** $U_A < 0$

Abb. 7.47: *Systemgrößen beim 1. Steuerverfahren (Zwei–Quadrant–Schaltung)*

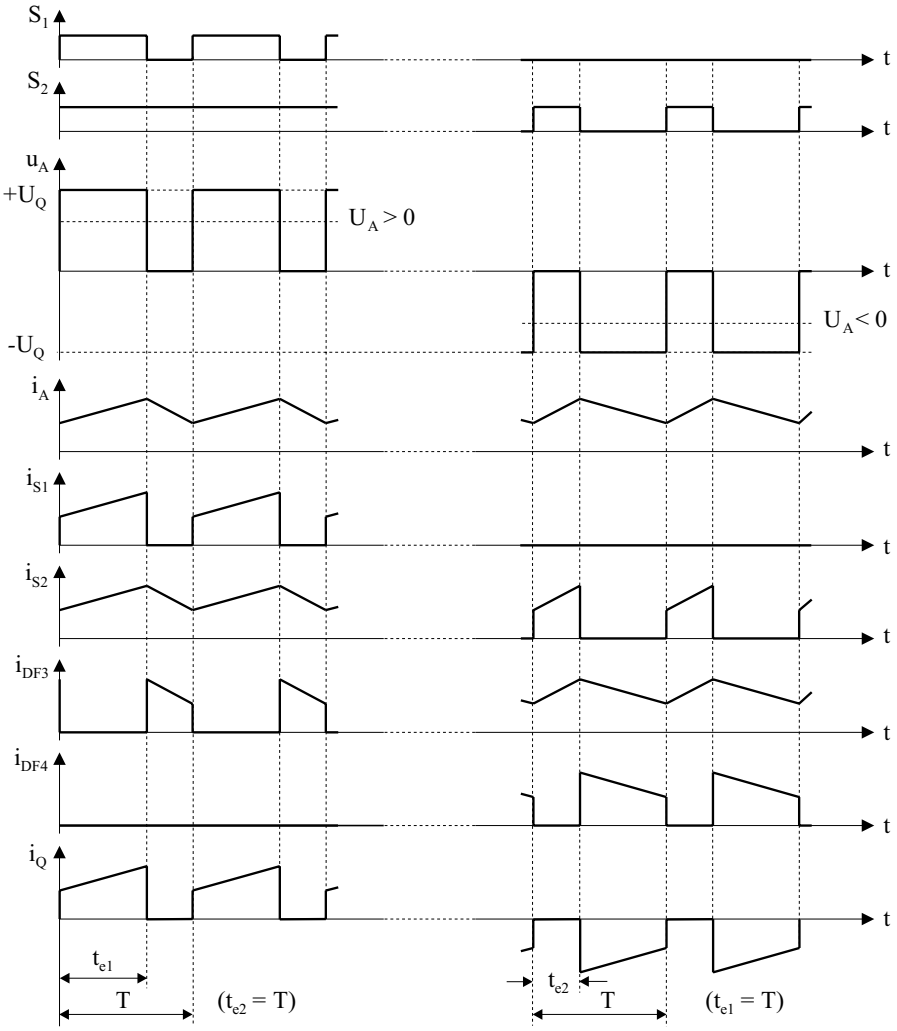
Drei verschiedene Steuerverfahren sollen kurz beschrieben werden:

1. Steuerverfahren (gleichzeitige Taktung, Abb. 7.47): Beide Schalter erhalten die gleichen Steuerimpulse; sie werden somit gleichzeitig getaktet. Negative Ankerspannung U_A erhält man für $0 < a \leq 0,5$, positive Ankerspannung U_A für $0,5 < a \leq 1$. Die Mittelwerte für nichtlückenden Ankerstrom sind (mit $a = t_e/T$):

$$U_A = a \cdot U_Q - (1-a) \cdot U_Q = (2a-1) \cdot U_Q \tag{7.161}$$

$$I_A = \frac{(2a-1) \cdot U_Q - E_A}{R_A} > 0 \qquad (U_A > E_A) \tag{7.162}$$

Der Vorteil dieses Verfahrens ist die sehr einfache Ansteuerung. Der Nachteil ist, daß kein Freilauf auftritt; d.h. es findet ein ständiger Wechsel zwischen motorischem und generatorischem Betrieb statt.

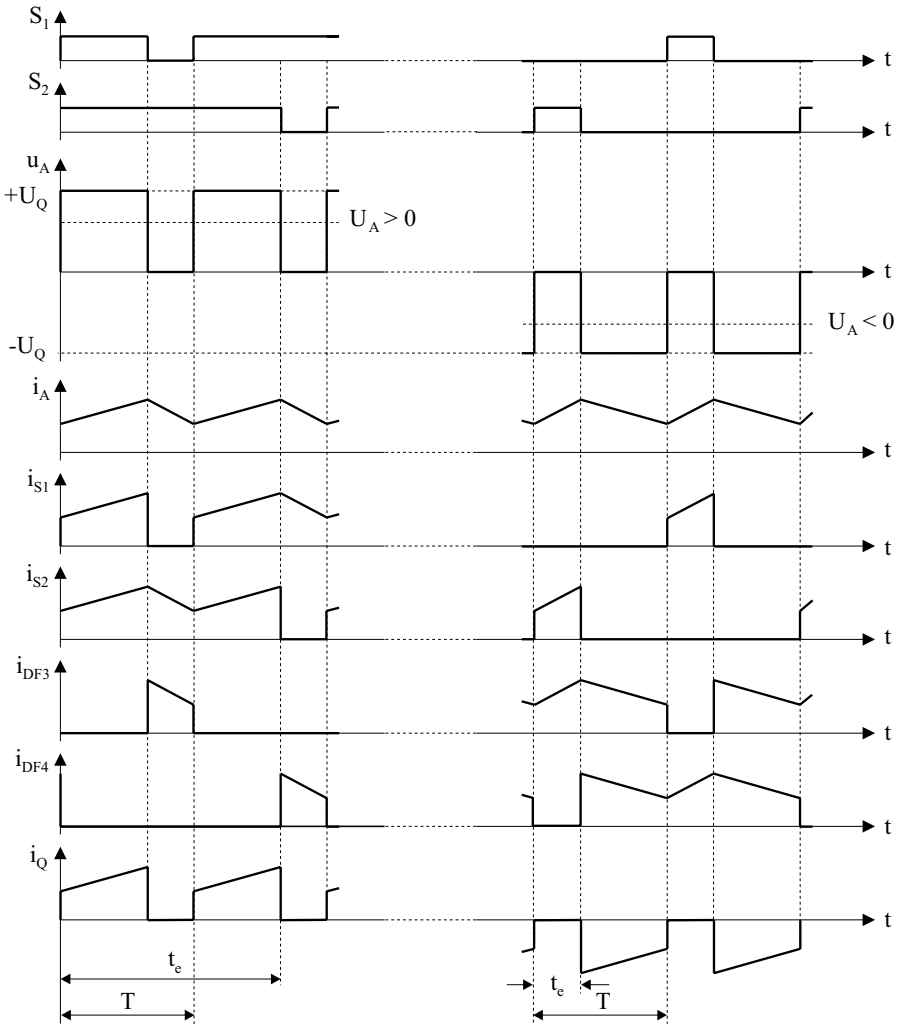


a) $U_A > 0$ **b)** $U_A < 0$

Abb. 7.48: *Systemgrößen beim 2. Steuerverfahren (Zwei–Quadrant–Schaltung)*

2. Steuerverfahren (Abb. 7.48): Bei positiver Spannung $U_A > 0$ bleibt S_2 ständig leitend, während S_1 getaktet wird (motorischer Betrieb im 1. Quadranten). Um einen Stromfluß bei $U_A < 0$ zu erhalten, muß S_1 ständig gesperrt sein und S_2 getaktet werden (generatorischer Betrieb im 4. Quadranten).
Bei nichtlückendem Ankerstrom ergibt sich für den Mittelwert der Spannung U_A (mit $a_1 = t_{e1}/T$ und $a_2 = t_{e2}/T$):

$$U_A \;=\; a_1 \cdot U_Q \;-\; (1 - a_2) \cdot U_Q \;=\; (a_1 + a_2 - 1) \cdot U_Q \tag{7.163}$$



a) $U_A > 0$ **b)** $U_A < 0$

Abb. 7.49: *Systemgrößen beim 3. Steuerverfahren (Zwei–Quadrant–Schaltung)*

3. Steuerverfahren (Abb. 7.49): Bei diesem Steuerverfahren ist die Taktung der beiden Schalter um die Periodendauer T versetzt. Die Ein- und Ausschaltzeiten jedes Schalters sind jetzt doppelt so lang wie bei den bisherigen Steuerverfahren ($0 \leq t_e \leq 2\,T$).

Für $t_e > t_a$ ist $U_A > 0$. Es liegt motorischer Betrieb im 1. Quadranten vor; der Freilauf findet abwechselnd im unteren Kreis (S_2, D_{F3}) und im oberen Kreis (S_1, D_{F4}) statt.

Generatorischer Betrieb mit $U_A < 0$ ergibt sich für $t_e < t_a$. Wenn S_1 und S_2 gleichzeitig sperren, fließt der Ankerstrom durch die Spannungsquelle U_Q und die beiden Freilaufdioden. Bei $t_e = t_a$ findet nur abwechselnder Freilauf statt ($U_A = 0$). Für das 3. Steuerverfahren ergeben sich mit $a = t_e/T$ und $0 \leq a \leq 2$ die Mittelwerte für nichtlückenden Betrieb zu:

$$U_A = (a-1) \cdot U_Q \quad ; \qquad I_A = \frac{(a-1) \cdot U_Q - E_A}{R_A} > 0 \tag{7.164}$$

Das 3. Steuerverfahren weist einige Vorteile auf: Die Ventile werden gleichmäßiger belastet und die Schaltfrequenz für die einzelnen Schalter ist geringer als bei den anderen Steuerverfahren (Anwendung z.B.: Hebezeuge, Aufzüge, Winden).

7.5.5 Vier–Quadrant–Betrieb

Durch den Einsatz von vier Dioden und und vier abschaltbaren Ventilen sind beide Richtungen von U_A und I_A möglich (Vier–Quadrant–Betrieb, Brückenschaltung nach Abb. 7.50).
Zwei verschiedene Steuerverfahren sind üblich:

1. Steuerverfahren (Abb. 7.51): Es sind abwechselnd zwei Schalter eingeschaltet, entweder S_1 und S_2 oder S_3 und S_4. Das jeweils leitende Schalterpaar muß rechtzeitig vor dem Einschalten des anderen gesperrt werden, um einen Kurzschluß der Spannungsquelle zu vermeiden.

Wird die Einschaltzeit von S_1 und S_2 mit t_e bezeichnet und deren Ausschaltzeit mit t_a, so gilt mit $T = t_e + t_a$ und $a = t_e/T$:

$$U_A = a \cdot U_Q - (1-a) \cdot U_Q = (2a-1) \cdot U_Q \tag{7.165}$$

$$I_A = \frac{(2a-1) \cdot U_Q - E_A}{R_A} \tag{7.166}$$

Bei diesem Steuerverfahren tritt kein Freilauf auf; die Ankerspannung u_A wird zwischen $+U_Q$ und $-U_Q$ hin- und hergeschaltet. Die Welligkeit des Ankerstroms ist entsprechend groß.

2. Steuerverfahren (Abb. 7.52): Das diagonale Schalterpaar S_1 und S_2 wird entsprechend dem Zwei–Quadrant–Betrieb mit Ankerspannungsumkehr (3. Steuerverfahren) getaktet. Die jeweils in Serie liegenden Schalter S_3 bzw. S_4 werden invers zu S_1 bzw. S_2 angesteuert. Wenn z.B. S_1 eingeschaltet ist, dann sperrt S_3 und umgekehrt. Die Gleichungen für Ankerspannung und –strom lauten mit $a = t_e/T$ und $0 \leq a \leq 2$:

$$U_A = (a-1) \cdot U_Q \, ; \qquad I_A = \frac{(a-1) \cdot U_Q - E_A}{R_A} \tag{7.167}$$

Die Ankerspannung u_A ist abwechselnd $u_A = +U_Q$ und $u_A = 0$ für $U_A > 0$ sowie $u_A = -U_Q$ und $u_A = 0$ für $U_A < 0$. Im Zustand $u_A = 0$ tritt Freilauf auf, jeweils abwechselnd in der oberen und in der unteren Brückenhälfte.

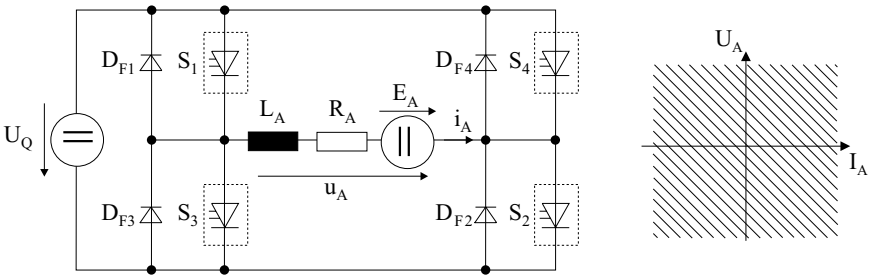
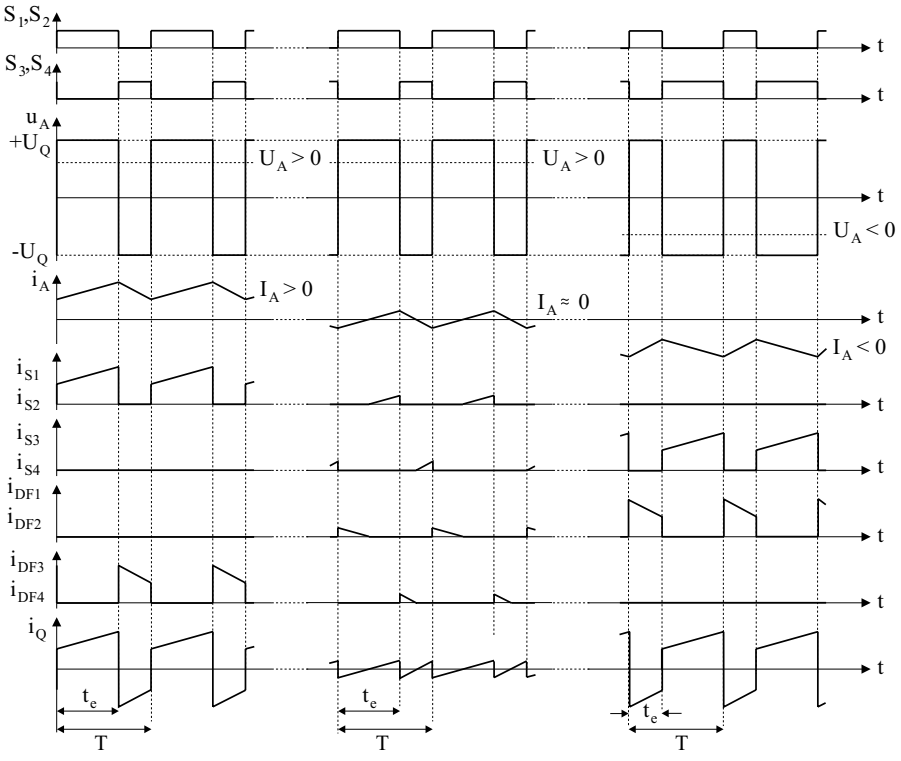
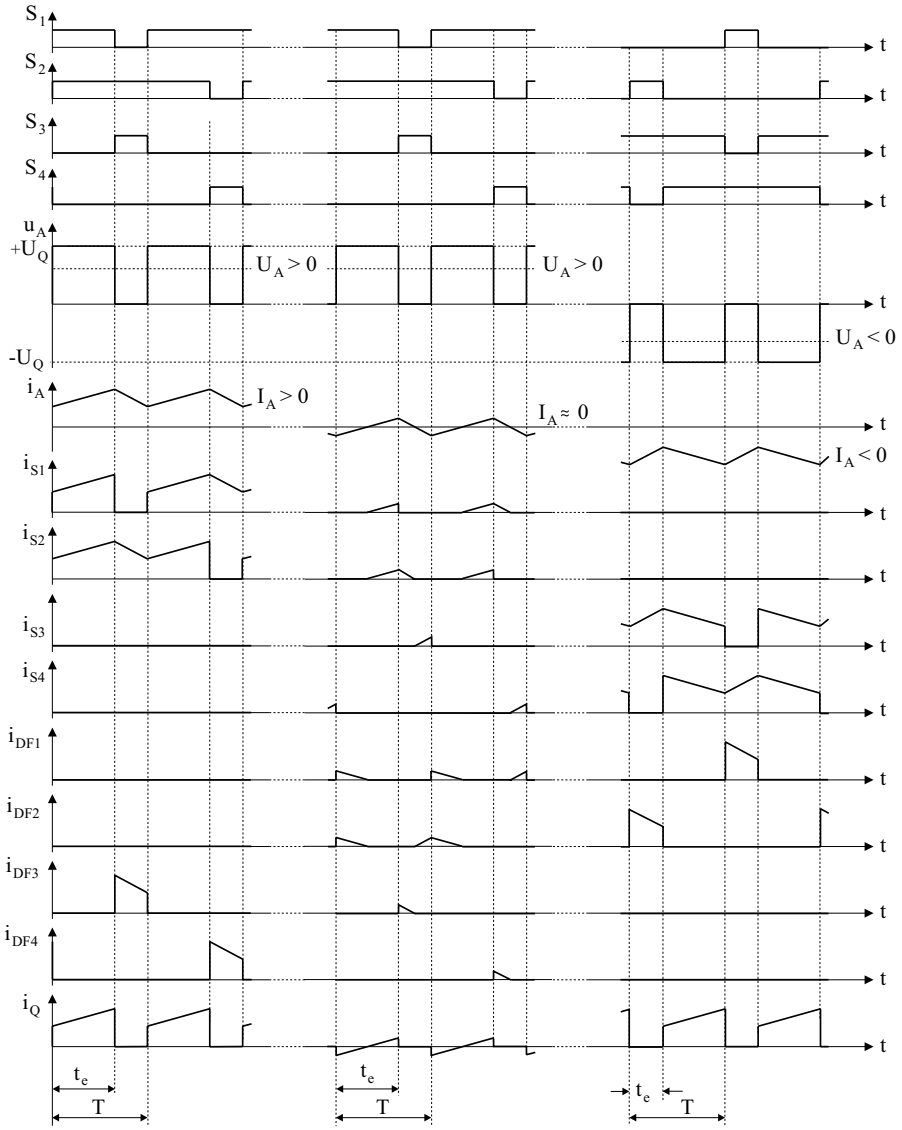


Abb. 7.50: *Vier–Quadrant–Gleichspannungswandler: Prinzipschaltbild und Betriebsbereich*



a) $U_A > 0,\ I_A > 0$ **b)** $U_A > 0,\ I_A \approx 0$ **c)** $U_A < 0,\ I_A < 0$

Abb. 7.51: *Systemgrößen beim 1. Steuerverfahren (Vier–Quadrant–Schaltung)*



a) $U_A > 0$, $I_A > 0$ **b)** $U_A > 0$, $I_A \approx 0$ **c)** $U_A < 0$, $I_A < 0$

Abb. 7.52: *Systemgrößen beim 2. Steuerverfahren (Vier–Quadrant–Schaltung)*

Vergleich der beiden Steuerverfahren:

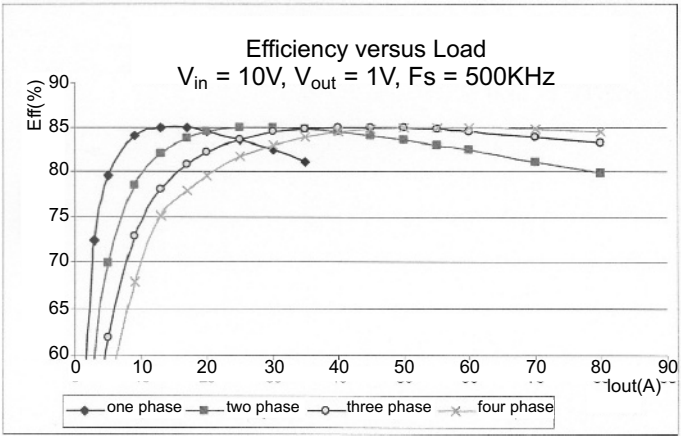
Das 1. Verfahren ist in der Ansteuerung einfacher und ermöglicht die Messung der Ankerströme ohne Potentialtrennung, da der Ankerstrom immer durch einen der beiden unteren Zweige fließt. Werden diese Zweige über Meßwiderstände mit der negativen Klemme der Spannungsquelle U_Q verbunden, so kann der Ankerstrom über die Summe der Spannungsabfälle ermittelt werden.

Das Umschalten von u_A zwischen $+U_Q$ und $-U_Q$ beim 1. Verfahren hat außer der erhöhten Stromwelligkeit noch den weiteren Nachteil, daß bei bleibender Richtung von i_A ständig zwischen motorischem und generatorischem Betrieb hin- und hergeschaltet wird (ständiger Richtungswechsel von i_Q).

Schließlich sind beim 1. Verfahren mehr Schaltvorgänge als beim 2. Verfahren erforderlich, wodurch die Schaltverluste in den Leistungshalbleiter–Bauelementen größer ausfallen.

7.5.6 Interleaved–Wandler

Aus den Abbildungen der Spannungen und Ströme bei den Gleichspannungswandlern in Kap. 7.5 sind deutlich die Stromwelligkeiten zu erkennen, die aus der Spannungskurvenform des Gleichspannungswandlers resultieren. Die Stromwelligkeiten können durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz verringert werden, dies ist allerdings aufgrund der abführbaren Verluste begrenzt. Eine andere Lösung ist die Erhöhung der Induktivität im Lastkreis. Auch diese Lösung hat ihre Gren-



Rules for Phase Shedding:
- Select phases per load condition
- Maintain max. efficiency
- Keep other performances the same
- There ist optimum efficiency point at different phase and load combination

Abb. 7.53: *Phase Shedding Optimizes Efficiency [382, 399]*

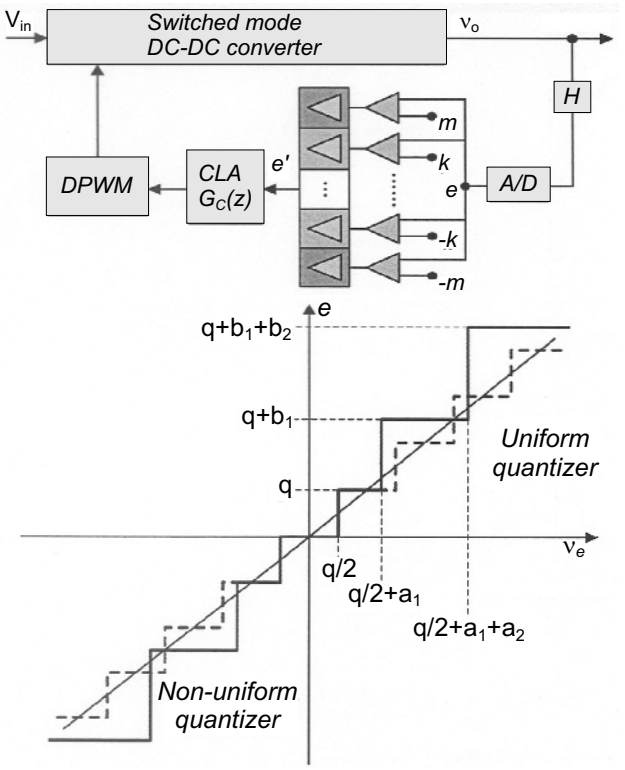


Abb. 7.54: *Nonlinear error quantization, UCD9240 digital controller [382, 399]*

zen, denn die vor den Lastkreis geschaltete Spule ist im allgemeinen teuer und vermindert aufgrund des Wicklungswiderstands die verfügbare Ausgangsspannung und somit den Wirkungsgrad. Eine wesentlich vorteilhaftere Lösung sind „Interleaved–Wandler“. Bei dem Interleaved–Wandler wird statt eines Wandlers eine Parallelschaltung mehrerer Wandler mit kleinerer Leistung vorgenommen, die über Spulen mit dem Lastkreis gekoppelt sind. Die Abb. 7.53 zeigt die Verläufe der Wirkungsgrade eines interleaved Wandlers bei vier Unter–Wandlern. Aus Abb. 7.53 ist zu erkennen, wenn diese vier Unter–Wandler im gesamten Betriebsbereich gemeinsam betrieben werden, dann fällt der Wirkungsgrad bei kleinen Belastungen deutlich ab. Es ist deshalb die Standardlösung entsprechend dem Arbeitspunkt des Gesamtsystems mit fallender Belastung die Zahl der parallel geschalteten Unter-Wandler zu verringern, also drei, zwei und zuletzt nur noch ein Unterwandler. Durch diese Maßnahme kann der Wirkungsgrad in einem weiteren Betriebsbereich auf einen hohen Wirkungsgrad–Niveau gehalten werden. Zu beachten ist, dass die Phasenverschiebungen der Ansteuerungen angepasst werden müssen, dies bedeutet vier Unter–Wandler jeweils in Schritten

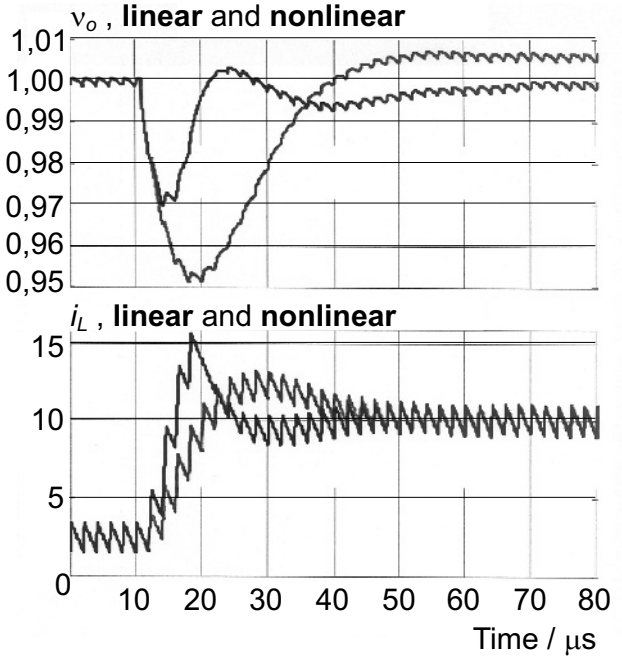


Abb. 7.55: *Linear and Nonlinear Quantization, BIBO stable [382, 399]*

von 90°, drei Wandler — 120°; zwei Wandler — 180° Phasenverschiebung. Zu beachten ist weiterhin, dass die Reglerparameter des Spannungsreglers angepasst werden müssen. Wenn beispielsweise die Totzeit eines Unter–Wandlers T_t (differentielle Aussteuerung) ist, dann ist bei n-Unter–Wandlern die resultierende Totzeit T_t/n.

Eine weitere Maßnahme ist die Verwendung einer nichtlinearen Quantisierung des Regelfehlers bei der Spannungsregelung. Die nichtlineare Steuerungs–Quantisierung bedeutet, dass mit größer werdendem Regelfehler eine zunehmend größere Bewertung vorgenommen wird, Abb. 7.55. Die Regelergebnisse im Vergleich einer linearen und nichtlinearen Quantisierung zeigen eine deutlich geringere Fehlerzeitfläche bei der nichtlinearen Quantisierung. Allerdings sind die Anforderungen (Strom) an den steuerbaren leistungselektronischen Schalter im Falle der nichtlinearen Quantisierung höher.

Weitere Details zur Auslegung und zum Betrieb sind aus den angegebenen Literaturbeiträgen zu entnehmen [372, 375–378, 382, 383, 393, 399]. [1)]

[1)] Abb. 7.53, Abb. 7.55: Vahid Yousefzadeh, Digital Power, Texas Instruments, Dallas, TX, USA

7.6 Leistungsfaktor–Korrektur

Aus den Darstellungen in Kap. 2 ist bereits bekannt, daß fremdgeführte Stromrichter Kommutierungs- und Steuer–Blindleistung benötigen, so daß auf der versorgenden Netzseite die Netzspannung $u_N(t)$ und die Grundschwingung $i_{N(1)}(t)$ des Netzstroms nicht in Phase sind.
Es gilt dann:

$$\varphi_1 \approx \alpha + \ddot{u}/2 \tag{7.168}$$

mit:
φ_1 = Winkel zwischen u_N und $i_{N(1)}$
α = Steuerwinkel
$\ddot{u}$ = Überlappungswinkel (Kommutierung)

Diese Gleichung gilt, wenn der Strom auf der Gleichstromseite gut geglättet ist und somit der Netzstrom außer der Grundschwingung auch Oberschwingungen aufweist. Als Kennzeichen für den Oberschwingungsgehalt des Netzstroms wurde der Leistungsfaktor λ eingeführt:

$$\lambda = \frac{P_{N(1)}}{S_N} = \frac{I_{N(1)}}{I_N} \cdot \cos\varphi_1 \tag{7.169}$$

Der Leistungsfaktor λ ist somit (bei rein sinusförmiger Netzspannung) das Produkt aus dem Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1$ und dem Grundschwingungsgehalt g_i des Netzstroms (s. Kap. 2.2):

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} \tag{7.170}$$

Der Oberschwingungsgehalt des Netzstroms läßt sich durch die *Total Harmonic Distortion THD* ausdrücken:

$$THD = \frac{\sqrt{I_N^2 - I_{N(1)}^2}}{I_{N(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{N(k)}^2}}{I_{N(1)}} = \sqrt{\frac{1}{g_i^2} - 1} \tag{7.171}$$

Bei einer Diodenbrücke ist beispielsweise der Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1 = 1$, wenn die Überlappung vernachlässigbar ist. Allerdings kann der Leistungsfaktor λ deutlich von 1 abweichen. Ein Ziel kann somit sein, den Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1 = 1$ oder den Leistungsfaktor $\lambda \to 1$ zu erreichen.

Für die fremdgeführten Stromrichter wurden in Kap. 2 verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt, dieses Ziel zu erreichen. In Kap. 2.9.7 wurde außerdem dargestellt, daß durch die Einführung von ein- und ausschaltbaren Stromrichterventilen der Verschiebungsfaktor in praktisch jedem Belastungspunkt induktiv oder kapazitiv eingestellt werden kann. Es verbleibt, die entsprechende Diskussion für die Gruppe der selbstgeführten Stellglieder zu führen. Diese Gruppe kann unterteilt werden in Stellglieder mit *eingeprägtem Strom* und mit *eingeprägter Spannung*.

Prinzipiell wird bei den verschiedenen Stellglied–Varianten mit *eingeprägtem Strom* im allgemeinen entweder ein steuerbares fremdgeführtes Stellglied und in Serie dazu eine Spule als Stromquelle genutzt; bei der Verbesserung des Verschiebungsfaktors und des Leistungsfaktors verbleiben damit die in Kap. 2.9 beschriebenen Schaltungsabwandlungen. Eine andere Variante ist, ein selbstgeführtes Stellglied mit eingeprägtem Strom auch auf der Netzseite zu verwenden; allerdings ist diese Lösung im Vergleich zu den zusätzlich erreichbaren Vorteilen sehr aufwendig (s. Kap. 6.5; 6.6).

Eine ganz andere Situation liegt bei selbstgeführten Stellgliedern mit *eingeprägter Spannung* vor. In diesem Fall wird die Zwischenkreisspannung entweder über eine netzseitige Diodenbrücke (konstante Zwischenkreisspannung) oder über ein fremdgeführtes Stellglied (variable Zwischenkreisspannung) erzeugt. Bei diesen Lösungen ist aber keine Energierückführung in das versorgende Netz möglich. Um dies zu erreichen, muß entweder ein fremdgeführter steuerbarer Umkehrstromrichter oder ein netzseitiges selbstgeführtes Stellglied mit eingeprägter Spannung angeordnet werden. Im letzteren Fall muß die Zwischenkreisspannung auf Werte deutlich oberhalb der Spitzenspannung des versorgenden Netzes eingestellt werden, um die ordnungsgemäße Funktion des netzseitigen Stellglieds sicherzustellen. Generell ist dies eine aufwendige Lösung. Allerdings hat diese aufwendige Lösung mehrere Vorteile, denn es ist ein Energieaustausch in beiden Richtungen möglich, die Zwischenkreisspannung kann geregelt werden, so daß netzseitige Netzspannungsschwankungen ausgeregelt werden können (dies gilt auch bei Energierücklieferung), der netzseitige Verschiebungsfaktor ist induktiv oder kapazitiv einzustellen, durch die Auslegung (Zwischenkreisdrossel, Schaltfrequenz und Spannungsdifferenz) kann der Oberschwingungsgehalt des netzseitigen Stroms i_N und damit λ beeinflußt werden.

Es gibt aber viele praktische Anwendungsfälle, bei denen keine Energierücklieferung erforderlich ist, so daß die zuletzt beschriebene Lösung zu aufwendig ist. Typische Beispiele sind Stromversorgungen (Netzgeräte) für elektronische Geräte, elektronische Betriebsgeräte für Lampen oder Antriebe für Pumpen und Lüfter.

In allen diesen Anwendungsfällen ist eine Diodenbrücke als netzseitiges Einspeiseglied für den Spannungs–Zwischenkreis (Zwischenkreis–Kondensator) prinzipiell ausreichend. Jedoch erfolgt bei allen derartigen Einspeisegliedern die Stromaufnahme jeweils im Bereich der Spannungsmaxima der versorgenden Netzspannung. Dies führt zu entsprechenden Verzerrungen der Netzspannung, die inzwischen von den Energieversorgungs–Unternehmen nicht mehr beliebig toleriert werden.

Es gilt, für diese Anwendungsfälle eine möglichst einfache Lösung zu finden. Die einfachste Lösung für eine Wechselspannungsversorgung ist in Abb. 7.56 dargestellt. Aus Abb. 7.56 ist zu erkennen, daß die Wechselspannung U_N mit einer Diodenbrücke gleichgerichtet wird und anschließend ein Hochsetzsteller angeordnet ist. Die prinzipielle Funktion dieser Schaltung ist leicht verständlich. Die Diodenbrücke erzeugt am Ausgang einen sinusförmigen Spannungsverlauf

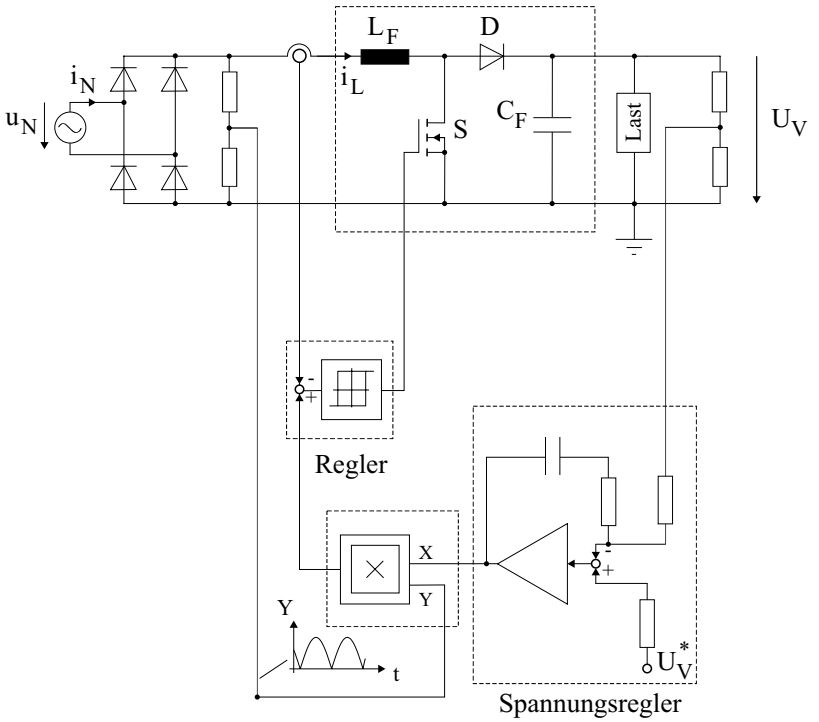


Abb. 7.56: *Einphasige Leistungsfaktor–Korrektur: Prinzipschaltbild*

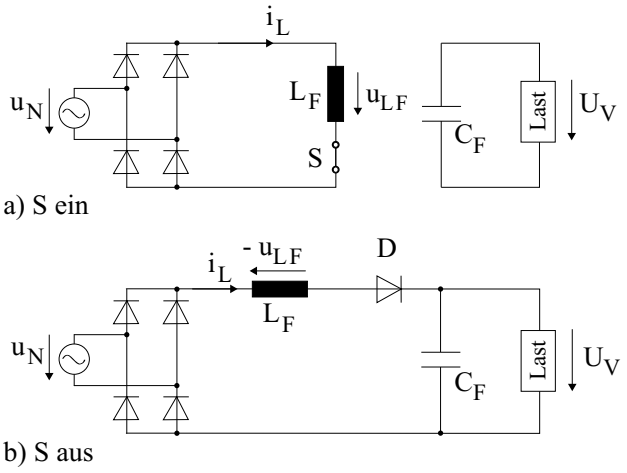


Abb. 7.57: *Einphasige Leistungsfaktor–Korrektur: Schaltsequenzen*

entsprechend der Netzwechselspannung, allerdings sind nur positive Halbschwingungsverläufe am Ausgang vorhanden. Diese Spannung dient als Eingangsspannung des Hochsetzstellers mit den Komponenten L_F, S, D und C_F.

Durch das Einschalten des Schalters S wird die zu diesem Zeitpunkt wirksame Eingangsspannung des Hochsetzstellers an der Spule mit der Induktivität L_F abfallen. Der Drosselstrom i_L und der Schalterstrom steigen an, da die Spannungszeitfläche und damit der Fluß in der Spule zunehmen; es erfolgt somit auch ein netzseitiger Stromaufbau. Wenn der Schalter S ausgeschaltet wird, dann ändert die Spannung u_{LF} über der Spule ihr Vorzeichen und addiert sich zu der zu diesem Zeitpunkt wirksamen Eingangsspannung, es bildet sich der Stromkreis Wechselspannung, Diodenbrücke, L_F, D und C_F; der gleichspannungsseitige Filterkondensator C_F wird somit aufgeladen. Diese beiden Konfigurationen sind in Abb. 7.57 gezeigt.

Wesentlich für die ordnungsgemäße Funktion der Leistungsfaktor–Korrektur ist die richtige Steuerung des Schalters S. Aus Abb. 7.56 ist zu entnehmen, daß am Y–Eingang des Multiplizierers der gleichgerichtete Wechselspannungsverlauf anliegt, damit ist der prinzipielle zeitliche Verlauf des Netzstroms vorgegeben, der den Verschiebungsfaktor 1 hat. Der integrierende Spannungsregler für die Ausgangsgleichspannung U_V erzeugt ein Ausgangssignal, das die Amplitude des Netzwechselstroms festlegt. Am Ausgang des Multiplizierers wird somit pro Halbschwingung der sinusförmige Sollwertverlauf des Netzwechselstroms erzeugt.

Mittels einer Komparatorschaltung mit Hysterese werden anschließend die Ein- und Ausschaltbefehle für den Schalter S erzeugt. Der sich ergebende Strom in der Spule mit der Induktivität L_F ist ein sinusförmiger Halbschwingungsstrom mit Hystereseband. Wesentlich für die Funktion dieser Schaltung ist, daß an der Spule keine Gleichspannungs–Komponente auftritt, da sonst die Spule gesättigt wird. Es muß somit die Gleichheit der Spannungszeitflächen während der Einschaltzeit t_e und der Ausschaltzeit t_a des Schalters S gewährleistet sein.
Damit gilt:

$$\int_{t_0}^{t_0+t_e} |\,\hat{U}_N \cdot \sin\omega_N t\,| \cdot dt \;=\; \int_{t_0+t_e}^{t_0+t_e+t_a} \Big(U_V \;-|\,\hat{U}_N \cdot \sin\omega_N t\,|\Big) \cdot dt \qquad (T = t_e + t_a) \quad (7.172)$$

Wenn nun zur Vereinfachung der Rechnung angenommen wird, die Schaltfrequenz $f_T = 1/T$ des Schalters S sei groß gegenüber der Netzfrequenz f_N, dann kann in erster Näherung angenommen werden, daß die Netzspannung $u_N(t)$ während der Ein- und Ausschaltzeiten eines Schaltzyklus jeweils konstant ist. Wenn weiterhin angenommen wird, die Stromhysterese sei Δi, dann wird die Einschaltzeit

$$t_e \;=\; \frac{\Delta i \cdot C_F}{|\;u_N(t_0)\;|} \qquad (7.173)$$

Die Einschaltzeit ist somit abhängig von der jeweiligen Spannung $u_N(t)$ während der Einschaltzeit. Die Grundfunktion der Leistungsfaktor–Korrektur ist damit bekannt.

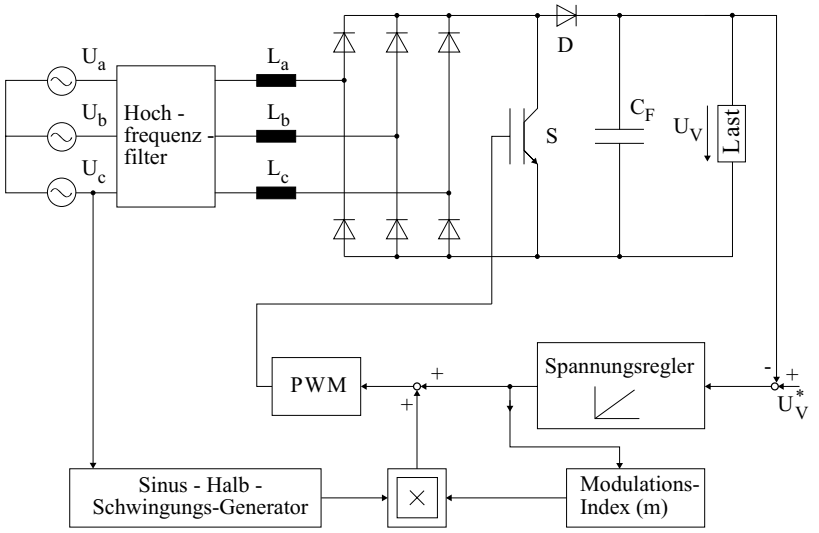
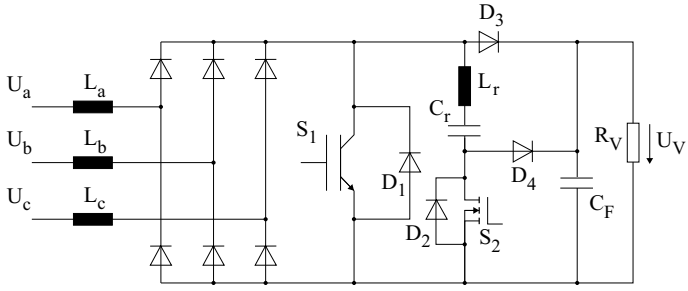
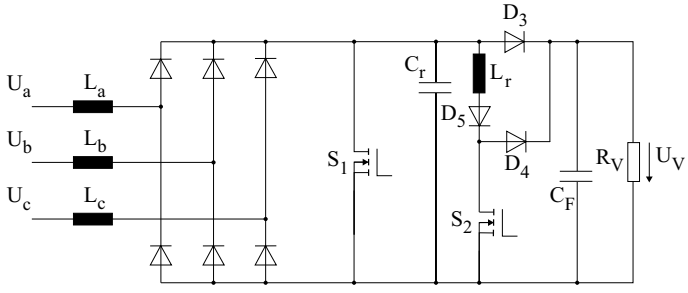


Abb. 7.58: *Dreiphasige Leistungsfaktor–Korrektur: Prinzipschaltbild*



a) ZCT - Topologie



b) ZVT - Topologie

Abb. 7.59: *ZCT– und ZVT–Leistungsfaktor–Korrektur–Topologien*

Statt der einphasigen kann auch eine dreiphasige Einspeisung vorgesehen werden. Abbildung 7.58 zeigt die zu Abb. 7.56 vergleichbare dreiphasige Ausführung der Gleichrichter–Diodenbrücke; ansonsten verbleibt die in beiden Abbildungen prinzipiell gleiche Anordnung des Hochsetzstellers und der Ansteuerung. Zusätzlich ist in Abb. 7.58 noch ein Hochfrequenzfilter netzseitig vorgesehen.

Im Prinzip bestehen bezüglich der Ein- und Ausschaltverluste, insbesondere der Elemente des Hochsetzstellers, die aus diesem Kapitel und Kap. 9 bekannten Schwierigkeiten. Grundsätzlich müssen daher bei den zur Zeit üblichen Ansteuerungsmethoden Beschaltungen vorgesehen werden. Diese Beschaltungen können RCD–Beschaltungen oder abgewandelte „verlustfreie“ Beschaltungen (Kap. 7.3) oder resonante Entlastungen sein.

Zwei Beispiele für resonante Entlastung sind in Abb. 7.59 dargestellt. In Abb. 7.59a wird die Abwandlung mit ZCT–Entlastung und in Abb. 7.59b mit ZVT–Entlastung gezeigt. Zum erweiterten Verständnis sei auf Kap. 9.6 verwiesen. Selbstverständlich gibt es auch bei dieser Aufgabenstellung die in Kap. 9 ausführlich beschriebene große Variationsbreite in den Schaltungstopologien, den Analysemethoden und den notwendigen komplexen Optimierungsverfahren. Es verbleibt aber ebenso die kritische Überprüfung, ob und inwieweit mit einfachen Topologien nahezu gleiche Ergebnisse beispielsweise bezüglich des Wirkungsgrads erreicht werden können.

In den bisherigen Überlegungen war immer eine Diodenbrücke als netzseitiger Eingangsblock vorgesehen, dem der Hochsetzsteller mit dem Schalter S und der Diode D folgte. Diese Lösungen sind besonders einfach, haben aber in der dreiphasigen Ausführung den Nachteil, daß die Ströme in den Drosseln L_a, L_b, L_c lücken müssen und daß für eine kontinuierliche netzseitige Stromaufnahme ein zusätzliches Hochfrequenzfilter notwendig ist.

Ein weiterer Nachteil dieser Lösungen ist aus Abb. 7.57 zu erkennen. Der Stromaufbau bei geschlossenem Schalter S erfolgt nur aufgrund der Netzspannung u_N, d.h. besonders langsam im Bereich des Spannungs–Nulldurchgangs von u_N. Dies bedeutet relativ lange Einschaltzeiten $t_e = a \cdot T$ aufgrund der durch $u_N = L_F \cdot (di_N/dt)$ festgelegten Stromänderungsgeschwindigkeit und damit wesentliche Anteile von Harmonischen mit niedriger Ordnungszahl.

Umgekehrt erfolgt der Stromabbau mit der Differenzspannung $u_N - U_V$ und damit umso schneller, je größer diese Spannungsdifferenz ist. Dies bedeutet in beiden Fällen einen nicht zu vernachlässigenden Einfluß der Spannung u_N, die regelungstechnisch als eine Art „Störgröße“ aufgefaßt werden kann.

Damit sind regelungstechnisch zwei Einflüsse bei der Dimensionierung der Regelkreise zu beachten: erstens die direkte Steuergröße a für den Hochsetzsteller, die das Übertragungsverhalten des Hochsetzstellers selbst bestimmt, und zweitens die Störgröße Netzspannung u_N. Um für diesen komplexen Sachverhalt eine geschlossene mathematische Formulierung zu finden, ist es prinzipiell möglich, das in [406] genannte Verfahren zu nutzen.

Im vorliegenden Fall soll jetzt der bereits zu Beginn dieses Kapitels genannte Ansatz wiederaufgenommen werden, um die oben genannten Einschränkungen

im netzseitigen Strom (Kurvenform, Oberschwingungen, *THD*, λ) zu verringern. Eine einphasige Variante zeigt Abb. 7.60.

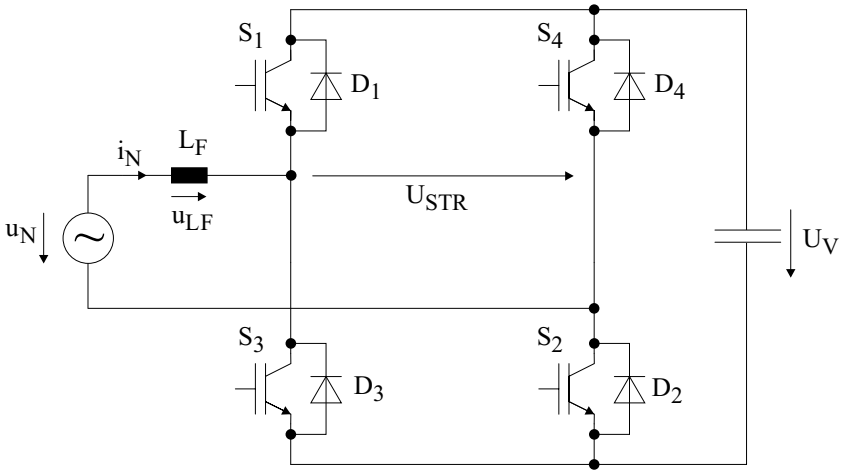


Abb. 7.60: *Leistungsfaktor–Korrektur mittels einphasigem Stellglied mit eingeprägter Spannung (Prinzipschaltbild)*

Aus Abb. 7.60 ist zu erkennen, daß beispielsweise bei positiver Netzspannung u_N nur durch Einschalten des Schalters S_3 ein Kurzschlußkreis u_N, L_F, S_3 und D_2 erzeugt wird. Beim Ausschalten von S_3 bildet sich ohne weitere aktive Schalthandlung der Kreis u_N, L_F, D_1, U_V und D_2. Damit ist im Prinzip eine Schaltsequenz wie in Abb. 7.57 erreicht (erste Schaltsequenz).

Im Unterschied zu Abb. 7.56 bis 7.59 können allerdings auch die beiden oberen Schalter S_1 und S_4 mitgenutzt werden: während der Einschaltzeit t_e werden die Schalter S_1 und S_2 und während der Ausschaltzeit t_a die Schalter S_3 und S_4 gleichzeitig eingeschaltet (zweite Schaltsequenz; vgl. Kap. 7.5.5, erstes Steuerverfahren). Dies ist ein entscheidender Vorteil, wie die folgenden Ableitungen zeigen.
Für diese Schaltsequenz gilt:

$$u_N - U_{STR} = u_{LF} = L_F \cdot \frac{di_N}{dt} \tag{7.174}$$

$$U_{STR} = (2a-1) \cdot U_V \quad \text{(Mittelwert–Betrachtung)} \tag{7.175}$$

$$\text{mit:} \quad a = \frac{t_e}{T} \qquad (T = \text{konstant})$$

Mit dieser Schaltsequenz kann das Stellglied an seinem Wechselrichteranschluß eine positive Spannung U_{STR} bei $a \geq 0,5$ bzw. eine negative Spannung U_{STR} bei $a < 0,5$ erzeugen. Die steuerbare Spannung U_{STR} des Stellglieds kann

somit immer so eingestellt werden, daß — bei richtiger Auslegung des Gesamtsystems — das gewünschte di_N/dt erreicht wird, d.h. durch diese Schaltungskonfiguration wird die vorherige alleinige Abhängigkeit von der Störgröße u_N während der Einschaltzeit aufgehoben.

Bei der ersten Schaltsequenz ist zu beachten, daß beim Einschalten nur des Schalters S_3 die Netzspannung u_N alleine den Stromaufbau bewirkt und damit das di_N/dt in der zeitlichen Umgebung des Spannungs–Nulldurchgangs klein ist. In diesem Bereich muß somit unbedingt die zweite Schaltsequenz angewendet werden. Außerhalb des Bereichs der Spannungs–Nulldurchgänge ist zu entscheiden, ob die erste oder die zweite Schaltsequenz vorteilhafter ist, um den Oberschwingungsgehalt so gering wie möglich zu halten.

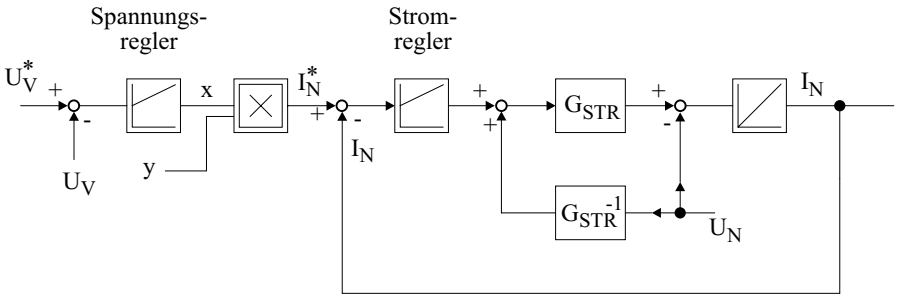


Abb. 7.61: *Signalflußplan der Regelung mit Störgrößenaufschaltung*

Wenn nun außerdem — in Abänderung von Abb. 7.56 — statt der Hysterese–Stromregelung ein PI–Stromregler mit einer anschließenden Pulsweitensteuerung (T = konstant, d.h. Oberschwingungsgehalt, *THD*, λ günstiger) verwendet wird, dann muß beachtet werden, daß einerseits die Steuergröße a vom Stromregler aus gesehen das Übertragungsverhalten des Stellglieds festlegt. Wie aber bereits diskutiert, bestimmt andererseits die Spannungsdifferenz $u_N - U_{STR}$ den Spannungsabfall an L_F und damit die Stromänderungsgeschwindigkeit di_N/dt. Um den Stromregler von der Ausregelung der Störgröße Netzspannung u_N zu entlasten, ist die bereits von der Gleichstrommaschine her bekannte Störgrößenaufschaltung möglich (Abb. 7.61). Unter der Annahme, die Induktivität L_F sei ideal ($R_{LF} = 0$), gilt dann:

$$I_N(s) \;=\; \frac{1}{L_F \cdot s} \cdot U_{LF}(s) \tag{7.176}$$

Wenn beim Stromrichter–Stellglied eine Pulsweitensteuerung angenommen wird, dann kann das Stellglied–Verhalten durch eine Verstärkung K_{STR} und ein Totzeitglied $e^{-T_t s}$ mit $T_t = 0,5 \cdot T$ angesetzt werden. Zur weiteren Vereinfachung kann — bei hohen Schaltfrequenzen $f_T = 1/T$ — das Totzeitglied durch ein Ver-

zögerungsglied $1/(1 + s\,T_t)$ approximiert werden, so daß für $G_{STR}(s)$ gilt:

$$G_{STR}(s) \;=\; \frac{K_{STR}}{1 + s\,T_t} \tag{7.177}$$

Die PI–Stromregler–Optimierung kann somit nach dem symmetrischen Optimum erfolgen. Eine Führungsglättung wurde hier nicht eingefügt, da dieser Regelkreis nicht auf Sprungfunktionen zu optimieren ist. Die Funktion G_{STR}^{-1} der Störgrößenaufschaltung kann durch $G_{STR}^{-1} = K_{STR}^{-1}$ approximiert werden.

Sollte Stromlücken auftreten und störend sein (Oberschwingungsgehalt, *THD*, λ), wird auf Band 2, Kap. 10.3 in [57], [58] und [59] verwiesen.

Bei den bisherigen Überlegungen wurde nur eine einphasige Wechselspannung als netzseitige Spannung vorausgesetzt. Wenn statt dessen eine dreiphasige Einspeisung vorliegt, dann muß in Erweiterung von Abb. 7.61 ein Wechselrichter mit eingeprägter Spannung entsprechend Abb. 8.1 verwendet werden. In diesem Fall stehen für die Steuerung der verstellbaren Wechselrichterspannung U_{STR} nun nicht mehr wie beim einphasigen Fall drei mögliche Schaltzustände $(+U_V,\, 0,\, -U_V)$, sondern acht Spannungs–Raumzeiger entsprechend Abb. 8.39 zur Verfügung.

Wie schon an den entsprechenden Stellen mehrfach betont, ist weiterhin zu beachten, daß die geometrische Summe der drei Netzströme sich zu Null ergibt und damit drei unabhängig arbeitende Strom–Hystereseregler nicht zulässig sind. Es muß vielmehr die Raumzeiger–Darstellung genutzt werden [57–59]. Mit den bekannten Transformationen kann ein Raumzeiger–System S mit $\vec{U}_N^S$ sowie $\vec{I}_N^S$ und ein Raumzeiger–System K mit $\vec{U}_N^K$ sowie $\vec{I}_N^K$ erzeugt werden. Wenn z.B. $\cos\varphi = 1$ und $\lambda \to 1$ gefordert wird, dann bedeutet dies bei

$$\vec{I}_N^K \;=\; I_{NA} \,+\, jI_{NB} \tag{7.178}$$

daß im K–System $I_{NB} = 0$ und im S–System $I_{N\beta} = 0$ zu sein hat.

Gleichung (7.176) kann mit den genannten Voraussetzungen in die Raumzeiger–Darstellung übertragen werden [402] (Ansatz: ideale Spule):

$$\Delta\vec{I}_N^S \;=\; \Delta I_{N\alpha} \;=\; \frac{\vec{U}_N^S \;-\; \vec{U}_{STR}^S}{L_F} \cdot T \tag{7.179}$$

mit

$$\Delta I_{N\alpha}(t_n) \;=\; I_{N\alpha}^*(t_n) - I_{N\alpha}(t_n) \tag{7.180}$$

und somit

$$\vec{U}_{STR}^S(t_n < t < t_{n+1}) \;=\; \vec{U}_N^S(t_n) \;-\; \frac{L_F}{T} \cdot \Delta I_{N\alpha}(t_n) \tag{7.181}$$

Diese Realisierung der Regelung hat allerdings den Nachteil, daß zum Zeitpunkt t_{n+1} der Stromistwert nur den Stromsollwert des Zeitpunkts t_n erreicht; dies bedeutet, der Stromistwert folgt dem Stromsollwert mit einer Zeitverschiebung von T. Damit wird durch den obigen Ansatz eine unerwünschte Phasenverschiebung erzeugt, die umso größer ist, je größer T und je höher die Netzfrequenz ist.

Um diesen Nachteil auszugleichen, kann der Ansatz nach Gl. (7.180) abgeändert werden zu (prädiktiv):

$$\Delta I_{N\alpha}(t_n) \;=\; I^*_{N\alpha}(t_{n+1}) \;-\; I_{N\alpha}(t_n) \tag{7.182}$$

d.h. der Stromistwert soll zum Zeitpunkt t_{n+1} auch den Sollwert des Zeitpunkts t_{n+1} erreichen (Abb. 7.62).

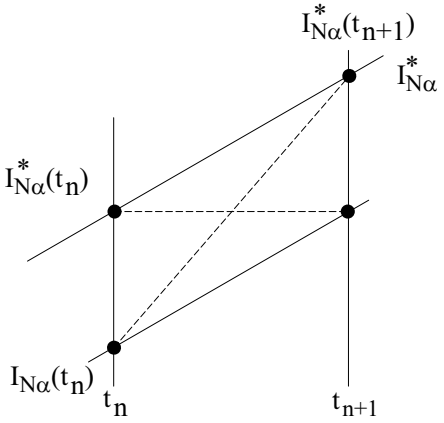


Abb. 7.62: *Prädiktive Stromregelungs–Variante*

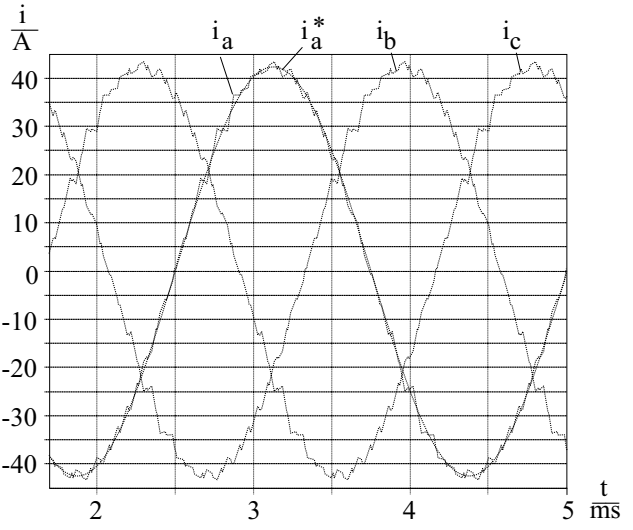


Abb. 7.63: *Ergebnis einer Power–Faktor–Regelung (Stromsollwert i^*_a und Stromistwerte i_a, i_b, i_c)*

Es verbleibt die Aufgabenstellung, mit welchen Pulsmodulationsverfahren die geforderte Wechselrichterspannung $\vec{U}^S_{STR}$ erzeugt wird. In diesem Zusammenhang sei auf Kap. 8.4 verwiesen, wo die Pulsweitenmodulation abgehandelt wird. Wenn — wie oben angenommen — eine digitale Regler–Realisierung gewählt wird, dann kann u.a. die Raumzeiger–Modulation (direkte Modulation) vorteilhaft verwendet werden. Bei der digitalen Regler–Realisierung ist allerdings die Rechenverzögerung zu beachten, die bei der Ableitung des Regelalgorithmus bisher nicht berücksichtigt wurde.

In Abb. 7.63 ist das Ergebnis einer derartigen Power–Faktor–Regelung dargestellt. Die Randbedingungen waren: U_{Neff} =115 V, U_V =400 V, f_N =400 Hz, f_T =16,8 kHz, $L_a = L_b = L_c = L_F$ =1,232 mH; die erreichbare *THD* betrug $\leq$5%.

7.7 Weitere Abwandlungen der Gleichstromsteller-Schaltungen

Prof. Dr. M. Reddig, Augsburg

Die dargestellten Schaltungen des Gleichspannungswandlers verwenden entweder in der Vergangenheit nicht abschaltbare Schalter (wie Thyristor) oder abschaltbare Schalter (wie den MOSFET, IGBT, GTO oder GCT). In allen Fällen ist es erwünscht, die Schaltfrequenz der DC–DC–Wandler so hoch wie möglich zu wählen, um die Welligkeit des Gleichstroms bzw. die Filteraufwendungen so gering wie möglich zu halten.

Der Erhöhung der Schaltfrequenz sind aber verschiedene Grenzen gesetzt. Bei nicht abschaltbaren Ventilen muß der Löschvorgang und damit die Schonzeit sowie die Funktionsfähigkeit der Löschschaltung beachtet werden. Bei abschaltbaren Ventilen benötigen Abschalt- und Einschaltvorgang ebenfalls eine gewisse Zeit. Allen Varianten gemeinsam ist aber, daß mit einer Erhöhung der Schaltfrequenz auch die Ein- und Ausschaltverluste mit der Schaltfrequenz zunehmen.

Von Bedeutung ist beim Einschalten insbesondere das Reverse–Recovery–Verhalten der Freilaufdiode. Beim Ausschalten muß dagegen bei (im Extremfall vollem) Laststrom gegen die Versorgungsspannung abgeschaltet werden.

Um die Schaltverluste zu verringern, können die verschiedensten Entlastungsschaltungen eingesetzt werden.

Eine andere Lösung ist, spezielle Stellglied–Topologien einzusetzen, bei denen die Schaltverluste vermieden werden. Typische Beispiele sind die *Nullspannungsschalter* (ZVS: Zero Voltage Switching) und die *Nullstromschalter* (ZCS: Zero Current Switching). Beide Schalterkonfigurationen setzen im aller einfachsten Falle resonante Stellglied–Topologien voraus, die in Kap. 9 behandelt werden.

Brückenlose PFC–Schaltung

In Abb. 7.56 ist die PFC–Schaltung für eine Wechselspannungs–Einspeisung dargestellt. Nachteilig bei dieser Schaltung ist die Serienschaltung der drei Dio-

den — je zwei Dioden in der Wechselspannungsbrücke und die Freilaufdiode D, welche die Verluste (Durchlaßspannungen) erhöht. Eine verbesserte Lösung ist die brückenlose PFC–Schaltung nach Abb. 7.64 ([436–442]). Bei der brückenlosen PFC–Schaltung werden die beiden anodenseitig verbundenen Dioden der Wechselspannungsbrücke durch Schalter (MOSFET) mit antiparallelen Dioden ersetzt und die Spule mit der Induktivität L_F in Abb. 7.56 wird in die beiden netzseitigen Spulen (L_1 und L_2) aufgeteilt.

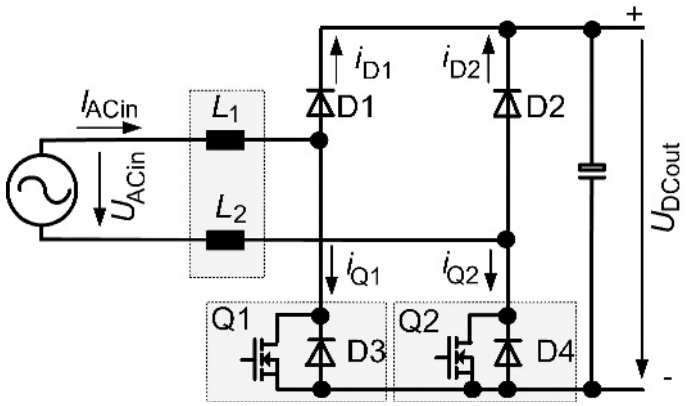


Abb. 7.64: *Topologie der neuen Schaltung [443]*

Die Funktion dieser Schaltung soll für positive Wechselspannungen beispielhaft erläutert werden. Wenn die Wechselspannung positiv ist, wird der MOSFET Q_1 eingeschaltet, und es bildet sich ein Stromkreis: Wechselspannung, L_1, Q_1, D_4 und L_2. Dies bedeutet, die Wechselspannung ist über $L_1 + L_2 = L_F$ und Q_1 sowie D_4 kurzgeschlossen, es baut sich ein Strom im Kurzschlußkreis auf — wie bei der PFC–Schaltung in Abb. 7.56.

Wenn nun der MOSFET Q_1 ausgeschaltet wird, dann bildet sich ein Stromkreis: Wechselspannung, L_1, D_1, Lastseite, D_4 und L_2, d.h. der Zwischenkreiskondensator wird geladen.

Damit sind beim Stromaufbau nur zwei Halbleiter (Q_1 und D_4) und beim Ladevorgang ebenso nur zwei Halbleiter (D_1 und D_4) im Stromkreis enthalten mit entsprechenden Vorteilen hinsichtlich des resultierenden Durchlaß–Spannungs–Abfalls und somit bei den Verlusten. Die Verluste können weiter gesenkt werden, wenn der MOSFET Q_2 parallel zur Diode D_4 eingeschaltet wird (synchrosnisierte Gleichrichtung).

Bei negativen Wechselspannungen werden Q_2 und D_3 bzw. D_2 und D_3 (Q_1) genutzt. Die Realisierung der Steuer- bzw. Regelung kann beispielsweise mit dem Infineon Baustein ICE1PCS01 erfolgen. Abb. 7.65 zeigt die erreichbaren Ergebnisse.

Bei der Schaltung nach Abb. 7.64 muß aus EMV–Gründen ein Filter zusätzlich verwendet werden (Abb. 7.66).

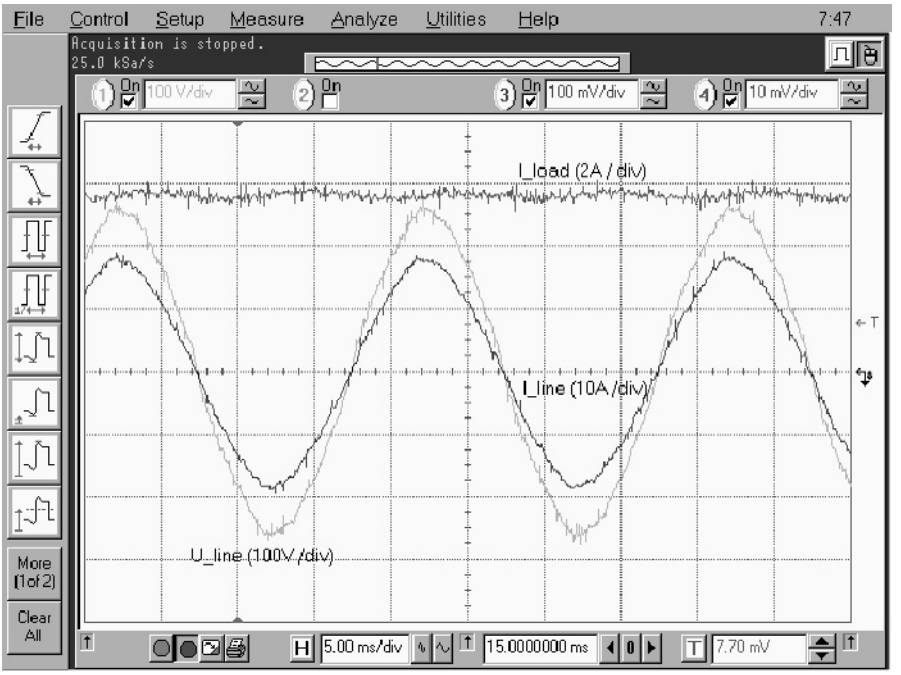
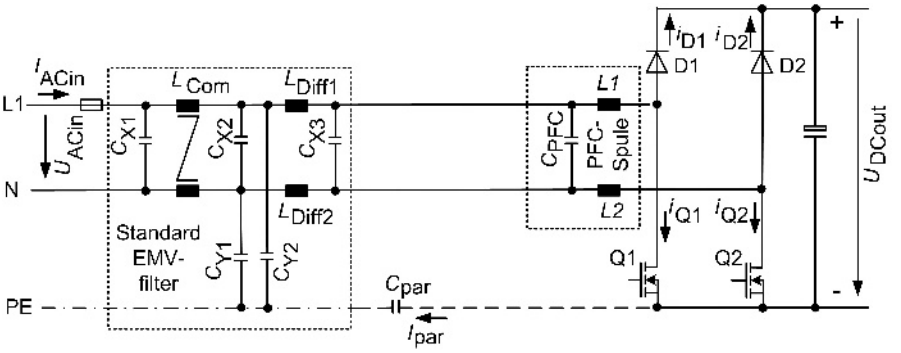


Abb. 7.65: *Verläufe von Netzstrom, –Spannung und Laststrom im stat. Zustand bei einer Abgbeleistung von etwas 2,1 kW [443]*



C_{X1}: 220 nF
C_{X2}: 1 µF
C_{X3}: 220 nF
L_{Com}: 2 x 2 mH
L_{Diff1}: 10 µH
L_{Diff2}: 10 µH

Abb. 7.66: *Grundschaltung mit parasitärer Kapazität [443]*

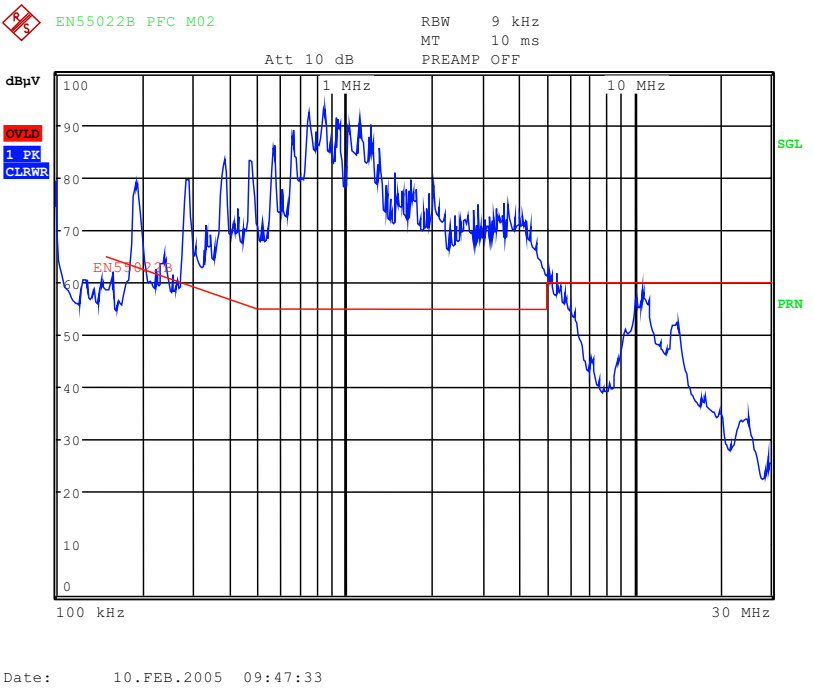


Abb. 7.67: *Verlauf der leistungsgebundenen Störemission [443]*

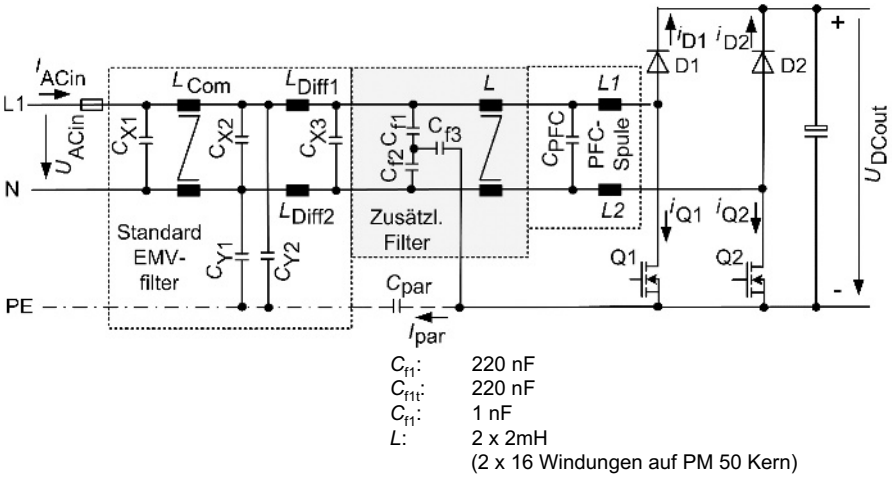


Abb. 7.68: *Möglichkeit zur Eliminierung des Einflusses der parasitären Kapazität mittels zusätzlichem Filter [443]*

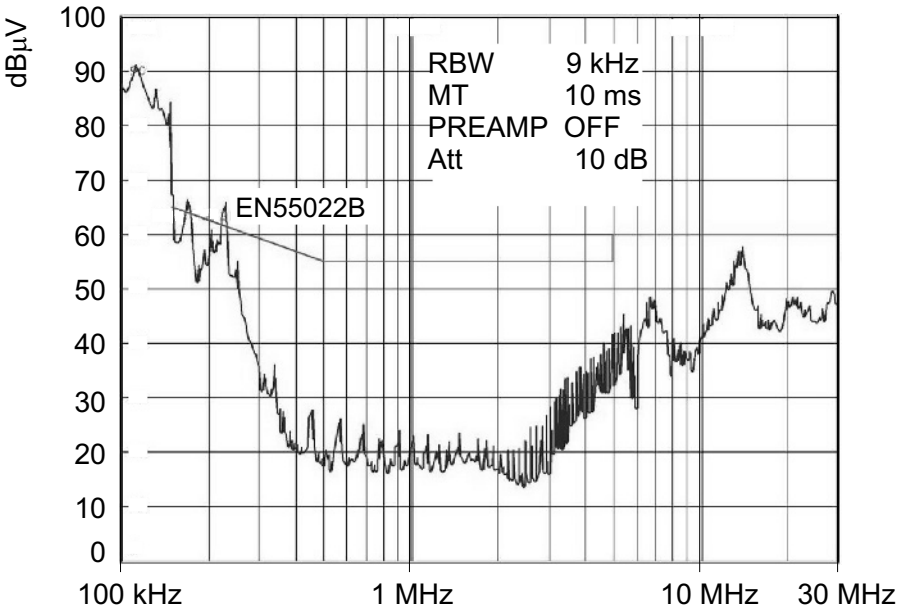


Abb. 7.69: *Verlauf der leitungsgebundenen Störemission bei Verwendung eines verbesserten EMV–Filters [443]*

Allerdings wird sich aufgrund der parasitären Kapazität C_{par} ein Strom zwischen dem negativen Ausgangsspannungsanschluß und PE vom Netz ausbilden, der zu einer nicht akzeptablen EMV führt Abb. 7.67 (EN55022B). Um diese unerwünschte EMV zu vermeiden, wird die Schaltung entsprechend Abb. 7.68 abgewandelt, und es ergibt sich der nun zulässige EMV–Verlauf in Abb. 7.69.

8 Selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (U–Wechselrichter)

8.1 Einführung

In den vorigen Kapiteln dieses Bandes wurden die unterschiedlichsten leistungselektronischen Schaltungen vorgestellt, um drehzahl– und drehmoment–variable Antriebe zu realisieren. Anfangs standen als Bauelemente Dioden und Thyristoren zur Verfügung, so daß Schaltungsvarianten wie der Umkehrstromrichter (Gleichstrommaschine) bzw. der Direktumrichter (Drehfeldmaschine) oder der lastgeführte Wechselrichter (Stromrichtermotor) Varianten waren, die fremdgeführte Stellglieder nutzten. In der gleichen Linie — Verwendung von Dioden und Thyristoren — waren die Arbeiten für die selbstgeführten Wechselrichter einzuordnen, die zum I–Wechselrichter mit Phasenfolgelöschung oder zum Nullstromschalter für die Wechselrichter mit eingeprägter Spannung führten.

Zu beachten war bei den meisten dieser Schaltungsvarianten, daß entweder die elektrische Maschine aufwendig war (Gleichstrommaschine oder Synchronmaschine) oder/und daß der Betriebsbereich des elektrischen Antriebs Einschränkungen aufwies (beispielsweise Direktumrichter oder untersynchrone Kaskade). Insofern bestand der generelle Wunsch, über ein Antriebssystem zu verfügen, das die Verwendung einer möglichst preiswerten elektrischen Maschine erlaubt und einem Stromrichter–Stellglied, das möglichst keine Einschränkungen bedingt. Als preiswerte elektrische Maschine ist die Asynchronmaschine mit Kurzschlußläufer zu nennen, die zwar die drei Statorwicklungen hat, aber dafür einen besonders einfach aufgebauten Rotor. Nachteilig bei dieser Maschine ist der komplexe Signalflußplan, der aber durch regelungstechnische Maßnahmen vereinfacht und damit der Regelung besser zugänglich gemacht werden kann.

Als Stellglied ist im allgemeinen ein Umrichter notwendig, der aus dem Versorgungsnetz mit konstanter Spannung und Frequenz ein Versorgungsnetz für die Asynchronmaschine (Drehfeldmaschine) erzeugt, das in der Spannung und der Frequenz variabel ist. Um dies zu erreichen, werden ein- und ausschaltbare leistungselektronische Schalter benötigt. Bei der Entwicklung dieser leistungselektronischen Schalter stellte sich heraus, daß ein- und ausschaltbare Schalter, die nur blockierfähig sind, einfacher als blockier- und sperrfähige Schalter zu realisieren sind. Da beim U–Wechselrichter aber jeweils zum aktiven Schalter

eine antiparallele Diode geschaltet ist, wird bei dieser Schaltungsvariante nur die Blockierfähigkeit benötigt. Insofern ist — von der Bauelemente–Entwicklung aus gesehen — der U–Wechselrichter eine besonders vorteilhafte Schaltungsvariante.

Aus den verschiedenen Umrichtertypen ist somit der *Umrichter mit Gleichspannungs–Zwischenkreis* (U–Umrichter) besonders attraktiv. Dies erklärt sich aus der universellen Einsetzbarkeit dieser Umrichterfamilie, die sich durch folgende Eigenschaften auszeichnet:

- Versorgung aller Drehstrommotoren asynchroner und synchroner Bauart,
- Ein- und Mehrmotorenantrieb,
- Zu- und Abschalten von Motoren, ohne daß sich die Drehzahl der bereits laufenden Motoren verändert (Sammelschiene),
- sehr großer Frequenzbereich ($f_1 \approx 0 \ldots 1000\,Hz$),
- Drehfeld– und Energie–Richtungswechsel,
- Betrieb bei maximalem Drehmoment im gesamten Drehzahlbereich,
- Rundlauf bei kleinen Drehzahlen.

Bei selbstgeführten Wechselrichtern mit Gleichspannungs–Zwischenkreis wird aus einer Gleichspannung am Eingang eine Wechselspannung oder ein Drehspannungssystem am Ausgang erzeugt. Ähnlich wie bei Gleichspannungswandlern gibt es eine große Zahl von unterschiedlichen Lösungen; dies gilt insbesondere für die Schaltungen mit zusätzlichen Kommutierungskreisen und nichtabschaltbaren Thyristoren. Um die Zahl und damit den Umfang zu begrenzen, soll nur eine sehr begrenzte Zahl von Varianten vorgestellt werden.

8.2 Zweipunkt–Wechselrichter

8.2.1 Grundfrequenztaktung und Drehspannungssystem

Das Prinzipbild eines dreiphasigen, selbstgeführten Wechselrichters mit eingeprägter Spannung zeigt Abb. 8.1; die Last sei ohmsch–induktiv und habe gleiche Lastimpedanzen. Die Ventilgruppen 1 bis 3 sollen jeweils 180° lang und mit 120° Phasenverschiebung angesteuert werden (Grundfrequenztaktung).

Die sich bei Grundfrequenztaktung eines dreiphasigen Wechselrichters ergebenden Spannungsverläufe sind in Abb. 8.2 dargestellt.

Wenn, wie oben gefordert, die drei Ventilgruppen 1 bis 3 mit der gewünschten Ausgangsfrequenz (Grundfrequenztaktung) und der Phasenfolge R, S, T angesteuert werden, entstehen die drei Spannungen u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} mit dem Gleichspannungsmittelpunkt 0 als Bezugspunkt.

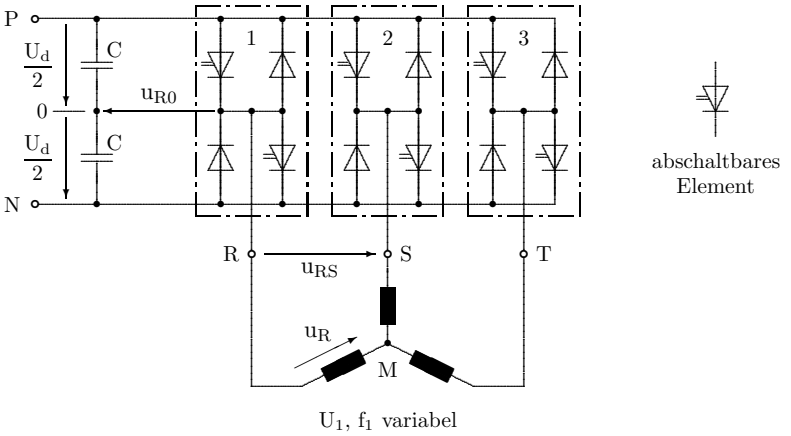


Abb. 8.1: *Prinzipbild eines dreiphasigen selbstgeführten Wechselrichters mit eingeprägter Spannung*

Durch Superposition ergeben sich daraus die Zeitverläufe der verketteten Spannungen u_{RS}, u_{ST}, u_{TR} sowie der Strangspannungen (Phasenspannungen) u_R, u_S, u_T (mit dem freien Laststernpunkt M als Bezugspunkt).

$$\begin{aligned} u_{RS}(t) &= u_{R0} - u_{S0}\,; \qquad u_{ST}(t) = u_{S0} - u_{T0}\,; \qquad u_{TR}(t) = u_{T0} - u_{R0} \\ u_R(t) &= \frac{u_{RS} - u_{TR}}{3}\,; \qquad u_S(t) = \frac{u_{ST} - u_{RS}}{3}\,; \qquad u_T(t) = \frac{u_{TR} - u_{ST}}{3} \end{aligned} \tag{8.1}$$

Die verketteten Spannungen sind somit Rechteckblockspannungen mit der Blocklänge 120° und mit symmetrischen Pausenzeiten von ±30°. Die Phasenspannungen sind symmetrische mehrstufige Spannungen. Die Effektivwerte von Grundschwingung und Harmonischen der Phasenspannungen u_R, u_S, u_T und der verketteten Spannungen u_{RS}, u_{ST}, u_{TR} unterscheiden sich jeweils um den Faktor $\sqrt{3}$.

Die gleichphasigen Anteile des Grundspannungssystems u_{R0}, u_{S0}, u_{T0}, d.h. die durch 3 teilbaren Oberschwingungen ($\nu = 3, 9, 15, \ldots$), sind zwischen dem freien Laststernpunkt M und dem Gleichspannungsmittelpunkt 0 meßbar. Nach den Kirchhoffschen Gesetzen ergibt sich für u_{M0} eine Rechteckspannung mit der dreifachen Grundfrequenz und der Amplitude $U_d/6$.

$$u_{M0}(t) = \frac{1}{3} \cdot (u_{R0} + u_{S0} + u_{T0}) \tag{8.2}$$

Die Spannung u_{M0} beaufschlagt die Statorwicklungen mit hohem du/dt führt aufgrund der parasitären Kapazitäten zwischen dem Stator und dem Rotor sowie den Lagerkapazitäten zu kapazitiven Ladeströmen [639], die die Lager der elektrischen Maschine langfristig beschädigen können. Weitere Einflüsse sind:

- Die kapazitive Spannungsteilung zwischen den obigen Kapazitäten, die zu entsprechenden Spannungsänderungen an den Lagerkapazitäten führt, kann zu Entladungsströmen führen, wenn die kritische Spannung des Ölfilms überschritten wird [482, 495, 505, 519, 539] Dies ist insbesondere bei kleinen Maschinen relevant

- Durch den magnetischen Fluß zwischen Stator und Rotor wird eine Spannung an der Welle des elektrischen Motors erzeugt. Diese Spannung ist insbesondere vom du/dt abhängig [498, 519, 565]

- Wenn der Stator schlecht und der Rotor gut HF-mäßig abgeschirmt ist, dann kann ein Strom erzeugt werden, der innerhalb kürzester Zeit die Lager zerstört [519, 565]

Eine ausführliche Beschreibung dieses Effektes und die Maßnahmen zur Vermeidung dieser Lagerschäden ist in Kap. 8.10 zu finden.

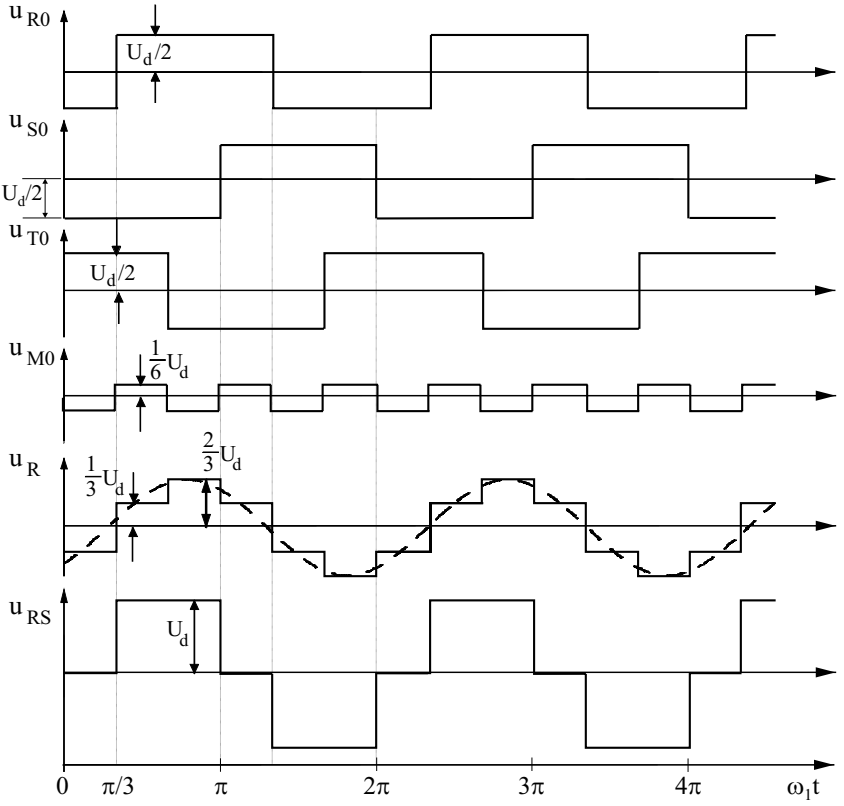


Abb. 8.2: *Spannungsverläufe bei Grundfrequenztaktung*

Die *Effektivwerte* der Spannungen in Abb. 8.2 ergeben sich zu:

Gesamteffektivwert: $U_v = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot U_d$; $U_R = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot U_d$; $U_{v0} = \frac{1}{2} \cdot U_d$

Grundschwingung: $U_{v(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d$; $U_{R(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d$; $U_{R0(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d$

Harmonische: $U_{v(\nu)} = \frac{\sqrt{6}}{\nu\pi} \cdot U_d$; $U_{R(\nu)} = \frac{\sqrt{2}}{\nu\pi} \cdot U_d$; $U_{R0(\nu)} = \frac{\sqrt{2}}{\nu\pi} \cdot U_d$

$RS \rightarrow v$

mit $\nu = (2n+1) = (3), 5, 7, (9), 11, 13, (15), \ldots$

(Werte in Klammern $\nu = 3, 9, 15, \ldots$ nur bei $U_{R0(\nu)}$)

Grundschwingungsgehalt: $g_u = 3/\pi = 0,955$; sehr günstiges Verhältnis.

Die Funktion der zu den abschaltbaren Ventilen antiparallelen Dioden läßt sich aus Abb. 8.3 erkennen, in der die Strom- und Spannungsverläufe für Grundfrequenztaktung und sinusförmigen Laststrom dargestellt sind. Die Betrachtung der einzelnen Zeitintervalle zeigt, daß die antiparallelen Dioden für die Funktion des selbstgeführten Wechselrichters mit eingeprägter Spannung bei ohmsch–induktiven Lasten notwendig sind.

Abhängig von der Phasenlage φ_1 zwischen $u_{R0(1)}$ und i_R wird im Zeitintervall I bei positiver Ausgangsspannung und negativem Strom die dem Ventil V_1 antiparallele Diode D_1 den Strom führen. Bei positiver Spannung und positivem Strom im anschließenden Zeitintervall II führt das Ventil V_1 den Strom.

Ohne hier ausführlich auf die idealisierten Spannungs- und Stromverläufe einzugehen, soll an das Forward– und Reverse–Recovery–Verhalten von bipolaren Leistungshalbleitern erinnert werden. Bei dem in Abb. 8.3 dargestellten Betriebszustand mit nacheilendem Strom i_R kann das zur Diode D_1 antiparallele Ventil V_1 bei der Spannung $u_1 \approx 0$ und dem Strom $i_R = i_1 \approx 0$ noch während des Zeitintervalls I (kurz vor $\omega_1 t_1 = \varphi_1$) einschalten, d.h. es fallen nur sehr geringe Einschaltverluste an.

Beim Übergang vom Zeitintervall II zum Zeitintervall III ändert sich die Spannung u_{R0} von positiv zu negativ, der Strom i_R bleibt positiv, d.h. der Strom wechselt vom Ventil V_1 zur Diode D_2. Damit sind die Ausschaltbedingungen für das Ventil V_1 in diesem Betriebsfall ungünstig, denn das Ventil V_1 muß den Strom gegen die volle Zwischenkreisspannung U_d abschalten. In gleicher Weise gelten die Überlegungen für das Ventil V_2 und die Diode D_1.

Eine andere Situation für die Schaltverluste entsteht bei voreilendem Strom i_R. In diesem Fall würde beim Übergang von Zeitintervall I zu II der Strom die Polarität von positiv (I) zu negativ (II) wechseln — bei bleibender positiver Spannung. In diesem Betriebszustand würde daher der Strom vom Ventil V_1 zur Diode D_1 wechseln und damit das Ventil V_1 — aufgrund der durch die Last erzwungenen Phasenlage von Spannung und Strom — bei kleinem Strom bzw.

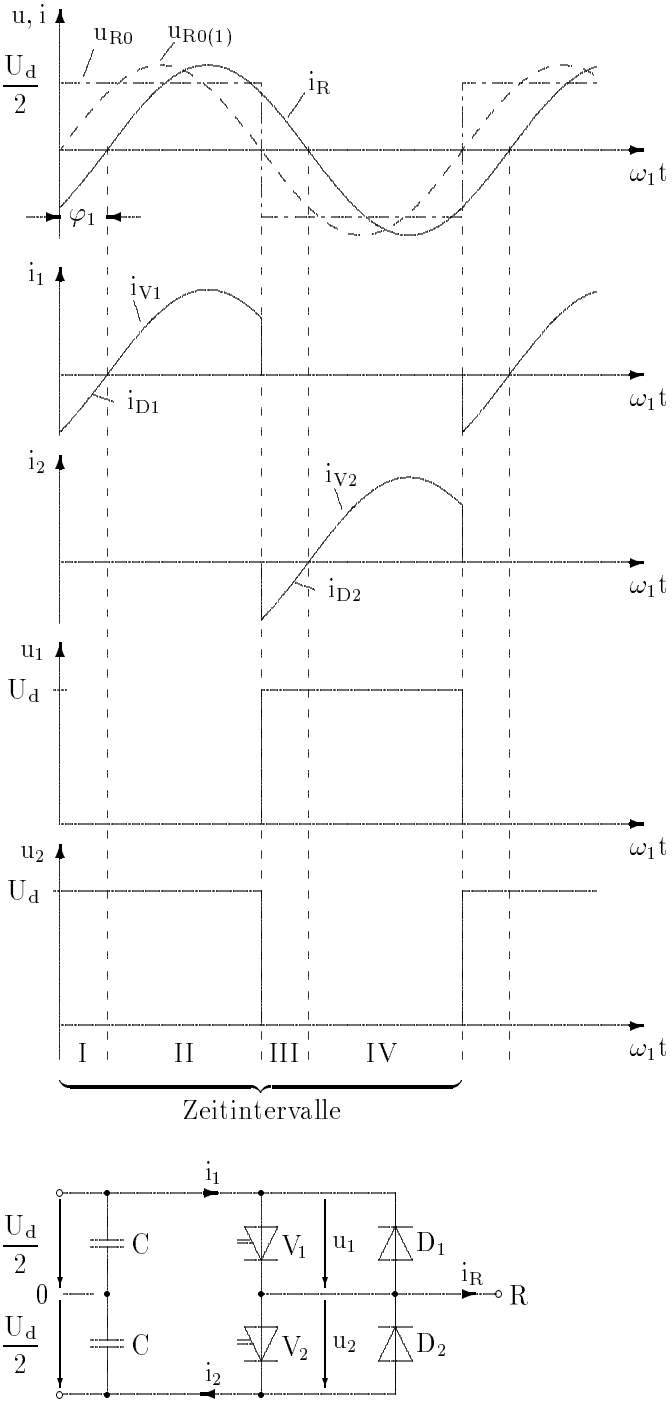


Abb. 8.3: *Ströme und Spannungen bei Grundfrequenztaktung (Strom nacheilend)*

bei Null–Strom abgeschaltet werden können, d.h., die Ausschaltverluste wären gering.

Umgekehrt wäre bei voreilendem Strom aber die Einschaltbedingung des Ventils V_2 beim Wechsel des Zeitintervalls II zu III ungünstig, da der Strom negativ ist, die Spannung aber von positiv zu negativ wechselt, d.h., daß der Strom von der Diode D_1 zum Ventil V_2 wechselt.

Auf diese speziellen Probleme soll hier jedoch nur hingewiesen werden (siehe auch Entlastungsschaltungen, Kap. 7.3 und Kap. 8.8).

Grundsätzlich kann bei Grundfrequenztaktung durch die Änderung der Ansteuerfrequenz f_T für die abschaltbaren Ventile die Ausgangsfrequenz f_1 verändert werden. In diesem Betrieb des Stromrichters ist bei konstanter Eingangs–Gleichspannung U_d ein Einfluß auf die Höhe der Ausgangsspannung nicht möglich; die Spannung als Stellgröße entfällt. Dieser Betrieb ist damit (auch abschnittsweise) nur in bestimmten Anwendungen möglich, z.B. im Feldschwächbereich bei Drehstrommaschinen.

Eine Änderung der verketteten Ausgangsspannung U_v und damit auch der Phasenspannung ist bei Grundfrequenztaktung nur über eine Verstellung der Zwischenkreis–Gleichspannung U_d möglich ($U_v \sim U_d$).

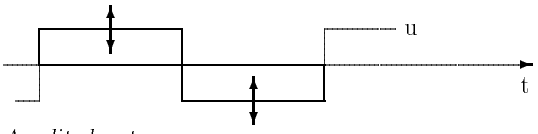
8.2.2 Spannungssteuerung

Während die Ausgangsfrequenz f_1 durch die Ansteuerung direkt eingestellt wird, kann die Spannungsverstellung auf verschiedene Weise vorgenommen werden. Abbildung 8.4 zeigt die grundsätzlichen Möglichkeiten.

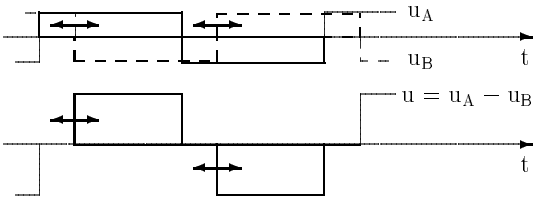
Die am einfachsten erscheinende Möglichkeit ist die *Amplitudensteuerung*. Hierbei wird die Zwischenkreisgleichspannung U_d so variiert, daß der Ausgangsspannungsblock die geforderte Grundschwingungsamplitude hat. Das setzt im Wechselrichter eine Kommutierungseinrichtung voraus, die unabhängig von der Amplitude der Zwischenkreisspannung funktioniert, wenn nichtabschaltbare Ventile verwendet werden. Bei diesem Verfahren bleibt das Oberschwingungsspektrum immer gleich, so daß sich bei niedrigen Frequenzen f_1 störende Pulsationsmomente ergeben. Die Amplitudensteuerung ist auch auf der Einspeiseseite mit Hilfe eines Drehstrom–Stelltransformators und nachgeschalteter Diodenbrücke möglich.

Wird die Last von *zwei* Wechselrichtern an unveränderlicher Gleichspannung gespeist, so kann man auch durch Verschieben der gegenseitigen Phasenlage eine Änderung der Grundschwingung erreichen. Man spricht hier vom *Additions– oder Schwenk–Verfahren* (Abb. 8.5).

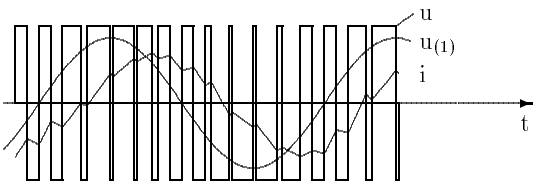
Ähnliche Spannungsformen ergeben sich auch durch Anschnittsteuerung, d.h. durch Verringern der Einschaltzeit der Lastthyristoren. Dies kann unter anderem durch einen Tiefsetzsteller im Gleichspannungszwischenkreis oder durch einen Drehstromsteller auf der Ausgangsseite erreicht werden. Der Stellbereich wird dadurch begrenzt, daß mit kleiner werdender Aussteuerung der Oberschwingungsgehalt stark anwächst.



a) Amplitudensteuerung



b) Additions– oder Schwenkverfahren (Blockbreitensteuerung)



c) Pulsverfahren (Pulsweitenmodulation)

Abb. 8.4: *Spannungssteuerung bei U–Wechselrichtern*

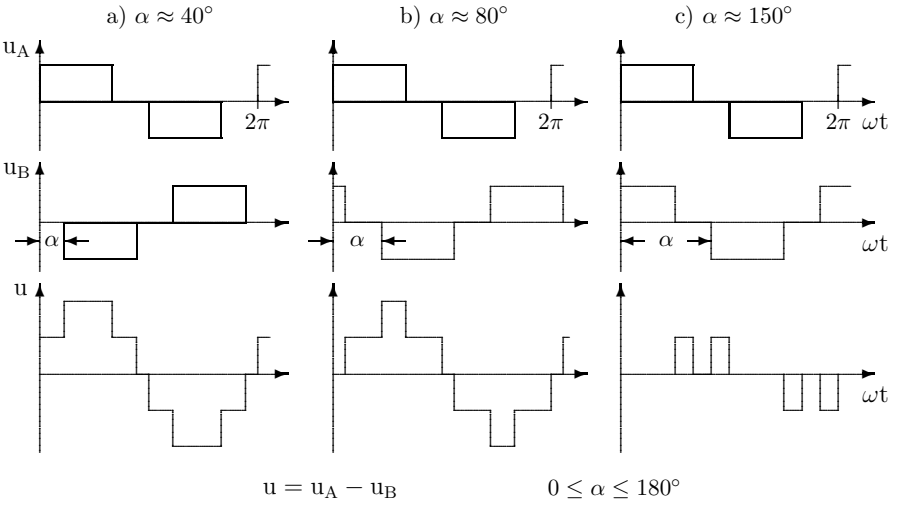


Abb. 8.5: *Spannungssteuerung beim Schwenkverfahren: Spannungen u_A, u_B der Teilwechselrichter und Ausgangsspannung u bei Verschiebung der Phasenlage α*

Die dritte, in diesem Zusammenhang besonders interessierende Möglichkeit ist das *Pulsverfahren*. Durch mehrmaliges Schalten der steuerbaren elektronischen Ventile während einer Ausgangsperiode läßt sich die Ausgangsspannung in ihrer Grundschwingung beliebig einstellen und in ihrem Oberschwingungsgehalt verkleinern. In speziellen Wechselrichterschaltungen läßt sich auch das Nullpotential auf den Ausgang durchschalten. Das ermöglicht ein Pulsen mit drei Spannungszuständen und damit eine weitere Reduzierung der Oberschwingungsanteile bei gleicher Pulsfrequenz.

Bevor die Pulsverfahren genauer beschrieben werden, soll zunächst noch auf die verschiedenen Löschschaltungen für U–Wechselrichter eingegangen und dabei ihre Eignung für den Pulsbetrieb beschrieben werden.

8.2.3 Kommutierungsschaltungen

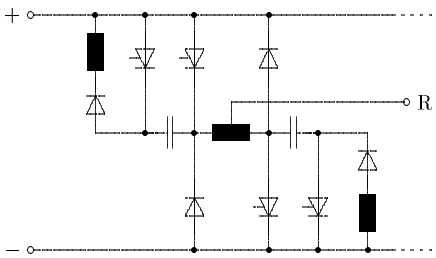
Bei U–Umrichtern muß unterschieden werden, ob (wie früher notwendig) Thyristoren eingesetzt werden und damit zusätzliche Kommutierungshilfen erforderlich sind, oder ob (wie heute üblich) abschaltbare Leistungshalbleiter verfügbar sind.

In diesem Kapitel sollen für die Thyristoren prinzipiell einige Kommutierungsschaltungen dargestellt werden. Ohne auf die Funktion der LC–Löschschaltungen im einzelnen einzugehen, sollen die Grundtypen der Löschschaltungen vorgestellt werden (Abb. 8.6). Prinzipiell wird zwischen der Einzel–, der Phasen– und der Summen–Löschung unterschieden.

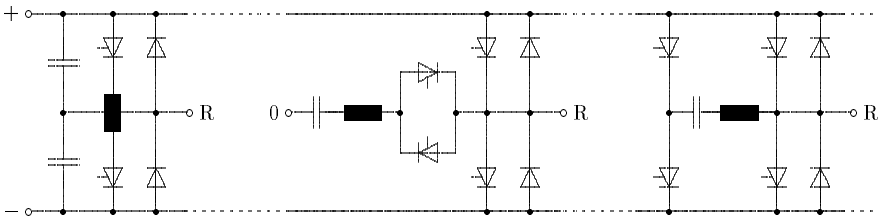
Die *Einzellöschung* (Abb. 8.6a) bietet freizügige Einschalt- und Sperrmöglichkeiten für jeden Ventilzweig. Zur Einzellöschung von Thyristoren hat jeder Thyristor seinen eigenen Kommutierungskondensator mit einem Kommutierungsthyristor und einem Umschwingzweig mit Drossel und Diode. Wegen des hohen Aufwandes wird die Thyristor–Einzellöschung nur selten eingesetzt (siehe auch Kap. 7.2).

Häufig dagegen wird die *Phasenlöschung* (Abb. 8.6b–d) angewandt. Hierbei haben die beiden Phasenzweige eine gemeinsame Löscheinrichtung. Bei der Schaltung b) wird beispielsweise der stromführende obere Lastthyristor durch Zünden des unteren Thyristors gelöscht, indem die Spannung des unteren Kommutierungskondensators durch Zünden des unteren Thyristors durch induktive Spannungsverdopplung an den zu löschenden oberen Thyristor angelegt wird. Diese Schaltung hat sich wegen der geringen Zahl der Bauelemente vor allem bei kleineren Leistungen bewährt.

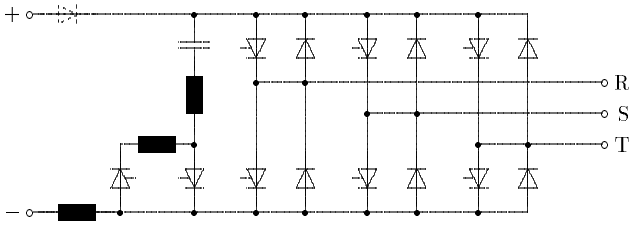
Bei Leistungen ab 100 kW werden überwiegend die Schaltungen c) und d) eingesetzt. Hierbei haben beide Phasenzweige einen gemeinsamen Kommutierungsschwingkreis, der über Hilfsthyristoren abwechselnd den oberen und den unteren Lastzweig abschalten kann. Die Schaltung c) erzeugt nur geringe Überspannungen an den Halbleitern und wird daher bis zu den größten Leistungen eingesetzt, insbesondere dann, wenn eine hohe Überlastfähigkeit des Antriebes verlangt wird.



a) Einzellöschung



b) – d) Phasenlöschung



e) Summenlöschung

Abb. 8.6: *Löschverfahren bei U–Wechselrichtern mit Thyristoren*

Um den Kommutierungsaufwand weiter zu reduzieren, sind auch verschiedene Schaltungen mit *Summenlöschung* (Abb. 8.6e) in Gebrauch. Hierbei werden durch eine gemeinsame Kommutierungseinrichtung die jeweils stromführenden Thyristoren gleichzeitig gelöscht und im Anschluß daran in der gewünschten neuen Konfiguration wieder gezündet. In der dargestellten Schaltung e) erfolgt die Summenlöschung durch kurzzeitige Umkehrung der Zwischenkreisspannung. Bei diesen Anordnungen sind die ausnutzbaren Schaltfrequenzen am niedrigsten, so daß sie hauptsächlich für Wechselrichter mit variabler Zwischenkreisspannung eingesetzt werden (s. Kap. 8.3.1).

8.3 U–Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung

In Kapitel 8.2.1 wurde prinzipiell die Funktion eines Zweipunkt-Wechselrichters mit konstanter Zwischenkreisspannung und Grundfrequenztaktung vorgestellt. Aus den Darstellungen hat sich ergeben, daß bei der Grundfrequenztaktung und konstanter Zwischenkreisspannung U_d die Frequenz der Wechselrichter-Ausgangsspannung leicht verstellbar ist. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist allerdings nicht verstellbar. In Kapitel 8.2.2 wurde u.a. in Abbildung 8.4 für die Amplitudenstellung eine Verstellung der Zwischenkreisspannung U_d vorgeschlagen. Diese Schaltungsvariante mit variabler Zwischenkreisspannung hatte früher - als nur Thyristoren verfügbar waren - eine große Bedeutung. Eine der Gründe der früheren Bedeutung war die einfache Realisierung. Beispielsweise wurde mit einer netzgeführten Thyristorbrücke die variable Zwischenkreisspannung U_d erzeugt. Beim lastseitigen Zweipunkt-Wechselrichter wurde je nach Anwendungsfall eine der Kommutierungsschaltungen entsprechend Kapitel 8.2.3 gewählt. Mit dieser Anordnung konnte dann unter Verwendung der Grundfrequenztaktung das gewünschte lastseitge Drehspannungssystem in Amplitude und Frequenz realisiert werden. Außer dem Vorteil der Verwendung der einfachen und damit preiswerten Thyristoren war die thermische Belastung der Halbleiter aufgrund der geringen Schaltfrequenz gegenüber der Pulsweitenmodulation (siehe Abb. 8.4 c) ein gewisser Vorteil. Nachteilig ist bei diesen Lösungen mit variabler Zwischenkreisspannung die notwendige Löschschaltung für die Thyristoren des Zweipunkt-Wechselrichters und die notwendige Ausblendung des Bereichs geringer lastseitiger Ausgangsspannung. Der Grund für diese notwendige Ausblendung ist, daß die Löschschaltungen in diesem Spannungsbereich - insbesondere bei hohen Lastströmen - nicht mehr funktionieren. Ein weiterer Vorteil ist, die dynamisch begrenzte Änderung der Zwischenkreisspannung.

Ein Teil dieser Nachteile kann durch den Einsatz abschaltbarer Halbleiter vermieden werden. Obwohl durch die Verfügbarkeit abschaltbarer Leistungshalbleiter [60, 61] der Einsatz von Zweipunkt-Wechselrichtern mit konstanter Zwischenkreisspannung und Pulsmodulation (siehe Kap. 8.4 ff) die heute bevorzugte Lösung ist, sollen der Vollständigkeit halber die Varianten mit variabler Zwischenkreisspannung zumindest vorgestellt werden.

Im vorliegenden Kapitel wird der selbstgeführte Wechselrichter mit Summenlöschung und in Kapitel 8.7 -als Hinweis der Vollständigkeit- mit Phasenlöschung dargestellt.

Für den U–Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung gibt es eine Vielzahl von Schaltungsvarianten. Beispielsweise kann der Umrichter aufgebaut sein aus einer Diodenbrücke, einem Gleichstromsteller und dem selbstgeführten Wechselrichter, der nur mit Grundfrequenztaktung betrieben wird (Abb. 8.7).

Eine andere Variante verwendet als Eingangsstellglied einen netzgeführten Ein-Quadrant-Stromrichter (s. Kap. 8.3.3).

8.3.1 Zweipunkt–Wechselrichter mit Gleichstromsteller

Zur Veranschaulichung soll zunächst die Lösung mit Gleichstromsteller nach Abb. 8.7 behandelt werden.

8.3.1.1 Ungesteuerte netzseitige Diodenbrücke

Die Ausgangsgleichspannung U_{d1} der Drehstrombrücke ist konstant. Für die B6–Diodenbrücke gilt (mit U_{Nv} = verkettete Netzspannung):

$$U_{d1} \;=\; \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{Nv} \;=\; 1,35 \cdot U_{Nv} \tag{8.3}$$

Der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi_{N1}$ der Netzstromgrundschwingung $I_{N(1)}$ ist wegen der ungesteuerten Eingangsbrücke praktisch arbeitspunktunabhängig bei $\cos \varphi_{N1} = 1$. Damit gilt die folgende Leistungsbilanz für die Zwischenkreisgleichleistung P_{d1}:

$$P_{d1} \;\approx\; U_{d1} \cdot I_{d1} \;=\; 1,35 \cdot U_{Nv} \cdot I_{d1} \;=\; \sqrt{3} \cdot U_{Nv} \cdot I_{N(1)} \tag{8.4}$$

Die Grundschwingung $I_{N(1)}$ des Netzstroms ist somit proportional zur Zwischenkreisgleichleistung P_{d1} und damit aufgrund der weitgehend verlustfreien Anordnung auch proportional zur mechanischen Wellenleistung P_{mech}.

Bei dem vorliegenden System ist im Prinzip eine Drossel mit der Induktivität L_g nicht erforderlich; dies bedeutet, daß der Netzstrom keine ausgeprägte Blockform aufweist, sondern bei kleineren Werten lückt. Der Grundschwingungsgehalt des Netzstroms $g_i = I_{N(1)} / I_{N\,eff}$ hängt damit vom Arbeitspunkt ab.

Die gleichen Aussagen gelten beim Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung, wenn als Eingangsstellglied eine Diodenbrücke vorgesehen ist. Vorteilhaft bei dieser Schaltungsvariante ist, daß dem versorgenden Netz nur die Wirkleistung entnommen wird. Dies bedeutet, daß im Leerlauf der Asynchronmaschine die Leistungsaufnahme aus dem Netz gering ist.

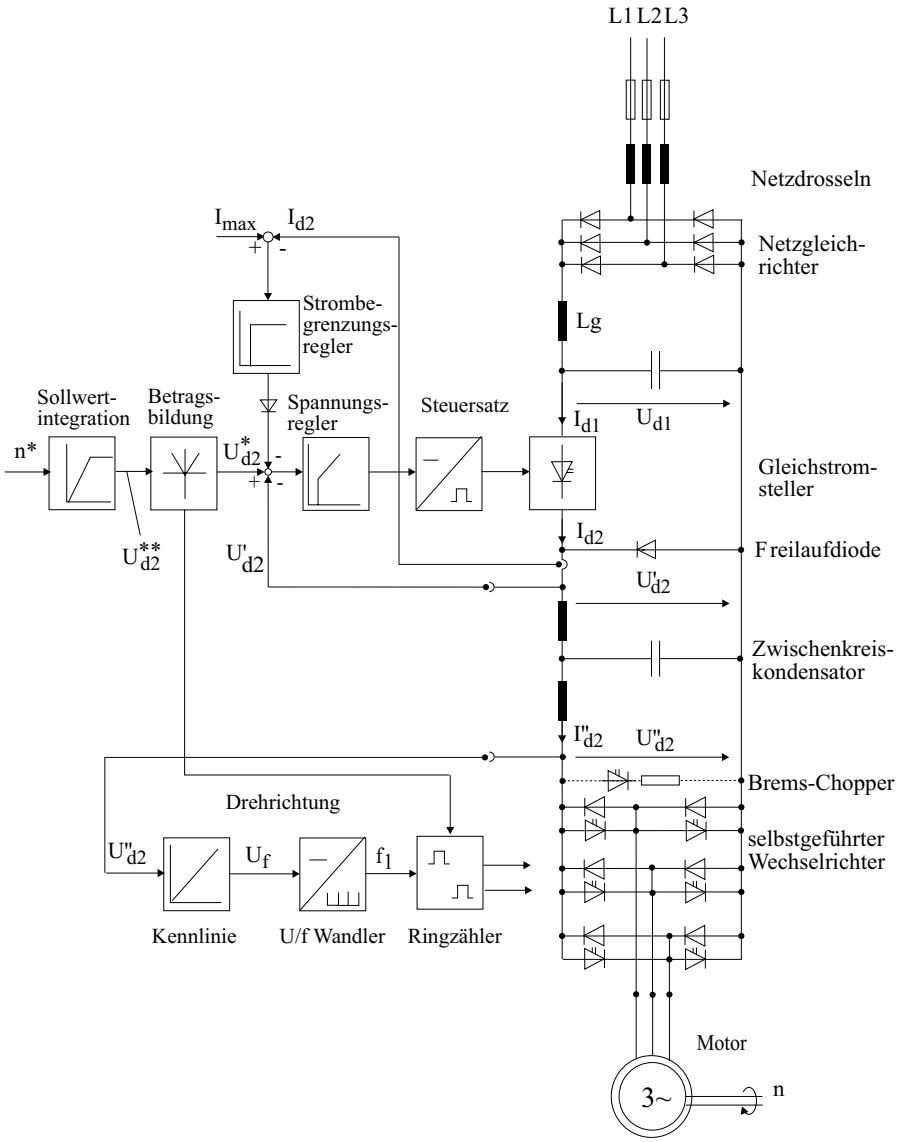


Abb. 8.7: *U–Umrichter mit Gleichstromsteller (Übersichtsschaltbild mit Regeleinrichtung für quasistationäre Betriebszustände)*

8.3.1.2 Gleichstromsteller

Für den Gleichstromsteller wird auf Kap. 7 verwiesen. Für den Stellbereich der Ausgangsspannung $U_{d2}^{'}$ des Stellers gilt im Idealfall:

$$0 \;\leq\; U_{d2}^{'} \;\leq\; U_{d1} \qquad \text{mit} \quad U_{d2}^{'} \;=\; \frac{t_e}{T} \cdot U_{d1} \tag{8.5}$$

Aufgrund der Wirkungsweise des Gleichstromstellers ist allerdings eine Mindesteinschaltzeit $t_{e\,min}$ und eine Mindestausschaltzeit $t_{a\,min}$ einzuhalten. Dies bedeutet, daß sich bei konstanter Schaltfrequenz des Gleichstromstellers $f_T \;=\; 1/\,T$ die folgenden Bereichsgrenzen für $U_{d2}^{'}$ ergeben:

$$U_{d2\,min}^{'} \;=\; \frac{t_{e\,min}}{T} \cdot U_{d1}\,; \qquad U_{d2\,max}^{'} \;=\; \left(1 - \frac{t_{a\,min}}{T}\right) \cdot U_{d1} \tag{8.6}$$

Die pulsförmige Gleichspannung $u_{d2}^{'}$ wird in einem induktiven Filter geglättet, so daß $U_{d2}^{''}$ eine weitgehend oberschwingungsfreie Gleichspannung darstellt, die über die Einschaltzeit t_e des Gleichstromstellers verändert werden kann. Aufgrund des induktiven Filters ist dem Gleichstromsteller eine Freilaufdiode zugeordnet.
Für die Mittelwerte gilt:

$$U_{d2}^{''} \;=\; U_{d2}^{'} \;=\; U_{d2} \tag{8.7}$$

$$I_{d2}^{''} \;=\; I_{d2}^{'} \;=\; I_{d2} \tag{8.8}$$

Bei idealen Bauelementen wirkt der Gleichstromsteller als „Stromtransformator“, da die folgende Leistungsbilanz gilt:

$$P_{d2} \;=\; U_{d2} \cdot I_{d2} \;=\; P_{d1} \;=\; U_{d1} \cdot I_{d1} \tag{8.9}$$

$$I_{d2} \;=\; I_{d1} \cdot \frac{U_{d1}}{U_{d2}} \tag{8.10}$$

$$\text{mit} \qquad U_{d2} \;\sim\; f_1 \;\sim\; N \qquad \text{(in erster Näherung)} \tag{8.11}$$

8.3.1.3 Zweipunkt–Wechselrichter — Funktionsweise

Der Wechselrichter hat die Aufgabe, die Zwischenkreisgleichspannung U_{d2} zyklisch so auf die einzelnen Maschinenstränge zu schalten, daß in der Maschine ein Drehfeld mit der gewünschten Drehfeldgeschwindigkeit umläuft. Durch die Reihenfolge der Schaltvorgänge wird in der Maschine die Drehfeldrichtung festgelegt. Damit ist eine Drehfeldumkehr, d.h. eine Umsteuerung der Maschine von Rechtslauf auf Linkslauf ohne Zusatzaufwand ausführbar.

Wie bereits aus Kap. 8.2.1 bekannt, besteht die verkettete Ausgangsspannung $u_v(t)$ des Wechselrichters bei Grundfrequenztaktung aus 120° langen positiven und negativen Spannungsblöcken mit dem Scheitelwert U_{d2}.

Wie ebenfalls bereits bekannt, gilt folgender Zusammenhang zwischen dem Effektivwert der Spannungsgrundschwingung $U_{v(1)}$ und der Gleichspannung U_{d2}:

$$U_{v(1)} \;=\; \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{d2} \;=\; 0,78 \cdot U_{d2} \tag{8.12}$$

Damit ergibt sich als maximale (verkettete) Ausgangspannung:

$$U_{v(1)\,max} \;=\; 0,78 \cdot U_{d2\,max} \;=\; 0,78 \cdot U_{d1} \;=\; 0,78 \cdot 1,35 \cdot U_{Nv} \;=\; 1,05 \cdot U_{Nv} \tag{8.13}$$

Da üblicherweise die Maschinen–Nennspannung der Netzspannung U_{Nv} entspricht, kann am Umrichterausgang die Nennspannung der Maschine erreicht werden.

Die Frequenz f_1 der Ausgangsspannung ist die Wechselrichter–Schaltfrequenz; d.h. über die Wechselrichter–Schaltfrequenz kann die Drehzahl verstellt werden. Der Wert der Frequenz f_1 ist infolge des Gleichspannungszwischenkreises unabhängig von der Frequenz f_N des speisenden Netzes frei wählbar.

Da der Umrichter ausgangsseitig eine Spannungsquelle darstellt, kann sich der Maschinenstrom innerhalb der Stellgrenzen frei nach Phasenlage und Amplitude einstellen. Je nach Daten und Arbeitspunkt der Maschine weicht der Maschinenstrom $i_R(t)$ von der Sinusform mehr oder weniger ab. Dabei ist zu beachten, daß die Filterwirkung mit abnehmender Frequenz f_1 ebenso abnimmt; allerdings ist die Spannungsamplitude im stationären Betrieb ebenso eine Funktion von f_1.

Bezüglich der Grundschwingungen $U_{v(1)}$ und $I_{R(1)}$ der Ausgangsgrößen gilt die Leistungsbilanz:

$$P_{(1)} \;=\; \sqrt{3} \cdot U_{v(1)} \cdot I_{R(1)} \cdot \cos\varphi_1 \;\approx\; U_{d2} \cdot I_{d2} \tag{8.14}$$

Mit Gl. (8.12) ergibt sich für I_{d2}:

$$I_{d2} \;=\; 1,35 \cdot I_{R(1)} \cdot \cos\varphi_1 \tag{8.15}$$

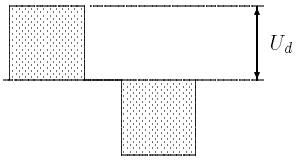
Mit Gl. (8.4) erhält man für I_{d1}:

$$I_{d1} \;=\; \frac{P_{(1)}}{1,35 \cdot U_{Nv}} \;=\; \frac{1,28}{U_{Nv}} \cdot U_{v(1)} \cdot I_{R(1)} \cdot \cos\varphi_1 \;\sim\; P_{(1)} \tag{8.16}$$

Der Zwischenkreisgleichstrom I_{d2} ist somit proportional zum Maschinenwirkstrom und damit näherungsweise auch zum Drehmoment der Maschine. Der Gleichstrom I_{d1} ist dagegen proportional zur Wirkleistung $P_{(1)}$ der Maschine.

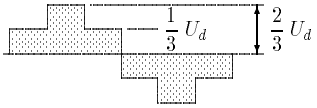
Im Generatorbetrieb nimmt der $\cos\varphi_1$ negative Werte an. Damit muß auch der Zwischenkreisgleichstrom I_{d2}'' seine Richtung umkehren. Dies ist bei den meisten Wechselrichterschaltungen möglich. Eine Rückspeisung der Energie in das Netz ist jedoch nur mit speziellen Gleichstromsteller–Schaltungen und einer zusätzlichen gesteuerten Netzbrücke mit umgekehrter Ventilrichtung möglich. Mit der Schaltung nach Abb. 8.7 ist dies nicht möglich. Die Bremsenergie muß in diesem Fall über einen Brems–Chopper in einem Widerstand in Wärme umgesetzt werden.

a) verkettete Spannung:



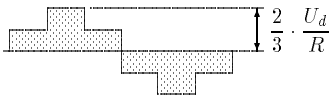
Effektivwert	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_d = 0,816 \cdot U_d$
Effektivwert der Grundschwingung	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d = 0,780 \cdot U_d$
gleichgerichteter Mittelwert	$\frac{2}{3} \cdot U_d = 0,667 \cdot U_d$

b) Phasenspannung:



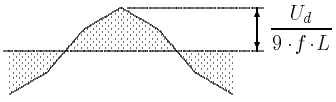
Effektivwert	$\frac{\sqrt{2}}{3} \cdot U_d = 0,471 \cdot U_d$
Effektivwert der Grundschwingung	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d = 0,450 \cdot U_d$
gleichgerichteter Mittelwert	$\frac{4}{9} \cdot U_d = 0,444 \cdot U_d$

c) Phasenstrom, ohmsche Last:



Effektivwert	$I_{eff} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{U_d}{R}$
Effektivwert der Grundschwingung	$\frac{3}{\pi} \cdot I_{eff} = 0,955 \cdot I_{eff}$
Scheitelwert-faktor	$\frac{\hat{I}}{I_{eff}} = \sqrt{2} = 1,414$

d) Phasenstrom, induktive Last:



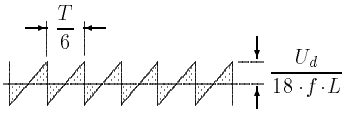
Effektivwert	$I_{eff} = \sqrt{\frac{5}{3}} \cdot \frac{U_d}{18 \cdot f \cdot L}$
Effektivwert der Grundschwingung	$\sqrt{\frac{6}{5}} \cdot \frac{9}{\pi^2} \cdot I_{eff} = 0,998 \cdot I_{eff}$
Scheitelwert-faktor	$\frac{\hat{I}}{I_{eff}} = \sqrt{\frac{12}{5}} = 1,549$

e) Strom im WR–Eingang, ohmsche Last:



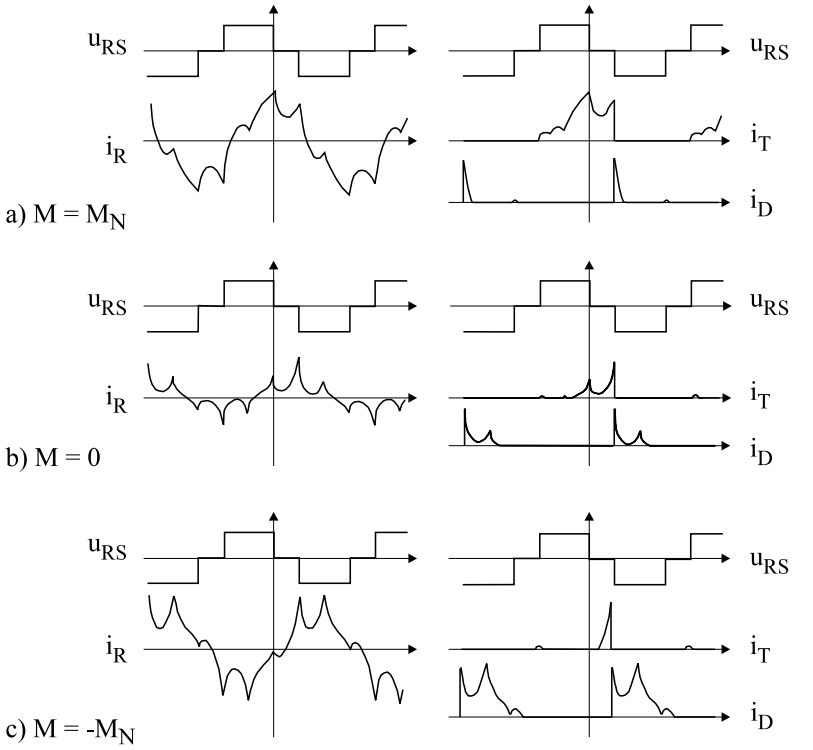
Mittelwert	$\sqrt{2} \cdot I_{eff} = 1,414 \cdot I_{eff}$
Effektivwert	$\sqrt{2} \cdot I_{eff} = 1,414 \cdot I_{eff}$

f) Strom im WR–Eingang, induktive Last:



Effektivwert	$\frac{1}{\sqrt{5}} \cdot I_{eff} = 0,447 \cdot I_{eff}$
Stromzeitfläche	$\sqrt{\frac{3}{5}} \cdot \frac{T}{24} \cdot I_{eff} = 0,0323 \cdot \frac{I_{eff}}{f}$

Abb. 8.8: *Elektrische Größen eines Dreiphasen–Wechselrichters bei Grundfrequenztaktung*



u_{RS} = verkettete Ausgangsspannung $\quad$ i_T = Hauptschalterstrom

i_R = Ausgangsstrom $\quad$ i_D = Freilaufdiodenstrom

Abb. 8.9: *Spannungs- und Stromverläufe des Wechselrichters bei Belastung mit einer Drehstrommaschine: a) Motorbetrieb ($M = M_N$), b) Leerlauf ($M = 0$), c) Generatorbetrieb ($M = -M_N$)*

Eine Zusammenfassung der bisherigen Ergebnisse für die elektrischen Größen des Dreiphasenwechselrichters bei Grundfrequenztaktung zeigt Abb. 8.8.

Bei symmetrischer dreiphasiger Last ergeben sich die bereits aus Kapitel 8.2 bekannten Spannungsverläufe für Grundfrequenztaktung. Bei ohmscher Last entspricht der Stromverlauf dem Spannungsverlauf.

Bei idealer induktiver Last teilt sich der der Laststrom je zur Hälfte auf die Wechselrichterschalter und die Freilaufdioden auf. Der induktive Laststrom führt zu einem sägezahnförmigen Verlauf des Zwischenkreisstroms i''_{d2} im Wechselrichtereingang.

In Abb. 8.9 sind reale (gemessene) Kurvenverläufe der Wechselrichtergrößen bei Belastung mit einer Drehstrommaschine dargestellt.

Aus den drei rechten Oszillogrammen in Abb. 8.9 kann man gut die unterschiedliche Belastung der Wechselrichterschalter und der Freilaufdioden bei den verschiedenen Lastzuständen erkennen. Im Leerlauf (b) ist die Strombelastung von Schalter und Freilaufdiode nahezu gleich, da fast nur Magnetisierungsstrom fließt. Bei motorischer Belastung (a) wird der Wirkanteil des Stroms vorwiegend über die Schalter fließen, während bei Generatorbetrieb (c) der zurückgespeiste Wirkstrom von den Freilaufdioden gleichgerichtet wird.

Aus den drei linken Oszillogrammen ist deutlich die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung beim Motorbetrieb ($\varphi_1 \approx 30°$) über Leerlauf ($\varphi_1 \approx 90°$) bis zum Generatorbetrieb ($\varphi_1 \approx 150°$) zu erkennen.

Aus Abb. 8.9 ist zu erkennen, daß das steuerbare Ventil im Motorbetrieb den maximalen Strom abschaltet; dies ist wichtig für die Kommutierungseinrichtung bzw. den notwendigen abschaltbaren Strom des Bauelements an sich. Wie aus der Abbildung abzuleiten ist, ergibt sich bei Vollast ein Scheitelwert von ca. $1,7 \cdot \hat{I}_{R(1)}$ (Scheitelwert der Grundschwingung plus Oberschwingungsstromspitze).

8.3.2 Kommutierung des selbstgeführten Wechselrichters mit Summenlöschung

Wie bereits in Kap. 8.2.3 erwähnt, gibt es eine Vielzahl von Löschschaltungen für den selbstgeführten Wechselrichter, wenn Thyristoren als steuerbare Ventile eingesetzt werden.

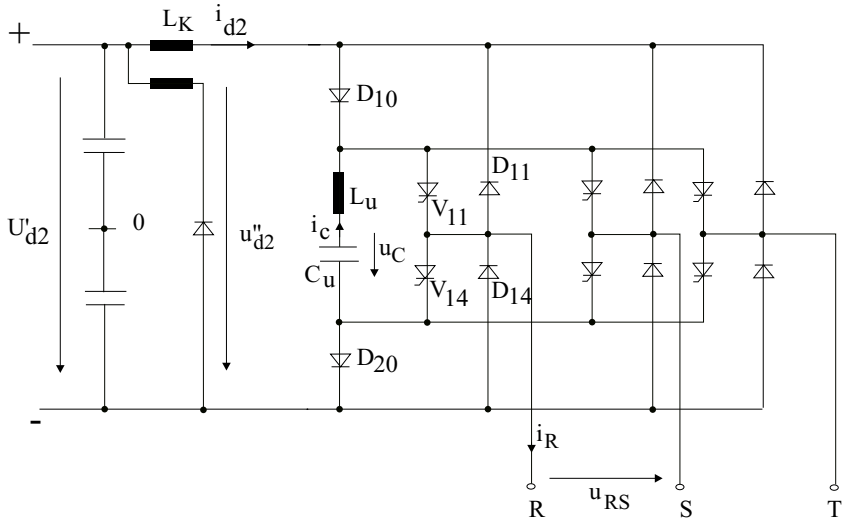


Abb. 8.10: *Schaltbild einer Wechselrichterbrücke mit Summenlöschung*

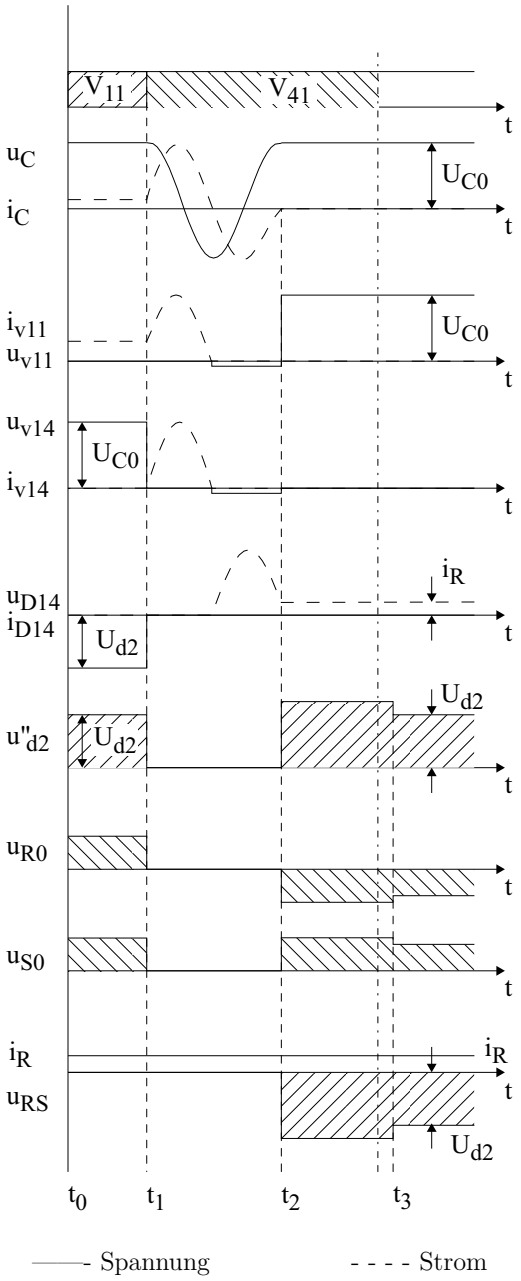


Abb. 8.11: *Kommutierungsvorgang bei der Wechselrichterbrücke mit Summenlöschung (idealisierte Darstellung)*

An dieser Stelle soll eine Schaltung mit *Summenlöschung* vorgestellt werden (Abb. 8.10). Kennzeichnend für die Summenlöschung ist, daß alle eingeschalteten Lastthyristoren des Wechselrichters gleichzeitig gelöscht werden. Vorteilhaft ist, daß somit nur eine Löscheinrichtung notwendig ist. Nachteilig ist dagegen, daß die Löscheinrichtung bei Grundfrequenztaktung sechsmal pro Periode löschen muß, d.h. die Summenlöscheinrichtung ist frequenzmäßig der Engpaß.

Der Kommutierungsvorgang wird anhand einer Umschaltung der Phase R von der Plusseite ($+ U_d/2$) auf die Minusseite ($- U_d/2$) des Gleichspannungszwischenkreises erläutert. Der zeitliche Ablauf dieses Kommutierungsvorganges ist in Abb. 8.11 veranschaulicht. Um die prinzipielle Funktion der Löschschaltung zu zeigen, wird in der Darstellung nur ein Strom i_R in der Phase R angenommen (i_R klein), d.h. die Phasen S und T seien stromlos.

Abschnitt t_0 – t_1:
Der Thyristor V_{11} ist gezündet und führt den Laststrom i_R, d.h. der Ausgang R ist mit der Plusseite leitend verbunden ($u_{R0} = + U_d/2$). Der Thyristor V_{14} blockiert; an ihm liegt in positiver Richtung die Kondensator–Anfangsspannung U_{C0}.

Die Spannung U_{C0} ergibt sich aus dem vorherigen Kommutierungsvorgang und einer Fremdaufladung, die im vorliegendem Fall ständig vorgenommen wird. Die verkettete Maschinenspannung u_{RS} ist Null, da die Ausgänge R und S beide zur Plusseite durchgeschaltet sind.

Abschnitt t_1 – t_2:
Der Thyristor V_{14} wird zur Zeit $t = t_1$ gezündet; damit beginnt ein Umschwingvorgang über den Umschwingkondensator C_U, die Umschwingdrossel L_U und die Thyristoren V_{11}, V_{14}. Da beide Thyristoren leiten, ist die Brücke kurzgeschlossen, d.h. $u''_{d2} \approx 0$ und somit auch $u_{R0} = 0$, $u_{S0} = 0$ und $u_{RS} = 0$. Infolge der relativ großen Induktivität der Kommutierungsdrossel L_K bildet sich im betrachteten Zeitraum kein wesentlicher Brückenkurzschlußstrom aus.

Nach dem Nulldurchgang des Kondensatorstroms i_C ergibt sich ein neuer Strompfad über die beiden Entkopplungsdioden D_{10} und D_{20} sowie die antiparallelen Dioden D_{11} und D_{14}. Die Schleusenspannung der zwei Dioden D_{11} und D_{14} liegt somit als Sperrspannung an den Thyristoren an; damit können beide Thyristoren blockierfähig werden (sperrspannungsfreie Löschschaltung).

Der Schwingkreis ist so ausgelegt, daß seine halbe Periodendauer größer ist als die Freiwerdezeit der Thyristoren. Der Laststrom i_R fließt über die Diode D_{14}. Infolge der relativ großen Lastinduktivität bleibt der Strom i_R während der Kommutierung (annähernd) konstant.

Abschnitt t_2 – t_3:
Zur Zeit $t = t_2$ ist der Kondensatorstrom i_C erneut Null und der Kondensator wieder auf die ursprüngliche Spannung U_{C0} aufgeladen. Die Kondensatorspannung liegt in positiver Richtung am Thyristor V_{14}. Der Thyristor V_{14} bleibt gezündet, d.h. der Ausgang R ist mit der Minusseite leitend verbunden ($u_{R0} = - U_d/2$).

Der Kommutierungsvorgang ist im wesentlichen beendet. Je nach Polarität des Laststroms i_R fließt dieser über die Diode D_{14} oder den übernahmebereiten Thyristor V_{14}. Ein erneuter Umschwingvorgang des Kondensatorstroms ist nicht mehr möglich, weil der Strompfad über V_{11} gesperrt ist. Der Brückenkurzschluß ist folglich aufgehoben. Da die Induktivität L_K den Strom weiterführen will, kehrt sich an ihr die Spannung um; u''_{d2} ist damit größer als U_{d2}. Um diese Zusatzspannung zu begrenzen, wird die in der Drossel L_K gespeicherte Energie über die Sekundärwicklung und die Hilfsdiode in den Zwischenkreiskondensator zurückgespeist. Zur Zeit $t = t_3$ ist diese Energie abgebaut und es liegen wieder die Ausgangsverhältnisse vor.

Das wesentliche Merkmal der vorliegenden Löschschaltung ist, daß durch den Brückenkurzschluß alle Thyristoren gleichzeitig gelöscht werden. Die Schaltung ist besonders störsicher, weil ein Fehlimpuls zwar einen Fehler in der Ausgangsspannung verursacht, aber in der Regel keine Betriebsunterbrechung herbeiführt. Vorteilhaft ist auch, daß sich Kurzschlußströme durch die relativ große Induktivität der Drossel L_K einfach beherrschen lassen. Eine Anpassung der Kommutierungseinrichtungen an die Maschine ist nicht erforderlich, da die Schaltung leerlauffest ist.

8.3.3 Zweipunkt–Umrichter mit netzgeführtem Stromrichter als Einspeise–Stellglied

Wie bereits zu Beginn von Kap. 8.3 erwähnt, kann die U–Umrichter–Schaltung nach Abb. 8.7 abgewandelt werden. Eine Variante ist die Verwendung eines netzgeführten Stromrichter–Stellglieds als Einspeise–Stellglied für den Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung (Abb. 8.12).

Das steuerbare Einspeisestellglied GR liefert die variable Zwischenkreisspannung $U_d = f(\alpha)$. Der Wechselrichter WR wird wiederum mit Grundfrequenztaktung betrieben. Bei Verwendung von Thyristoren im Wechselrichter ist eine Summenlöschung LE vorgesehen.

Vorteilhaft bei dieser Variante ist der geringe Aufwand. Nachteilig ist, daß durch die Anschnittsteuerung von GR ein drehzahlabhängiger Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1$ und damit Blindleistung im speisenden Netz zu akzeptieren ist.

$$\cos\varphi_1 \approx \cos\alpha \approx \frac{U_d}{U_{dmax}} \approx \frac{N}{N_N} \tag{8.17}$$

Nachteilig ist außerdem wiederum, daß die Summenlöschung LE bei zu kleinen Zwischenkreisspannungen U_d den Kommutierungsstrom nicht sicherstellen kann, so daß der Drehzahlbereich um Null nur eingeschränkt nutzbar ist.

Energierückspeisung bei Bremsbetrieb ist mit einer einfachen B6–Brücke als Einspeisestellglied nicht möglich. Wenn Energierückspeisung möglich sein soll, muß eine zusätzliche antiparallele Brücke (d.h. ein Umkehrstromrichter) vorgesehen werden (vgl. Abb. 8.80b).

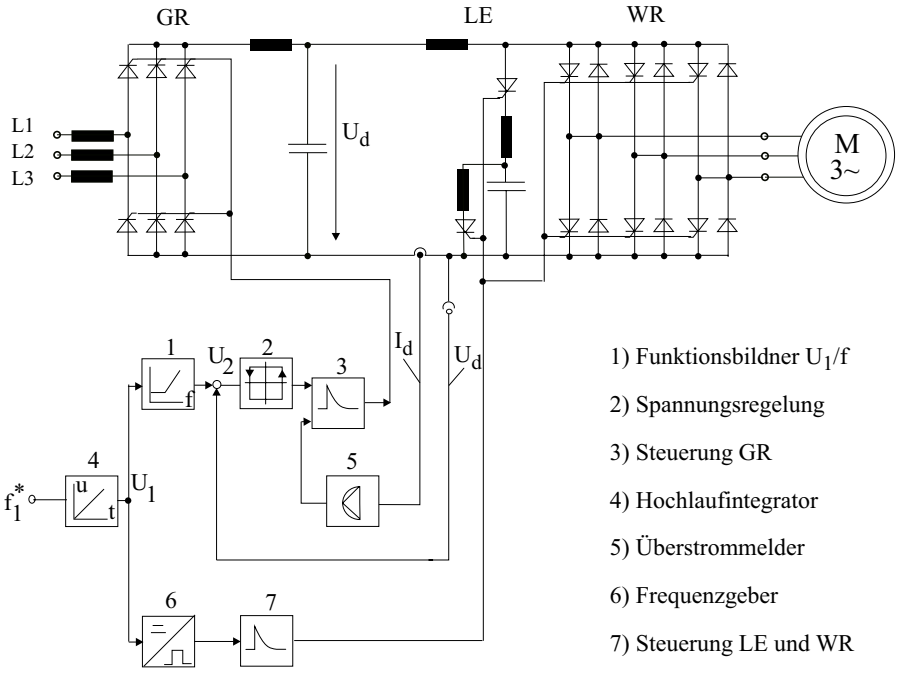


Abb. 8.12: *U–Umrichter mit netzgeführtem Stromrichter als Einspeise–Stellglied*

Wesentlich ist, daß gilt:

a) bei Einrichtungsbetrieb bzw. Motorbetrieb (Brücke GR1):

$$U_d \;=\; 1,35 \cdot U_{Nv} \cdot \cos \alpha_1 \qquad\qquad 0° \leq \alpha_1 \leq 90° \tag{8.18}$$

b) bei Bremsbetrieb mit Energierückspeisung (Brücke GR2):

$$U_d \;=\; -\,1,35 \cdot U_{Nv} \cdot \cos \alpha_2 \qquad\qquad 90° \leq \alpha_2 \leq 150° \tag{8.19}$$

Da die Brücke GR2 wegen der Wechselrichtertrittgrenze nicht die volle Spannung $U_{di0} \;=\; 1,35 \cdot U_{Nv}$ bereitstellen kann, ist hierfür ein Zusatztransformator mit erhöhter Ausgangsspannung erforderlich.

Generell ist daher inzwischen eine Abkehr von dieser Schaltungsvarianten festzustellen. Falls nur ein Einquadraten-Antrieb erforderlich ist, werden heute vorzugsweise Diodenbrücken mit "power-factor-correction", d.h. mit resultierenden sinusförmigen Netzströmen oder bei Vierquadranten-Antrieben auch auf der Netzseite selbstgeführte Wechselrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung eingesetzt.

8.4 Pulsverfahren, Pulsweitenmodulation

8.4.1 Randbedingungen

Der Pulsbetrieb von Wechselrichtern wird durch einige Randbedingungen eingeschränkt. Der Aufwand für einen U–Wechselrichter wird wesentlich durch die zu kommutierende Laststromspitze und durch die mittlere Pulsfrequenz bestimmt. Die thermische Belastung ist proportional zur Pulsfrequenz. Um eine gute Wechselrichterausnutzung oder auch einen guten Wirkungsgrad zu erreichen, will man die Pulsfrequenz möglichst klein halten. Andererseits lassen sich aber die Oberschwingungsanteile im Laststrom umso kleiner halten, je höher die Pulsfrequenz gewählt wird. Hier muß ein Optimum gefunden werden.

In der Praxis liegen die Pulsfrequenzen von Thyristor–Pulswechselrichtern bei einigen Hundert Hz, dies gilt ebenso für die normalen GTOs. Bei IGBTs und IGCTs (hart angesteuerte GTOs mit integrierter antiparalleler Diode) sind einige kHz und bei Leistungs–MOSFETs sind Schaltfrequenzen jenseits von $20\,kHz$ möglich.

Eine weitere Randbedingung ist gegeben durch die sogenannte Wechselrichtertotzeit. Darunter versteht man die minimal mögliche Zeitdauer zwischen zwei Umschaltungen in einer Wechselrichterphase. Sie ist abhängig von der Schaltung, von der Freiwerdezeit der eingesetzten Ventile bzw. vom Verhalten des Entlastungsnetzwerkes bei abschaltbaren Ventilen. Sie bestimmt zum einen die Grenzpulsfrequenz, mit der der Wechselrichter kurzzeitig betrieben werden kann, zum anderen reduziert sie die maximal mögliche Ausgangsspannung.

8.4.2 Zweipunktregelung

Ein einfaches Verfahren für die Ansteuerung eines Pulswechselrichters ist die Zweipunktregelung . In Abb. 8.13 sind das Prinzipschaltbild und die zeitlichen Verläufe der Ausgangsgrößen für eine Zweipunkt–Stromregelung einer Wechselrichterphase mit ohmsch–induktiver Last dargestellt. In Abhängigkeit von der Differenz zwischen dem vorgegebenen Stromsollwert und dem gemessenem Stromistwert wird die Ausgangsspannung so zwischen den beiden möglichen Potentialen $+U_d/2$ und $-U_d/2$ hin- und hergeschaltet, daß der Strom innerhalb eines Toleranzbandes verbleibt, das durch die Hysterese des Komparators vorgegeben wird. Pulsfrequenz und Einschaltdauer stellen sich dabei frei ein.

Die Zweipunktregelung ist recht einfach im Aufbau und hat ein sehr gutes dynamisches Verhalten. Daneben zeigt dieses Verfahren jedoch auch Nachteile, die dessen Einsatz erheblich einschränken. Die sich frei einstellende Pulsfrequenz hat ein im allgemeinen kontinuierliches Oberschwingungsspektrum zur Folge, das sich aufgrund des variablen Frequenzbandes nur mit großem Aufwand mittels Filtern verringern läßt. Es führt auf der Netzseite zu überhöhten Netzrückwirkungen und auf der Motorseite zu nicht kontrollierbaren Pulsationsmomenten. Auch die damit verbundenen Geräusche können unangenehm sein. Diese Nachteile wir-

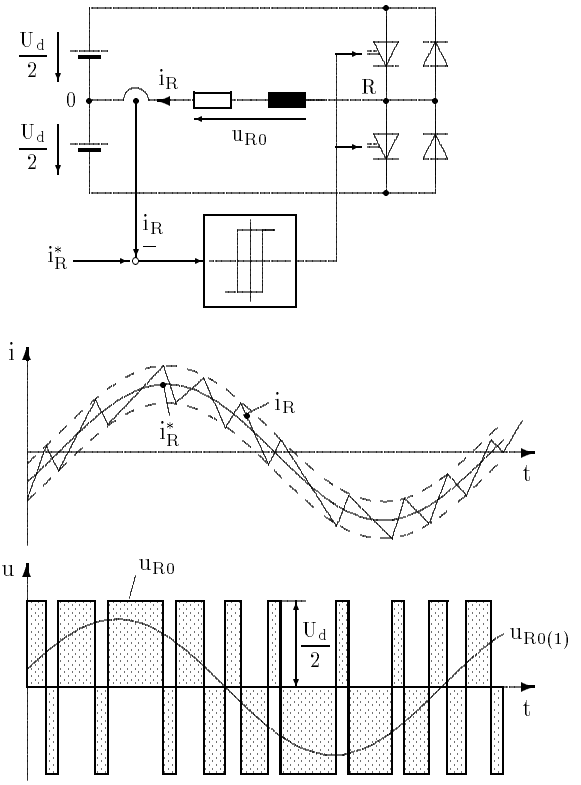


Abb. 8.13: *Zweipunkt–Stromregelung einer Wechselrichterphase*

ken sich besonders bei kleinen Frequenzen aus, vor allem dann, wenn die sich einstellende Pulsfrequenz nicht wesentlich über der gewünschten Grundfrequenz liegt. Diese Nachteile werden aber durch die immer höher werdenden zulässigen Schaltfrequenzen der Leistungshalbleiter zunehmend unbedeutender!

Bei den hier besonders interessierenden dreiphasigen Anordnungen mit Gegenspannungen sind die drei Stromregelungen bei freiem Laststernpunkt nicht mehr unabhängig voneinander, da hier die Summe der Stromaugenblickswerte immer Null sein muß. Das führt zu einem vergrößerten Toleranzband (Verdopplung) und zu erhöhten mittleren Pulsfrequenzen, wobei aber das gute dynamische Verhalten erhalten bleibt. (Die übliche Abhilfe ist die Raumzeiger–Zweipunktregelung [57–59].) Abbildung 8.14 zeigt die Motorströme in einer Versuchsanordnung.

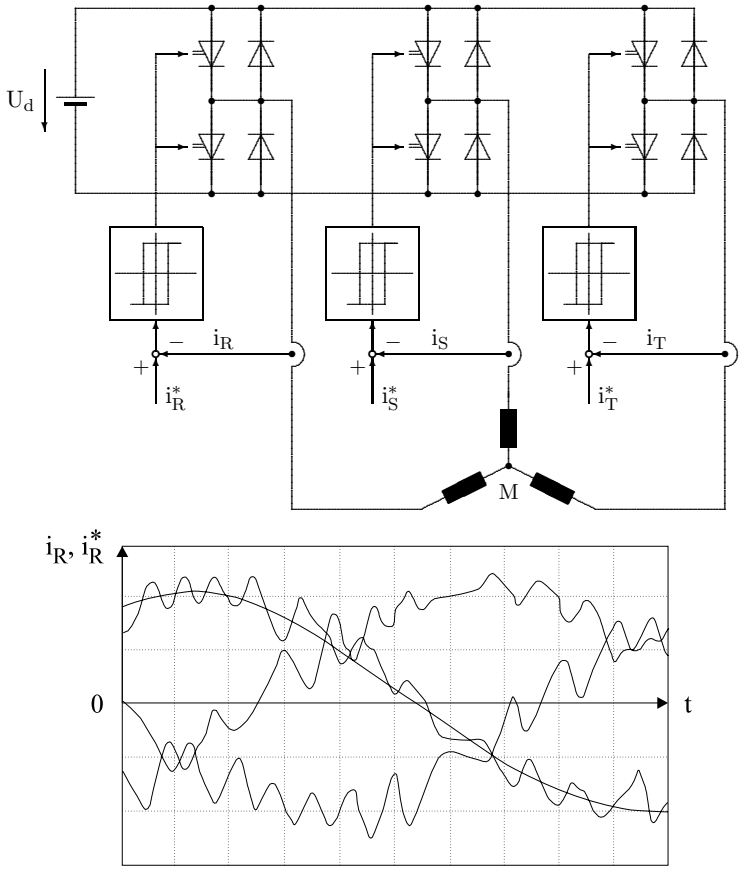


Abb. 8.14: *Dreiphasiger Pulswechselrichter mit Zweipunkt–Stromregelung*

8.4.3 Pulsweitenmodulation

Bei der Pulsweitenmodulation wird die Zwischenkreisspannung $U_d/2$ nicht wie bei der Grundfrequenztaktung (Abb. 8.2) einmal positiv und einmal negativ pro Periode an den Ausgang des Wechselrichters geschaltet, sondern mehrfach, wie dies bereits bei der Zweipunkt-Stromregelung (Hysterese-Regelung,in Abb. 8.15) dargestellt wurde.

Bei der Pulsweitenmodulation ist das generelle Ziel, ein Pulsmuster der Spannungen am Ausgang des Wechselrichters zu erzeugen, welches in der Grundschwingung die gleiche Spannungszeitfläche wie der sinusförmige Spannungs-Sollwert hat. Wie aus Abb. 8.2, Abb. 8.9 und Abb. 8.13 zu erkennen ist, werden aber außer der Spannungs-Grundschwingung auch Harmonische in der Spannung und somit auch im Strom vorhanden sein. Ein weiteres Ziel der Pulsweitenmodu-

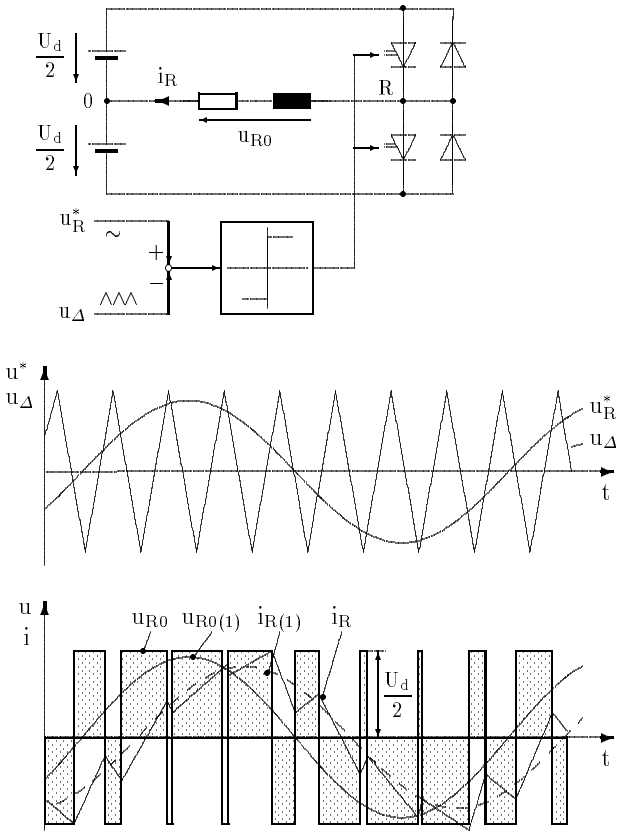


Abb. 8.15: *Pulsweitenmodulation (nicht synchronisiert) einer U–Wechselrichterphase*

lation kann daher auch sein, die Harmonischen in der Spannung und somit auch im Strom zu reduzieren. Prinzipiell stehen die folgenden Verfahren zur Verfügung:

- Pulsmustererzeugung durch Vergleich eines Sollwertsignals mit einem höherfrequenten Trägersignal (naturally sampled PWM, Kap. 8.4.3 - 8.4.5);
- Pulsmustererzeugung durch Vergleich eines abgetasteten Sollwert-Signals mit einem höher frequenten Trägersignal (regular sampled PWM, Kap. 8.4.12);
- direkte Pulsmustererzeugung durch Berechnung der Ein- und Ausschaltzeiten aufgrund der gewünschten Spannungszeitfläche im Abtastintervall (direct PWM, Kap. 8.4.13) und
- optimierte Pulsmustervorgabe (Kap. 8.4.14) wie bei der Hysterese-Stromregelung.

Grundsätzlich besteht bei den Verfahren der Ansatz, die Pulsweite, die Pulsposition und die Pulsfolge per Periode zu variieren. Mit diesem Ansatz können sowohl die Grundschwingung in Amplitude und Phase als auch die Amplituden der Harmonischen in der Phasenspannung bzw. in der verketteten Spannung beeinflußt werden.

In Abb. 8.15 ist die Pulsweitenmodulation einer Wechselrichter-Phase beispielhaft dargestellt. Im vorliegenden Fall wird eine Dreieckspannung u_Δ, die die vorgesehene Pulsfrequenz f_T (Trägerfrequenz) hat, mit dem hier sinusförmigen Sollwert u_R^* verglichen. Die Schnittpunkte von u_Δ und u_R^* bilden die Umschaltzeitpunkte für die jeweilige Wechselrichterphase. Die Frequenz und die Amplitude der Ausgangsspannungs–Grundschwingung werden somit durch die Frequenz f_1 von u_R^* und das Amplitudenverhältnis $b_0 = \hat{U}^* / \hat{U}_\Delta$ festgelegt.

Es ist in Abb. 8.15 leicht zu erkennen, daß beispielsweise bei sinkender Amplitude u_R^* des Sollwertes der Ausgangsspannung die zeitliche Dauer der positiven Spannungsblöcke in der positiven Phase der Periodendauer abnehmen und somit die zeitlichen Dauern der negativen Spannungsblöcke zunehmen, d.h. die resultierenden positiven Spannungszeitflächen nehmen ab und die resultierenden negativen Spannungszeitflächen nehmen zu. Damit nimmt die Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsspannung ab.

Die Umschaltzeitpunkte sind im Fall der nicht synchronisierten Modulation (d.h. u_Δ und u_R^* haben keinen gemeinsamen Nulldurchgang bzw. kein ganzzahliges Frequenzverhältnis f_T / f_1) nicht an den gleichen Stellen der Periode der gewünschten Ausgangsspannung (Istspannung) während unterschiedlicher Perioden der Ausgangsspannung. Durch die nicht synchronisierte Pulsweitenmodulation wird daher mit jeder Ausgangsspannungsperiode ein etwas unterschiedliches Pulsmuster und damit eine etwas unterschiedliche Ausgangsspannung auftreten. Dies bedeutet, daß zusätzlich zur gewünschten Grundfrequenz f_1 und den Oberschwingungen auch Spannungskomponenten mit Frequenzen unterhalb der Grundfrequenz (Unterschwingungen) auftreten werden.

Das Verhältnis der Pulsfrequenz f_T zur Grundfrequenz - bzw. Sollfrequenz f_1 ändert sich kontinuierlich mit der Grundfrequenz bei konstanter Frequenz f_T. Es sollte in der Praxis jedoch nicht kleiner werden als etwa 10, da die entstehenden Unterschwingungen oder Schwebungen sich sonst störend auswirken können. Durch die stetig zunehmenden zulässigen Schaltfrequenzen der Leistungshalbleiter weitet sich der Arbeitsbereich der nicht synchronisierten Modulation kontinuierlich aus.

Die Abbildung 8.16 zeigt die Spannungen eines dreiphasigen Wechselrichters. Die Schnittpunkte der drei Sollspannungen u_R^*, u_S^*, u_T^* mit dem dreieckförmigen Trägersignal u_Δ bestimmen die Umschaltzeitpunkte für die einzelnen Wechselrichterphasen. Daraus ergeben sich direkt die Klemmenspannungen u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} zwischen den Wechselrichterausgängen R, S, T und dem Mittelpunkt 0 der Gleichspannungsquelle.

Wie bereits in Abb. 8.2 dargestellt, ergibt sich eine Spannung u_{M0}, die auch in der Abb. 8.16 gezeigt wird. Diese Spannung u_{M0} ist die Spannung zwischen dem

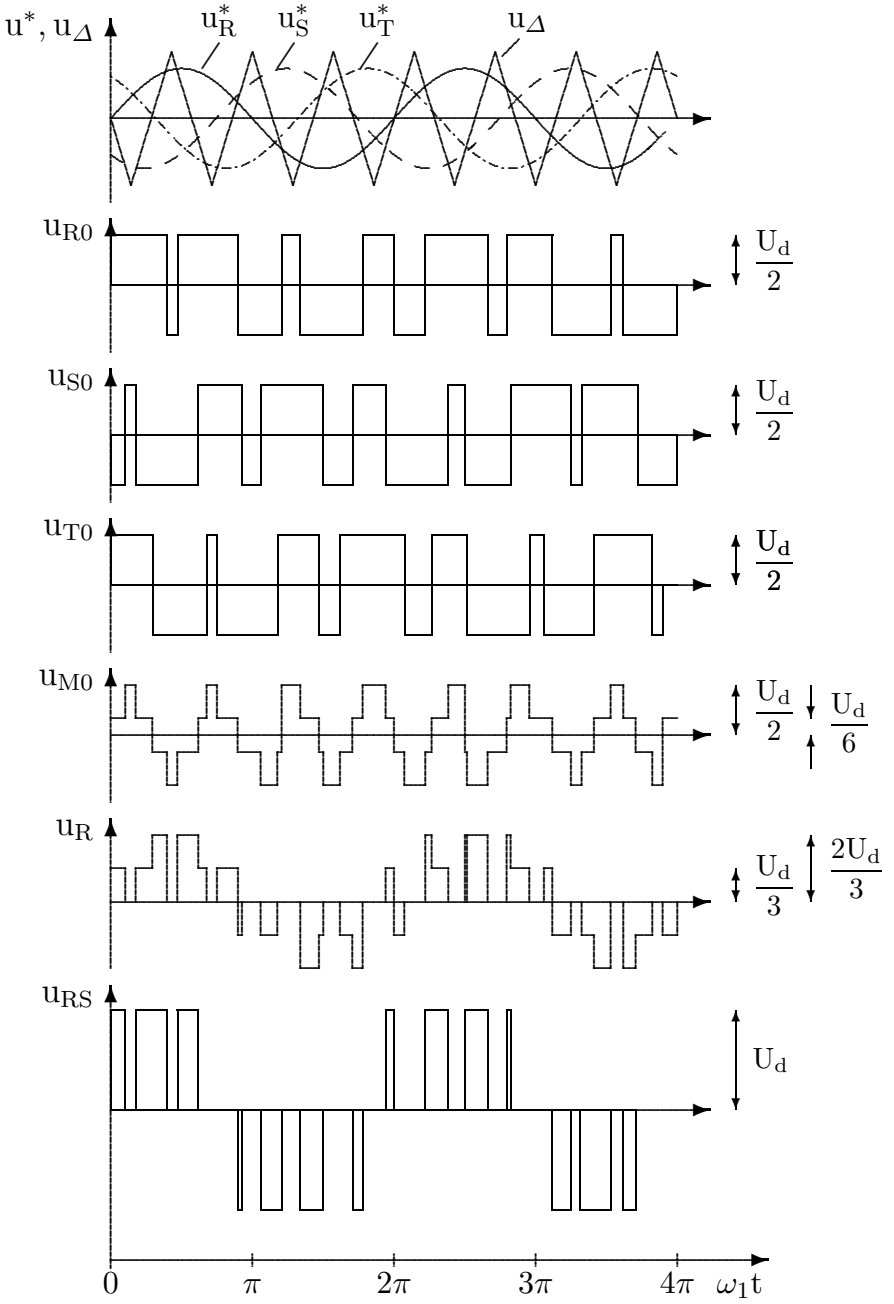


Abb. 8.16: *Pulsweitenmodulation (nicht synchronisiert), Spannungen für* $n_T = f_T/f_1 \approx 3,5$ *und* $\hat{U}^*/\hat{U}_\Delta \approx 0,7$

Phasensternpunkt der Last und dem Spannungsnullpunkt der Zwischenkreises (Abb. 8.1) und beansprucht die Wicklungen des Stators gegen Null. Aufgrund der Kapazitäten der Wicklung gegen den Stator, der Luftspaltkapazitäten sowie der Kapazität des Rotors sowie der Lager werden kapazitive Ladeströme erzeugt, die die Lage der Maschine beschädigen können. Eine ausführliche Darstellung dieser Effekte ist in Kap. 8.10 zu finden [639].

Die Pulsweitenmodulation ist einfach bei analogem Aufbau zu realisieren. Die Spannungsoberschwingungen und damit auch die resultierenden Stromoberschwingungen haben Pulsfrequenz und deren ganzzahlige Vielfache sowie die Seitenbänder. Dadurch können bestimmte Oberschwingungen durch die Wahl der Pulsfrequenz oder durch geeignete Filter einfach eliminiert werden.

Den Nachteil der Unterschwingungen vermeiden die sogenannten *synchronisierten* Pulsverfahren, die große praktische Bedeutung erlangt haben und hier anschließend im einzelnen dargestellt werden sollen.

Statt dem dreieckförmigen Trägersignal, kann auch ein sägezahnförmiges Trägersignal verwendet werden. Das Ansteuerungsverfahren bleibt erhalten wie in Abb. 8.15 und Abb. 8.16, d.h. die positive Spannung wird eingeschaltet, wenn die Referenzspannung (Sollspannung) größer als das Trägersignal ist und größer ist als die negative Spannung bei umgekehrten Spannungsverhältnis.

8.4.4 Unterschwingungsverfahren

Dreifachtaktung

Ein solches synchronisiertes Pulsverfahren ist das *Unterschwingungsverfahren* im engeren Sinne [4]. Hier wird die Pulsfrequenz f_T der Dreieckspannung u_Δ als ganzzahliges Vielfaches der gewünschten Ausgangsgrundfrequenz f_1 gewählt. Weiterhin wird der Nulldurchgang der Sollspannung u^* mit einem der Nulldurchgänge der Dreieckspannung u_Δ synchronisiert. Abbildung 8.17 zeigt die Spannungsbildung bei einem Verhältnis $n_T = 3$ von Dreieckfrequenz f_T zu Grundfrequenz f_1. Man spricht dann von einer *Dreifachtaktung* . Bei den hier betrachteten dreiphasigen Wechselrichtern ist das Frequenzverhältnis $n_T = f_T/\, f_1$ als ganzzahliges Vielfaches von 3 zu wählen, damit die Schaltfunktionen für die drei Brückenzweigpaare um jeweils eine Drittelperiode der Grundfrequenz gegeneinander verschoben und damit in jeder Phase des Ausgangsignals gleich sind.
Wie aus Abb. 8.17 und 8.18 zu ersehen ist, wird bei der Dreifachtaktung der (von der Grundfrequenztaktung her bekannte) 120°–Block der verketteten Spannung durch zwei Zwischenpulse der Breite 2α unterbrochen. Die Verstellung der Ausgangsspannung geschieht durch Verändern der Breite 2α der Zwischenpulse. Dies erfolgt durch eine Änderung der Amplitude der Sollspannung u^*. Abb. 8.18 zeigt die Steuerkennlinie bei Dreifachtaktung. Hierbei ist der Grundschwingungs–Effektivwert $U_{v(1)}$ der verketteten Ausgangsspannung in Abhängigkeit von α dargestellt. Aus Abbildung 8.18 ist zu entnehmen, daß bei $\alpha = 0°$ im Idealfall wie bei der Grundfrequenztaktung die Grundschwingung der verketteten Ausgangsspannung $U_{v(1)} = \sqrt{6}U_d/\pi = 0,78\,U_d$ zu erreichen ist. Dies ist ein Sonderfall

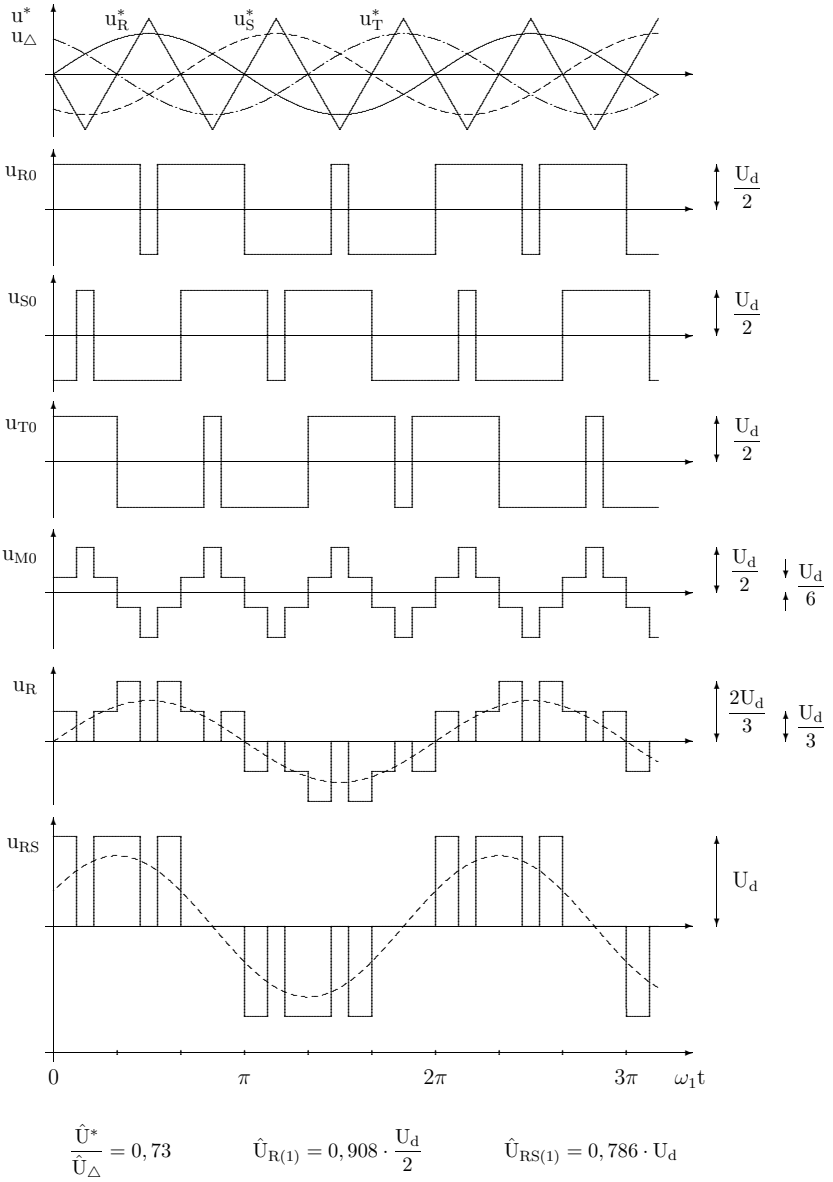


Abb. 8.17: *Spannungen bei Dreifachtaktung: ($n_T = f_T/f_1 = 3$), synchronisierte Dreieck–Sinus–Modulation, Mittenpulsmodulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

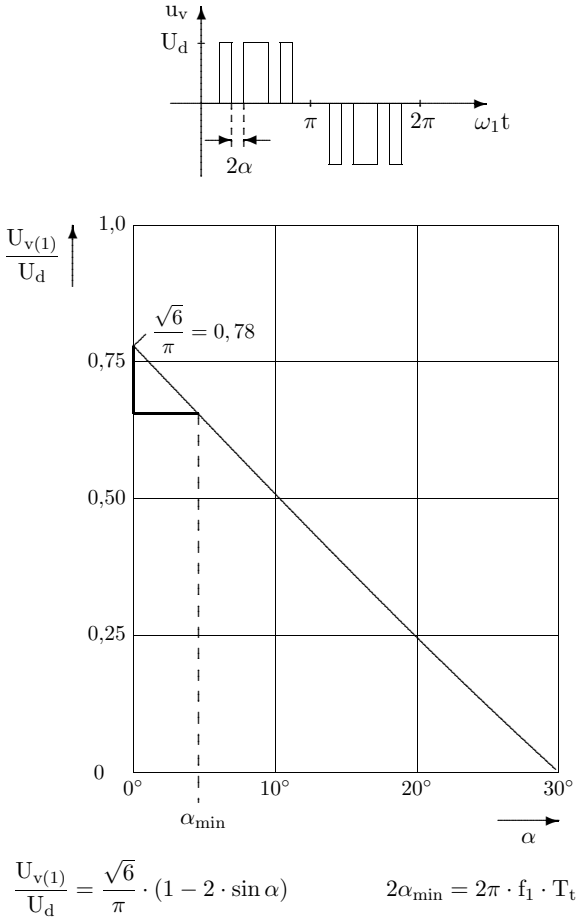


Abb. 8.18: *Steuerkennlinie für die verkettete Spannung $U_{v(1)}$ bei Dreifachtaktung*

bei der Sinus-Dreieck-Modulation.

Aus der Abb. 8.17 ist zu entnehmen, daß bei den Nulldurchgängen der Sollwertsignale u_R^*, u_S^* und u_T^* jeweils gegensinnige Nulldurchgänge des Dreiecksignals u_Δ (Trägersignal) festzustellen sind. Aufgrund dieser Polaritäten werden jeweils in de Mitte der positiven bzw. negativen 180° langen Spannungsblöcken von u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} gegensinnige Spannungspolaritäten der Dauer 2α realisiert. Da diese gegensinnigen Spannungspolaritäten in der Mitte der Spannungsblöcke auftreten, wird diese Art der Modulation „Mittenpulsmodulation“ genannt.

Wenn statt dessen gleichsinnige Signalverläufe gewählt werden, dann liegt die „Flankenpulsmodulation“ vor (Abb. 8.19). Im Vergleich der Abb. 8.17 zu der Abb. 8.19 ist allerdings zu erkennen, daß in Abb. 8.17 Vollaussteuerung erreicht wird, wenn die sinumsförmigen Sollwerte in der Amplitude gleich der Amplitude

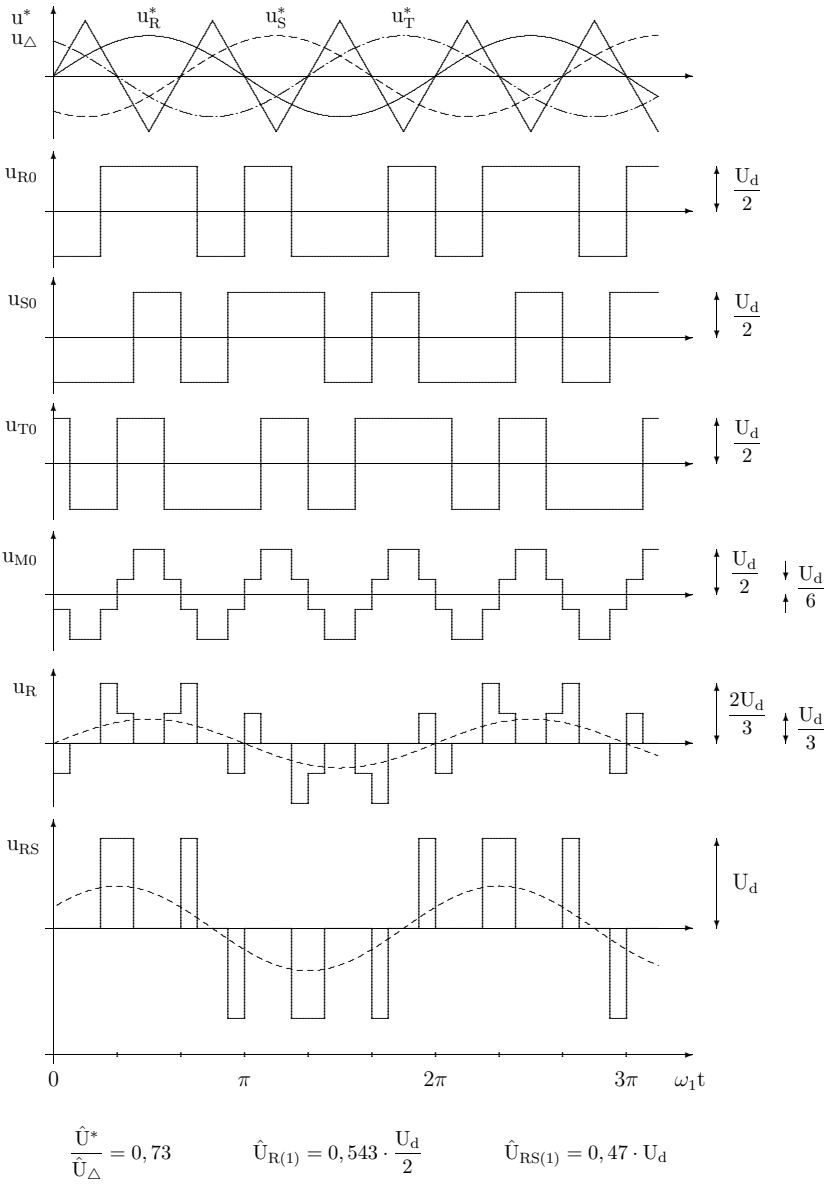
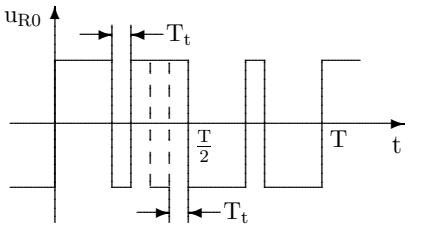
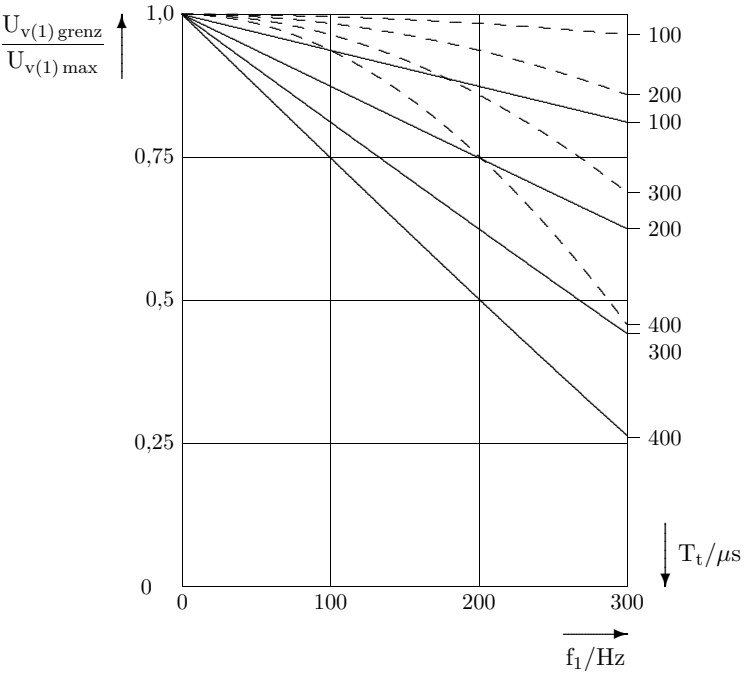


Abb. 8.19: *Spannungen bei Dreifachtaktung: ($n_T = f_T/f_1 = 3$), synchronisierte Dreieck–Sinus–Modulation, Flankenpulsmodulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*





——— Zwischenpuls symmetrisch: $\frac{U_{v(1)\,grenz}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - 2 \cdot \sin(\alpha_{min})$

– – – Zwischenpuls verschoben: $\frac{U_{v(1)\,grenz}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - 4 \cdot \sin^2(\alpha_{min})$

$\alpha_{min} = \pi \cdot f_1 \cdot T_t$ $\qquad U_{v(1)\,max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d$

Abb. 8.20: *Spannungsgrenzen durch die Wechselrichtertotzeit T_t bei Dreifachtaktung*

der Dreieckspannung sind. In Abb. 8.19 geht dies nicht, denn Vollaussteuerung wird erst erreicht, wenn die sinusförmigen Sollwerte die doppelte Amplitude des Dreiecksignals haben. Zuvor (Faktor 1,95) tritt Fünffachtaktung auf. Diese Unterschiede sind zu beachten. Im allgemeinen wird daher eine rechnerische Ermittlung der Schaltwinkel vorgenommen.

Bei Nullaussteuerung ($u^* = 0$) wird der Wechselrichter entsprechend der Dreieckspannung u_Δ getaktet. Hierbei werden alle drei Phasenausgänge R, S, T mit dreifacher Grundfrequenz gleichzeitig auf das positive oder negative Potential der Gleichspannungsquelle gelegt.

Theoretisch ergeben sich bei der Mittenpulsmodulation für den Grenzfall $b_0 = \hat{U}^* / \hat{U}_\Delta = 1$ bzw. des Modulationsgrades $\alpha = 0°$ als verkettete Spannung die 120°–Blöcke der Grundfrequenztaktung. In der Praxis läßt sich bei einem Ansteuerungsgrad b_0 in der Nähe von 1 die Zwischenpulsweite nur bis zu einem Minimalwert $2\,\alpha_{min}$, die der Wechselrichtertotzeit T_t entspricht, einstellen. Dadurch entsteht in der realen Steuerkennlinie eine Unstetigkeit im Übergang zur Grundfrequenztaktung (Abb. 8.18), die sich umso stärker auswirkt, je höher die Ausgangsfrequenz f_1 und je größer die Wechselrichtertotzeit T_t sind. Die sich daraus ergebenden Spannungsgrenzen in Abhängigkeit von T_t zeigt Abb. 8.20 (durchgezogene Linien).

Diese Begrenzung läßt sich vermindern und wird in den Kapiteln 8.4.5.1 und 8.4.14 (Flankenpulsmodulation) besprochen. In dem folgenden Kapitel werden zuerst die direkten Abwandlungen der in diesem Kapitel vorgestellten PWM-Verfahren abgehandelt, um die grundlegenden Alternativen der PWM-Verfahren darzustellen.

8.4.5 Sinus–Dreieck–Modulation allgemein

In den obigen Darstellungen wurde vorausgesetzt, daß das Dreiecksignal mit der Frequenz f_T gegenüber der gewünschten Grundfrequenz f_1 ein Verhältnis $n_T = f_T/f_1 = 3$ hat und die beiden Frequenzen synchron sind, d.h. die Nulldurchgänge zusammenfallen. Der Grund für diese Forderung war, daß für die drei Phasen der Ausgangsspannung die Pulsmuster für die steuerbaren Ventile des Wechselrichters identisch sein sollen. Diese Forderungen sollen beibehalten werden, es wird nur das Verhältnis auf $n_T = f_T/f_1 = 3n$, n = 1,2,3,4,... erweitert.

In den Abb. 8.21 bis Abb. 8.24 sind die Signalverläufe für Sechsfachtaktung und Neunfachtaktung jeweils für Mittenpulsmodulation und Flankenpulsmodulation dargestellt. Wie aus den Abb. 8.21 und Abb. 8.22 (n_T gerade) zu ersehen, sind die Phasen- und verketteten Spannungen nicht Viertelwellen-symmetrisch (siehe auch Kap. 8.4.7, Abb. 8.30). Generell ist beim Vergleich von Mittenpulsmodulation zu Flankenpulsmodulation anzumerken, daß bei geringen Aussteuerungen die Mittenpulsmodulation, bei großen Ansteuerungen die Flankenpulsmodulation günstiger ist. Außerdem ist zu beachten, daß die Harmonischen bei der Sechsfachtaktung aquivalent zur Fünffachtaktung sind, daß aber der Sechsfachtaktung eine Schalthandlung mehr als bei der Fünffachtaktung notwendig ist, und damit die Schaltverluste bei der Sechsfachtaktung größer sind. Analoge Aussagen gelten beim Vergleich der Neunfachtaktung zur Siebenfachtaktung, wobei hier zwei Schalthandlungen mehr pro Periode notwendig sind. (Fünffach- und Siebenfachtaktung: Siehe Kap. 8.4.14).

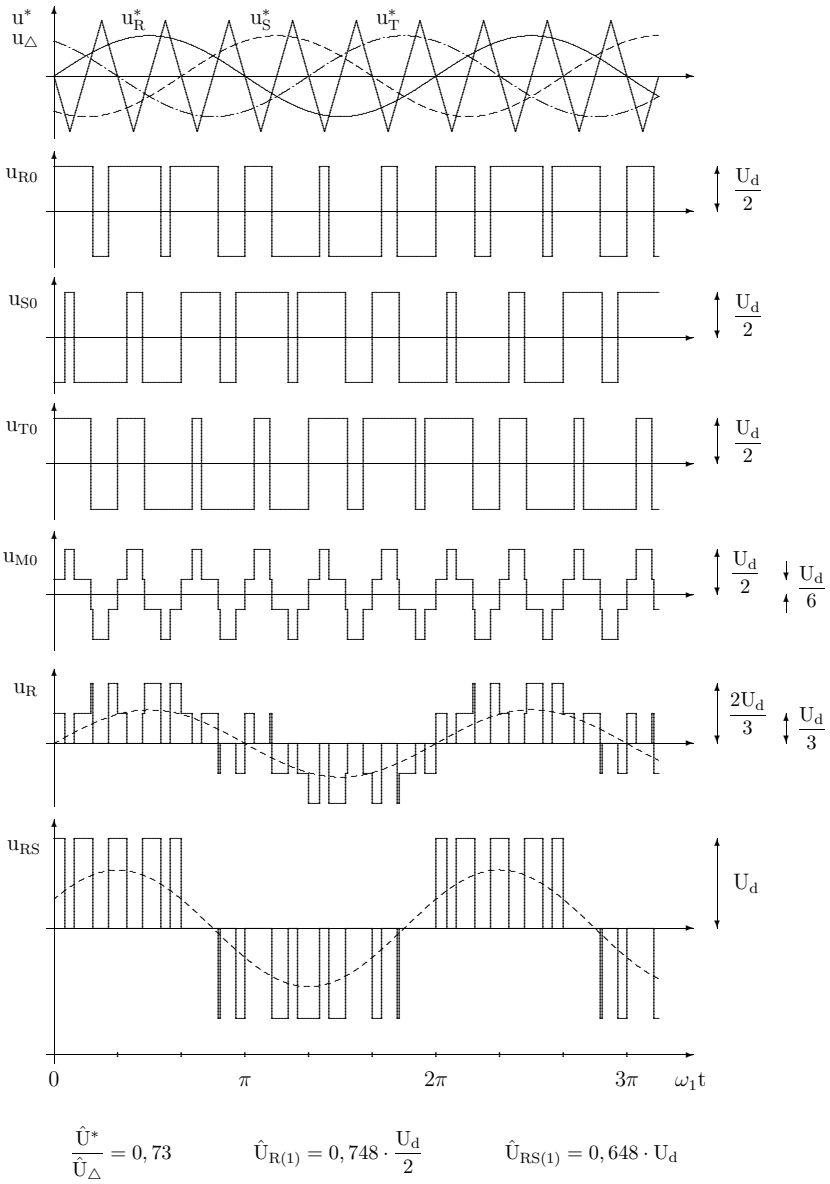


Abb. 8.21: *Spannungen bei Sechsfachtaktung: ($n_T = f_T/f_1 = 6$), synchronisierte Dreieck–Sinus–Modulation, Mittenpulsmodulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

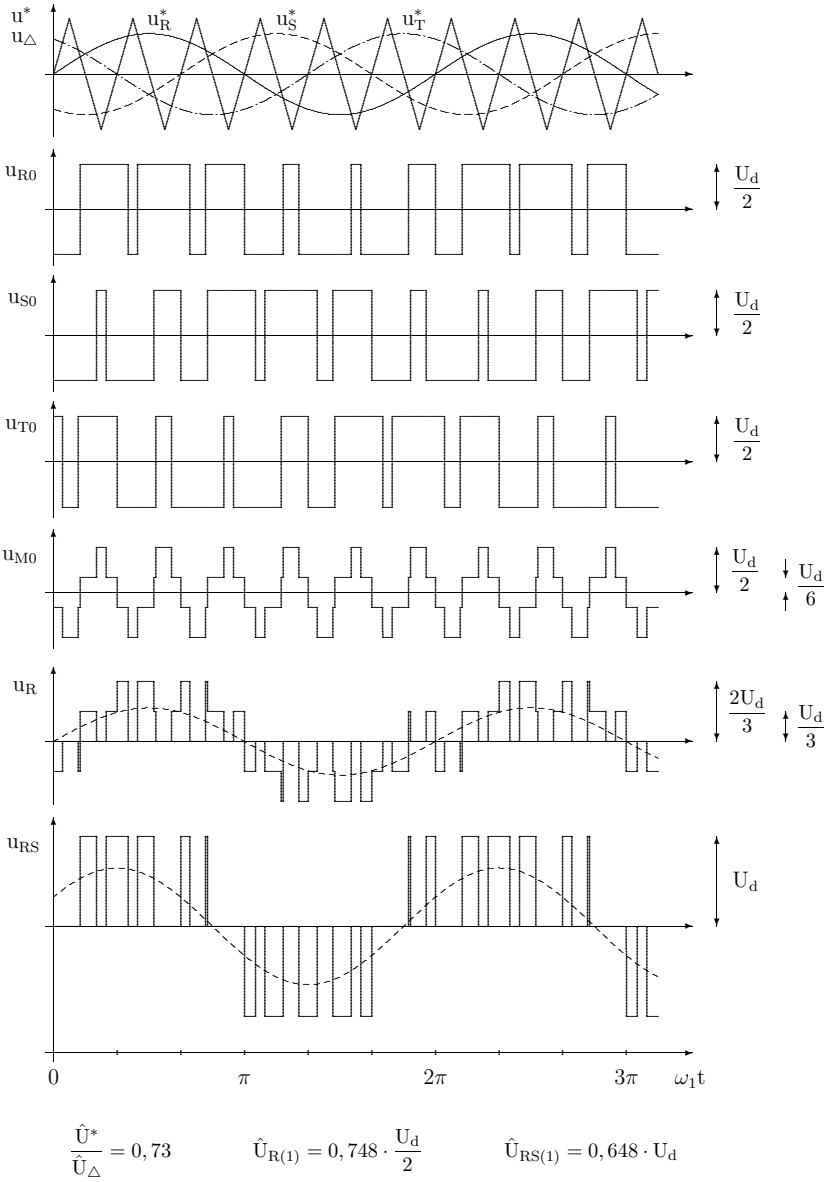


Abb. 8.22: *Spannungen bei Sechsfachtaktung: ($n_T = f_T/f_1 = 6$), synchronisierte Dreieck–Sinus–Modulation, Flankenpulsmodulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

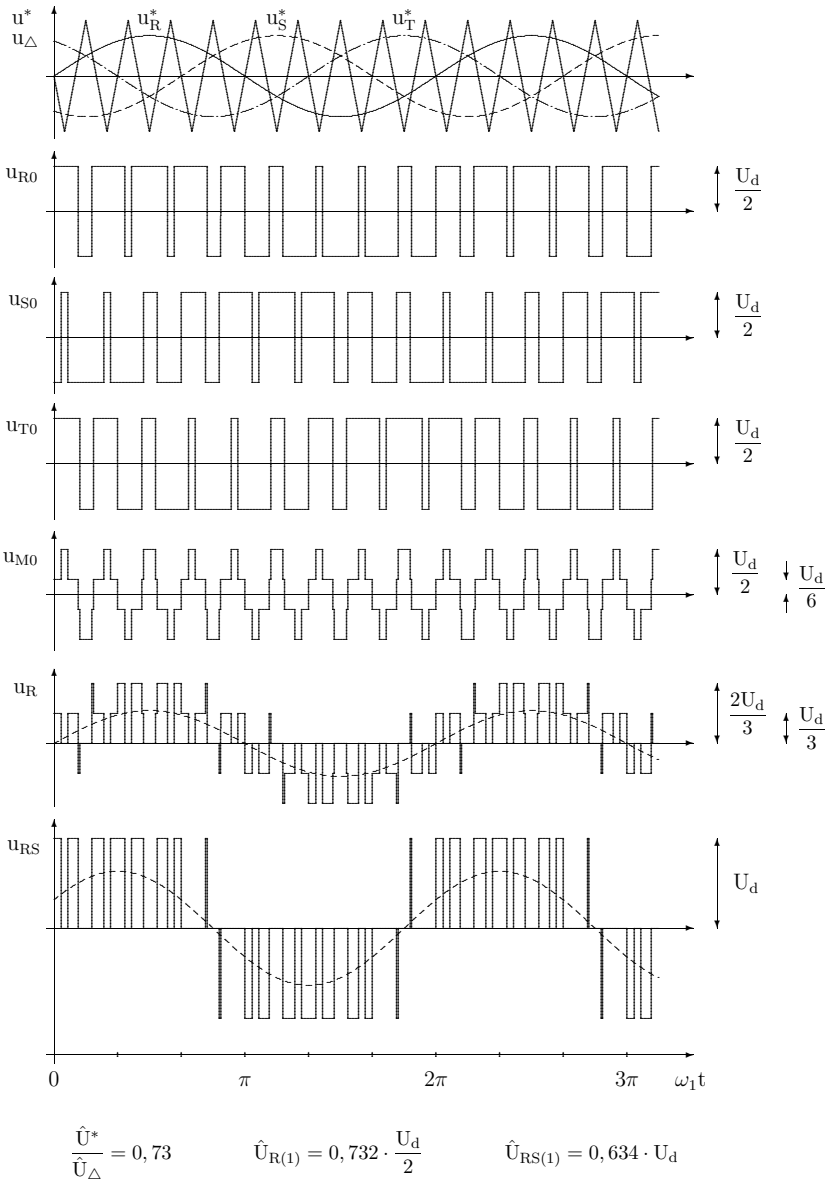


Abb. 8.23: *Spannungen bei Neunfachtaktung: ($n_T = f_T/f_1 = 9$), synchronisierte Dreieck–Sinus–Modulation, Mittenpulsmodulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

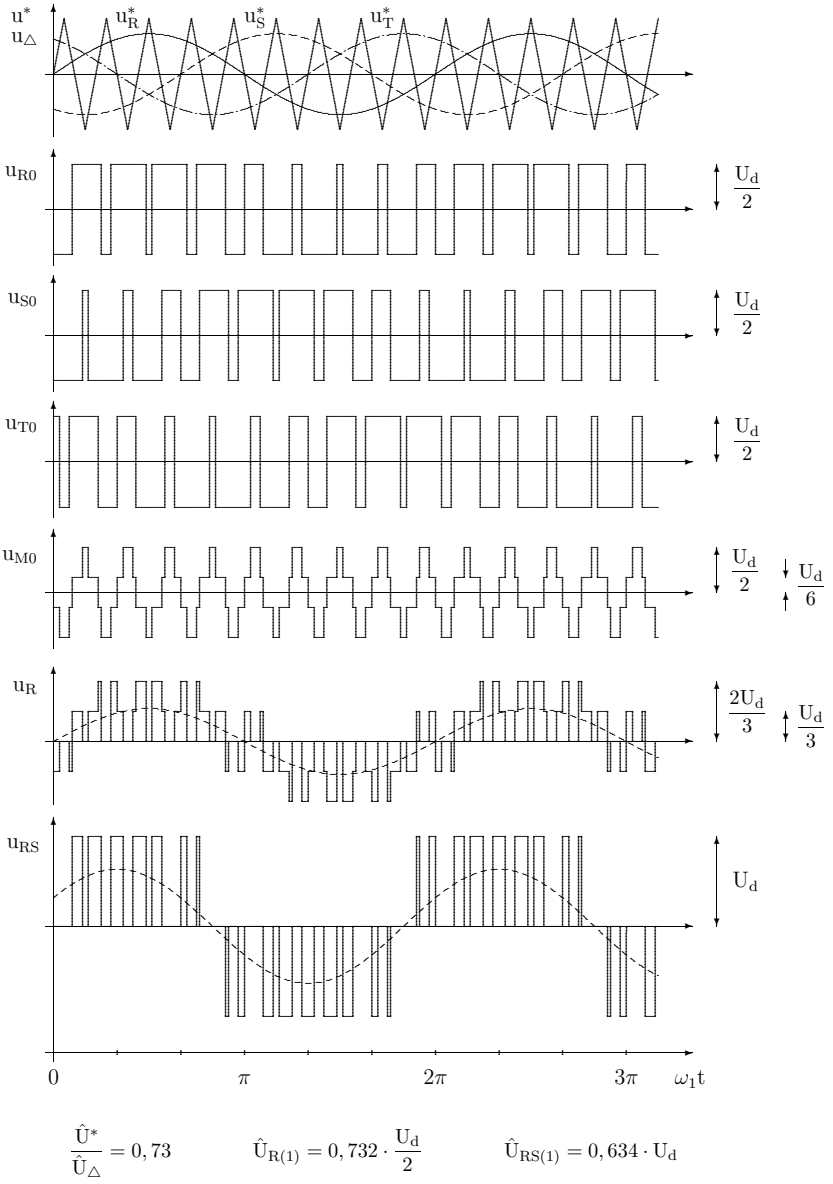


Abb. 8.24: *Spannungen bei Neunfachtaktung: ($n_T = f_T/f_1 = 9$), synchronisierte Dreieck–Sinus–Modulation, Flankenpulsmodulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

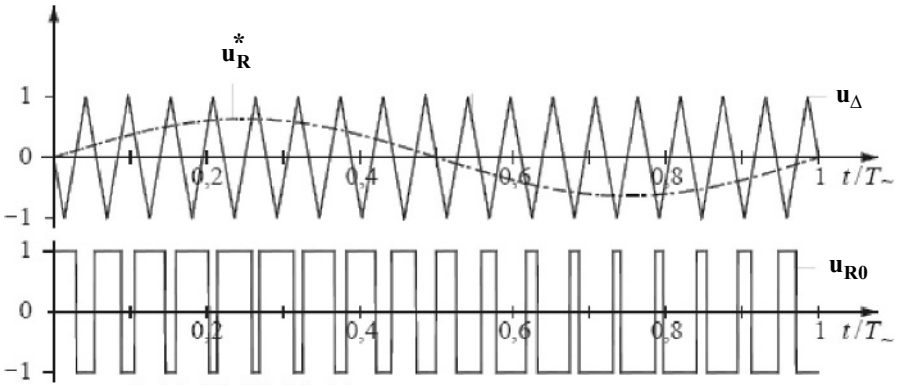


Abb. 8.25: *Synchronisierte PWM bei* $n_T = 18$

Abbildung 8.25 zeigt das Modulationssignal, die Spannung u_{R0} sowie den Sollwert u_R^* bei einem Verhältnis $f_T \;/\; f_1 \;=\; 18$. Dieser Abbildung ist zu entnehmen, daß das Pulsmuster sich in der Halbperiode wiederholt, daß aber keine Viertelperioden-Symmetrie besteht. Beispielsweise ist nach dem ersten positiven Null-Durchgang der Grundschwingung, das Grundschwingungs-Signal positiv, das Dreieck-Signal allerdings negativ, während beim ersten negativen Null-Durchgang sowohl das Grundsignal als auch das Dreieck-Signal vor dem Null-Durchgang positiv und danach beide Signale nur die negative Polarität haben. Dies bedeutet, die Pulsmuster sind nicht identisch. Bei der Fourier-Analyse ergibt sich, daß außer den ungeraden Harmonischen und den Seitenbänder auch geradzahlige Harmonische mit relativ hohen Amplituden insbesondere bei kleinen Frequenzverhältnissen $n_T \;=\; f_T \,/\, f_1$ entstehen, dies ist unerwünscht. Aufgrund dieser Unsymmetrie werden geradzahlige Frequenzverhältnisse bei $n_T \;=\; f_T \,/\, f_1 \;=\; n \cdot 3$, n = 2, 3, 4, ... nicht genützt.

Die Abb. 8.25 kann sehr vorteilhaft zur Berechnung der maximal erreichbaren Ausgangsspannung des Wechselrichters verwendet werden. Aus dieser Abbildung ist abzuleiten, daß die maximale Spannung $U_{R0} \;=\; U_d \,/\, 2$ ist. Wenn der Scheitelwert der sinusförmigen Grundschwingung des Sollwertes mit der Spitze der Dreieck-Spannung zusammenfällt, dann wird vor und nachher jeweils die Spannung $U_d \,/\, 2$ als Ausgangssignal zum Ausgang durchgeschaltet.

Wenn nun außerdem angenommen wird, daß bei allen anderen Schnittpunkten des Dreiecksignals mit dem sinusförmigen Grundschwingungssignal jeweils der richtige Spannungswert am Ausgang durch das Modulationsverfahren realisiert wird, dann können die maximal erreichbaren Effektivwerte der Ausgangsspannung wie folgt berechnet werden:

$$U_{R0} \;=\; \frac{U_d}{2} \,\hat{=}\, \hat{U}_{(1)}$$

Amplitude der Grundschwingung der Phasen-Ausgangsspannung

$$U_{(1)} = \frac{\hat{U}_{(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{U_d}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0,353\, U_d$$

Effektivwert der Grundschwingung der Phasenspannung

$$U_{v(1)} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_d}{2 \cdot \sqrt{2}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_d}{2} = 0,612\, U_d$$

Effektivwert der verkettenen Grundschwingungsspannung

Verglichen mit $U_{v(1)} = 0,78\, U_d$ bei Grundfrequenztaktung ist $U_{v(1)}$=0,612 U_d bei Sinus-Dreieck-Modulation ein recht geringer Wert der erreichbaren Ausgangsspannung, denn die Sinus-Dreieck-Modulation erreicht nur $0,612/0,78 = \pi/4$ entsprechend $78,5\%$ der Ausgangsspannung gegenüber der Grundfrequenztaktung. Wenn angenommen wird, daß der Einspeisekreis des Umrichters eine Diodenbrücke ist, dann gilt im Idealfall

$$U_{di0} = 1,35\, U_{vp}$$

und damit bei Grundfrequenztaktung

$$U_{v(1)} = 0,78 \cdot 1,35\, U_{vp} = 1,053\, U_{vp}$$

sowie bei Sinus-Dreieck-Modulation

$$U_{v(1)} = 0,612 \cdot 1,35\, U_{vp} = 0,826\, U_{vp}$$

Bei Vollast wird U_{di0} im allgemeinen aufgrund der inneren Spannungsabfälle (Kommutierung etc.) eine Spannungsreduktion der Zwischenkreisspanung U_d von 4 % auftreten. In diesem Falle gilt: Grundschwingungstaktung

$$U_{v(1)} = 0,78 \cdot 1,35 \cdot 0,96\, U_{vp} = 1,01\, U_{vp}$$

Sinus-Dreieck-Modulation

$$U_{v(1)} = 0,612 \cdot 1,35 \cdot 0,96\, U_{vp} = 0,79\, U_{vp}$$

Dies bedeutet, bei Grundfrequenztaktung kann ein Standardmotor direkt im vollen Betriebsbereich eingesetzt werden, das gilt nicht bei der Sinus-Dreieck-Modulation. Eines der Ziele ist daher, Modulationsverfahren zu erarbeiten, die ein Spannungsverhältnis $U_{v(1)}/U_{vp}$ wie bei der Grundfrequenztaktung erzielen. Trotz dieser Einschränkungen des Spannungsbereichs bei der Sinus-Dreieck-Modulation wird die Sinus-Modulation insbesondere bei kleinen ungeraden Verhältnissen f_T / f_1 bis maximal 9 - 5 verwendet. Dies erfolgt deswegen, weil bei der Sinus-Dreieck-Modulation der Harmonischen-Anteil gegenüber der Grundfrequenztaktung und den anderen PWM-Verfahren, die noch besprochen werden, besonders gering ist. Die Spannungsvariation der Ausgangsspannung erfolgt über den Modulationsfaktor a_0, d.h. durch die Absenkung der Amplitude des Grundschwingungssignals des Sollwertes.

8.4.5.1 Sinus-Dreieck PWM mit Zwischenpulsverschiebung

In Kapitel 8.4.4 wurde die Dreifachtaktung abgehandelt, und es wurde aus Abb. 8.18 und Abb. 8.20 abgeleitet, daß sehr kleine α_{min} aufgrund von Totzeiten T_t im Wechselrichter nicht zu realisieren sind und somit in Abhängigkeit von T_t eine Begrenzung in der Ausgangsspannung zu beachten ist.

Diese Begrenzung läßt sich jedoch vermindern, indem man den Zwischenpuls mit minimaler Breite aus der Halbschwingungsmitte verschiebt (Abb. 8.26 und 8.27; Übergang zur Flankenpulsmodulation in Abb. 8.27 c, vergleiche Kapitel 8.4.14.

Aus Abb. 8.27 läßt sich erkennen, daß mit zunehmender Zwischenpulsverschiebung β_{ZV} sich - bei positiver Ausgangsspannung u_{R0} - der negative Mittenpuls mit $2\alpha_{min}$ mit zunehmenden β_{ZV} an die Flanken der Spannung u_{R0} verschiebt. Diese Verschiebung des negativen Spannungspulses an die Flanken führt in der verketteten Spannung u_{RS} zu einer Spannungskurvenform mit geringeren Harmonischen (siehe insbesondere Kap. 8.4.14, „optimierte Pulsverfahren“).

Die sich für Zwischenpuls–Verschiebung ergebenden Spannungsgrenzen sind in Abb. 8.20 gestrichelt eingezeichnet. Die Verbesserung der spannungsmäßigen Ausnutzung und die Verminderung des Spannungssprunges beim Übergang von der Dreifachtaktung zur Grundfrequenztaktung wird erkauft durch etwas höhere Oberschwingungsströme, eine Phasenverschiebung in der Grundschwingung und durch den entsprechenden Zusatzaufwand in der Steuerelektronik.

Die mathematische Analyse der Ausgangsspannungen für die Dreieck–Sinus–Modulation kann im allgemeinen nur numerisch durchgeführt werden, da sich transzendente Gleichungen für die Schaltzeitpunkte ergeben.

Für sehr hohe Taktfrequenzen $f_T \gg f_1$ wird beim Unterschwingungsverfahren nach der kontinuierlichen Funktion

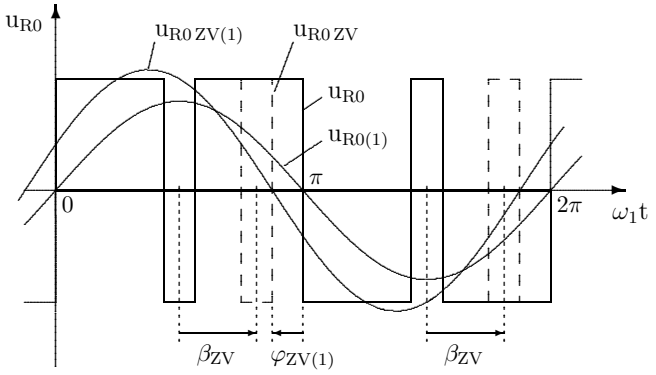
$$m(t) \;=\; \frac{1}{2} \cdot [1 \;+\; a_0 \cdot \sin(\omega_1 t)] \tag{8.20}$$

getaktet, um eine sinusförmige Ausgangsspannung u_{R0} zu erzielen.

Anschaulich bedeutet dies, daß in jeder Taktperiode das Verhältnis m der Einschaltzeit t_e (mit $u_{R0} = +\,U_d/\,2$) zur gesamten Taktperiode $T_T = 1/f_T$ so verändert wird, daß der jeweilige arithmetische Mittelwert dem Augenblickswert der gewünschten Spannungsform (der niedrigen Frequenz f_1) entspricht.

Der Aussteuerungsgrad a_0 beschreibt dabei das Verhältnis der jeweiligen Amplitude der Sinus–Ausgangsspannung zu deren maximal möglichem Wert (bei Vollaussteuerung ist $a_0 = 1$):

$$a_0 \;=\; \frac{\hat{U}_{R0(1)}}{\hat{U}_{R0(1)\,max}} \;=\; \frac{\hat{U}_{v(1)}}{\hat{U}_{v(1)\,max}} \tag{8.21}$$



Grenzfall (maximale Verschiebung, minimale Pulsweite $2\alpha_{\min}$):

$$\beta_{\mathrm{ZV\,max}} = \frac{\pi}{2} - 3\alpha_{\min}\,; \quad \frac{\mathrm{U_{ZV(1)\,grenz}}}{\mathrm{U_{(1)\,grenz}}} = 1 + 2\cdot\sin(\alpha_{\min})\,; \quad \varphi_{\mathrm{ZV(1)\,max}} = 2\alpha_{\min}$$

Abb. 8.26: *Dreifachtaktung mit Zwischenpulsverschiebung*

Die maximal mögliche Spannungsamplitude je Phasenausgang entspricht - wie schon oben dargestellt - bei dieser Taktung der halben Eingangsspannung $U_d/2$:

$$\hat{U}_{R0(1)\,max} = \frac{U_d}{2} \qquad \text{bzw.} \qquad U_{R0(1)\,max} = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{U_d}{2} \tag{8.22}$$

Somit ergibt sich der maximal mögliche Effektivwert der verketteten Spannung zu:

$$U_{v(1)\,max} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{U_d}{2} = 0,612\cdot U_d \tag{8.23}$$

Dagegen erhält man bei Grundfrequenztaktung sowie (wie anschließend gezeigt wird) bei der Dreieck–Rechteck–Modulation den Maximalwert:

$$U_{v(1)\,max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot U_d = 0,780\cdot U_d \tag{8.24}$$

Die (theoretisch) erzielbaren Spannungen sind somit bei der Dreieck–Sinus–Modulation um den Faktor $\pi/4 = 0,785$ kleiner als bei der Dreieck–Rechteck–Modulation.

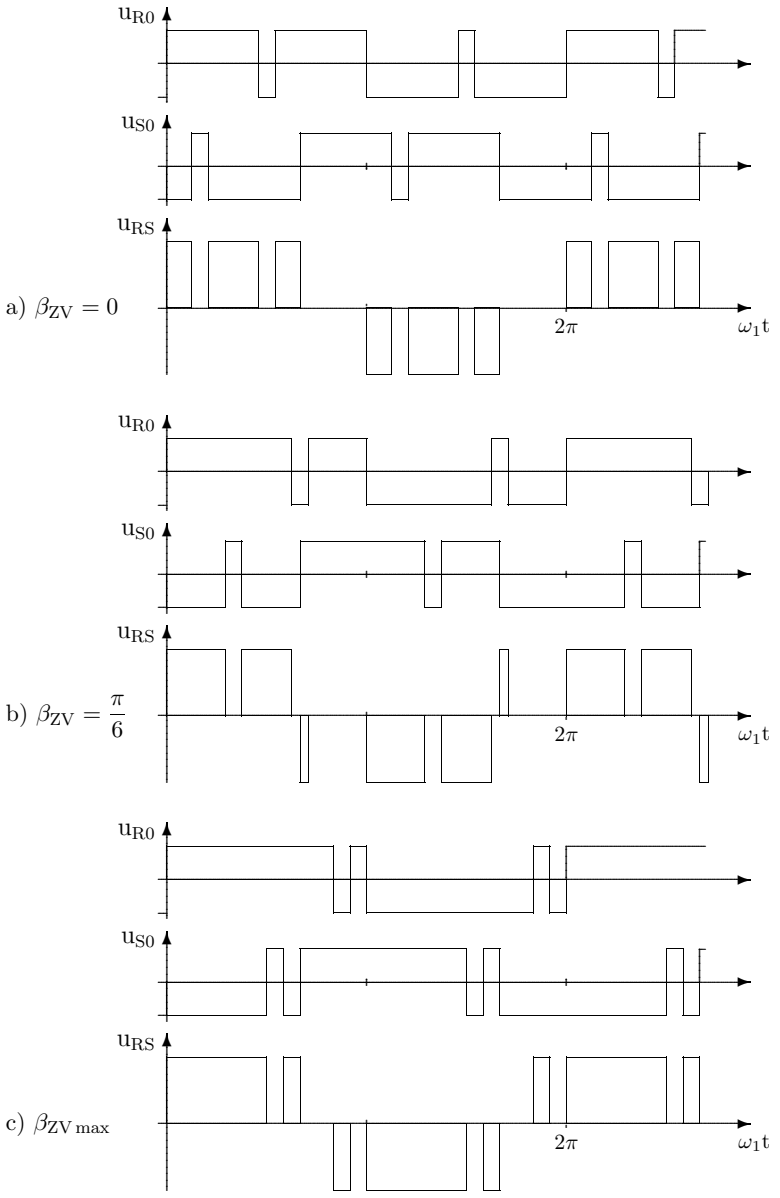
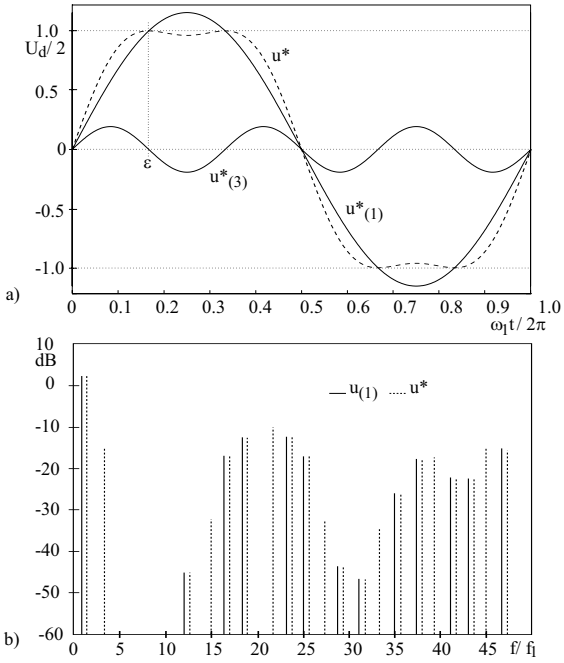


Abb. 8.27: *Spannungsverläufe bei Dreifachtaktung und Zwischenpulsverschiebung (minimale Zwischenpulsweite $2\alpha_{min}$); Übergang von der Mittenpulsmodulation (a) zur Flankenpulsmodulation (c)*

8.4.6 Injektion von Harmonischen in das Grundschwingungssignal

In [621] wird vorgeschlagen, dem sinusförmigen Grundschwingungssignal (Sollwert) gleichphasige Harmonische $u^*_{(3)}$ dreifacher Frequenz zuzuführen. Dies ist in Abb. 8.28 dargestellt. Aus der Abb. 8.28 ist zu erkennen, daß die Flanken des Gesamtsignals u^* (gestricheltes Signal) steiler werden und der Spitzenwert des Gesamtsignals u^* sich vermindert.

Da dieses Zusatzsignal $u^*_{(3)}$ dreifacher Frequenz allen drei Grundschwingungssignalen zugefügt wird, bzw. ein n-dreifaches Signal $u^*_{(3)}$ zur Mittelpunktspannung addiert wird, ist diese Zusatzspannung $u^*_{(3)}$ in den Phasenspannungen des Wechselrichters nicht wirksam. Es besteht nun die Frage, wie die Amplitude dieser Harmonischen dreifacher Frequenz zu wählen ist.



a) Steuerspannungen *b) Spektrum der Ausgangsspannungen*

(beachte: Harmonische mit n-mal dreifacher Frequenz sind in allen drei Phasen gleichphasig)

Abb. 8.28: *Injektion einer sinusförmigen 3. Harmonischen*

Grundsätzlich gibt es zwei unterschiedliche Ziele: Maximierung der Ausgangsspannung ohne Übersteuerung des Modulators oder Minimierung der Harmonischen. In Abb. 8.28 a ist die Situation für das erste Ziel, Maximierung der Ausgangsspannung dargestellt. Es ist zu erkennen, daß dem sinusförmigen Grund-

schwingungssignal ab dem Winkel ϵ ein negativer sinusförmiger Verlauf des Signals $u^*_{(3)}$ entgegen steht. Wenn nun die Amplitude von $u^*_{(3)}$ so gewählt wird, daß sich ab $\epsilon = 0°$ bis $\epsilon = 60°$ angenähert ein waagrechter Verlauf des Gesamtsignals u^* ergibt, dann kann die Aussteuerung des Modulators erhöht werden.

Generell muß festgehalten werden, daß durch diese Variation der PWM der Modulationsgrad um $15,5\%$ erhöht werden kann. Diese Erhöhung des Modulationsgrads wird allerdings durch die Vergrößerung der Anzahl der Harmonischen erkauft (Abb. 8.28b).

Allgemein wird bei $0 \leq \epsilon \leq 60°$ eine waagrechte Tangente des Sinussignals u^* gefordert, dann ergibt sich $\hat{U}_{(3)}/\hat{U}_{(1)} = 1/6 = 16,7\,\%$. In diesem Fall erreicht das Summensignal $\hat{u}^* = \sqrt{3}/2$ seinen Maximalwert. Der Modulationsgrad kann somit ohne Übersteuerung auf $\hat{U} = 2/\sqrt{3} = 1,155$ erhöht werden, d.h. a_0 erhöht sich von $a_0 = 0,785$ auf $a_0 = 0,9027$!

Damit gilt:

$$
\begin{aligned}
U_{v(1)_{|3}} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot U_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = \frac{U_d}{\sqrt{2}} \\
U_{v(1)_{|3}} &= 0,707 \cdot U_d \qquad \text{bzw.} \qquad a_0 = 0,9 \\
U_{v(1)_{|3}} &= 0,612 \cdot 1,35 \cdot 1,15 \cdot U_{vP} = 0,95 \cdot U_{vP}
\end{aligned}
$$

Dies bedeutet, es fehlen immer noch mindestens 5% in der Ausgangsspannung des Wechselrichters für den vollen Betriebsbereich der Drehfeldmaschine.

Statt der Addition sinusförmiger Harmonischen dreifacher Frequenz und deren Vielfachen zum Grund-Sinus-Sollwert-System, kann auch die sog. „Symmetrierte Sinusmodulation“ realisiert werden (Abb. 8.29). Der Grundgedanke der symmetrierten Sinusmodulation entspricht dem vorigen Beispiel, d.h. der Verhinderung der Übersteuerung des Modulators und damit die Ausweitung des Modulationsbereichs um etwa 15%. Bei der Realisierung der symmetrierten Sinusmodulation wird in allen drei Phasen ein Nullsignal zugefügt, das aufgrund des Gleichtaktcharakters des Nullsignals sich wie vorher nicht auf die Strangspannung und damit auf die Ströme auswirken kann. Das Steuergesetz für das Nullsignal lautet $u_{Zusatz} = u_{\sin \min}/2$ (siehe auch Abb. 8.17).

Das bedeutet, es wird im dreiphasigen Grund-Sinus-Sollwertsystem nach dem in der Amplitude geringsten Sollwert-Signal gesucht, dessen Wert halbiert und dieses Zusatzsignal u_{Zusatz} dem dreiphasigen Grund-Sinus-Sollwertsystem addiert. Da beim dreiphasigen Grund-Sinus-Sollwertsystem nach jeweils $\omega_1 t = 60°$ eine andere Phase dem geringsten Wert hat, wird sich ein Zusatzsignalverlauf mit dreifacher Frequenz (siehe $u^\star_{Zusatz}$ in Abb. 8.29) ergeben.

In Abbildung 8.29 wurde als Zusatzsignal $u^*_{Zusatz} = u_{\sin \min}/2$ verwendet. Dieses Zusatzsignal kann wie folgt verändert werden. In den ersten 30° in Abb. 8.19 ist das Vorzeichen von u^*_{Zusatz} positiv, danach 60° negativ, ab $\omega_1 t = 90°$ wiederum 60° positiv etc.

Wenn nun die Information des Vorzeichens mit dem Zusatzsignal 2 u^*_{Zusatz} gekoppelt wird, jeweils beim Signumwechsel der Anfangswert auf Null gesetzt wird, dann ergibt sich in den ersten 30° ein positiver Verlauf, in den folgenden 60° ein negativer Verlauf, ab $w_1 t = 90°$ wiederum ein positiver Verlauf etc., dies ist der Verlauf des neuen Zusatzsignals u^*_{Zusatz}. Wird dieses Zusatzsignal zum sinusförmigen Sollwert $u^*_{(1)}$ addiert, erhält man einen neuen Sollwertverlauf, der im Bereich $90° < w_1 t < 150°$ flach ist. Aufgrund dieses Verlaufs wird dies Art "flat-top-Modulation" genannt. Diese Art der Modulation führt zu einer Verringerung der mittleren Schaltfrequenz auf 2/3 bei gleichbleibender Trägerfrequenz gegenüber den bisher beschriebenen Verfahren, da ein Bereich des flat-tops im betreffenden Arm kein Ventil geschaltet wird. Der flat-top-Bereich kann nun ± 30° verschoben werden, so daß der Bereich der größten Stromaugenblickswerte und der flat-top zusammen fallen; die Folge ist eine weitere Verringerung der Schaltverluste.

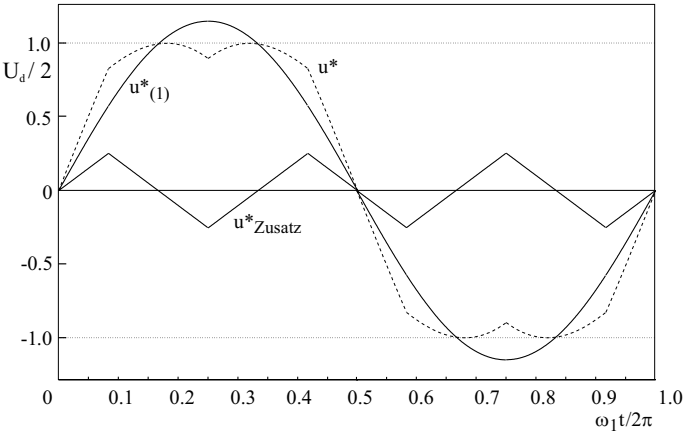


Abb. 8.29: *Injektion einer dreieckförmigen 3. Harmonischen*

Gegenüber der Dreieck-Rechteck-Modulation mit der Grundschwingung $U_{v(1)}$

$$U_{v(1)} \;=\; 0,78\; U_d$$

ergibt sich ein fehlender Bereich der Modulation von

$$\hat{a_0}^* \;=\; 0,78/0,612 \;=\; 1,273$$

Dieser fehlende Bereich kann nur durch Übersteuerung (Übermodulation, over modulation) abgedeckt werden (siehe Kap. 8.4.9). Dies bedeutet, auch durch Zufügung von Zusatzsignalen im Sollwertsignal mit dreifacher Frequenz kann der volle Betriebsbereich der Drehfeldmaschinen nicht abgedeckt werden.

8.4.7 Rechteck-Dreieck-Modulation

Im vorigen Unterkapitel wurde das sinusförmige Grundschwingungssignal durch Addition (Injektion) von n-fach dritten Harmonischen in der Signalform verändert, so daß mit zunehmender Zahl der Harmonischen und richtig gewählten Amplituden das ursprünglich sinusförmige Grundschwingungssignal zu einem rechteckförmigen Grundschwingungssignal werden kann.

In den Abbildungen 8.30 und 8.31 sind die Signale bei $n_T = f_T/f_1 = 6$ (Abb. 8.30) und $n_T = f_T/f_1 = 9$ (Abb. 8.31) dargestellt.

Es soll allerdings darauf hingewiesen werden, daß diese Darstellungen nur aus didaktischen Gründen erfolgen. Auf die Ausführungen in Kap. 8.4.5 sei hingewiesen.
In der Abb. 8.30 mit geradem n_T ist aufgrund des rechteckförmigen Grundschwingungssignal sehr deutlich die Unsymmetrie des Pulsmusters in den Spannungen u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} zu erkennen, d.h. es bestehen Halbperioden-Symmetrien aber keine Viertelperioden-Symmetrien (s.a. Abb. 8.21, Abb. 8.22). In den Phasen und verkettenen Spannungen des Wechselrichters sind dagegen Halb- und Viertelperioden-Symmetrien vorhanden, so daß in diesem Falle auch das geradzahlige Verhältnis n_T genutzt werden kann. In Abb. 8.31 mit ungeradzahligem n_T ist dagegen sowohl im Pulsmuster als auch in den Phasen- und verketteten Spannungen Halb- und Viertelperioden-Symmetrie gegeben.

In den Abbildungen 8.30 und 8.31 ist zu erkennen, daß bei $b_0 = \hat{U}^*/\hat{U}_\Delta = 1$ die Dreieck-Rechteck-Modulation in die Grundfrequenztaktung übergeht. Somit ist die maximal erreichbare Grundschwingung

$$U_{v(1)} = \sqrt{6} \cdot U_d/\pi = 0,78 \cdot U_d \tag{8.25}$$

wie bei der Grundfrequenztaktung. Wenn b_0 im Bereich $0 \leq b_0 \leq 1$ gewählt wird, dann ergibt sich

$$U_{v(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot b_0 \cdot U_d \qquad \text{Grundschwingungseffektivwert}$$

$$U_v = \sqrt{\frac{2b_0}{3}} \cdot U_d \qquad \text{Gesamteffektivwert}$$

8.4.8 Rechteck-Dreieck-PWM; Oberschwingungen

In Kapitel 8.4.7 wird die Dreieck-Rechteck-PWM grundlegend abgehandelt. Die Analyse der Dreieck-Rechteck-PWM ist relativ einfach, so daß in diesem Unterkapitel die Oberschwingungen in der Spannung und Strom ermittelt werden werden sollen. Dies ist u.a. interessant für die Verluste und für die selbstgeführte

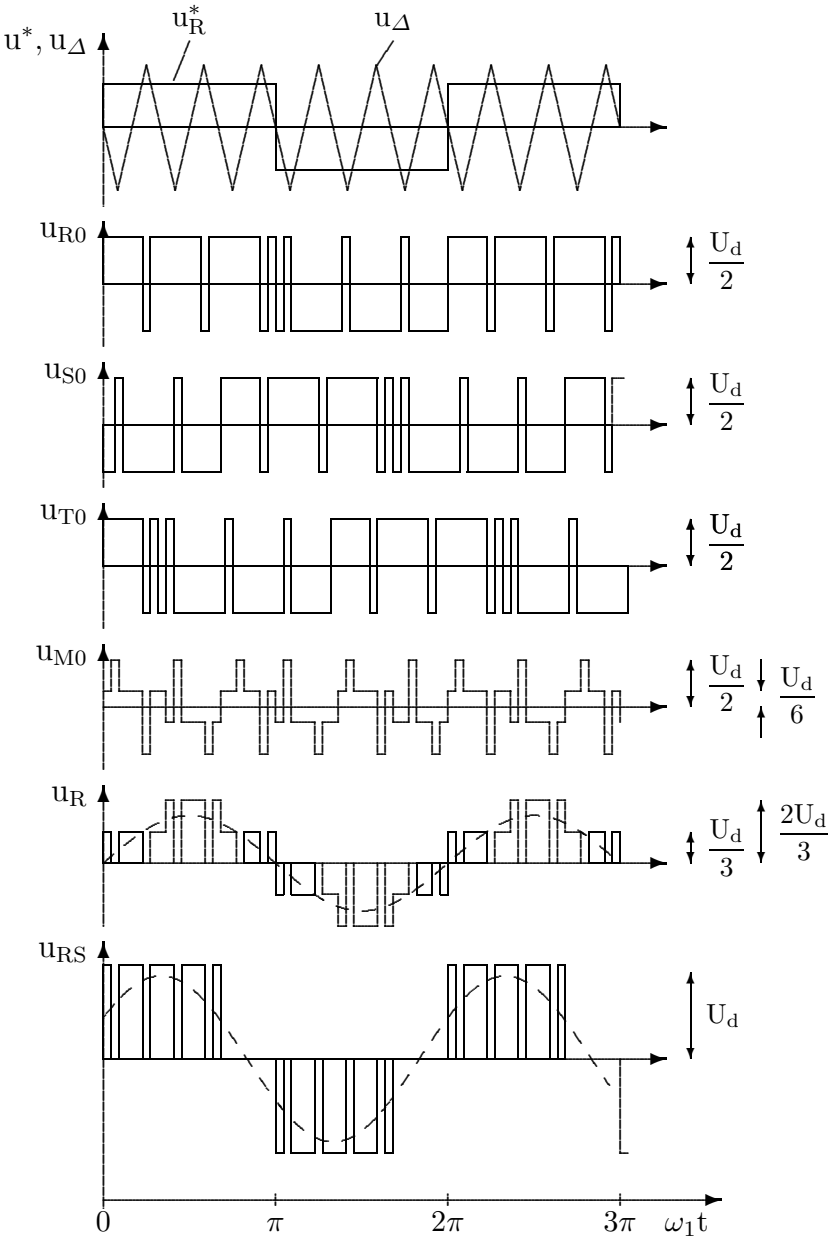


Abb. 8.30: *Spannungen bei Sechsfachtaktung ($n_T = f_T/f_1 = 6$), synchronisierte Dreieck–Rechteck–Modulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

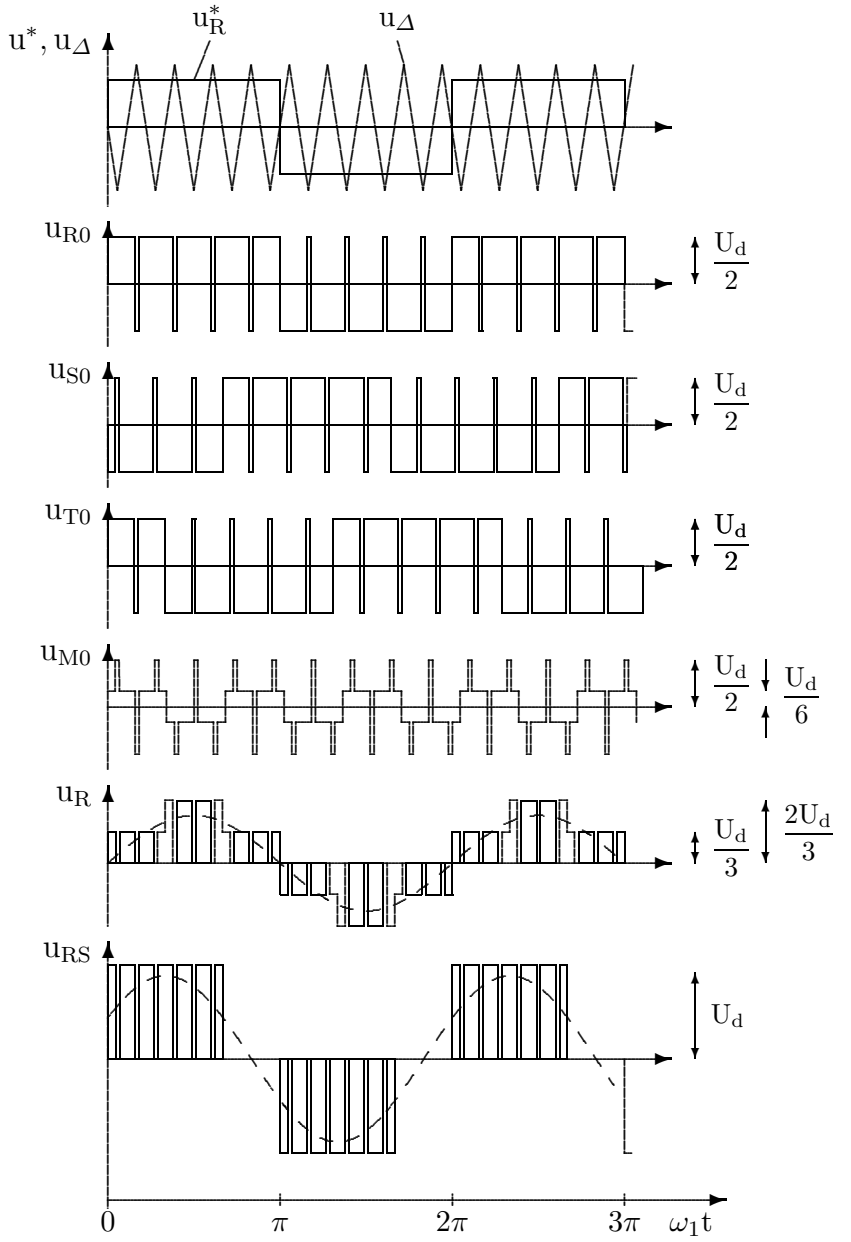


Abb. 8.31: *Spannungen bei Neunfachtaktung ($n_T = f_T/f_1 = 9$), synchronisierte Dreieck–Rechteck–Modulation, stationärer Betrieb, keine Phasenverschiebung zwischen Soll– und Ist–Wert, dynamisches Verhalten komplex*

Abkommutierung des Laststroms in den abschaltbaren Ventilen des Wechselrichters.

Die in der Praxis häufige Verwendung von rechteckförmigen Sollspannungen u^* anstelle der in Abb. 8.17 dargestellten sinusförmigen Sollspannungen ergibt, wie bereits erwähnt, eine höhere Ausgangsspannung des U–Umrichters. Allerdings treten dabei auch zusätzliche Harmonische auf und erhöhen somit das effektive Oberschwingungsspektrum. Dieser Nachteil kann durch die Erhöhung der Taktfrequenz f_T vermindert werden.

Der Vorteil der höherfrequenten Taktungen liegt in den geringeren Spannungszeitflächen der Oberschwingungsanteile in der Ausgangsspannung. Die damit verbundene geringere Stromwelligkeit wird erkauft durch die höhere Pulsfrequenz und die damit erhöhten Schaltverluste. Die Analyse der Spannungen, die sich bei Mehrfachtaktung und Dreieck–Rechteck–Modulation ergeben, wird im folgenden auf die *verkettete* Spannung u_v beschränkt.

Aus Abb. 8.30 und 8.31 läßt sich entnehmen, daß der 120°–Block der verketteten Spannung durch symmetrisch um die Blockmitte angeordnete Zwischenpulse unterbrochen wird. Für den 120°–Block gilt:

$$\text{bei } n_T = 3: \quad 2 \text{ Zwischenimpulse im Abstand von } 180°/n_T = 60°,$$

$$\text{bei } n_T = 6: \quad 4 \text{ Zwischenimpulse im Abstand von } 180°/n_T = 30°,$$

$$\text{bei } n_T = 9: \quad 6 \text{ Zwischenimpulse im Abstand von } 180°/n_T = 20°.$$

Der Zusammenhang zwischen der Sollwert–Amplitude $\hat{U}^*$ und der Zwischenpulsweite 2α ist linear:

$$2\alpha = \frac{\pi}{n_T} \cdot (1 - b_0) = \pi \cdot \frac{f_1}{f_T} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}^*}{\hat{U}_\Delta}\right) \tag{8.26}$$

$$\text{mit} \qquad b_0 = \frac{\hat{U}^*}{\hat{U}_\Delta} \leq 1$$

$$\text{und} \qquad n_T = \frac{f_T}{f_1} = 3, 6, 9, 12, \ldots$$

Damit läßt sich die Grundschwingung der verketteten Spannung berechnen. Die Steuerkennlinien bei Mehrfachtaktung und Dreieck–Rechteck–Modulation lassen sich allgemein schreiben als:

$$a_0(n_T, b_0) = \frac{U_{v(1)}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - \frac{\sin\alpha}{\sin\alpha_{max}} = 1 - \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2n_T}\cdot(1-b_0)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2n_T}\right)} \quad (8.27)$$

$$\text{mit} \qquad U_{v(1)\,max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot U_d$$

Damit gilt für die Mehrfachtaktung mit $n_T = 3,\ 6,\ 9$ (siehe auch Kap. 8.4.14):

$$n_T = 3: \quad \frac{U_{v(1)}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - 2\cdot\sin\alpha \qquad (\text{mit } \alpha_{max} = 30^\circ) \quad (8.28)$$

$$n_T = 6: \quad \frac{U_{v(1)}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - 3,86\cdot\sin\alpha \qquad (\text{mit } \alpha_{max} = 15^\circ) \quad (8.29)$$

$$n_T = 9: \quad \frac{U_{v(1)}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - 5,76\cdot\sin\alpha \qquad (\text{mit } \alpha_{max} = 10^\circ) \quad (8.30)$$

Die Steuerkennlinien der drei Mehrfachtaktungen mit $n_T = 3,\ 6,\ 9$ sind in Abb. 8.32a zusammengestellt. Die drei Steuerkennlinien sind fast identisch und annähernd linear, da man für größere n_T mit $\sin x \approx x$ die folgende Näherung erhält:

$$a_0 \approx 1 - (1 - b_0) = b_0\,; \qquad \frac{U_{v(1)}}{U_{v(1)\,max}} \approx \frac{\hat{U}^*}{\hat{U}_\Delta} \quad (8.31)$$

Die Spannungsgrenzkurven durch die Wechselrichtertotzeit T_t sind für diese Mehrfachtaktungen in Abb. 8.32b dargestellt. Die minimale zulässige Zwischenpulsweite ist gegeben durch:

$$2\,\alpha_{min} = 2\pi\cdot f_1\cdot T_t \quad (8.32)$$

Somit ergibt sich als Spannungsgrenze:

$$\frac{U_{v(1)\,grenz}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - \frac{\sin\alpha_{min}}{\sin\alpha_{max}} = 1 - \frac{\sin(\pi\cdot f_1\cdot T_t)}{\sin\left(\frac{\pi}{2n_T}\right)}$$

$$\approx 1 - 2\cdot n_T\cdot f_1\cdot T_t = 1 - 2\cdot f_T\cdot T_t \quad (8.33)$$

Bei der Dreifachtaktung läßt sich die Spannungsgrenze

$$\frac{U_{v(1)\,grenz}}{U_{v(1)\,max}} = 1 - 2\cdot\sin(\alpha_{min}) \quad (8.34)$$

durch Verschiebung des Zwischenpulses aus der Mitte noch erhöhen, wie in Abb. 8.26 und 8.27 dargestellt. Der Zwischenpuls mit minimaler Pulsweite $2\alpha_{min}$

kann maximal um $\beta_{ZV\,max} = 90° - 3\,\alpha_{min}$ zur Flanke hin verschoben werden; der Puls an der Flanke hat dann ebenfalls die minimale Pulsweite $2\,\alpha_{min}$ (Abb. 8.26 und 8.27c). Für diesen Grenzfall erhöht sich die Spannungsgrenze auf:

$$\frac{U_{vZV(1)\,grenz}}{U_{v(1)\,max}} \;=\; 1 - 4 \cdot \sin^2(\alpha_{min}) \;=\; 2 \cdot \cos(2\alpha) \;-\; 1 \tag{8.35}$$

Bei Dreifachtaktung ergibt sich somit durch die Zwischenpulsverschiebung eine Erhöhung der Ausgangsspannungs–Grundschwingung im Verhältnis:

$$\frac{U_{vZV(1)\,grenz}}{U_{v(1)\,grenz}} \;=\; \frac{1 - 4 \cdot \sin^2(\alpha_{min})}{1 - 2 \cdot \sin(\alpha_{min})} \;=\; 1 + 2 \cdot \sin(\alpha_{min}) \tag{8.36}$$

Die Verschiebung des Zwischenpulses hat zusätzlich eine (unerwünschte) Phasenverschiebung der Grundschwingung zur Folge, die im betrachteten Grenzfall

$$\varphi_{ZV(1)\,max} \;=\; 2\alpha_{min} \tag{8.37}$$

(voreilend) beträgt (s.a. Flankenpulsmodulation, Kap. 8.4.14).

Die bei der Dreieck–Rechteck–Modulation auftretenden Harmonischen lassen sich durch Fourier–Analyse berechnen. Das Ergebnis für die Effektivwerte der verketteten Spannung läßt sich in der folgenden Gleichung zusammenfassen:

$$\frac{U_{v(\nu)}}{U_{v(1)\,max}} \;=\; \frac{U_{v(\nu)}}{\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d} \;=\; \frac{1}{\nu} \cdot \left| 1 \;-\; \frac{\sin\left(\frac{\nu\pi}{2n_T} \cdot (1 - b_0)\right)}{\sin\left(\frac{\nu\pi}{2n_T}\right)} \right| \tag{8.38}$$

mit den Ordnungszahlen: $\nu = 1,\ 5,\ 7,\ 11,\ 13,\ 17,\ 19,\ 23,\ 25,\ \ldots$
(d.h. ν ist ungerade und nicht durch 3 teilbar) (8.39)

Das für die Grundfrequenztaktung (Vollaussteuerung) in Kap. 8.2.1 angegebene Ergebnis ist in Gl. (8.38) enthalten:

$$\frac{U_{v(\nu)}}{U_{v(1)\,max}}(b_0 = 1) \;=\; \frac{1}{\nu} \tag{8.40}$$

Zu beachten ist, daß einzelne Harmonische bei Teilaussteuerung wesentlich höhere Effektivwerte als bei Grundfrequenztaktung aufweisen können. Die größten auftretenden Oberschwingungen können bei Teilaussteuerung um den Faktor $k_{\nu\,max}$ größer sein als bei Vollaussteuerung.

$$k_{\nu\,max} \;=\; 1 \;+\; \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{2n_T}\right)} \tag{8.41}$$

$n_T = 3 : k_{\nu\,max} = 3,00\,; \quad n_T = 6 : k_{\nu\,max} = 4,86\,; \quad n_T = 9 : k_{\nu\,max} = 6,76$

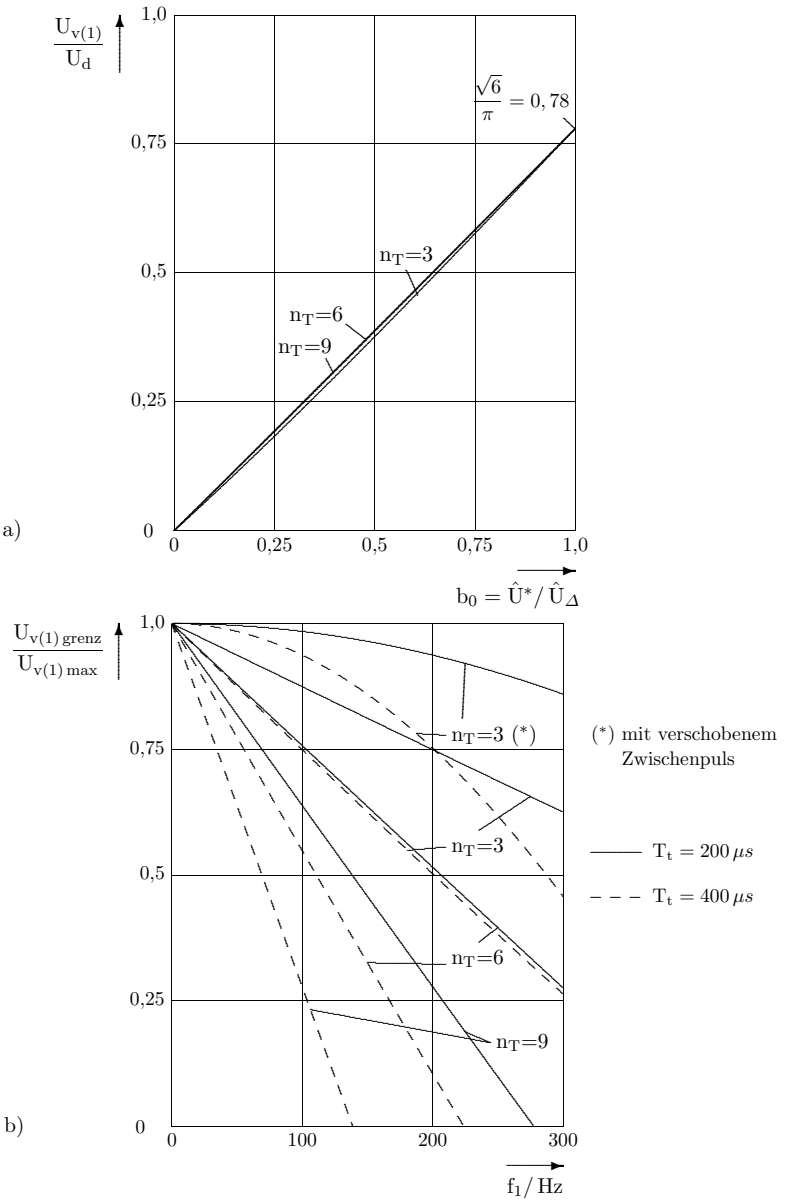


Abb. 8.32: *Steuerkennlinien (a) und Spannungsgrenzen (b) bei Mehrfachtaktung und Dreieck–Rechteck–Modulation ($n_T = f_T/f_1$)*

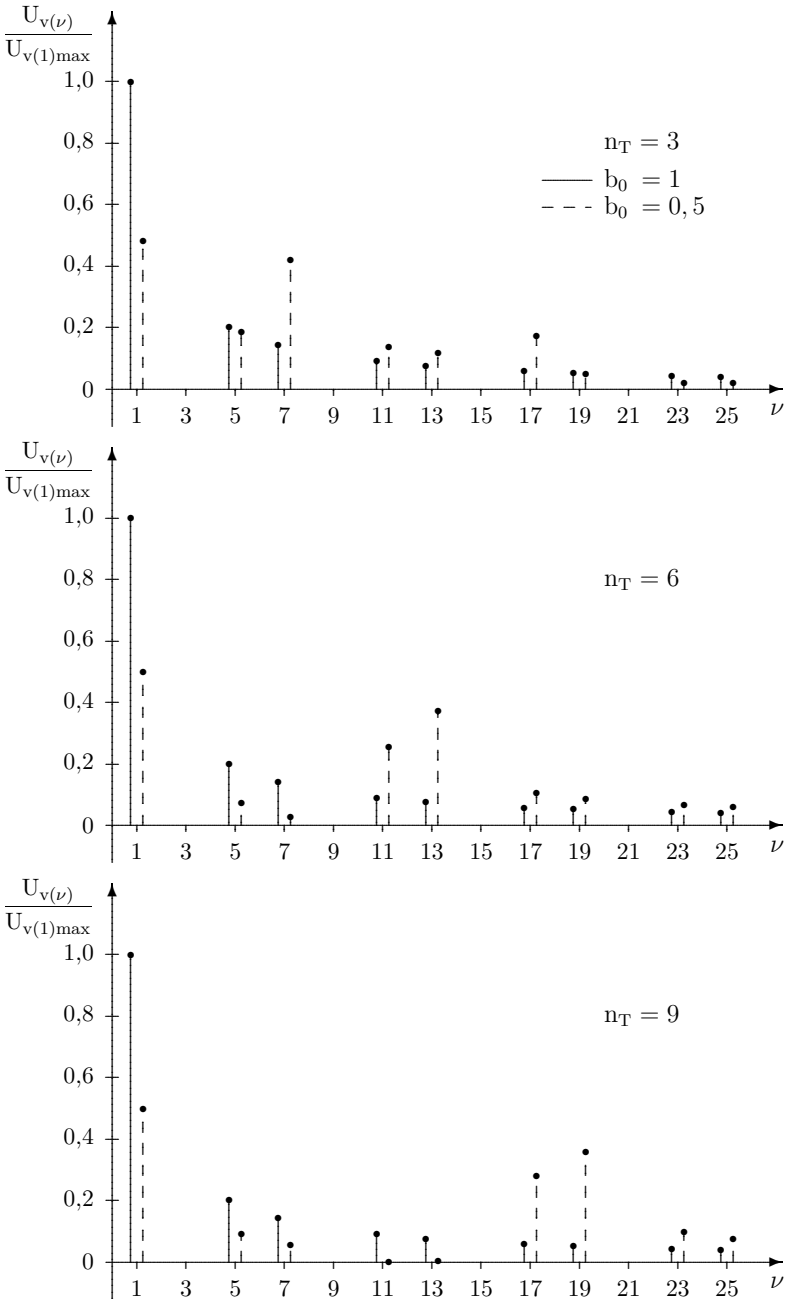


Abb. 8.33: *Oberschwingungsspektren der verketteten Spannung bei Mehrfachtaktung mit Dreieck–Rechteck–Modulation ($n_T = f_T/f_1$, $b_0 = \hat{U}^*/\hat{U}_\Delta$)*

In Abb. 8.33 sind die Oberschwingungsspektren der verketteten Spannung für $b_0 = 1$ (Vollaussteuerung) und $b_0 = 0,5$ dargestellt.

Wie bereits ausführlich diskutiert, sind gerade Frequenzverhältnisse unerwünscht, da die Viertelwellen-Symmetrie nicht gegeben ist (Abb. 8.30). Aber auch die ungeraden Frequenzverhältnisse n_T haben bei der Rechteck-Sinus-Modulation einen generellen Nachteil, es schalten in zwei Wechselrichterarmen jeweils die Leistungshalbleiter gleichzeitig (siehe Abb. 8.31). Dieses gleichzeitige Schalten in zwei Wechselrichterarmen erhöht die Schaltverluste, führt aber in den Phasen - und verketteten Spannungen zu keiner Verringerung der Harmonischen. Dies wird durch optimierte Pulsverfahren (siehe Kap. 8.4.14) vermieden.

Die Oberschwingungsanteile der Lastspannung haben entsprechende Oberschwingungsanteile im Laststrom zur Folge, die praktisch nur abhängig sind von der Maschinenkurzschlußreaktanz. Abbildung 8.34 zeigt die Oberschwingungsströme $i_{R(\Sigma\nu)}$ bei Dreifachtaktung und einem Ansteuerungsgrad $\hat{U}^*/\hat{U}_\Delta = 0,8$ für die relativen Kurzschlußspannungen $u_k = 0,1$ und $0,2$ der Lastmaschine sowie den Gesamtstrom i_R bei einem Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1 \approx 0,8$. Bei einer Änderung des $\cos\varphi_1$ ändert sich nur die Phasenlage der Stromgrundschwingung $i_{R(1)}$, während die Lage des Oberschwingungsstroms $i_{R(\Sigma\nu)}$ erhalten bleibt, da der Verlauf von $i_{R(\Sigma\nu)}$ fest mit dem Spannungsverlauf gekoppelt ist. Der Wechselrichter muß also so ausgelegt werden, daß er die Summe aus Grundschwingungsamplitude und Oberschwingungsspitze des Stroms einschließlich eines totzeitabhängigen Anteils, der dynamische Vorgänge (Laststöße oder Umschaltung des Taktverfahrens) berücksichtigt, kommutieren kann. Besonders bei großen Leistungen ergeben sich mitunter recht kleine Kurzschlußspannungen, so daß man zur Begrenzung der Oberschwingungsströme Vordrosseln einsetzt, die bei größeren Frequenzen überbrückt werden können. Eine andere Variante ist, die Zwischenkreisspannung im unteren Ausgangsfrequenzbereich abzusenken.

Abbildung 8.35 zeigt die Oberschwingungsströme und die Motorströme bei der Sechs- und der Neunfachtaktung unter den gleichen Randbedingungen wie bei der Dreifachtaktung in Abb. 8.34.

In Abb. 8.36 a sind die Oberschwingungsstrom–Spitzenwerte $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$ für eine konstante Grundfrequenz f_1 in Abhängigkeit von der Spannungsaussteuerung $a_0 = U_{v(1)}/U_{v(1)\,max}$ für die verschiedenen Mehrfachtaktungen dargestellt.

Bezugsgröße für die Ströme ist der Kurzschlußstromscheitelwert $\hat{I}_{k(1)}$ der Grundschwingung bei Vollaussteuerung bzw. Grundfrequenztaktung:

$$\hat{I}_{k(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot U_{v(1)\,max} \cdot \frac{1}{\omega_1 L_k} = \frac{U_d}{\pi^2 \cdot f_1 \cdot L_k} \tag{8.42}$$

mit $U_{v(1)\,max} = \dfrac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d$

L_k = Phasenkurzschluß–Induktivität

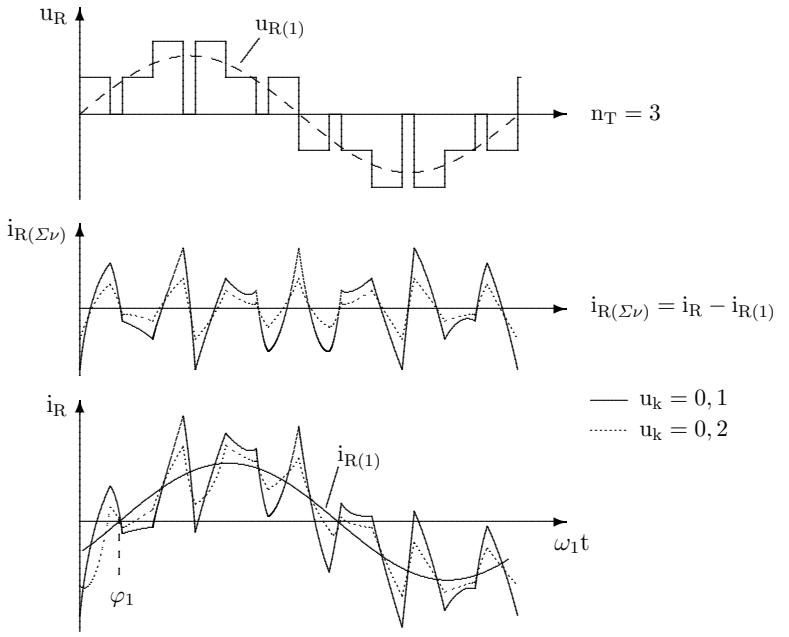


Abb. 8.34: *Motorströme bei Dreifachtaktung (Dreieck–Rechteck–Modulation)*

Bei Drehfeldmaschinen wird im Spannungsstellbereich im allgemeinen die Spannung proportional zur Frequenz verstellt. Darum ist es zweckmäßig, die Oberschwingungsströme auf einen konstanten Wert, nämlich auf den Kurzschlußstrom für die Frequenz f_{1N} bei Vollaussteuerung zu beziehen (Abb. 8.36b).

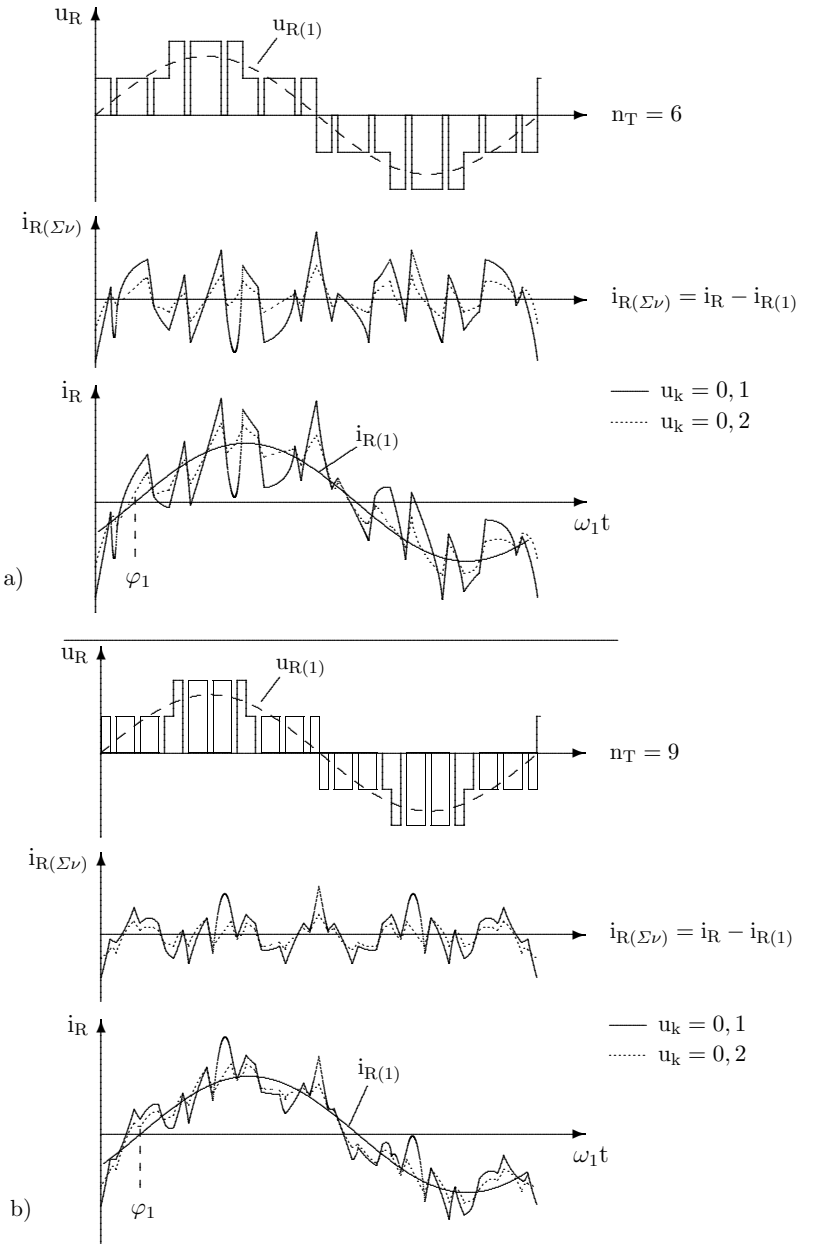
$$\hat{I}_{k(1)N} = \frac{U_d}{\pi^2 \cdot f_{1N} \cdot L_k} \qquad \text{mit} \quad \frac{f_1}{f_{1N}} = \frac{U_{v(1)}}{U_{v(1)\,max}} \tag{8.43}$$

8.4.9 Übermodulation – Übersteuerung

In den obigen Kapiteln war erläutert worden, daß sich bei Sinus-Dreieck-Modulation ein Grundschwingungs-Effektivwert der verketteten Spannung von

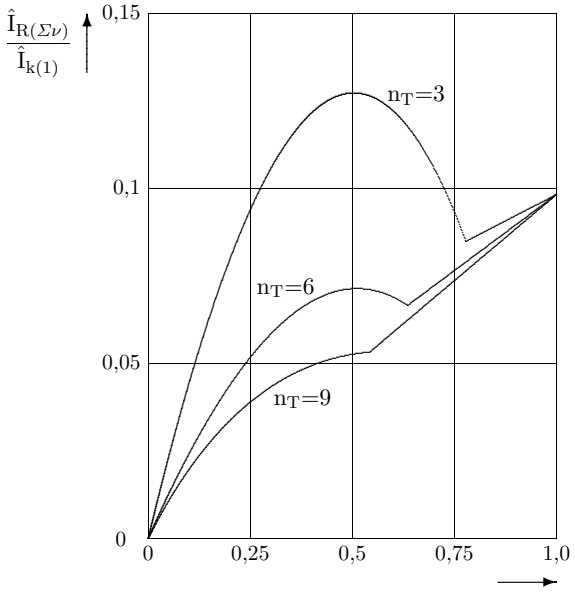
$$U_{v(1)} = 0,612 \cdot U_d$$

und dem Modulationsgrad $a_0 = 0,785$ gegenüber $a_0 = 1$ bei Rechteck-Dreieck-Modulation ergibt. Wenn dem Sinussignal ein Zusatzsignal dreifacher Frequenz

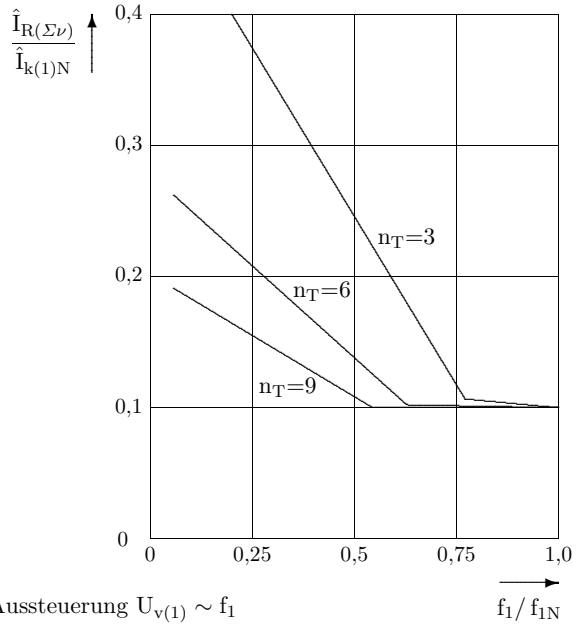


Arbeitspunkt: $b_0 = \hat{U}^* / \hat{U}_\Delta = 0,8; \quad \cos\varphi_1 \approx 0,8$

Abb. 8.35: *Motorströme bei a) Sechsfachtaktung und b) Neunfachtaktung (Dreieck–Rechteck–Modulation)*



a) Frequenz f_1 = konst.



b) Aussteuerung $U_{v(1)} \sim f_1$

Abb. 8.36: *Oberschwingungsstrom–Spitzenwerte $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$ bei Mehrfachtaktung und Dreieck–Rechteck–Modulation*

zugefügt wird, dann gilt, mit

$$\begin{aligned} \frac{\hat{U}_{(3)}}{\hat{U}_1} &= \frac{1}{6} \\ U_{v(1)} &= 0,707 \cdot U_d \\ a_0 &= 0,90 \end{aligned}$$

und bei Rechteck-Dreieck-Modulation

$$\begin{aligned} U_{v(1)} &= 0,78 \cdot U_d \\ a_0 &= 1 \end{aligned}$$

Der Modulationsgrad $a_0 = 0{,}785$ bei Sinus-Dreieck-Modulation müßte somit um den Faktor $1/0,785 = 1{,}273 = \pi/4$ gesteigert werden, um das Ergebnis $U_{v(1)} = 0{,}78\, U_d$ wie bei der Rechteck-Dreieck-Modulation zu erreichen. Dies kann bei Sinus-Dreieck-Modulation ausgehend von $a_0 = 0{,}785$ nur durch Übersteuerung ausgehend von $b_0 = 1$ bei $U_{v(1)} = 0{,}612\, U_d$ bis $b_0 = \infty$ erreicht werden [602].

Abbildung 8.37 ([541]) zeigt die Situation im Modulator und die Phasenspannung bei Übersteuerung, d.h. bei Sinus-Dreieck-Modulation im Bereich $0,785 \leq a_0 \leq 1$.

Aus Abb. 8.37 ist zu entnehmen, daß der sinusförmige Sollwert immer dann auf den Spitzenwert der Dreieck-Spannung begrenzt wird, wenn die Amplitude des Sollwerts größer ist als der Spitzenwert der Dreieck-Spannung. Dies bedeutet, daß in diesem Zeitbereichen kein regelungstechnischer Eingriff im Regelkreis mehr möglich ist, der Regelkreis ist damit geöffnet!

In [528] wird die regelungstechnische Auswirkung der Begrenzung der Sollwerte diskutiert. Aus den obigen Überlegungen ist abzuleiten, daß - ausgehend von einer normierten Verstärkung - die Verstärkung ab $a_0 = 0,785$ abnehmen muß, da b_0 gegen unendlich strebt, wenn $a_0 \rightarrow 1$ geht.

In Abb. 8.38 [541] ist der resultierende Verlauf der normierten Verstärkung G dargestellt. Der Abfall der Verstärkung im Über-Modulationsbereich ist regelungstechnisch unerwünscht und kann durch eine inverse Kennlinie zu G kompensiert werden. Allerdings ist eine Verstärkung unendlich bei der inversen Kennlinie zu $G \rightarrow 0$ nicht realisierbar. Praktische Untersuchungen haben ergeben, daß eine maximale inverse Verstärkung von 10 bis 50 durchaus ausreichend ist, um bei der Übersteuerung alle Pulse des Wechselrichters zu eliminieren.

Aus Abbildung 8.38 ist außerdem zu entnehmen, daß mit zunehmender Aussteuerung die Taktung der Ventile ausgehend von den Maxima des Sollwert-Signales reduziert wird (pulse dropping) [558]. Durch die reduzierte Taktung der Ventile des Wechselrichters wird sich das Spektrum der Harmonischen verschlechtern, insbesondere werden auch Harmonische mit niedrigerer Frequenz als die Sollwert-Frequenz auftreten [481, 513, 538]. Auf die zusätzlichen Ausführungen zur Übermodulation in Kap. 8.4.11 „Übermodulation - Raumzeigermodulation“ sei hingewiesen.

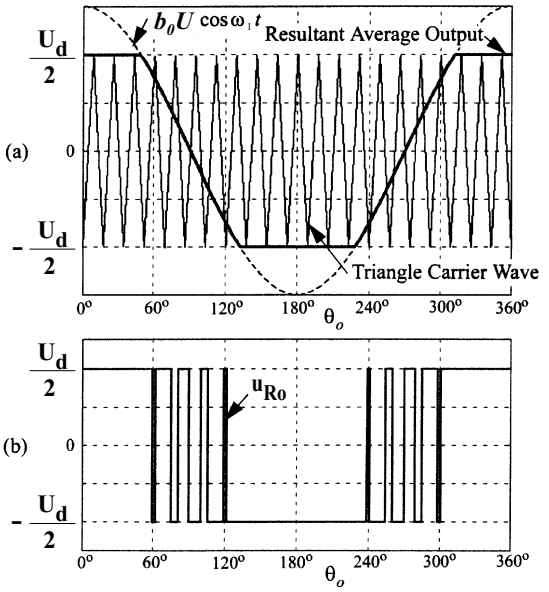


Abb. 8.37: *Übermodulation; a) Modulationssignale, b) u_{R0} [541]*

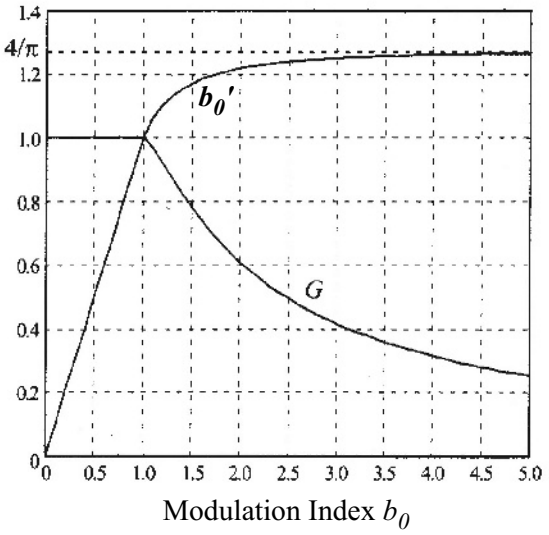


Abb. 8.38: *Effektiver Modulationsindex b_0' und Verstärkung G [541]*

8.4.10 Raumzeigermodulation

Bei der Regelung von Drehfeldantrieben (Asynchronmaschinen, Synchronmaschinen) wird das Dreiphasen-System für die Drehfeldmaschinen in das kartesische Koordinatensystem der Raumzeiger transformiert. Die Vorgehensweise ist ausführlich in Buch 2 ([57–59]) und [570] abgehandelt worden und soll deswegen als bekannt vorausgesetzt werden. Wenn ein statorfestes Koordinatensystem (S-System-, Komponenten α, β) angenommen wird, dann sind $2^3 = 8$ mögliche Schaltkombinationen des Wechselrichters nach Abb. 8.1 möglich. In der folgenden Tabelle 8.1 wird mit P die Situation bezeichnet, wenn die betreffende Anschlußklemme des Wechselrichters mit $+U_d/2$ und mit N, wenn die Anschlußklemme mit $-U_d/2$ verbunden ist. Aus der Tabelle 8.1 ist zu entnehmen, daß die Beträge

Tabelle 8.1: *Wechselrichter: Raumzeiger, Schaltzustand*

Raumzeiger, Schaltzustand				Stator–Raumzeiger–Komponenten
n	Modus	n	Modus	
1	(PNN)	2	(PPN)	$U_{1\alpha} = \frac{2}{3} \cdot U_d \cdot \cos \frac{(n-1) \cdot \pi}{3}$
3	(NPN)	4	(NPP)	$U_{1\beta} = \frac{2}{3} \cdot U_d \cdot \sin \frac{(n-1) \cdot \pi}{3}$
5	(NNP)	6	(PNP)	
7	(NNN)	8	(PPP)	$U_{1\alpha} = 0 \qquad U_{1\beta} = 0$

von $U_{1\alpha}$ und $U_{1\beta}$ jeweils 2/3 U_d sind und sich in den sechs unterschiedlichen Schaltzuständen nur die Phasenlagen ändern. Die Schaltzustände 7 und 8 realisieren beide einen Kurzschluß an den Anschlußklemmen ($U_{1\alpha} = U_{1\beta} = 0$) durch Einschaltung aller steuerbaren Ventile bei $+U_d/2$ (P) oder bei $-U_d/2$ (N). Wenn die acht Raumzeiger nach Amplituden und Phase aufgetragen sind, dann ergibt sich Abbildung 8.39. Aus Abb. 8.39 ist zu entnehmen, daß die sechs Raumzeiger $\vec{U}_i^S \neq 0$, gleiche Amplitude $2U_d/3$ aber unterschiedliche Phasenlagen haben. Wenn nun angenommen wird, daß das Raumzeiger-Spannungs-Sollwert-Signal $\vec{U}_1^{S*}$ abgetastet wird, dann wird das abgetastete Sollwert-Signal $\vec{U}_1^{S*}(kT)$ in einem der sechs Sektoren in Abbildung 8.39 abgebildet.

In Abb. 8.40 ist beispielhaft angenommen, es sei der erste Sektor. Das Ziel der Raumzeigermodulation ist nun, den Raumzeiger-Sollwert während der betrachteten Abtastperiode durch die drei nächstliegenden Spannungs-Raumzeigern ($\vec{k}_r = \vec{1}, \vec{k}_l = \vec{2}, \vec{k}_0$) des Wechselrichters zu realisieren.

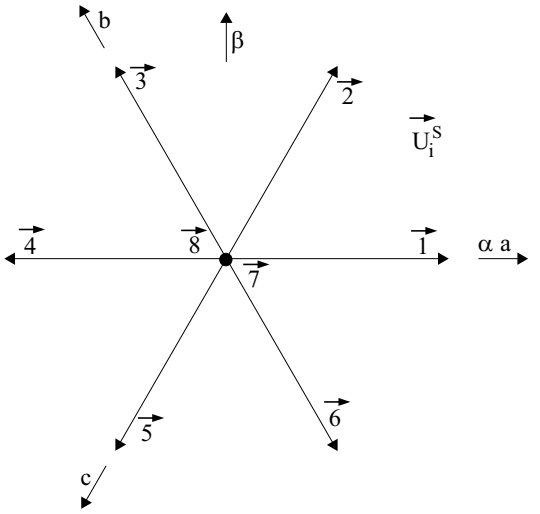


Abb. 8.39: *Stator–Raumzeiger–Diagramm des Zweipunkt–Wechselrichters*

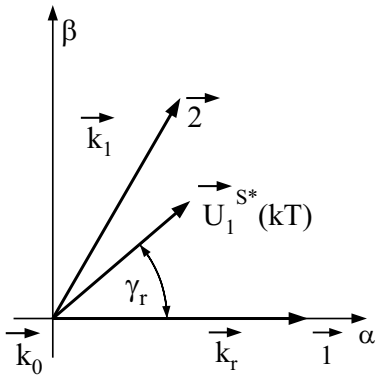


Abb. 8.40: *Spannungszeiger bei der Raumzeigermodulation*

Für die Schaltdauer der Zeiger ungleich Null ($\vec{7}$ oder $\vec{8}$) gilt dann

$$\frac{1}{T}\left(t_l\vec{k}_l + t_r\vec{k}_r\right) = \vec{U}_1^{S*}(kT) \tag{8.44}$$

und für den Nullzeiger gilt

$$t_0 = T - t_l - t_r \tag{8.45}$$

Dies ergibt drei reelle Gleichungen, mit denen die drei Zeiten t_0, t_l, t_r bestimmt werden können. Zur Herleitung wählt man für den Spannungssollwertzeiger

$\vec{U}_1^{S*}(kT)$ eine Polardarstellung, die auf den rechten Nachbarzeiger $\vec{k}_r$ bezogen ist. Dann gilt mit

$$\vec{k}_r = \frac{2}{3}\, U_d e^{j(k_r - 1)\frac{\pi}{3}} \tag{8.46}$$

sowie

$$k_r = 1 \ldots 6 \qquad \text{und} \qquad |\vec{U}_1^{S*}(kT)| = U_1^*$$

$$\vec{U}_1^{S*}(kT) = U_1^*\, e^{j\gamma_r} \cdot e^{j\,(k_r - 1)\frac{\pi}{3}} \tag{8.47}$$

Durch Einsetzen in die obige Gleichung ergibt sich

$$\frac{2}{3}\,\frac{U_d}{T}\,\left(t_l\, e^{j\,k_r\,\frac{\pi}{3}} + t_r\, e^{j\,(k_r - 1)\,\frac{\pi}{3}}\right) = U_1^*\, e^{j\,\gamma_r} \cdot e^{j\,(k_r - 1)\frac{\pi}{3}} \tag{8.48}$$

und damit

$$t_l + t_r\, e^{-j\,\frac{\pi}{3}} = \frac{3}{2}\, T\, \frac{U_1^*}{U_d}\, e^{j\,\left(\gamma_r - \frac{\pi}{3}\right)} \tag{8.49}$$

Aus dieser komplexen Gleichung folgen nach kurzer Rechnung die beiden reellen Gleichungen

$$t_r \;=\; \sqrt{3}\; T\, \frac{U_1^*}{U_d}\, \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_r\right) \tag{8.50}$$

$$t_l \;=\; \sqrt{3}\; T\, \frac{U_1^*}{U_d}\, \sin\gamma_r \tag{8.51}$$

Die Abtastfrequenz f_A und die Totzeit T_t werden

$$f_A \;=\; \frac{2}{T} \quad ; \quad f_A \;=\; 2 \cdot f_S \quad ; \quad T_t \;=\; T/2$$

Die Folge der drei Zeiger und die Auswahl des Nullzeigers $\vec{k}_0 = \vec{7}$ oder $\vec{8}$ wird dabei so festgelegt, daß sich eine möglichst geringe Zahl von Schaltvorgängen ergibt [642].

Im vorliegenden Beispiel der Abb. 8.40 werden die Raumzeiger $\vec{1}$ und $\vec{2}$ sowie $\vec{k}_0$ entsprechend $\vec{7}$ und/oder $\vec{8}$ benötigt. Die Standard-Pulsfolge bei der Raumzeigermodulation ist:

Abtastperiode (k) bzw. T/2 (1)				Abtastperiode (k+1) T/2 (2)				
$\vec{8}$	$\vec{1}$	$\vec{2}$	$\vec{7}$	$\vec{7}$	$\vec{2}$	$\vec{1}$	$\vec{8}$	$\vec{8}$
NNN	PNN	PPN	PPP	PPP	PPN	PNN	NNN	

Diese Folge der Schaltzustände entspricht der Folge bei der double-edge (triangular) sampling und ist optimal hinsichtlich des harmonischen Anteils.

Aus dieser Aufstellung ist zu entnehmen, daß bei jedem Wechsel der Raumzeiger nur jeweils eine Umschaltung von N auf P in der Abtastperiode (k) und von P auf N in der Abtastperiode (k+1) folgt. Die umgekehrte Abfolge der Raumzeiger in den aufeinanderfolgenden Abtastperioden stellt sicher, daß nur diese vorteilhafte Schaltfrequenz (nur eine Umschaltung pro Arm pro Schaltvorgang) erhalten bleibt.

Es ist naheliegend, statt der beiden unterschiedlichen Null-Raumzeiger $\vec{7}$ und $\vec{8}$ nur einen Null-Zeiger - beispielsweise $\vec{8}$ zu verwenden:

Abtastperiode (k) bzw. T/2(1)			Abtastperiode (k+1) T/2(2)		
$\vec{8}$	$\vec{1}$	$\vec{2}$	$\vec{2}$	$\vec{1}$	$\vec{8}$
NNN	PNN	PPN	PPN	PNN	NNN

oder

$\vec{7}$	$\vec{2}$	$\vec{1}$	$\vec{1}$	$\vec{2}$	$\vec{7}$
PPP	PPN	PNN	PNN	PPN	PPP

Aus der Aufstellung dieser Schaltsequenzen ist zu entnehmen, daß im ersten Fall der dritte Arm immer in der N-Schaltung und im zweiten Fall der erste Arm immer in der P-Schaltung verbleibt. Damit wird die Zahl der Umschaltung pro Abtastperiode von 3 auf 2 vermindert, d.h. auf 67 % gegenüber der Situation bei 3 Umschaltungen.

Ob diese Verringerung der Umschaltungen aber immer sinnvoll ist, soll im folgenden diskutiert werden. Aus den Erläuterungen zur Raumzeigermodulation ist abzuleiten, daß die Null-Zeiger bzw. der Null-Zeiger keinen Beitrag zur Spannungszeitfläche in der Ausgangsspannung liefert. Aus den obigen Überlegungen ist aber weiterhin abzuleiten, daß beim Schaltzustand PPP die Spannung $u_{M0} = U_d/2$ und bei NNN $u_{M0} = -U_d/2$ ist.

Weiterhin ist beispielsweise aus Abb. 8.17 abzuleiten, daß bei dem Schaltzustand PNN ($\vec{1}$) $u_{M0} = -U_d/6$ und bei PPN ($\vec{2}$) $u_{M0} = U_d/6$ ist.
Bei der Schaltfolge

	NNN	PNN	PPN	PPP
ergibt sich somit	$-U_d/2 \cdot (t_8)$	$-U_d/6 \cdot (t_r)$	$U_d/6 \cdot (t_l)$	$U_d/2 \cdot (t_7)$
	t_8	t_r	t_l	t_7

Mit $t_0 = t_7 + t_8$ und t_r im allgemeinen ungleich t_l ergibt sich somit im allgemeinen ein Gleichanteil, dem ein Wechselanteil überlagert ist. Wie in den obigen Kapiteln diskutiert wurde, werden die Harmonischen durch das Pulsmuster beeinflußt. Dies bedeutet, die Wahl von t_7 und t_8 bzw. $t_7 = 0$ oder $t_8 = 0$ beeinflußt den Anteil der Harmonischen in den Ausgangsspannungen des Wechselrichters. Ausführliche Darstellungen zu dieser Fragestellung finden sich in [25] und [541], auf die hier verwiesen seien.

In den praktischen Anwendungen werden die beiden folgenden Kriterien zur Bestimmung von t_7 und t_8 verwendet: Entweder wird der Mittelwert der Gleichspannung von u_{M0} durch die Wahl von t_7 bzw. t_8 zu Null oder $t_7 = t_8$ gewählt. Die Variante $t_7 = 0$ oder $t_8 = 0$ wird im allgemeinen nur bei großen Aussteuerungen verwendet.

Abschließend soll noch die maximal verfügbare Raumzeiger-Spannung berechnet werden. Die maximale Spannungszeitfläche im Abtastintervall ergibt sich, wenn $t_0 = t_7 = t_8 = 0$ ist, d.h. $t_l + t_r = T$ ist. Aus den Gleichungen (8.50) und (8.51) ergibt sich, daß in diesem Fall $t_r = t_l = T/2$ ist, wenn $\gamma_R = 30°$ ist. Unter dieser Voraussetzung berechnet sich $\mid \vec{U}_1^{S*} \mid_{max}$ als Innenkreis des Sechseckes, welches von den sechs Spannungsraumzeigern 1 bis 6 aufgespannt wird:

$$\mid \vec{U}_1^{S*} \mid_{max} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_d = 0,577 \cdot U_d$$

während die Raumzeiger-Amplitude der Raumzeiger $\mid \vec{U}_i \mid = \vec{1}$ bis $\vec{6}$

$$\mid \vec{U}_i \mid = \frac{2}{3} \cdot U_d = 0,666 \cdot U_d$$

$$\mid \vec{U}_i \mid \; / \; \mid \vec{U}_1^{S*} \mid_{max} = 1,15$$

Die Verhältnisse ergeben sich zu:

$$\mid \vec{U}_i \mid \; / \; \mid \vec{U}_1^{S*} \mid_{max} = 1,15$$

sowie

$$\mid \vec{U}_1^{S*} \mid_{max} \; / 0,5 \cdot U_d = 1,15.$$

Mit $\hat{U}_\alpha = \hat{\vec{U}}_1^S$ ergibt sich mit $|\hat{\vec{U}}_1^S|_{max} = 1/\sqrt{3}\, U_d = 0,577\, U_d$ die maximal verkettete Spannung (Effektivwert)

$$U_{v(1)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} U_d = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d = 0,707 \cdot U_d$$

und somit er maximal erreichbare Modulationsgrad

$$a_0 = 0,707/0,78 = 0,90.$$

Dies bedeutet, daß mit der Raumzeigermodulation die gleiche maximale verkettete Spannung wie bei der Sinus–Dreieck–Modulation mit Zusatzsignal (siehe

auch Kap. 8.4.9 ; Übermodulation–Übersteuerung und Kap. 8.4.11) erreicht werden kann.

Der Modulationsbereich von $a_0 = 0,9$ beginnend bis $a_0 = 1,0$ endend wird Übermodulation genannt und wird im folgenden Kapitel dargestellt.

8.4.11 Übermodulation – Raumzeigermodulation

Prof. Dr. A. M. Khambadkone, Nat. University of Singapore

Bei einem Modulationsgrad $a_0 > 0,90$ liegt ein Teil von der Spannungsraumzeigerortskurve außerhalb des Innenkreises des Sechsecks, welches von den sechs Spannungsraumzeiger $\vec{1}$ bis $\vec{6}$ aufgespannt wird, siehe die Abbildungen 8.39, 8.40, 8.41 und 8.42. Für diesen Teil der Spannungsraumzeigerortskurve ergibt sich bei Auswertung von Gl. (8.50), (8.51) und (8.45) für den Nullzeiger eine negative Schaltdauer. Deshalb sind diese Gleichungen nicht mehr verwendbar. Nur für denjenigen Teil der Spannungsraumzeigerortskurve, der innerhalb des Innenkreises des Sechsecks liegt, werden die genannten Gleichungen weiter verwendet (Kap. 8.4.10).

In Abb. 8.41 ist mit der gestrichelten Kreisbahn die gewünschte Kreisbahn der Soll–Raumzeiger–Spitze von $\vec{U}_1^{S*}$ gekennzeichnet. Es ist zu erkennen, daß diese Soll–Kreisbahn auch Bereiche hat, die außerhalb des Sechsecks liegen, welches von den Spannungsraumzeigern $\vec{1}$ bis $\vec{6}$ des Wechselrichters aufgespannt wird. Damit muß der gewünschte Modulationsgrad $a_0 > 0,90$ sein und somit sind die

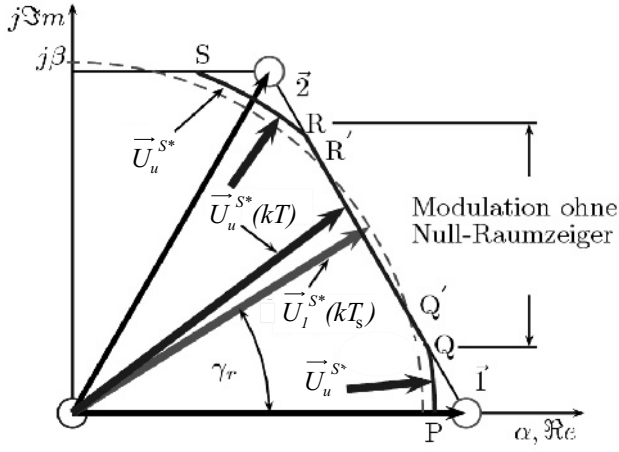


Abb. 8.41: *Übermodulationsbereich I*

Gleichungen (8.45), (8.50) und (8.51) in Kap. 8.4.10 nicht mehr uneingeschränkt anwendbar, da sich u.U. negative Stellzeiger–Schaltzeiten ergeben. Wenn nun angenommen wird, daß die Null–Raumzeiger $\vec{7}$ bzw. $\vec{8}$ nicht mehr geschaltet werden,

dann verbleiben nur noch im betreffenden Fall die Raumzeiger $\vec{1}$ und $\vec{2}$ zu nutzen, dabei bewegt sich die Spitze des resultierenden Spannungs–Raumzeigers auf dem Umfang des Sechsecks. Aus Abb. 8.41 ist weiterhin zu erkennen, daß die gestrichelte Sollbahn von $\vec{U}_1^{S*}$ aber im Bereich Q' bis R' außerhalb des Sechsecks liegt und somit bei der Realisierung des Ausschnitts Q' R' des Spannungsraumzeiger–Sechsecks ein Fehler entsteht. Dieser entstehende Fehler im Bereich Q' R' wird kompensiert durch eine Erhöhung des Sollwertes auf $\vec{U}_u^{S*}$. Die Berechnung des neuen Sollwerts wird in [602], [609] und [600] erläutert. Es entstehen die neuen Schnittpunkte Q, R und S mit dem Spannungs–Sechseck und somit die neuen Sektionen PQ und RS mit der erhöhten Soll–Raumzeiger–Amplitude von $\vec{U}_u^{S*}$. Zur Realisierung dieser beiden Kreisbahnen können für die Sektionen PQ und RS die Raumzeiger $\vec{1}$, $\vec{2}$ sowie $\vec{7}$ oder $\vec{8}$ genutzt werden.

Im Abschnitt QR der Bahnkurve werden keine Nullzeiger geschaltet. Die Schaltzeiten für Zeiger $\vec{1}$ und $\vec{2}$ werden aus der entstehenden Spannungszeitflächenbilanz berechnet. Sie ergeben sich zu:

$$t_r = T\frac{\sqrt{3}cos(\gamma_r) - sin(\gamma_r)}{\sqrt{3}cos(\gamma_r) + sin(\gamma_r)} \tag{8.52}$$

$$t_l = \frac{2sin\gamma_r}{\sqrt{3}cos(\gamma_r) + sin(\gamma_r)} \tag{8.53}$$

Bei steigendem Modulationsgrad wird der kreisförmige Teil der Spannungsbahnkurve immer kleiner, so daß bei einem bestimmten Modulationsgrad keine kreisförmige Bahn mehr zustande kommt. Bei diesem Wert des Modulationsgrads wird die Grenze zum Übermodulationbereich I erreicht. Dieser Bereich erstreckt sich bis zu einem Wert des Modulationsgrads von $a_0 = 0,952$. Bei diesem Grenzwert entsteht eine rein sechseckförmige Bahnkurve.

Um den Modulationsgrad weiter zu erhöhen, muß der Sollzeiger mit ungleichmäßigen Drehgeschwindigkeit gesteuert werden. Dies kennzeichnet den Betrieb im Übermodulationsbereich II. Dabei wird eine neue Variable, der Haltewinkel γ_{halt}, eingeführt [602]. Das Schaltschema für $a_0 > 0,952$ läßt sich in drei Bereiche teilen (Abb. 8.42):

Drehwinkel	Raumzeiger	Schaltdauer
$0 < \gamma_r < \gamma_{halt}$	$\vec{1}$	T
$\gamma_{halt} < \gamma_r < \pi/3 - \gamma_{halt}$	$\vec{1}$ und $\vec{2}$	$T = t_r + t_l$ mit (8.52), (8.53)
$\pi/3 - \gamma_{halt} < \gamma < \pi/3$	$\vec{2}$	T

Eine Methode für die Berechnung des Haltewinkels γ_{Halt} ist in [614] beschrieben.

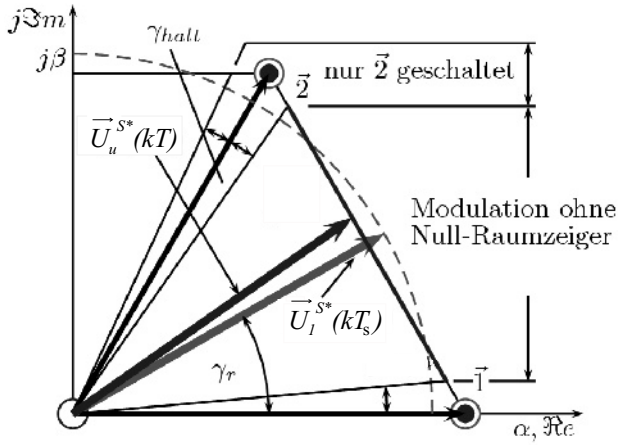


Abb. 8.42: *Übermodulationsbereich II*

Der Winkel hat den Wert

$$\gamma_{halt} = 10,5\,(1,05 - \frac{1}{a_0}) \tag{8.54}$$

Beim Modulationsgrad $a_0 = 1$, wird $\gamma_{halt} = \pi/6 = 0,52°$, welches zu Blockbetrieb (Grundfrequenztaktung) führt.
Der Modulationsbereich von $a_0 = 0,952$ bis $a_0 = 1$ ist als Übermodulation II (Abb. 8.42) bezeichnet [602].

Übermodulation – Varianten

Das zuvor beschriebene Übermodulationsverfahren als Teil der Raumzeigermodulation wird durch die Arbeiten [599], [608] und [600] erweitert. Anders als mit der Raumzeigermodulation kann eine Übermodulation auch mit der Methode der diskontinuierlichen Sinus–Dreieck–Modulation erreicht werden [500], [642]. Eine hybride Methode, welche die Vorteile der Verfahren [500] und [642] kombiniert, ist in [601] beschrieben. Die genannten Methoden werden nur für die spannungsgesteuerte Pulswechselrichter eingesetzt. Für den stromgeregelten Pulswechselrichter werden andere Verfahren verwendet. Beim Verfahren der stromgeregelten Sinus–Dreieck–Modulation [605], [529], [606], erzeugt der Stromregler einen Spannungssollwert mit nahezu sinusförmigem Verlauf. Bei einem Modulationsgrad $a_0 > 0,785$ wird die Amplitude des Sollwerts größer als der Spitzenwert der Dreieck-Spannung. In diesem Fall ist kein regelungstechnischer Eingriff in Regelkreis mehr möglich, der Regelkreis ist damit geöffnet. In [606] wird die regelungstechnische Auswirkung der Begrenzung des Sollwerts diskutiert. Wenn der Modulationsgrad $a_o > 0,785$ wird, nimmt die Verstärkung des Regelkreises ab. Der Abfall der Verstärkung ist regelungstechnisch unerwünscht und kann durch eine inverse Kennlinie kompensiert werden (siehe auch Kap. 8.4.9 und Abb. 8.38).

Bei der Übermodulation ist der Spannungssollwert nicht mehr sinusförmig. Deshalb verschlechtert sich das Spektrum der Spannung sowie dasjenige des Phasenstroms. Niederfrequente harmonische Anteile des Stroms begrenzen die Bandbreite des Stromregelers. In [604] und [607] werden zwei Methoden der Stromregelung bei Übermodulation vorgeschlagen. Eine Gruppe von Verfahren verwendet die Übermodulation nur im dynamischen Betrieb. Bei Drehstromantrieben tritt dieser Fall bei der Beschleunigung oder bei einer Erhöhung des Drehmoments im oberen Modulationsbereich auf. Der dabei gebildete Spannungsraumzeiger liegt außerhalb des Sechsecks. In [603] wird dieses Verfahren beschrieben. Hierbei wird ein Spannungssollzeiger vorgegeben, dessen Amplitude durch den Schnittpunkt des Spannungssollwerts mit einer Seite des Sechsecks gegeben ist. Andere Methoden für eine Begrenzung des Spannungssollwerts werden in [610], [613] und [611] beschrieben. In [612] wird ein Verfahren zur Stromregelung beschrieben, welches sowohl im stationären als auch bei dynamischen Betriebszuständen die Funktion und die Stabilität sicherstellt. Die unerwünschten Effekte der Harmonischen bei Übermodulation werden durch eine Kompensation erzielt, bei der ein harmonisches Modell des Antriebs und die Stromregelung, einschließlich des Wechselrichters, berücksichtigt werden. Die Ergebnisse sind sehr überzeugend.

8.4.12 PWM mit abgetastetem Sollwertsignal

In den vorherigen Kapiteln 8.4.3, 8.4.4 und 8.4.5 wurde ein sinusförmiges und in Kapitel 8.4.7 ein rechteckförmiges Sollwertsignal mit einem höherfrequenten Trägersignal verglichen und aus den Schnittpunkten (natural sampling) beider Signale die Ein- und Ausschaltzeitpunkte des steuerbaren Halbleiters des Wechselrichters bestimmt. Dieser Vergleich ist bei analoger Signalverarbeitung sehr einfach. Bei der digitalen Signalverarbeitung muß allerdings eine transzendente Gleichung gelöst werden, wenn beispielsweise das dreieckförmige Trägerfrequenzsignal und das sinusförmige Sollwertsignal verglichen werden. Um die Lösung der transzendenten Gleichung zu vermeiden, wird das niederfrequente Sollwertsignal abgetastet (regular sampled PWM). Die Abtastzeitpunkte des Sollwertsignals bei der Variante mit dem sägezahnförmigen Trägersignal sind am Ende der Rampe, d.h. beim steilen Abfall des Trägersignals (siehe Abb. 8.43, [541]). Statt der ansteigenden Rampe kann auch ein abfallendes Rampensignal verwendet werden.

Bei dreieckförmigen Trägerfrequenzsignalen gibt es zwei Varianten, der Abtastzeitpunkt ist nur bei der positiven Spitze des dreieckförmigen Trägersignals (positive peak sampled, single edge sampling, uniform sampling, symmetrically sampling Abb. 8.43b) oder sowohl bei der positiven und der negativen Spitze des Trägersignals (asymmetrical sampling, double edge sampling, Abb. 8.43c). Das abgetastete Signal wird anschließend mit dem Trägerfrequenzsignal verglichen und im Schnittzeitpunkt des Schaltbefehls für das jeweilige steuerbare Halbleiterventil ausgelöst. Aus den Abb. 8.43a und 8.43b - und mit größerer Auflösung in Abb. 8.44 - ist zu erkennen, daß die Wartezeiten zwischen den Abtastzeitpunk-

ten und dem Auslösen des Schaltbefehls (Schnittpunkt des abgetasteten Signals und des Trägersignals) minimal die Zeit 0 und maximal die Periodendauer der Frequenz f_T ist. Im statistischen Mittel ist in erster Näherung somit die mittlere Wartezeit (Erwartungswert) die halbe Periodendauer von f_T. Bei der Abtastung sowohl bei der positiven und der negativen Spitze des dreieckförmigen Trägersignals u_Δ ist der Erwartungswert die Viertel-Periode von f_T. Dies bedeutet, daß durch die Signalverarbeitung zwischen dem Sollwertsignal und dem Istsignal der Spannungen eine zeitliche Verzögerung besteht, d.h., daß zwischen beiden Raumzeigersystemen eine unerwünschte Phasendifferenz entsteht [57–59] (Abb. 8.45, gestrichelte Linien).

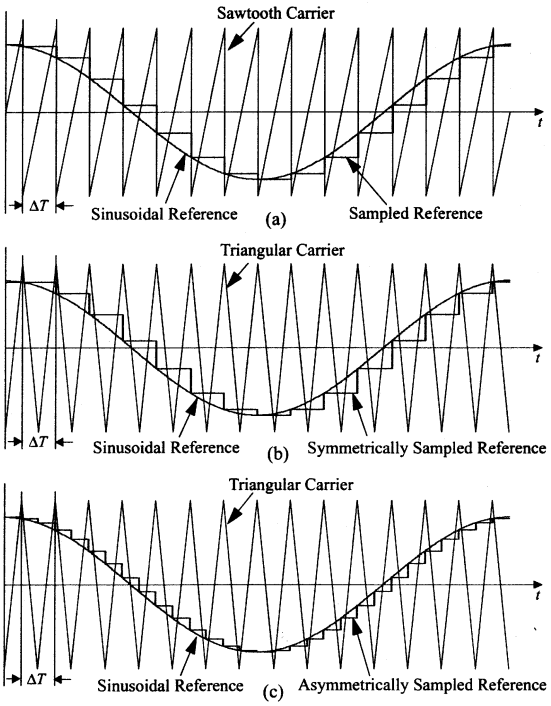
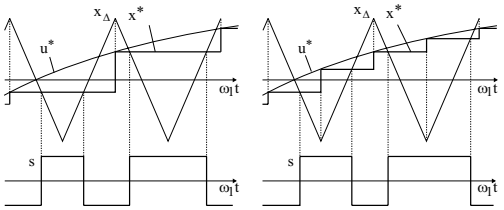


Abb. 8.43: *Prinzipielle Abtastarten [541]*

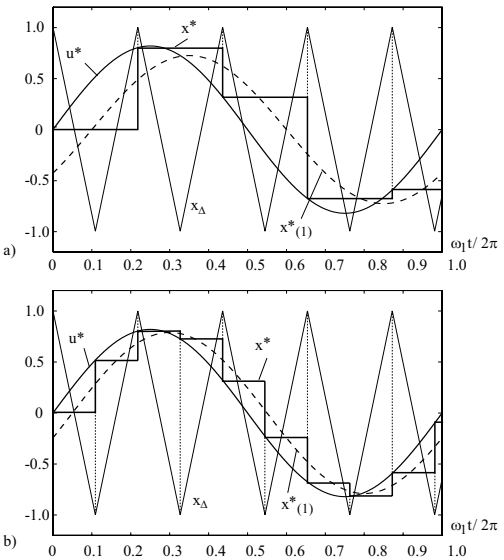
Weitere Ausführungen zu diesen Ansätzen sind in [488, 489, 532, 537, 576, 591, 592] und [541] zu finden. In [557] wird eine Kompensation dieser Verzögerung vorgeschlagen.

Aus den obigen Erläuterungen ist abzuleiten, daß die dritte Variante der Signalverarbeitung mit der Abtastung vorteilhaft ist, denn durch die Verdopplung der Abtastfrequenz f_T folgt der Istwert dem Sollwert hinsichtlich der Verzöge-



a) Single Edge Sampling *b) Double Edge Sampling*

Abb. 8.44: *Prinzip des Regular Sampling (Uniform Sampling)*



a) Single Edge Sampling *b) Double Edge Sampling*

Abb. 8.45: *Regular Sampling bei Dreieck–Sinus–Modulation*

rungszeit (Erwartungswert) dynamischer und die Harmonischen können verringert werden. Allerdings muß die Schaltfrequenz verdoppelt werden.

Wenn der Wechselrichter wie beispielsweise bei Wechselrichtern zur unterbrechungsfreien Stromversorgung oder netzseitigen Wechselrichtern bei Antrieben, d.h. bei Ausgangsspannung mit einer festen Frequenz, eingesetzt werden sollen, dann kann die zeitliche Verzögerung durch eine Verschiebung, d.h. Voreilung des Sollwertsignals kompensiert werden.

8.4.13 Direkte PWM

In [530] wird eine weitere Variante der PWM mit Abtastung des Sollwertsignals vorgeschlagen. Die grundsätzliche Idee ist, in einem Abtastintervall die gewünschte Spannungszeitfläche des Sollwertsignals zu berechnen. Ausgehend von diesem Wert kann nun analog zu den beiden Verfahren der single edge PWM und der double edge PWM mit dreieckförmigem Trägersignal die Pulsdauern der Wechselrichter-Ausgangsspannung berechnet werden. Bei der single edge PWM wird die Pulsmitte bei der halben Abtastzeit angeordnet, so daß der Puls symmetrisch zur halben Abtastzeit ist. Bei der double edge PWM werden die beiden Pulse der Ausgangsspannung, die unterschiedliche Spannungszeitflächen repräsentieren, ohne Zwischenkommentierung zusammengesetzt. Die Pulsmuster bei diesen Verfahren sind in beiden vorherig genannten Pulsmustern bei dreieckförmigem Trägersignal sehr ähnlich, die Pulsdauern ändern sich nur geringfügig aufgrund der alternativen Bestimmung mit der Spannungszeitfläche.

8.4.14 Optimierte Pulsmustererzeugung

Neben den bisher beschriebenen Pulsverfahren gibt es eine Vielzahl anderer Verfahren, die hier nicht im Detail behandelt werden sollen. Zur Erweiterung der Kenntnisse auf diesem Gebiet sei auf die Literatur verwiesen, [25, 57–59, 541]. In [25, 541] wird der Schwerpunkt der Darstellung auf die Pulsmuster-Erzeugung und die Harmonischen in Spannung und in Strömen und deren Auswirkungen z.B. auf das Drehmoment gelegt. In [57–59] liegt der Schwerpunkt mehr auf der regelungstechnischen Behandlung des Problems.

Grundsätzlich wird mit den verschiedenen Pulsverfahren versucht, bei möglichst geringer Pulsfrequenz die Oberschwingungsstrom-Amplituden und damit den Kommutierungsaufwand oder den Oberschwingungsstrom-Effektivwert und damit die thermischen Beanspruchungen in den Lastkreisen zu minimieren. Das kann erreicht werden durch eine besondere Ausbildung der Sollwert-Spannung u^* wie durch trapezförmige Verläufe [556] oder die Addition von phasengleichen Vielfachen der dreifachen Grundschwingungsfrequenz oder eine Rechteckstufenform [559]. Dies wurde in den vorherigen Kapiteln ausführlich dargestellt.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, bei gegebenem Pulsverhältnis und bestimmter Spannungsaussteuerung die Zwischenpulse nach Breite und Lage innerhalb der Grundschwingung so zu variieren, daß sich ein Minimum des Oberschwingungsstroms einstellt.

Derartige Ansätze, die in [526, 566, 973, 984, 993] ausführlich behandelt werden, führen für spezielle Anwendungsfälle — beispielsweise bei Bahnumrichtern — zu vorausberechneten Pulsmustern (Off-Line-Optimized Pulse Pattern, Flankenpulsmodulation).

Bereits in Kapitel 8.4.4 war die Flankenpulsmodulation prinzipiell dargestellt worden und in Kapitel 8.4.5.1 wurde mittels Zwischenpulsverschiebung der

Übergang von der Mittenpulsmodulation zur Flankenpulsmodulation dargestellt. Aus den Ausführungen dieser beiden Kapitel war zu entnehmen:

Mittenpulsmodulation (Abb. 8.46):

$$U_{v(1)} = (\sqrt{6}U_d/\pi)\,(1 - 2\cos\alpha)$$

$$a_0 = (1 - 2\cos\alpha)$$

Flankenpulsmodulation (Abb. 8.47):

$$U_{v(1)} = (\sqrt{6}U_d/\pi)\,(2\cos\alpha - 1)$$

$$a_0 = (2\cos\alpha - 1)$$

Wie weiterhin in den Kapiteln 8.4.4 und 8.4.8 und ausgeführt wurde, kann die Vollaussteuerung aufgrund der Wechselrichtertotzeiten nicht erreicht werden, d.h. α kann nicht $\alpha = 0°$ erreichen; es galt $2\alpha_{min} = 2\pi f_1 T_t$. Wenn beispielsweise $f_1 T_t = 0,01$ sei, dann ergeben sich als Maximalwert der

Grundschwingungsaussteuerung:	(0,78 bei $\alpha = 0°$)
Mittenpulsmodulation:	$0{,}78 \cdot 0{,}937$
Flankenpulsmodulation:	$0{,}78 \cdot 0{,}996$
Bei den Randbedingungen:	$T_{min} \cdot f_1 = 0{,}01$, d.h. $f_1 = 50Hz$
	$T_{min} = 200\,\mu s$
Mittenpulsmodulation:	$0{,}78 \cdot 0{,}9937$
Flankenpulsmodulation:	$0{,}78 \cdot 0{,}9996$
Bei den Randbedingungen:	$T_{min} \cdot f_1 = 0{,}001$, d.h. $f_1 = 50Hz$
	$T_{min} = 20\,\mu s$ bei derzeitigen IGBT-Wechselschaltern

Der in der Mitte eingefügte negative Spannungspuls hat somit einen wesentlich größeren Einfluß auf die Grundschwingungsamplitude als der an den Nulldurchgängen eingefügte negative Spannungspuls.

Ausgehend von diesen Überlegungen kann eine optimierte Pulsmustererzeugung wie Fünffach-, Siebenfach-Taktung etc. erarbeitet werden. Zu beachten ist, daß n_T nun nicht mehr unbedingt durch 3 teilbar sein muß, n_T sollte aber generell ungerade sein und die Nulldurchgänge synchronisiert.

Die obigen Überlegungen zur optimierten Pulsweitenmodulation sollen nun um eine generelle Gegenüberstellung der Mittenpuls- und der Flankenpulsmodulation erweitert werden. Diese Überlegungen sind insbesondere bei Hochleistungsantrieben, bei denen Leistungshalbleiter mit nur geringen Schaltfrequenzen zur Verfügung stehen, wesentlich. Jede steuerungstechnische Möglichkeit zur Verbes-

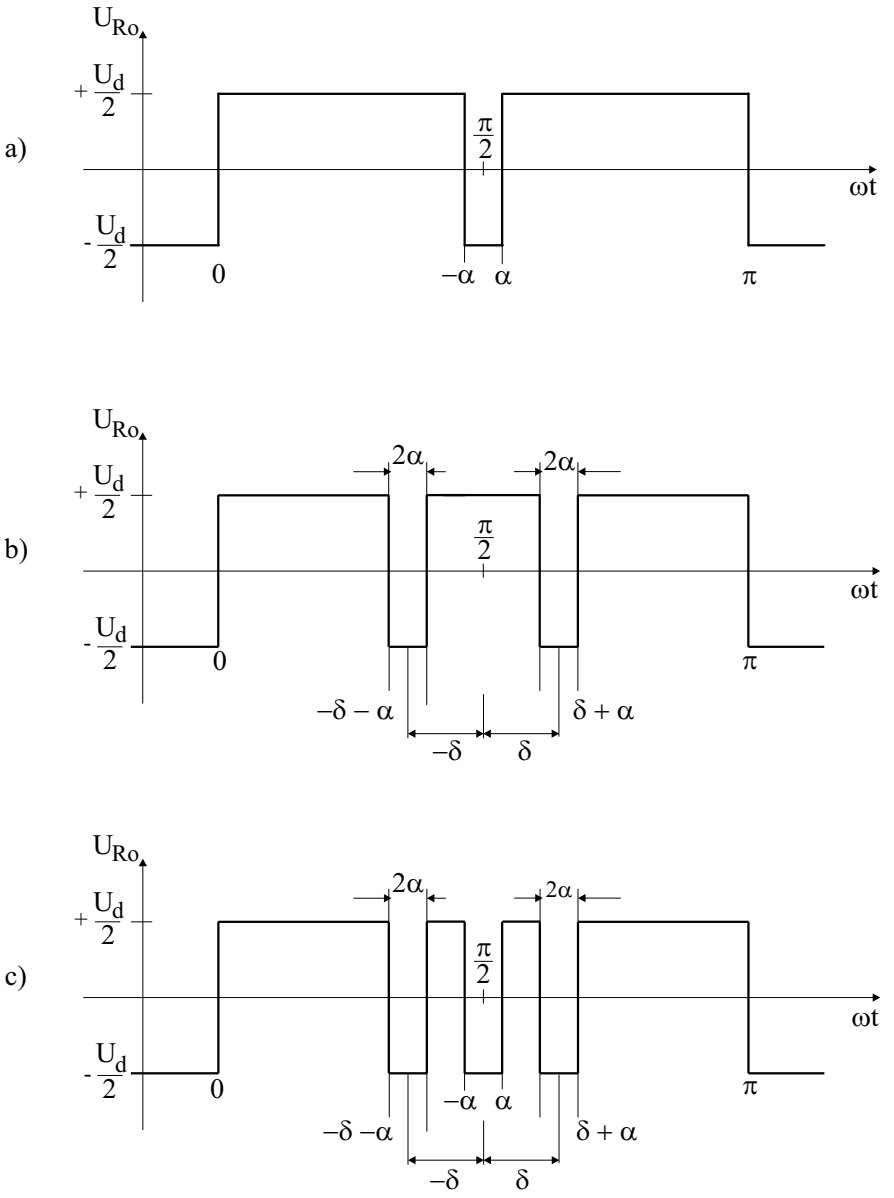


Abb. 8.46: *Zeitverlauf der Wechselrichter–Phasenspannung u_{R0} bei Mittenpulsmodulation: a) Dreifachtaktung, b) Fünffachtaktung, c) Siebenfachtaktung*

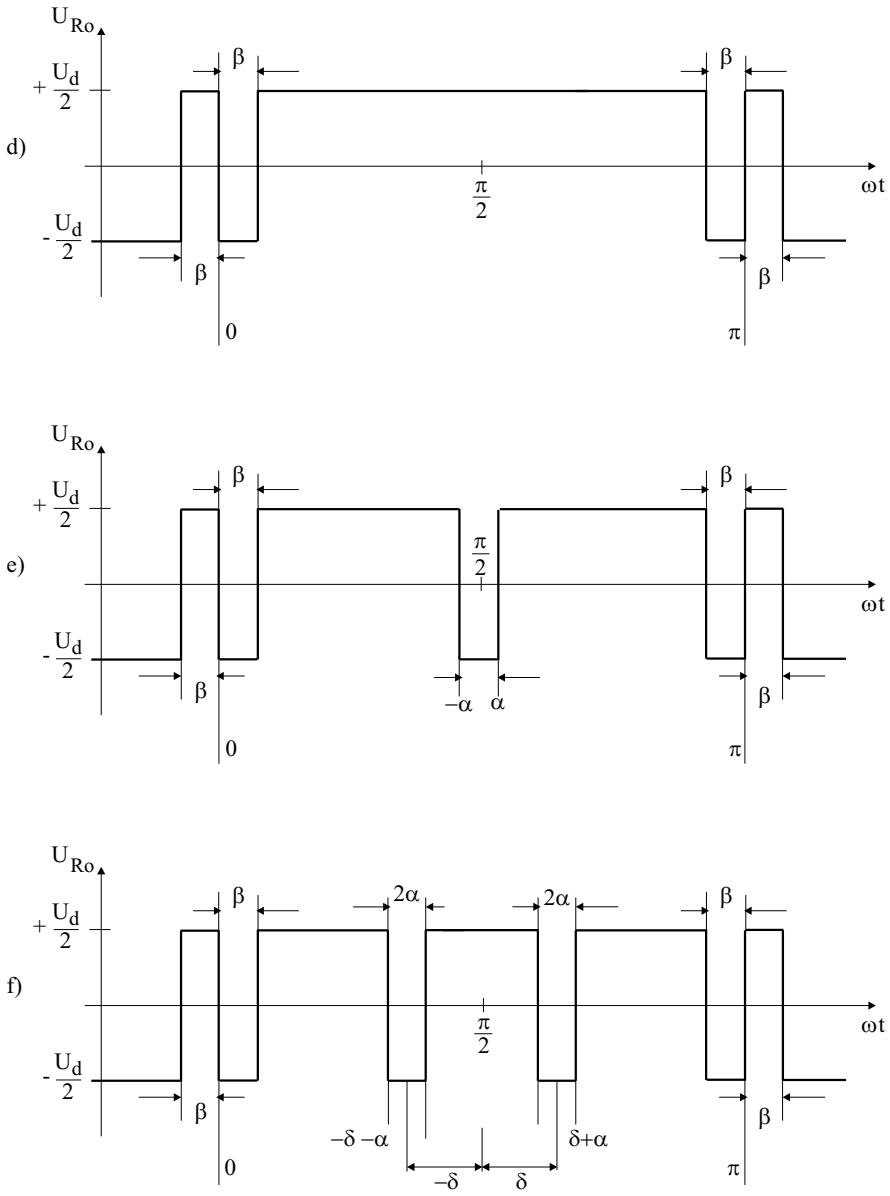


Abb. 8.47: *Zeitverlauf der Wechselrichter–Phasenspannung u_{R0} bei Flankenpulsmodulation: d) Dreifachtaktung, e) Fünffachtaktung, f) Siebenfachtaktung*

serung des Gesamtverhaltens des Antriebssystems — somit auch die Verringerung der Harmonischen in den Spannungen und in den Strömen des Stellglieds und damit die Verringerung der Momentpulsationen — ist vorteilhafter als schaltungstechnische Aufwendungen. In die gleiche Richtung geht auch die Nutzung des Übersteuerungsverhaltens des Stellglieds.

Wenn nun die Pulsweitenmodulation als Ausgangspunkt der weiteren Betrachtung gewählt wird, dann ist die nur niedrige Schaltfrequenz der Ventile ein erstes Kriterium. Aufgrund dieses Kriteriums ist es üblich und günstig, die Taktung bei hohen Ausgangsfrequenzen mit der Grundfrequenz zu synchronisieren. Bei dieser Vorgehensweise ergeben sich symmetrisch zu $\pi/2$ und spiegelsymmetrisch zu π und für alle drei Stränge übereinstimmend gleiche Pulsmuster. Bei diesen symmetrischen Pulsmustern muß zwischen der Mittenpuls- und der Flankenpulsmodulation unterschieden werden. Die Mittenpulsmodulation (Centre Pulse Modulation) wurde bereits ausführlich in Kap. 8.4.4 bis 8.4.8 behandelt. Das wesentliche Kennzeichen dieser Mittenpulsmodulation ist, daß jeweils symmetrisch zu $\pi/2$ bei Zweipunkt–Wechselrichtern die gegensätzliche Spannungspolarität eingeschaltet wird. Die Abb. 8.46 zeigt die Zeitverläufe der Wechselrichterspannung u_{R0} bei a) Dreifachtaktung, b) Fünffachtaktung und c) Siebenfachtaktung.

Die entsprechenden Bilder der Flankenpulsmodulation [948, 981] zeigt Abb. 8.47 (Fall d, e, f).

Die Grundschwingungsamplituden der Phasenspannungen bei der Mittenpulsmodulation sind für:

$$\textit{a) Dreifachtaktung:} \quad \hat{U}_{R0(1)} = \frac{2\,U_d}{\pi} \cdot (1 - 2\sin\alpha) \tag{8.55}$$

$$\textit{b) Fünffachtaktung:} \quad \hat{U}_{R0(1)} = \frac{2\,U_d}{\pi} \cdot (1 - 4\sin\alpha \cdot \cos\delta) \tag{8.56}$$

$$\textit{c) Siebenfachtaktung:} \quad \hat{U}_{R0(1)} = \frac{2\,U_d}{\pi} \cdot [1 + 4\sin\delta \cdot \sin\alpha - 2\cos\alpha] \tag{8.57}$$

Bei der Flankenpulsmodulation gilt entsprechend:

$$\textit{d) Dreifachtaktung:} \quad \hat{U}_{R0(1)} = \frac{2\,U_d}{\pi} \cdot (2\cos\beta - 1) \tag{8.58}$$

$$\textit{e) Fünffachtaktung:} \quad \hat{U}_{R0(1)} = \frac{2\,U_d}{\pi} \cdot (2\cos\beta - 2\sin\alpha - 1) \tag{8.59}$$

$$\textit{f) Siebenfachtaktung:} \quad \hat{U}_{R0(1)} = \frac{2\,U_d}{\pi} \cdot (2\cos\beta - 4\sin\alpha\cos\delta - 1) \tag{8.60}$$

In Abb. 8.48, 8.49 und 8.50 sind aus [937] für einen angenommenen Auslegungsfall die Drehmoment–Oberschwingungen $\hat{m}_{d\nu}$ (normiert auf das Kippmoment) als Funktion der Aussteuerung

$$a_0 = \frac{\hat{U}_{R0(1)}}{2U_d/\pi}$$

dargestellt. In diesem Fall wurde ein typisches Kipp– zu Nennmoment–Verhältnis von 2,5 und der Arbeitspunkt Nennmoment angenommen.

Es stellt sich heraus, daß die Flankenpulsmodulation in den jeweiligen Arbeitspunkten hoher Aussteuerung (ab $a_0 \approx 0,8$) tendenziell günstiger ist als die Mittenpulsmodulation; allerdings ist die Flankenpulsmodulation nicht generell zu realisieren. In [937] wird weiter ausgeführt, daß mit der direkten Selbstregelung [650] und ihren Abwandlungen wie der Vorgabe des Statorflusses als Achtzehneck [1000] statt eines Sechsecks [985] oder der *Bahnlängenregelung* [998], d.h. konstanter Bahngeschwindigkeit des Statorflusses, eine deutliche Verringerung der Momentenoberschwingungen bei hohen Aussteuerungsgraden erreichbar ist. Bei niedrigen Aussteuerungsgraden wird die indirekte Statorgrößenregelung verwendet [945, 952]. Diese zusammenfassende Darstellung zeigt, daß unter den besonderen Randbedingungen bei Antrieben hoher Leistung und Ventilen niedriger Schaltfrequenz gewisse Abwandlungen gegenüber den Verfahren mit hohen Schaltfrequenzen erforderlich sind.

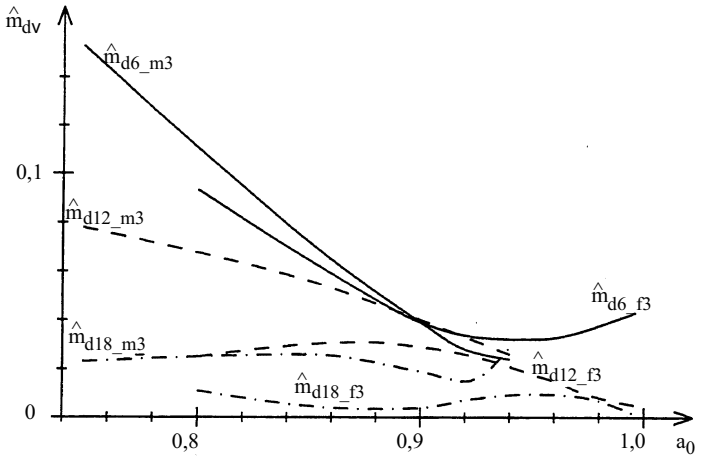


Abb. 8.48: *Amplituden der 6., 12. und 18. Drehmoment–Oberschwingung bei Mittenpulsmodulation (m3) bzw. Flankenpulsmodulation (f3) und Dreifachtaktung* ($\sigma = 0,1$; $T_t = 200\,\mu s$; $\alpha_{m3} = 7,18° ... 1,72°$; $\beta_{f3} = 25,8° ... 3,6°$)

Bei der Wahl der Trägerfrequenz und des Modulationsverfahrens werden somit die Kriterien Strom-Oberschwingungen und erreichbare Aussteuergrenzen beachtet. Die Abb. 8.51 zeigt für die normierte Drehzahl n und das normierte Drehmoment m_d die Pulsmuster, die Ströme und die Grundschwingungsströme. Auf die dynamischen Auswirkungen bei der Umschaltung der Pulsmuster in Abb. 8.51 sei hingewiesen. Ein erster Ansatz, um diese unerwünschten dynamischen Effekte zu vermeiden, wird beispielsweise in [583] vorgestellt. Vorteilhafter sind in diesem Fall die direkten und die prädiktiven Pulsmustererzeugungen.

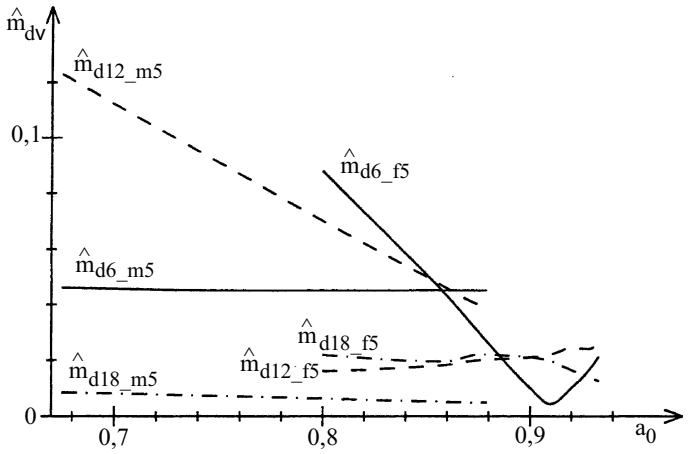


Abb. 8.49: *Amplituden der 6., 12. und 18. Drehmoment–Oberschwingung bei Mittenpulsmodulation (m5) bzw. Flankenpulsmodulation (f 5) und Fünffachtaktung* ($\sigma = 0,1$; $T_t = 200\,\mu s$; $\alpha_{m5} = 4,9° ... 1,8°$; $\alpha_{f5} = 4,0° ... 1,5°$)

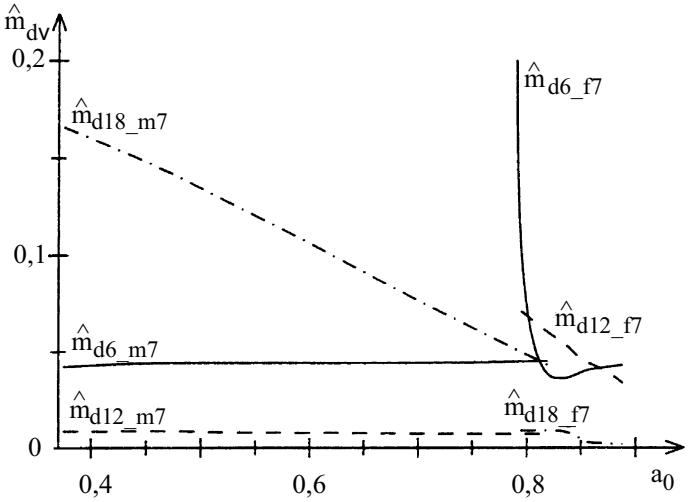


Abb. 8.50: *Amplituden der 6., 12. und 18. Drehmoment–Oberschwingung bei Mittenpulsmodulation (m7) bzw. Flankenpulsmodulation (f 7) und Siebenfachtaktung* ($\sigma = 0,1$; $T_t = 200\,\mu s$; $\alpha_{m7} = 6,12° ... 1,66°$; $\alpha_{f7} = 3,0° ... 1,6°$)

Weitere Verfahren sind die Track Length Control (TLC) [585, 595], bzw. das Optimal Flux Tracking (OFT) [472, 507, 594]. Wesentlich weniger aufwendiger als die letzteren Verfahren hinsichtlich des Pulsmusterwechsels sind die direkten und prädiktiven Pulsmustererzeugungen.

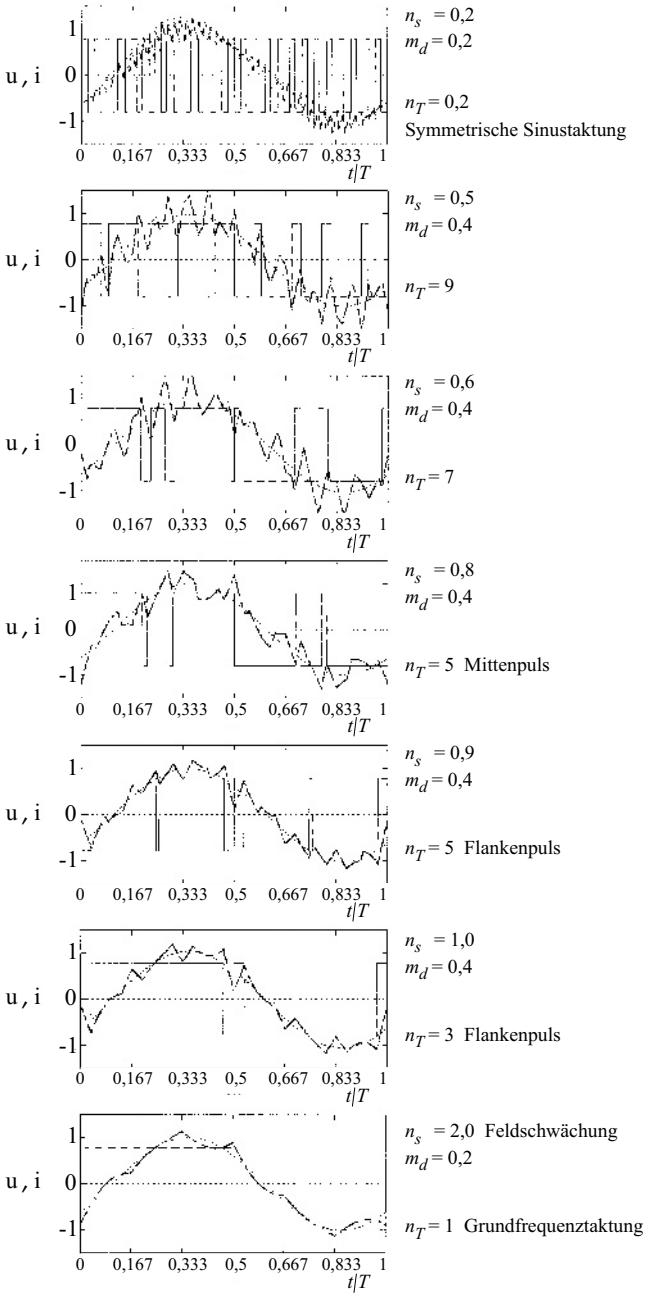


Abb. 8.51: *Beispielhafte Wahl der Pulsverfahren über normierte Drehzahl n, normiertes Drehmoment m_d und n_T*

Nachteilig bei der selektiven Eliminierung der unerwünschten Harmonischen ist, daß die verbleibenden Harmonischen im allgemeinen zwar eine höhere Frequenz, aber auch eine höhere Amplitude als bei den „normalen“ in den Kap. 8.4.3 bis 8.4.8 dargestellte Pulsweiten–Modulationsverfahren haben. Verfeinerte Verfahren der Pulsmustererzeugung verfolgt stattdessen das Ziel, ein Gütekriterium zu optimieren. Als Gütekriterium kann beispielsweise der Effektivwert des harmonischen Verzerrungsstroms als Funktion der Schaltwinkel und die Schaltverluste dienen; dies ist ein nichtlineares Optimierungskriterium. In die gleiche Richtung zielen die vorgeschlagenen Ansätze der individuellen Gewichtung von Harmonischen [596] oder der Verlustminimierung [587, 597] oder die minimalen Drehmomentwelligkeit [598]. Ganz andere Ansätze sind die Verfahren der direkten oder sogar der prädiktiven Pulsmuster–Erzeugung (*On-Line Optimized Pulse Pattern*). Beispiele dieser Verfahren werden ausführlich in [25] und [57–59] dargestellt.

Typische weiterführende Literatur ist beispielsweise für die direkte Pulsmuster–Erzeugung [469, 570], für die prädiktive Stromregelung von U–Umrichtern [129, 130, 533–535, 561, 563] und für die direkte Selbstregelung [476,478,501,502,521,582,630,650,929,937,950–952,967,998,1000]. Da bei den besonders vorteilhaften prädiktiven Pulsmuster-Verfahren beim U–Wechselrichter die optimale Stromregelung und beim I–Wechselrichter die optimale Spannungs- und Stromregelung die Ziele sind, somit der regelungstechnische Aspekt die Grundlage der Überlegungen ist, sollen diese Verfahren nur kurz dargestellt werden [57–59].

Grundsätzlich wird beim U-Wechselrichter der Stromraumzeiger als Sollwert (I_{1A}^* und I_{1B}^* in der Regelung, $I_{1\alpha}^*$ und $I_{1\beta}^*$ für die Wechselrichter–Pulsmuster-Erzeugung) vorgegeben. Da die Regelung den Hystereseansatz im Raumzeigerbereich nützt, bilden sich die drei Hysteresebänder für die drei Wechselrichterphasen als Hexagon bzw. angenähert als Kreis im Raumzeigerbereich ab. Der Mittelpunkt des Hexagons bzw. des Kreises fällt mit der Spitze des Soll–Raumzeigers zusammen. Die zulässige Differenz zwischen dem Ist-Raumzeiger und dem Soll–Raumzeiger wird durch das Hexagon bzw. dem Kreis repräsentiert.

Der Grundgedanke der prädiktiven Pulsmustererzeugung ist, daß beispielsweise bei Drehfeldantrieben zwischen den Klemmenspannungen und den Hauptspannungen im wesentlichen die statorseitigen Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$ angeordnet sind (Vernachlässigung der Statorwiderstände, können aber berücksichtigt werden). An diesen Streuinduktivitäten fallen die Differenzspannungen zwischen den Klemmenspannungen und den Hauptspannungen ab. Im Raumzeigerbereich bedeutet dies, daß entsprechen Abb. 8.39 nur die sieben Raumzeiger als „Klemmenspannung“ zur Verfügung stehen, wobei einer der Raumzeiger im bestehenden Schaltzustand bereits genützt wird. Wenn nun die sechs verbleibenden, zu diesem Zeitpunkt nicht genützten Raumzeiger des Wechselrichters mit den Hauptspannungs-Raumzeiger verglichen werden (Differenzbildungen), dann ergeben sich sechs Differenz–Raumzeiger $\Delta\vec{U}_i$, i = 1-6. Entsprechend Gleichung

$$\Delta\vec{U}_i \;=\; L_{\sigma 1} \cdot \frac{d\vec{I}_i}{dt}$$

repräsentieren die Spannungs- Differenzraumzeiger $\Delta\vec{U}_i$ aber gleichzeitig die Amplituden und Orientierungen der Stromraumzeiger–Istwert–Änderungen $d\vec{I}_i/dt$ in den nächsten Schaltzuständen. Unter der Annahme, der Istraumzeiger des Stroms berühre das Hexagon bzw. den Kreis und damit eines der Hysteresebänder, die Differenzbildung habe im vorherigen Abtastzeitpunkt statt gefunden, dann zeigt sich, daß nur sehr wenige der Differenz-Raumzeiger den Stromistwert–Raumzeiger in den Hysteresebereich zurückführen werden, und es zeigt sich weiterhin, daß — bei beispielsweise einer Optimierung auf geringe Schaltfrequenzen — nur ein Differenz-Raumzeiger besonders geeignet ist. Um nun ein Überschreiten des Hysteresebereichs zu vermeiden, erfolgen die Differenzbildungen mit der im regelungstechnischen Bereich vorgegebenen Abtastfrequenz, das Hysteresehexagon bzw. der Hysteresekreis wird prädiktiv in Bereiche mit den Informationen des besten, nächsten Schaltzustandes pro Sektion belegt, so daß bei der Berührung sofort der bestmögliche Schaltzustand vorgegeben werden kann.

Wesentlich bei dieser Strategie der Stromregelung ist eine Identität des Raumzeiger–Stromsollwerts und im statistischen Mittel des Raumzeiger–Stromistwerts. Dies ist bei allem bisher behandelten PWM–Verfahren zur Spannungsrealisierung nicht erreichbar. Die Situation wird noch ungünstiger bei einer herkömmlichen Stromregler–Auslegung, beispielsweise nach dem Betragsoptimum. Damit ist die Entkopplung des Fluß- und des Momenten–Regelkreises bei der feldorientierten Regelung nicht mehr gegeben.

Bei dynamischen Vorgängen wird stattdessen der in der Amplitude größte und in der Orientierung beste Differenz–Raumzeiger genutzt, der den Istwert schnellstmöglich zum Soll-Stromraumzeiger führt. Bei den bisherigen Überlegungen wurden symmetrische Hysteresebänder für die Ströme I_{1A} und I_{1B} angenommen. Bei der feldorientierten Regelung kann aber die flußbildende Spannungskomponente eine größere Hysterese–Bandbreite als die momentbildende Spannungskomponente aufgrund der unterschiedlichen Zeitkonstanten haben. Weitere Optimierungskriterien bei der Wahl des nächsten „optimalen“ Schaltzustandes können die Zahl der notwendigen Ein- und Ausschaltvorgänge — Verlustminimierung der Schaltzustände — etc. sein. Tiefergehende Informationen sind in [57–59] zu erhalten. Weitere Fragestellungen bei der Pulsmuster–Erzeugung ergeben sind, wenn die bisher angenommenen Idealisierungen aufgeben werden.

Eine erste Idealisierung war, daß beispielsweise beliebig kurze Ein- oder Ausschaltperioden der Halbleiter ralisiert werden können. Eine zweite Idealisierung ist, daß bisher immer ein kontinuierlicher, d.h. kein lückender Laststrom angenommen wurde. Eine weitere Idealisierung ist die Vernachlässigung von Variationen der Zwischenkreisspannung. Ein weiteres Gebiet sind die Fragen zur dynamischen Umschaltung von Pulsmustern, das bereits angesprochen wurde, und damit das Gebiet des dynamischen Verhaltens des Systems aus regelungstechnischer Sicht. Weiterführende Literatur auf diesem Gebiet ist [504, 514, 525, 684] sowie [25].

8.4.15 Wechselrichter–Spannungsfehler

[1)] Die beschriebenen Spannungs- und Stromverläufe mit ihren Mittelwerten pro Pulsperiode bzw. Grund- und Oberschwingungen stellen sich so nur ein, wenn die Ventile ideal sind und exakt zu den angegebenen Schaltzeitpunkten schalten. Abweichungen treten auf durch

- Durchlaßspannungen der Ventile,
- Schaltzeitfehler der Ventile,
- Notwendige Verriegelungs- oder Sicherheitszeiten.

1. Einfluß der Durchlaßspannungen der Ventile

Abbildung 8.52 zeigt ein Ersatzschaltbild eines WR–Zweigpaars. Die Spannungsabfälle an Transistor und Diode werden durch

$$U_T = U_{T0} + r_T \cdot I_T \tag{8.61}$$

$$U_D = U_{D0} + r_D \cdot I_D \tag{8.62}$$

beschrieben, mit

$U_{T0/D0}$: (stromunabhängige) Schleusenspannung an Transistor/Diode,

$r_{T/D}$: differentieller Bahnwiderstand von Transistor/Diode,

$I_{T/D}$: Strom durch Transistor/Diode.

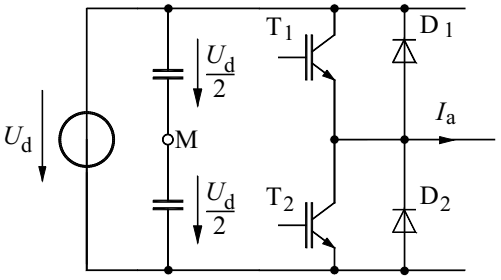


Abb. 8.52: *Ersatzschaltbild eines Wechselrichter–Zweigpaars*

[1)] Auszug aus [59]: Schröder, D., „Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen.“, Springer–Verlag, Berlin 2007, 3. Auflage

Tabelle 8.2: *Wechselrichter–Ausgangsspannung des Zweigpaars in Abhängigkeit von Stromvorzeichen und Wert der Schaltfunktion, für Strang a*

	$S_a = 1$	$S_a = 0$
$I_{1a} > 0$	$U_{aM} = U_d/2 - U_{T0} - r_T I_{1a}$	$U_{aM} = -U_d/2 - U_{D0} - r_D I_{1a}$
$I_{1a} < 0$	$U_{aM} = U_d/2 + U_{D0} - r_D I_{1a}$	$U_{aM} = -U_d/2 + U_{T0} - r_T I_{1a}$

Da bei IGBT–Modulen Transistoren und Dioden häufig ähnliche Schleusenspannungen und differentielle Widerstände aufweisen, können die Gleichungen zu

$$U_{aM} = U_{aMi} - U_{TD} \cdot \operatorname{sign}(I_{1a}) - r_{TD} \cdot I1_a \tag{8.63}$$

vereinfacht werden mit

$$U_{TD} = \frac{1}{2} \cdot (U_{T0} + U_{D0}) \approx U_{T0} \approx U_{D0} \tag{8.64}$$

$$r_{TD} = \frac{1}{2} \cdot (r_T + r_D) \approx r_T \approx r_D \tag{8.65}$$

sowie U_{aMi}: ideelle Ausgangsspannung des Wechselrichter–Zweigpaars ($= U_d(2 \cdot S_a - 1)/2$).

2. Schaltzeitfehler der Ventile

Durch Laufzeiten in den Ansteuerkreisen und den Schaltverzug der Leistungshalbleiter verschieben sich die wirklichen Schaltzeitpunkte um bestimmte Werte $\Delta T_{E,A}$ (im Mikrosekundenbereich). Sie werden für die folgende Betrachtung mit der Verriegelungs- oder Sicherheitszeit zusammengefaßt.

3. Verriegelungs- oder Sicherheitszeit

In WR–Zweigpaaren muß zwischen dem Ausschalten des einen Leistungshalbleiter und dem Einschalten des anderen Leistungshalbleiters eine — kleine — Sicherheitszeit T_{si} eingehalten werden, damit es nicht wegen der endlichen Ausschaltgeschwindigkeit zu einem Kurzschluß beider Leistungshalbleiter und damit zu einem Kreisstrom kommt, der die Verluste beider Leistungshalbleiter erhöht. Diese Sicherheitszeit kann zwischen 1 μs bei 600 V–IGBTs, 10 μs bei 6500 V–IGBTs und 50...70 μs bei GTO–Thyristoren (bedingt durch Umladungen der Schutzbeschaltungen) liegen. T_{si} beinhaltet im Folgenden die Schaltverzugszeiten $\Delta T_{E,A}$ und wird für beide Schaltrichtungen vereinfacht gleich angenommen.

Je nach Ausgangsstromrichtung kommt es dabei zu einem Fehler ΔU_a des Mittelwerts der Ausgangsspannung pro Pulsperiode, wie Abb. 8.53 verdeutlicht.

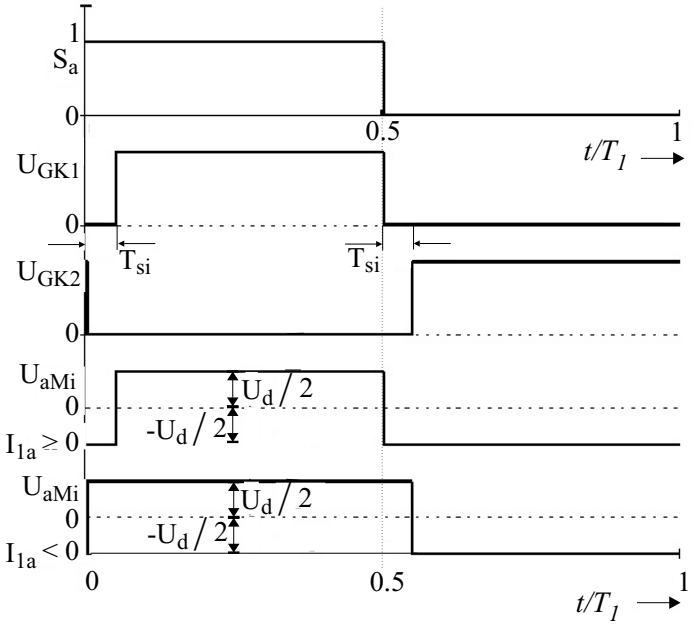


Abb. 8.53: *Schaltfunktion S_a, Gatespannungen U_{GK} von IGBT 1 und IGBT 2 unter Berücksichtigung der Sicherheitszeiten T_{si} und Zweigpaar–Ausgangsspannung U_{aM} bei positivem ($I_{1a} > 0$) und negativem ($I_{1a} < 0$) Wechselrichter–Ausgangsstrom*

Von oben nach unten sind die Schaltfunktion S_a und die Gatespannungen U_{GK} von IGBT 1 und 2 unter Berücksichtigung der Sicherheitszeiten T_{si} dargestellt. Man erkennt deutlich, wie jeweils das Einschalten um T_{si} verzögert wird. Darunter ist die Zweigpaar–Ausgangsspannung bei positivem Ausgangsstrom dargestellt: Bei T_{si} erfolgt das verzögerte Einschalten von T_1, während das Abschalten und die Kommutation auf D_2 unverzögert erfolgt. Bei negativem Ausgangsstrom (unterste Zeile) ist es gerade umgekehrt.

Man erkennt, daß durch die Einfügung der Sicherheitszeiten ein Spannungsmittelwertfehler von

$$\Delta U_a \;=\; T_{si} \cdot F_T \cdot U_d \cdot \mathrm{sign}\,(I_{1a}) \tag{8.66}$$

entsteht. Dieser muß bei PWM — wenn nötig — geeignet ausgeglichen werden, wobei die Schwierigkeit in der sicheren Erkennung des Stromvorzeichenwechsels — auch bei Oberschwingungen — liegt.

8.5 Mehrpunkt–Wechselrichter

8.5.1 Dreipunkt–Wechselrichter, prinzipielle Funktion

In Kapiel 8.2 wurde die prinzipielle Funktion des Zweipunkt-Wechselrichters abgehandelt. Weiterhin wurden in Kapitel 8.4 die verschiedenen Verfahren der Puls-Weiten-Modulation ausführlich dargestellt. Ein Ergebnis war, daß es wünschenswert ist, eine möglichst hohe Schaltfrequenz zu nützen, um die Harmonischen in der Wechselrichter–Ausgangsspannung und somit im Laststrom in einen höheren Frequenzbereich zu verschieben und damit die Laststrom-Harmonischen zu verringern. Das Erzielen einer hohen Schaltfrequenz führt aber zu entsprechenden Schaltverlusten [60, 61], so daß — bei einer gegebenen Grenze der abführbaren thermischen Verluste — es zu einer entsprechenden Beeinflussung der zulässigen Durchlaßverluste kommt. Damit ist die Wahl der zulässigen Schaltfrequenz ein Kompromiß zwischen den Schalt- und den Durchlaßverlusten. Dieser Kompromiß führt insbesondere bei Hochleistungskomponenten zu einer sehr deutlichen Begrenzung der zulässigen Schaltfrequenz und wie in Abb. 8.34 bzw. Abb. 8.35 dargestellt, zu sehr oberschwingungsbehafteten Lastströmen und hohen Laststromspitzen, die der abschaltbare Leistungshalbleiter auch sicher abschalten muß. Diese Konfliktsituation „Schaltfrequenz, abführbare Verluste, Durchlaßverluste, Harmonische in der Wechselrichterspannung und im Laststrom“ ist beim Zweipunkt–Wechselrichter mit den $2^3 = 8$ Schaltzuständen nicht grundlegend zu verbessern. Abhilfe ist nur durch Wechselrichterschaltungen zu erreichen, die ausser den Schaltzuständen $+U_d/2$ und $-U_d/2$ wie beim Zweipunkt–Wechselrichter zusätzliche Spannungsebenen am Wechselrichterausgang bereitstellen und somit eine feinere Verstellung der Ausgangsspannung ermöglichen. Eine erste Weiterentwicklung des Zweipunkt–Wechselrichters ist der Dreipunkt–Wechselrichter (Abb. 8.54), im Englischen *Neutral–Point–Clamped Inverter* (NPC) oder auch diode-clamped-inverter genannt [860]. Prinzipiell sind beim Dreipunkt–Wechselrichter zusätzlich zu den Schaltern mit den antiparallelen Dioden an der positiven und negativen Anschlußschiene noch jeweils die gleiche Kombination in Serie und jeweils zwei Dioden (D_P, D_N) pro Arm zwischengeschaltet. Der wesentliche Unterschied zum Zweipunkt–Wechselrichter, der sich aus dieser zusätzlichen Kombination von aktiven Schaltern und Dioden ergibt, kann aus Tabelle 8.3 abgeleitet werden.

Aus der Aufstellung in Tabelle 8.3 ist zu ersehen, daß bei eingeschaltetem S_{11} und S_{12} sowie ausgeschaltetem S_{13} und S_{14} die positive Spannungsschiene P zum Anschluß R durchgeschaltet ist, einem Schaltungszustand wie bei einem Zweipunkt–Wechselrichter. Entsprechend gilt bei ausgeschaltetem S_{11} und S_{12} sowie eingeschaltetem S_{13} und S_{14}, daß die negative Spannungsschiene N durchgeschaltet ist.

Ein besonderer Zustand gegenüber dem Zweipunkt–Wechselrichter tritt ein,wenn S_{12} und S_{13} eingeschaltet, aber S_{11} und S_{14} ausgeschaltet sind. In diesem Schaltzustand ist der Potentialpunkt 0 mit R für beide Spannungs- und Strom-

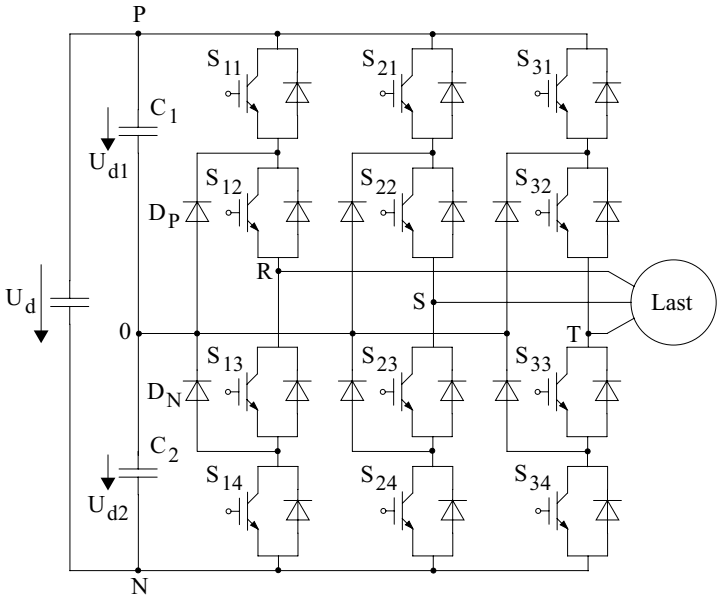


Abb. 8.54: *Dreipunkt–Wechselrichter*

Tabelle 8.3: *Schaltzustände der Schalter* S_{11} *bis* S_{14} *des Dreipunkt–Wechselrichters*

S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	Arm R
ein	ein	aus	aus	P
aus	ein	ein	aus	0
aus	aus	ein	ein	N

richtungen der Last durchgeschaltet. Der Unterschied gegenüber dem Zweipunkt–Wechselrichter besteht darin, daß in diesem Schaltzustand *nur* der Anschlußpunkt R mit dem Potentialpunkt 0 verbunden ist, d.h. die Anschlußpunkte S und T können freizügig entsprechend Tabelle 8.3 geschaltet sein. Beim Zweipunkt–Wechselrichter nach Abb. 8.1 könnten entweder gleichzeitig nur alle Schalter zu der positiven Spannungsschiene oder gleichzeitig nur alle Schalter zu der negativen Spannungsschiene geschaltet werden. Beide Schaltvarianten führen beim Zweipunkt–Wechselrichter zum Kurzschluß der dreiphasigen Last und damit zum *Null–Raumzeiger*.

Prinzipiell kann die Folge der Schaltzustände des Dreipunkt–Wechselrichters nach Tabelle 8.3 noch wie folgt erweitert werden (Abb. 8.55) [649]:

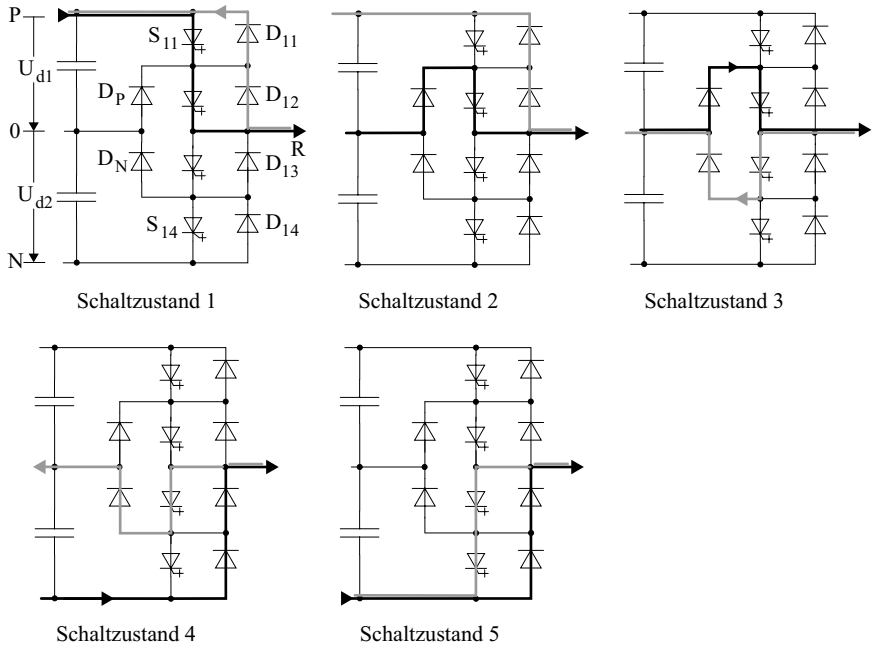


Abb. 8.55: *Schaltzustände des Dreipunkt–Wechselrichters*

Schaltzustand 1:

S_{11} und S_{12} eingeschaltet; S_{13} und S_{14} ausgeschaltet: Positiver Laststrom von P über S_{11} und S_{12} nach R; negativer Laststrom über die antiparallelen Dioden D_{11} und D_{12}; R ist in beiden Fällen zu P durchgeschaltet.

Schaltzustand 2:

S_{11}, S_{13} und S_{14} ausgeschaltet; S_{12} eingeschaltet: Positiver Laststrom von 0 über D_P, S_{12} nach R, der Anschluß R ist zu 0 durchgeschaltet; negativer Laststrom von R über D_{11} und D_{12} nach P; der Anschluß R ist mit P verbunden.

Schaltzustand 3:

S_{12} und S_{13} eingeschaltet; S_{11} und S_{14} ausgeschaltet: Positiver Laststrom von 0 über D_P, S_{12} nach R; negativer Laststrom von R über S_{13} und D_N nach 0; in beiden Fällen ist der Anschluß R mit 0 verbunden.

Schaltzustand 4:

S_{11}, S_{12} und S_{14} ausgeschaltet; S_{13} eingeschaltet: Positiver Laststrom von N über D_{14}, D_{13} nach R, der Anschluß R ist zu N durchgeschaltet; negativer Laststrom von R über S_{13} und D_N nach 0, der Anschluß R ist mit 0 verbunden.

Schaltzustand 5:

S_{11} und S_{12} ausgeschaltet; S_{13} und S_{14} eingeschaltet: Positiver Laststrom von N über D_{14} und D_{13} nach R; negativer Laststrom von R über S_{13} und S_{14} nach N; der Anschluß R ist in beiden Fällen mit N verbunden.

Es werden somit die Zustände 2 und 4 als zusätzliche Schaltmodi eingeführt. Diese beiden zusätzlichen Schaltmodi können beispielsweise genutzt werden, um die Spannungen U_{d1} und U_{d2} betragsmäßig auf gleiche Werte zu regeln. Auf diesen Betriebszustand soll in Kap. 8.5.2 noch einmal eingegangen werden [634,640,641, 645,646,649,654].

Tabelle 8.4: *Raumzeiger des Dreipunkt–Wechselrichters*

Gruppe	Raumzeiger, Schaltzustand				Raumzeiger–Komponenten
	n	Modus	n	Modus	
a	1 3 5	(PNN) (NPN) (NNP)	2 4 6	(PPN) (NPP) (PNP)	$U_{1\alpha} = \frac{2}{3} \cdot U_d \cdot \cos\frac{(n-1)\cdot\pi}{3}$ $U_{1\beta} = \frac{2}{3} \cdot U_d \cdot \sin\frac{(n-1)\cdot\pi}{3}$
b	1 3 5	(PON) (NPO) (ONP)	2 4 6	(OPN) (NOP) (PNO)	$U_{1\alpha} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_d \cdot \cos\frac{(2\,n-1)\cdot\pi}{6}$ $U_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_d \cdot \sin\frac{(2\,n-1)\cdot\pi}{6}$
c	1 3 5	(POO) (OPO) (OOP)	2 4 6	(PPO) (OPP) (POP)	$U_{1\alpha} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot \cos\frac{(n-1)\cdot\pi}{3}$ $U_{1\beta} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot \sin\frac{(n-1)\cdot\pi}{3}$
d	1 3 5	(ONN) (NON) (NNO)	2 4 6	(OON) (NOO) (ONO)	$U_{1\alpha} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot \cos\frac{(n-1)\cdot\pi}{3}$ $U_{1\beta} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot \sin\frac{(n-1)\cdot\pi}{3}$
z	(PPP) (OOO) (NNN)				$U_{1\alpha} = 0 \qquad U_{1\beta} = 0$

In den folgenden Ableitungen soll angenommen werden, daß die Spannungen U_{d1} und U_{d2} betragsmäßig gleich sind, so daß der Punkt 0 das Nullpotential repräsentiert. Wenn dies und die Schaltzustände entsprechend Tabelle 8.3 vorausgesetzt werden, dann können die vier Ventile pro Arm drei Schaltzustände einstellen und es ergeben sich $3^3 = 27$ mögliche Schaltzustands–Anordnungen und

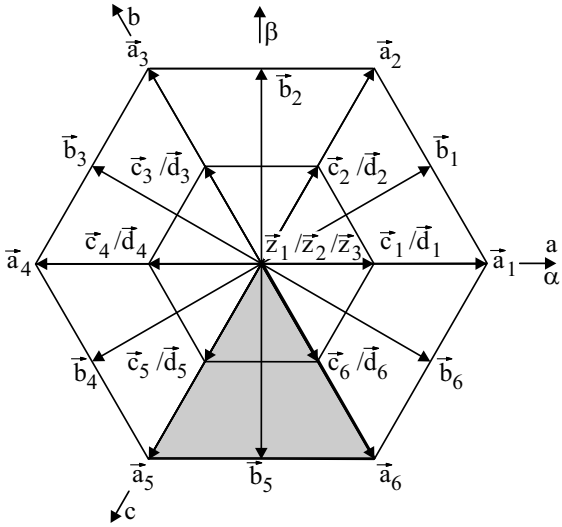


Abb. 8.56: *Raumzeiger des Dreipunkt–Wechselrichters*

damit 27 mögliche Raumzeiger. Zur weiteren Ableitung der möglichen Raumzeiger (Schaltzustände) wird das statorfeste, d.h. das raumfeste Koordinatensystem S angenommen. Die möglichen Kombinationen von Schaltzuständen zeigt Tabelle 8.4 und das sich daraus ergebene Raumzeigerdiagramm zeigt Abb. 8.56.

Aus Abb. 8.56 bzw. Tabelle 8.4 ist zu entnehmen, daß die Schaltzustände der Gruppe a den bekannten Schaltzuständen und damit den Raumzeigern $\vec{1}$ bis $\vec{6}$ des Zweipunkt–Wechselrichters entsprechen. Die Schaltzustände der Gruppe b erzeugen die Raumzeiger $\vec{b_1}$ bis $\vec{b_6}$, die ein um 30° gedrehtes Raumzeigersystem mit kleinerer Amplitude erzeugen. Die Schaltzustände der Gruppe c und d führen zu einem Raumzeigersystem mit einer räumlichen Orientierung entsprechend der Gruppe a, aber halbe Amplitude gegenüber der Gruppe $\vec{a}$. Zusätzlich verbleiben drei weitere Schaltzustände Null, wobei PPP und NNN bereits vom Zweipunkt-Wechselrichter bekannt sind. Aus dem Raumzeigerdiagramm ist zu entnehmen, daß beim Dreipunkt–Wechselrichter eine wesentlich größere Zahl von Raumzeigern wie $\vec{b_1}$ bis $\vec{b_6}$ und insbesondere $\vec{c_1}$ bis $\vec{c_6}$ bzw. $\vec{d_1}$ bis $\vec{d_6}$ mit halber Amplitude vorliegen. Dies bedeutet, daß aufgrund der feineren Verstellbarkeit der Raumzeiger die Oberschwingungen in der Ausgangsspannung deutlich reduziert werden können — ein wesentlicher Vorteil insbesondere bei Hochleistungs–Wechselrichtern.

In Abb. 8.57 sind die zeitlichen Verläufe der Spannungen: a) Spannung Lastanschluß zu Null, b) verkettete Lastspannung, c) Phasenspannung dargestellt, wenn die Spannung vom Lastanschlusspunkt zu Null optimiert ist auf einen geringen THD (Total Harmonic Distortion). Aus der Abbildung 8.57 ist zu entnehmen, daß bei einem Dreipunkt–Wechselrichter die verkettete Spannung fünfstufig

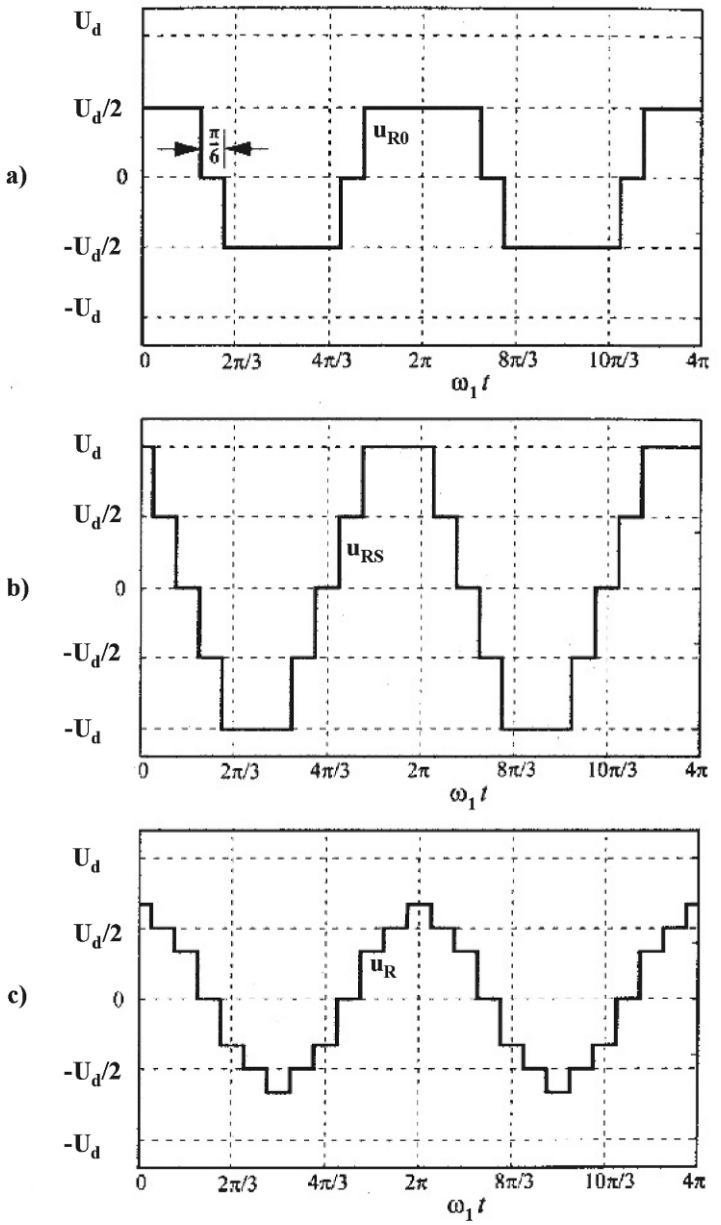


Abb. 8.57: *Dreipunkt–Wechselrichter: a) Spannung u_{R0} b) verkettete Spannung u_{RS} c) Phasenspannung u_R bei minimalem THD*

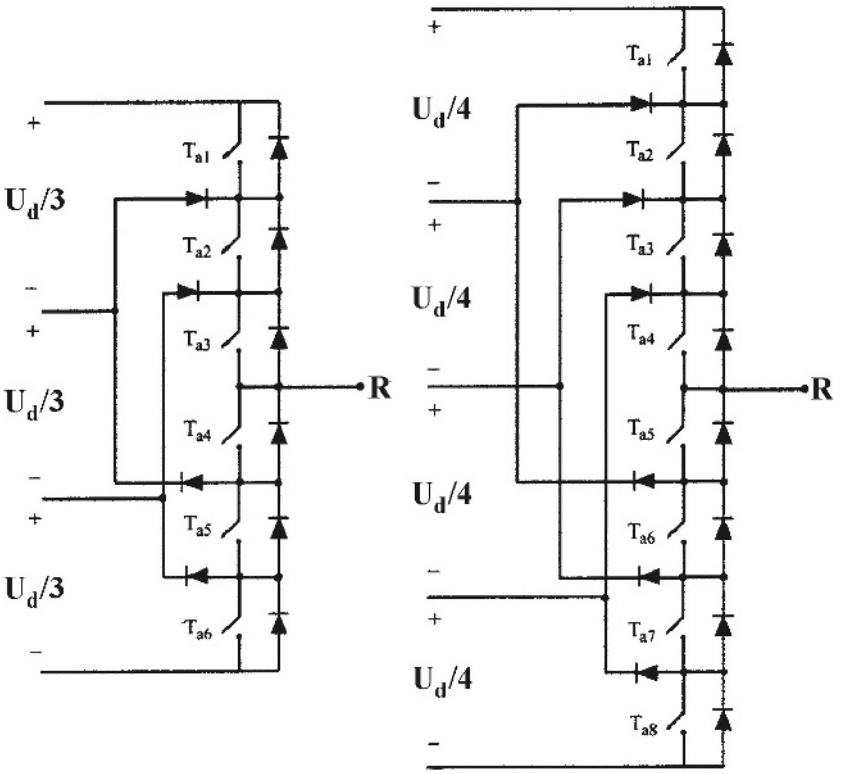


Abb. 8.58: *Vier– und Fünfpunkt– diode–clamped Wechselrichter (ein Arm des Wechselrichters)*

und die Phasenspannung siebenstufig ist, ein deutlicher Vorteil gegenüber dem Zweipunkt-Wechselrichter.

Der grundsätzliche Ansatz des Dreipunkt–Wechselrichters kann auf jede gewünschte Zahl von Mehrpunkt-Wechselrichtern erweitert werden [617].

In Abb. 8.58 sind in einphasiger Darstellung eine vier- und fünfstufige Mehrpunkt-Wechselrichterschaltung gezeigt.

Wie aus der Abb. 8.58 zu entnehmen ist, werden durch die Dioden D_{Pi} und D_{Ni} zu den Versorgungsspannungen U_d des Zwischenkreises die Ausgangspannungen für die steuerbaren Halbleiter des Wechselrichters begrenzt (Diode-Clamped Multilevel Inverters), dieser vorher diskutierte Vorteil beim Dreipunkt–Wechselrichter bleibt somit erhalten. Diese Aussage gilt allerdings nicht für die Dioden, die teilweise für die Spannung (k-2) U_{di} ausgelegt werden müssen (k ist die Zahl des Stufen-Wechselrichters, $k > 3$).

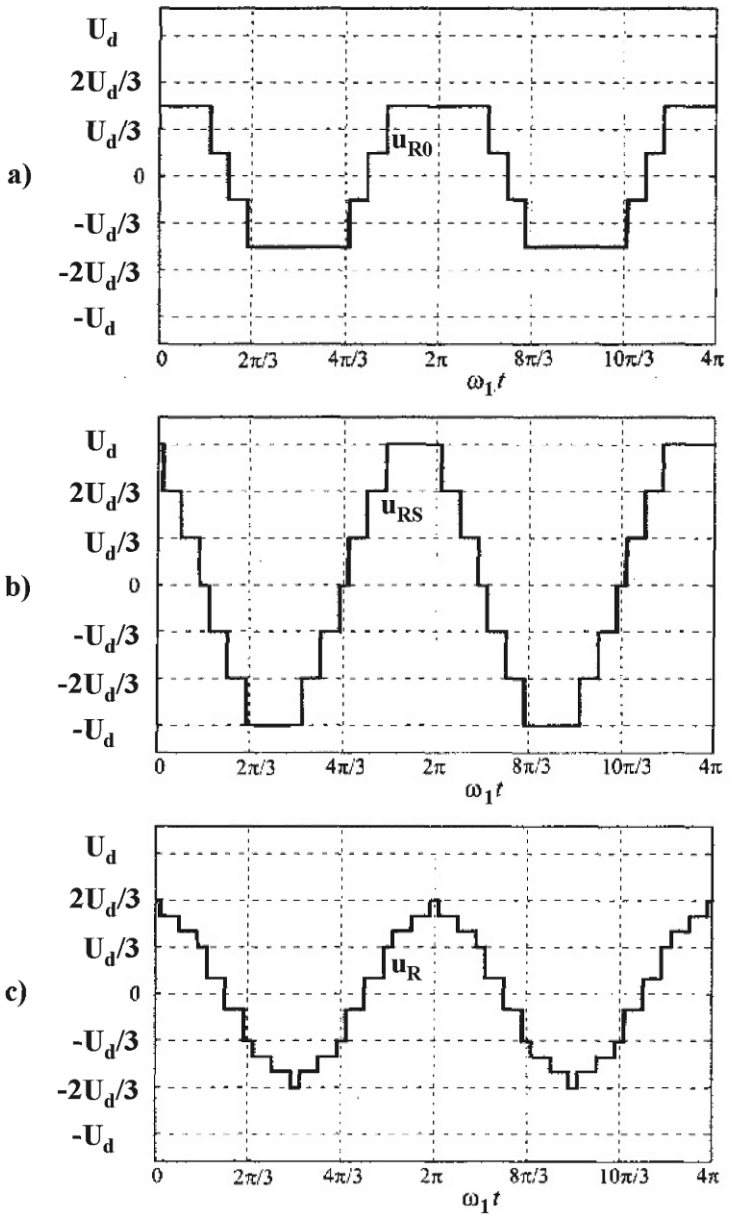


Abb. 8.59: *Vierpunkt-Wechselrichter: a) Spannung u_{R0}, b) verkettete Spannung u_{RS}, c) Phasenspannung u_R*

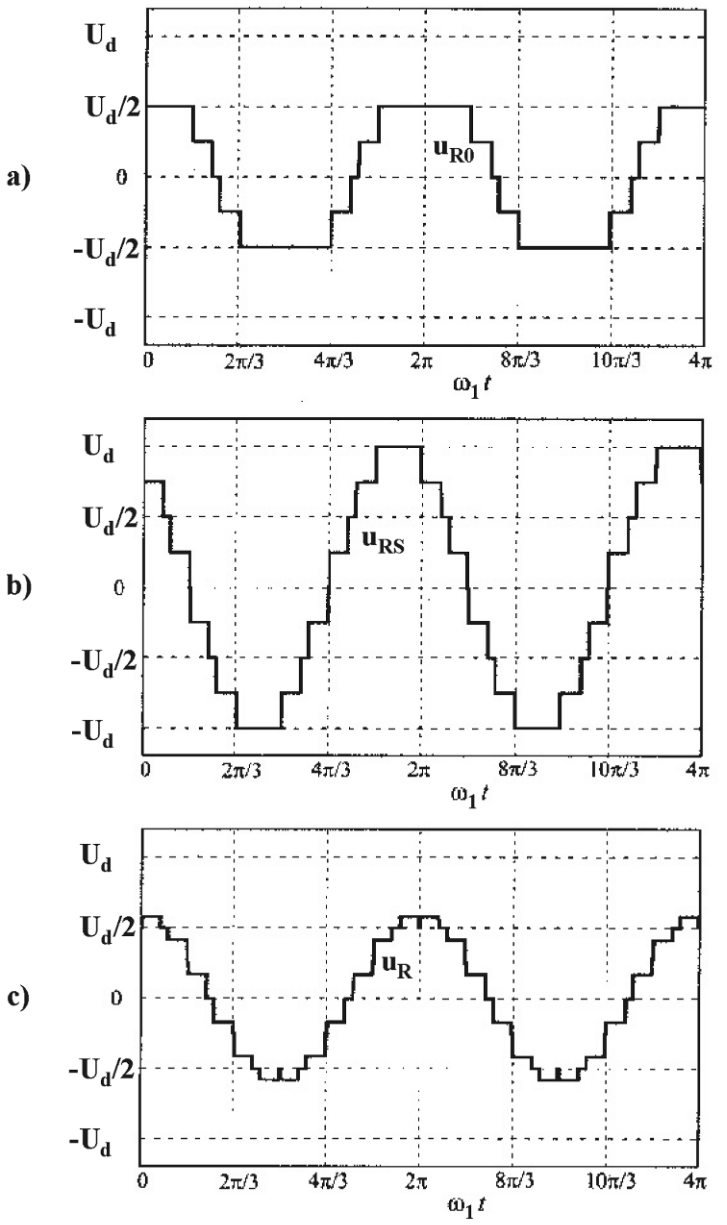


Abb. 8.60: *Fünfpunkt-Wechselrichter: a) Spannung u_{R0}, b) verkettete Spannung u_{RS}, c) Phasenspannung u_R*

Die Dioden–Auslegung wird daher mit steigender Stufenzahl kritischer, so daß Stufenzahlen größer $k = 5$ bisher kaum realisiert wurden. Die Abbildungen 8.59 und 8.60 zeigen die Spannungsverläufe des vier- und fünfstufigen Wechselrichters, die Verbesserung der Spannungskurvenform ist deutlich zu erkennen.

Wesentlich für die Funktion dieser Mehrstufen-Wechselrichter ist, daß die Kondensatorspannungen des Zwischenkreises gleich sind. Wie in Kap. 8.5.2 dargestellt wird, muß dies durch entsprechende Steuerung der verwendeten Ventilkombination sicher gestellt werden.

8.5.2 Nullpunkt–Stabilisierung

Wie mehrfach ausgeführt, ist die Stabilisierung des Nullpunkt–Potentials ausserordentlich wichtig, da ansonsten alle Überlegungen in Kap. 8.5.2 bei den Raumzeigerdarstellungen und damit der Pulsweitenmodulation hinfällig sind. Prinzipiell wird das Nullpunkt–Potential durch Lade- oder Entladeströme der Kondensatoren C_1 und C_2 beeinflußt. Abbildung 8.61 stellt die möglichen unsymmetrischen Lastkonfigurationen bei den Raumzeigern $\vec{b_5}$, $\vec{c_5}$ und $\vec{d_5}$ dar.

Aus Abb. 8.61 ist zu entnehmen, daß die Raumzeiger der Gruppen b, c und d zu unsymmetrischen Lade- bzw. Entladezuständen für die Kondensatoren mit den Spannungen U_{d1} und U_{d2} führen.

Aus Abb. 8.61 ist außerdem zu erkennen, daß — wie schon mehrfach hingewiesen — die Schaltzustände c_i und d_i den gleichen Raumzeiger erzeugen, daß aber — wie auch schon aus der Tabelle 8.4 zu erkennen ist — die Schaltzustände der Gruppe c zu einer Parallelschaltung der Last zu C_1 und die Gruppe d zu einer Parallelschaltung der Last zu C_2 führen. Durch gezielte Einschaltung der Raumzeiger der Gruppe c bzw. d kann somit der Ladezustand der Kondensatoren C_1 und C_2 beeinflußt werden. Wenn außerdem die Zwischenzustände nach Abb. 8.55 berücksichtigt werden, gibt es weitere sehr effektive Eingriffsmöglichkeiten zur Stabilisierung des Nullpunkt–Potentials. Aus Abb. 8.61 ist auch zu entnehmen, daß die Stabilisierung des Nullpunkt–Potentials einfacher ist, wenn die Raumzeiger der Gruppe b nicht verwendet werden.

Die Aufgabenstellung der Nullpunkt-Stabilisierung ist inzwischen abgelöst anzusehen. In [620,623,629,654] werden verschiedene Lösungen dieser Nullpunkt-Stabilisierung vorgeschlagen. Die Stabilisierung erfolgt nur durch die PWM an sich, d.h. durch die Nutzung der redundanten Schaltzustände.

8.5.3 Spannungsbeanspruchung und Leistung

Aus dem Prinzipschaltbild 8.54 des Dreipunkt–Wechselrichters und Tabelle 8.3 ist zu entnehmen, daß U_d an jeweils zwei aktiven Schaltern und den antiparallelen Dioden abfällt, wenn entweder beide P–seitigen oder beide N–seitigen Schalter eingeschaltet sind. Die Beanspruchung der Schalter mit der Spannung $U_d/2$ tritt ebenso ein, wenn der Nullpunkt durchgeschaltet ist. Damit hat der

Dreipunkt–Wechselrichter einen um den Faktor 2 erhöhten Bauelementaufwand in den aktiven Schaltern gegenüber dem Zweipunkt–Wechselrichter. Dies bedeutet theoretisch eine um den Faktor 2 erhöhte Leistung, wenn gleiche Leistungshalbleiter wie beim Zweipunkt-Wechselrichter angenommen werden. (siehe Kap. 8.5.5). Abschließend soll noch darauf hingewiesen werden, daß ebenso

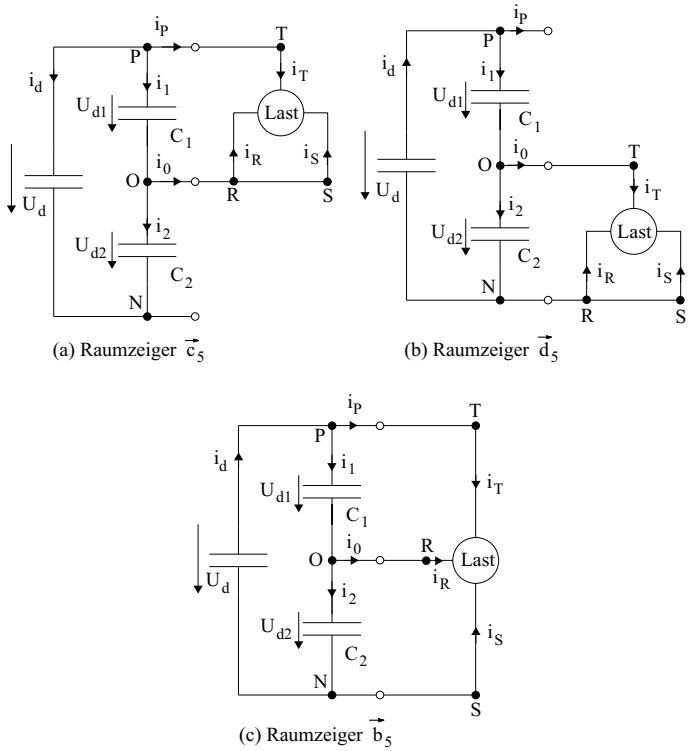


Abb. 8.61: *Konfigurationen der unsymmetrischen Nullpunkt–Belastungen*

wie bei Zweipunkt-Wechselrichtern auch bei Dreipunkt–Wechselrichtern mehrere Wechselrichter erstens zur Leistungserhöhung in Serie oder parallel geschaltet werden können und daß zweitens durch eine versetzte Ansteuerung dieser Wechselrichter eine zusätzliche Verringerung der Harmonischen erreicht wird. Dreipunkt–Wechselrichter sind auch wesentlich vorteilhafter bezüglich des psofometrischen Störstroms als Zweipunkt-Wechselrichter oder netzgeführte Stellglieder ([633]).

8.5.4 Diode–Clamped–Wechselrichter, Realisierung

In den obigen Unterkapiteln wurde die vorteilhafte Funktion des NPC–Mehrpunkt–Wechselrichters dargestellt. Es ist einsichtig, daß mit derartigen

Mehrpunkt–Wechselrichtern insbesondere höhere Leistungsbereiche abgedeckt werden. Dies bedeutet, daß die Zwischenkreisspannung im Bereich von 2 kV bis 20 kV sein kann. Bei derartig hohen Zwischenkreisspannungen treten aber bei der praktischen Realisierung einige Schwierigkeiten auf. Wie mehrfach und bereits beim Zweipunkt–Wechselrichter beschrieben, muß der Phasenstrom der Last beispielsweise vom oberen Armteil der betreffenden Phase in den unteren Armteil der Phase kommutieren, wenn die Leistungshalbleiter des oberen Armteils abgeschaltet werden. Bei dem Kommutierungsvorgang von den steuerbaren Leistungshalbleitern zu den Dioden treten an den parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis, der den Zwischenkreiskondensator enthält (Abb. 8.54) Überspannungen auf, die die Leistungshalbleiter zusätzlich beanspruchen. Es ist deswegen ein Ziel, diese parasitären Induktivitäten durch konstruktive Maßnahmen („multilayer"–Verschienung) möglichst gering zu halten. Wenn aber diese parasitären Induktivitäten gering sind, dann kann bei beispielsweise einer fehlerhaften Ansteuerung der steuerbaren Leistungshalbleiter ein sehr hoher resonanter Fehlerstrom I_S mit dem Maximum

$$\hat{I}_S \;=\; U_d \cdot \sqrt{\frac{C_d}{L_S}}$$

mit L_S der gesamten Streuinduktivität des Kommutierungskreises einschließlich der Zwischenkreis–Kondensatoren auftreten. Dieses Strommaximum kann 200 kA bis 300 kA betragen und zerstört sehr häufig die Leistungshalbleiter. Aufgrund der großen magnetischen Kräfte sind mechanische Schäden an den Zwischenkreisverschienungen nur durch hohen konstruktiven Aufwand zu vermeiden. Diese Problematik ist besonders bei den IGBTs zu beachten, IGCTs verhalten sich etwas günstiger. Wenn nun ein hochstufiger NPC–Wechselrichter realisiert werden soll, dann sind entsprechend Abb. 8.58 eine hohe Zahl von Kondenstoren mit den entsprechenden steuerbaren Leistungshalbleitern zu verbinden. Zu bedenken ist weiterhin, daß auch Beschaltungskreise zur Spannungs–Symmetrierung und zur Begrenzung der transienten Überspannung notwendig sind, so daß eine hoch komplexe Konstruktionsaufgabe besteht, bei der die Kosten und Verluste weitere Aspekte sind. Weiterhin sind die notwendigen Reduktionen bei den Leistungsdaten der Leistungshalbleiter zu beachten (Parameterstreuung). Eine weitere unerwünschte Beeinflussung der dynamischen Spannungsaufteilung kann durch parasitäre Erdkapazitäten resultieren.

8.5.5 Aktiver NP–Wechselrichter

In den vorhergehenden Kapiteln wurde der NPC ausführlich vorgestellt, wobei die Nullpunkt–Stabilisierung als gelöst anzusehen ist (Kap. 8.5.2). Aus den Erläuterungen des Kapitels 8.5.3 könnte nun entnommen werden, daß im dargestellten Beispiel eine Leistungsverdopplung gegenüber dem Zweipunkt–Wechselrichter sichergestellt ist; dies ist nicht der Fall.

Aus Abbildung 8.55, Wechsel von Schaltzustand 1 zu Schaltzustand 2, ist zu erkennen, daß bei einem Wechsel insbesondere die Leistungshalbleiter S_{11} und die Diode D_P bei Vollaussteuerung belastet werden. Im regenerativen Bereich werden bei Vollaussteuerung stattdessen die Dioden D_{13} und insbesondere D_{14} (Schaltzustand 4) besonders beansprucht.

Bei geringer Aussteuerung des NPC's werden wiederum die Leistungshalbleiter S_{11} und die Diode D_P (Schaltzustand 2), bei regenerativem Betrieb allerdings nun die Leistungshalbleiter S_{12}, D_{14} beansprucht. In [618], [619] und [620] werden die ungleichen Verluste in den Leistungshalbleitern bei unterschiedlichen Betriebsständen im Detail diskutiert. Da die Leistungshalbleiter mit den höchsten Verlusten die Belastbarkeit und die Schaltfrequenz des Wechselrichters bestimmen, ist damit eine Begrenzung dieser Daten gegeben, obwohl die anderen Leistungshalbleiter noch Reserven haben. Das Ziel der Überlegungen in [618,619] und [620] ist daher, erstens mit welchen Maßnahmen eine gleichmäßigere Beanspruchung aller Leistungshalbleiter zu erreichen ist und zweitens um wieviel dann die Belastbarkeit bzw. die Schaltfrequenz des Wechselrichters erhöht werden kann. Die Analyse dieser Aufgabenstellung ergibt, daß parallel zu jeder Nullpunkt–Diode D_P und D_N jeweils ein steuerbarer Leistungshalbleiter ($D_P - T_5$, $D_N - T_6$) zu schalten ist (Abb. 8.62).

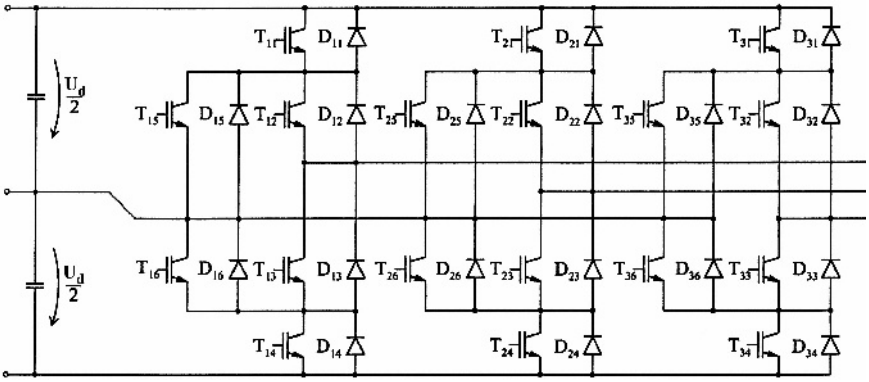


Abb. 8.62: *Dreipunkt NP–Wechselrichter mit aktiven NPC Leistungshalbleitern (ANPC – VSC)*

Aufgrund der aktiven NPC–Leistungshalbleiter sind gegenüber Tabelle 8.3 mit den Schaltzuständen des normalen NP–Wechselrichters nun sehr viel mehr Optionen der Schaltzustände möglich (Tabelle 8.5).

Aus der Tabelle 8.5 ist zu entnehmen, daß insbesondere bei dem Schaltzustand 0 am Klemmspannungsausgang des Wechselrichters jetzt 4 Schaltkombinationen möglich sind. Beispielsweise können bei einem geschalteten Leistungshalbleiter T_2 und T_5 oder T_3 und T_6 jeweils beide Stromrichtungen zum Nullpunkt geführt werden. Damit ist eine Verteilung der Verluste in den Leistungshalbleitern möglich. Ohne jetzt auf die weiteren Details des ANPC–VSC näher einzugehen — es

Tabelle 8.5: *Schaltzustände des Active NP–Three–Level–VSI [618]*

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
State "+"	1	1	0	0	0	1
State "0U2"	0	1	0	0	1	0
State "0U1"	0	1	0	1	1	0
State "0L1"	1	0	1	0	0	1
State "0L2"	0	0	1	0	0	1
State "-"	0	0	1	1	1	0

wird auf die obigen Literaturstellen verwiesen — sollen noch einige Ergebnisse übermittelt werden. Laut der Literatur soll eine Leistungssteigerung von 20 % oder eine Schaltfrequenzerhöhung von 85 % bei IGBT–Halbleitern oder sogar von 225 % bei IGCT–Halbleitern gegenüber dem NP–Wechselrichter zu erreichen sein.

8.5.6 Imbricated–Mehrpunkt–Wechselrichter

Eine Variante der Mehrpunkt–Wechselrichter ist der imbricated bzw. flying capacitor–Wechselrichter, der im englichen Sprachraum auch als Capacitor–Clamped–Multilevel–Inverter bekannt ist [638]. Die Abb. 8.63 zeigt diese Schaltung eines fünfstufigen Wechselrichters. Die Kondensatoren C_1 bis C_4 sind in vier Spannungsstufen $U_d/4$, $U_d/2$, $3U_d/4$, U_d, aufgeladen. Die prinzipielle Funktion dieses Mehrstufen–Wechselrichters soll anhand von Abb. 8.64 und Tabelle 8.6, einem Drei–Stufen–Wechselrichter, erläutert werden. Wenn die verkettete Spannung U_d gewünscht ist, müssen die Schalter S_1, S_2 sowie S_7, S_8 eingeschaltet werden. Analog gelten die Schaltzustände der Tabelle 8.6.

Die Voraussetzung für diese Spannungsebenen ist, daß die Spannung am Kondesator C_1 die halbe Spannung des Zwischenkreises ist. Auch in diesem Fall muß durch die geeignete Wahl der geschalteten Ventilkombinationen sicher gestellt werden, daß die geforderten Kondensator–Spannungen eingehalten werden.

Zu beachten ist beim flying–capacitor–Wechselrichter, daß insbesondere bei Hochleistungs–Wechselrichtern aufgrund der Leistungshalbleiter nur sehr moderate Schaltfrequenzen (200Hz bis 1kHz) zu erreichen sind und daß die Dimensio-

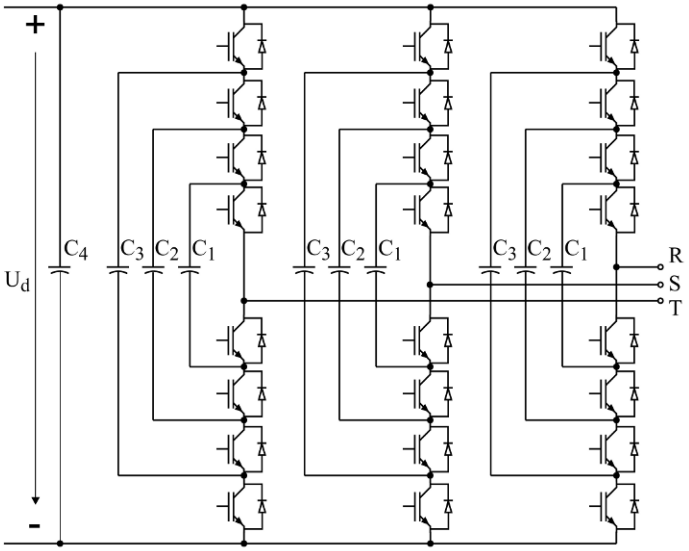


Abb. 8.63: *Fünfpunkt–(Capacitor–Clamped–)Wechselrichter*

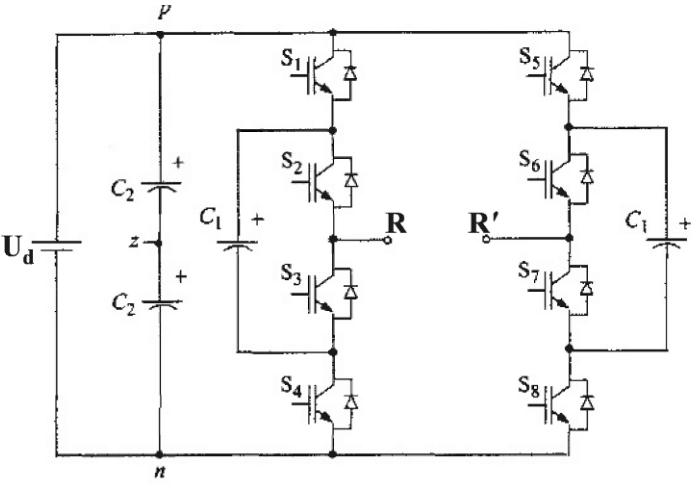


Abb. 8.64: *Dreipunkt–(Capacitor–Clamped–)Wechselrichter* ($U_{C1} = U_d/2$ *!)*

nierung der Kondensatoren C_1 bis C_4 umgekehrt proportional von der Schaltfrequenz ist.

Wie bereits im Unterkapitel 8.5.4 beim NPC–Mehrpunkt–Wechselrichter beschrieben, bestehen die gleichen Realisierungsschwierigkeiten bei hochstufigen

Tabelle 8.6: *Prinzipielle Schaltzustände Drei–Punkt–Capacitor–Clamped–Wechselrichter*

$+U_d$	:	S_1, S_2	sowie	S_7, S_8
$-U_d$	:	S_3, S_4	sowie	S_5, S_6
$+U_d/2$	:	S_1, S_3	sowie	S_7, S_8
$-U_d/2$	:	S_3, S_4	sowie	S_5, S_7
0	:	S_1, S_3	sowie	S_5, S_7 bzw.
0	:	S_2, S_4	sowie	S_6, S_8

Hochleistungs–Wechselrichtern des Imbricated–Typs (30 nH pro Leistungsschaltkreis; 50 nH pro Kondensator–Streuinduktivitäten).

8.5.7 Kaskadierte Mehrpunkt–Wechselrichter

Die beiden bisherigen Mehrpunkt–Wechselrichter benötigen keinen Transformator für die Bereitstellung der Kondensatorspannungen während des Betriebs. Bei kaskadierten Mehrpunkt–Wechselrichter ist ein Mehrwicklungs–Transformator notwendig (Abb. 8.65). In Abb. 8.65 ist eine Phase eines siebenstufigen kaskadierten Wechselrichters dargestellt. Wie aus der Abb. 8.65 zu entnehmen ist, sind drei einphasige, steuerbare Vollbrücken in Serie geschaltet, die von drei getrennten Einspeisekreisen versorgt werden. Jeder dieser einphasigen, steuerbaren Vollbrücken kann die Spannung $+U_d/3$, 0 oder $-U_d/3$ bereitstellen. Damit stehen in Schritten von $U_d/3$ die Spannungsebenen von $+U_d$ bis $-U_d$ einschließlich der Spannungsebene 0 zur Verfügung, insgesamt somit sieben Spannungsebenen. Bei der Einspeiseseite ist eine dreiphasige Primäreinspeisung vorgesehen; durch geeignete Verschaltung der Diodenbrücken der Einspeiseschaltungen für die dreiphasigen Mehrpunkt-Wechselrichter und der Phasenverschiebung von 60° (k-1) der Sekundärwicklungen kann eine deutliche Verringerung der harmonischen Ströme im Primärsystem erzielt werden [636, 643, 647].

Modularer Mehrpunkt–Wechselrichter (M^2LC)

Wie aus den Darstellungen zur Realisierung von diode– und condensator–clamped–Mehrpunkt–Wechselrichtern bekannt ist, gibt es einige kritische Randbedingungen zu beachten, wenn hochstufige Hochleistungs–Mehrpunkt–Wechselrichter realisiert werden sollen. Diese Schwierigkeiten bestehen beim kas-

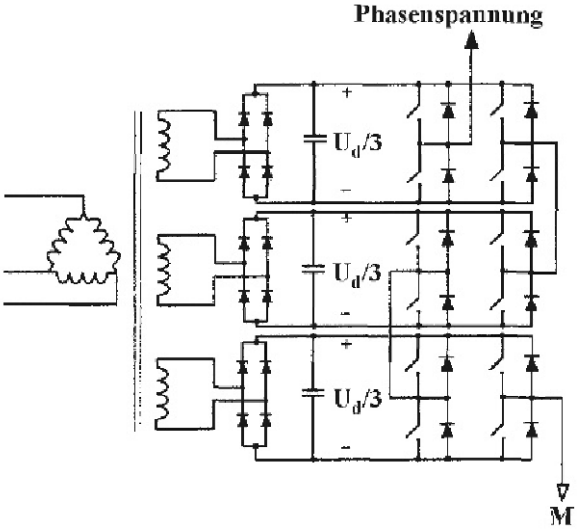


Abb. 8.65: *Siebenpunkt kaskadierte Wechselrichter (ein Arm des Wechselrichters)*

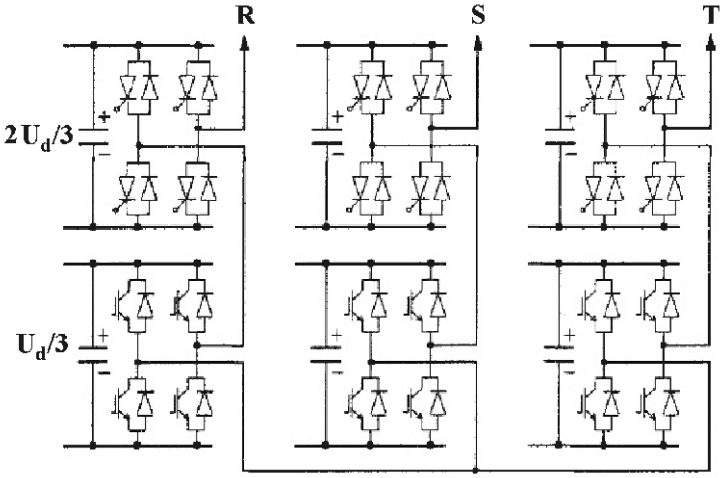


Abb. 8.66: *Siebenpunkt–Hybrider–Wechselrichter*

kadierten Mehrpunkt–Wechselrichter nach Abb. 8.65 nicht. „Störend“ sind allerdings die Aufwendungen für den notwendigen Transformator. Ein neuer Vorschlag ist der modulare Mehrpunkt–Wechselrichter (Modular Multi Level Converter, (M^2LC)), der in seiner Grundstruktur (ein Arm) in Abb. 8.67 darge-

stellt ist. Jeder dieser Blöcke mit U_{xi} hat eine Innenschaltung nach Abb. 8.68 ([546–549]).

Mit der Innenschaltung nach Abb. 8.68 kann durch Einschaltung von Schalter S_R alleine die Spannung $U_x = U_c$ bei beiden Stromrichtungen i_z realisiert werden. Wenn dagegen der Schalter S_F alleine eingeschaltet ist, dann ist $U_x = 0$ bei beiden Stromrichtungen. Wenn beide Schalter (S_R und S_F) ausgeschaltet sind, dann wird die Summenspannung beider Schalter auf U_c begrenzt, d.h. es besteht durch den Kondensator C_0 ein Überspannungsschutz. Die Innenschaltung nach Abb. 8.68 wirkt demnach wie eine Spannungsquelle mit den schaltbaren Spannungen U_c oder 0, wobei der Kondensator C_0 mit der Spannung U_c durch i_z geoder entladen wird (Spannungswelligkeit). Es ist nun einsichtig, daß die Spannung U_N in Abb. 8.67 in Stufen entsprechend der Stufenzahl des Arms geändert werden kann, wobei $\hat{U}_N = U_d/2$ ist und $|\hat{U}_N| \leq n \cdot U_c$ mit n der Stufenzahl ist, wobei gleiche Kondensatorspannungen U_c bei den Innenschaltungen angenommen wird. Die Annahme "gleicher" Kondensatorspannungen wird erreicht, in dem alle Kondensatorspannungen gemessen werden und je nach Spannung des jeweiligen Kondensators und der Laststromrichtung ein Steuermuster ausgegeben wird, das sowohl zu einer Symmetrierung der Kondensatorspannung als auch zur gewünschten Ausgangsspannung führen. Es verbleibt die Frage, wie das System in Abb. 8.67 auf die Spannung U_d beim Startvorgang aufgeladen werden kann. In [549] wird vorgeschlagen, eine externe Spannungsquelle, welche die Sollspannung U_c realisiert, zu verwenden, die an die Gleichspannung–Sammelschiene angeschlossen ist. Alle Innenschaltung, bis auf eine, werden auf $U_x = 0$ gesteuert und damit wird nur der eine Kondensator geladen, dessen Innenschaltung nicht auf $U_x = 0$ geschaltet ist. Durch zyklisches Vertauschen dieser Steuerbedingung erfolgt eine sequentielle Aufladung aller Kondensatoren. Damit liegt ein skalierbares Hochleistungs–Mehrpunkt–Wechselrichter–Konzept vor.

In [546, 549] wird für den M^2LC–Wechselrichter die Auslegung des Kondensators C_0 diskutiert. Es ergibt sich:

Scheinleistung der Last

$$\begin{aligned} P_S &= \frac{\bar{P}_d}{\cos\varphi} \\ \bar{P}_d &= \bar{U}_d \cdot \bar{I}_d \end{aligned}$$

Spannungs–Aussteuergrad

$$\begin{aligned} k &= \frac{2 \cdot \hat{u}_N}{U_d} \\ m &= \frac{\hat{i}_N}{2 \cdot I_g} \; ; \; I_g = \frac{1}{3} \cdot I_d \end{aligned}$$

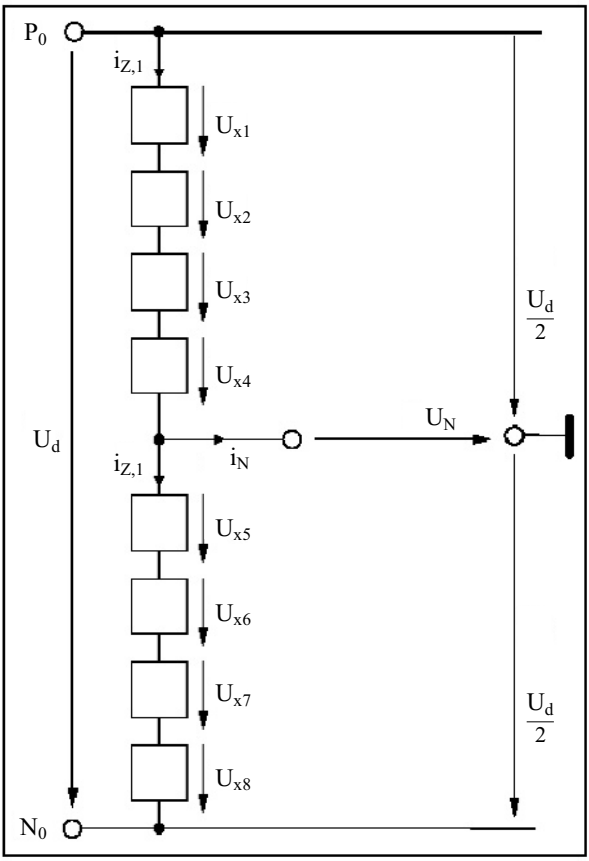


Abb. 8.67: *Phasenmodul („Halbbrücke"), beispielhaft bestehend aus n = 4 Submodulen pro Zweig*

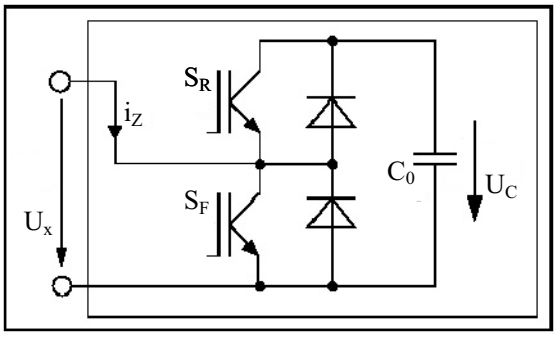


Abb. 8.68: *Innenschaltung des Submoduls*

Energiehub der Kondensatoren jedes Submoduls

$$\Delta W_{SM} = \frac{\frac{2}{3} \cdot P_s \left[1 - \left(\frac{k \cos\varphi}{2}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}}{k w_N n}$$

$$C_0 = \frac{m \bar{P}_d \left(1 - \frac{1}{m^2}\right)^{\frac{3}{2}}}{4 \epsilon n w_N \left(\bar{U}_C\right)^2}$$

mit

$$0 < \epsilon < 0,5$$

Eine Analyse dieser Gleichung ergibt, daß bei niedrigem Spannungs–Aussteuergrad k und konstanter Scheinleistung P_S der Energie–Speicherbedarf deutlich zunimmt. Der Winkel φ hat dagegen geringeren Einfluß auf den Speicherbedarf. Wenn der M^2LC zur Netz–Unterstürzung bei Kurzunterbrechungen oder als Einphasen–System genutzt werden soll, dann ist der M^2LC vorteilhafter einsetzbar als ein konventioneller Mehrpunkt–Wechselrichter [545, 549].

8.5.8 Hybride–Mehrpunkt–Wechselrichter

Eine weitere Variante eines kaskadierten Mehrpunkt–Wechselrichters ist der hybride Mehrpunkt–Wechselrichter, ein kaskadierter Mehrpunkt–Wechselrichter mit allerdings unterschiedlichen Einspeise–Spannungen in den Zwischenkreisen [637].

Wie aus Abb. 8.66 zu entnehmen ist, hat der siebenstufige hybride Mehrpunkt-Wechselrichter in jeder Phase sowohl eine Einspeisung mit $Ud/3$ als auch mit $2Ud/3$. Somit können wiederum die sieben Spannungsebenen realisiert werden, allerdings mit weniger Halbleitern als bisher. Eine weitere Besonderheit bei dieser Variante ist, daß bei den steuerbaren Vollbrücken mit höherer Spannung Halbleiter mit niedriger Schaltfrequenz, bei den steuerbaren Vollbrücken mit niederiger Spannung steuerbarer Halbleiter mit höherer Schaltfrequenz eingesetzt werden können und somit durch eine höhere Schaltfrequenz der unteren Brücken eine Verbesserung des THD's erreicht werden kann. Allerdings muß beachtet werden, daß insbesondere bei mittleren Aussteuerungen die Einspeisung mit niedriger Spannung häufig im regenerativen Betrieb arbeiten muß, da die Einspeisung mit höherer Spannung zu viel Leistung liefert. Die Einspeisung für die steuerbaren Vollbrücken mit niedriger Spannung müssen daher bidirektional sein.

In Abb. 8.65 wurde der kaskadierte Mehrpunkt–Wechselrichter und in Abb. 8.66 in diesem Kapitel der hybride kaskadierte Mehrpunkt–Wechselrichter dargestellt. Es soll nun eine weitere Variante eines hybriden Wechselrichters vorgestellt werden. In Abb. 8.69 ist ein kaskadierter Mehrpunkt–Wechselrichter gezeigt, der aus drei Zweipunkt-Wechselrichtern besteht [615]. Aufgrund der Anordnung kann der in Abb. 8.69 dargestellte Wechselrichter fünf Spannungsstufen

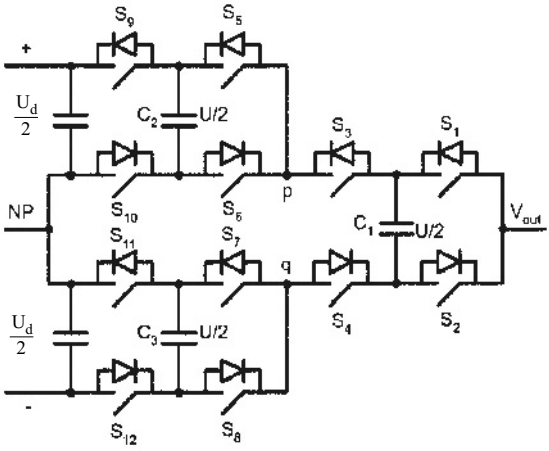


Abb. 8.69: *Fünfstufiger ANPC, Prinzipschaltbild (ANPC 5L)*

realisieren. Generell gilt, es kann ein N–stufiger Wechselrichter realisiert werden, wenn (N-1)/2 Zweipunkt–Wechselrichter kaskadiert werden. Die Ansteuerung eines derartigen Wechselrichters erfolgt nach der Methode APOD (siehe Kap. 8.5.11, d.h. beim vorliegenden fünfstufigen Wechselrichter werden (N-1) Trägersignale benötigt, die um 360°/(N-1) phasenverschoben sind.

Nachteilig bei dieser Anordnung ist der Aufwand an Kondensatoren. Wenn beispielsweise die Kondensatoren C_1 bis C_3 in Abb. 8.69 entfallen und dann die Serienschaltungen der Ventile in den ehemaligen Zweipunkt-Wechselrichtern entfallen, dann entsteht der bereits aus Abb. 8.62 bekannte aktive NP–Mehrpunkt–Wechselrichter. Wenn stattdessen nur die Kondensatoren C_2 und C_3 entfallen,

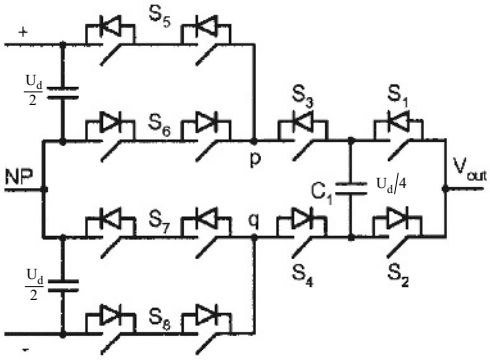


Abb. 8.70: *Vereinfachter ANPC 5L*

dann entsteht im Schaltbild entsprechend Abb. 8.70.

Die Reihenfolge der Schalter S_5, S_6, S_7, S_8 entspricht beim aktiven NP–Mehrpunkt–Wechselrichter dem plusseitigen Schalter, den beiden aktiven NP-Schaltern und dem minusseitigen Schalter. An den Anschlußpunkten p und

Tabelle 8.7: *Schaltzustände und Ladezustände für den Kondensator C_1 (Abb. 8.70)*

Cell 3				Cell 2		Cell 1		V Cell oltages	V Phase oltage	Effect on C_1		Switching State
S8	S7	S6	S5	S4	S3	S2	S1			i < 0	i > 0	
1	0	1	0	1	0	1	0	-U	-U	-	-	V1
1	0	1	0	1	0	0	1	-U+U/2	-U/2	Discharge	Charge	V2
1	0	1	0	0	1	1	0	-U/2	-U/2	Charge	Discharge	V3
1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	-	-	V4
0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	-	-	V5
0	1	0	1	1	0	0	1	U/2	U/2	Discharge	Charge	V6
0	1	0	1	0	1	1	0	U - U/2	U/2	Charge	Discharge	V7
0	1	0	1	0	1	0	1	U	U	-	-	V8

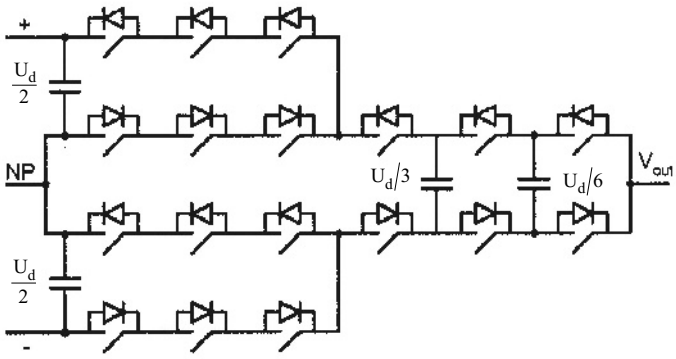


Abb. 8.71: *Vereinfachter ANPC 7L*

q ist nun aber ein zweiter kaskadierter Zweipunkt–Wechselrichter eingefügt, dessen Ausgangsspannung entweder nicht oder positiv oder negativ zugeschaltet werden kann, d.h. auch nach dem Wegfall der beiden Kondensatoren C_2 und C_3 verbleibt ein fünfstufiger Wechselrichter. Im Vergleich der Anordnung des kaskadierten Zweipunkt–Wechselrichters in Abb. 8.70 und der Abb. 8.64 des flying–capacitor–Mehrpunkt–Wechselrichters, ergibt sich, daß C_1 wie beim flying–capacitor–Wechselrichter genützt wird. Die Pulsweitenmodulation erfolgt entsprechend [554]. Es ergibt sich die in Tabelle 8.7 angegebene Folge von möglichen Schaltzuständen mit den angegebenen Ladezuständen für den Kondensator C_1.

Aus der Tabelle 8.7 kann entnommen werden, daß durch entsprechende Schalthandlungen die Spannungsführung von C_1 gesichert ist. Ein Beispiel mit IGCTs wird in [653] vorgestellt, wobei mit einem IGCT pro Schalterfunktion 11 MVA bei 3 kV Motorspannung erreicht werden.

Abbildung 8.71 zeigt eine ANPC 7L-Schaltung eines siebenstufigen Wechselrichters.

8.5.9 Modulationsverfahren für Mehrpunkt–Wechselrichter

Prinzipiell sind drei grundlegende Modulationsverfahren bei Mehrpunkt–Wechselrichtern möglich:

- Blockbetrieb unter Nutzung der verschiedenen Stufen des Mehrpunkt–Wechselrichters;
- Pulsweitenmodulation: ausgehend von der Sinus–Dreieck–Modulation und
- Raumzeigermodulation

Diese drei Verfahren sind insbesondere bei Mehrpunkt–Wechselrichtern nach Abb. 8.54 bez. Abb. 8.58 (diode-clamped-inverter) und bei kaskadierten Mehrpunkt–Wechselrichtern Abb. 8.65 bis Abb. 8.70 anwendbar.

8.5.10 Blockbetrieb Mehrpunkt–Wechselrichter

Diese einfachste Variante der Nutzung von Mehrpunkt–Wechselrichtern ist nur bei einem sehr begrenzten Bereich der Variation der Ausgangsspannung in der Amplitude bzw. der Frequenz möglich, d.h. vorzugsweise für netzseitige Wechselrichter.

In Abb. 8.72 ist die Ausgangsspannung für den Blockbetrieb eines Sieben-Punkt Wechselrichters sowie das Pulsdiagramm dargestellt. Wie aus Abb. 8.72

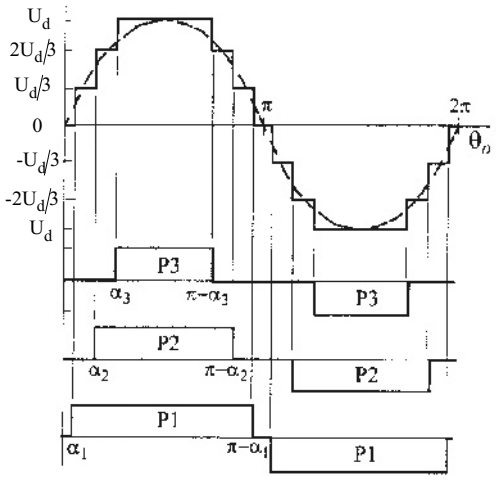


Abb. 8.72: *Sieben–Punkt–Hybrider–Wechselrichter*

zu erkennen ist, werden die sieben möglichen Spannungswerte von U_d bis $-U_d$ blockförmig zugeschaltet, d.h. während der Schaltsequenzen P_1 bis P_3 werden

die zugehörigen Schalter wie bei der Grundfrequenztaktung betrieben, es findet keine Pulsweitenmodulation statt.

Prinzipiell können die Winkel α_1 bis α_3 nach verschiedenen Kriterien gewählt werden, beispielsweise ist ein Optimierungskriterium die Minimierung der Harmonischen [567]; ein anderes Kriterium ist die Ausgangsspannung zu maximieren, wobei im allgemeinen eine Harmonische weniger eliminiert werden kann [631].

Beim ersten Kriterium, der Minimierung der Harmonischen gilt: Zahl der eliminierten Harmonischen $(K-1)/2$, K ungerade bzw. $(L/2-1)$ K gerade. Mit K der Stufenzahl des Wechselrichters.

In Tabelle 8.8 sind die Größen b_0, WTHD, die α_i und die resultierenden Harmonischen eingetragen (gerade Stufenzahl K, nur bei diode–clamped inverters möglich). Wie aus der Tabelle zu entnehmen ist, können durch den Einsatz von Mehrpunktwechselrichtern bei richtiger Wahl der α_i sehr deutliche Reduzierungen der Harmonischen gegenüber dem Zweipunkt–Wechselrichter erzielt werden (Zweipunkt–Wechselrichter: WTHD = 4,64 %). Aus Abb. 8.72 ist weiterhin zu

Tabelle 8.8: *Optimale Schaltwinkel α_1 bis α_3 für maximale Anzahl der Eliminierung von Harmonischen [541]*

Harmonic elimination	b_0	WTHD0 (%)	α_1 (deg)	α_2 (deg)	α_3 (deg)	V_7	V_{11}	V_{13}	V_{17}
3 levels	1,211	1,94	18,0	-	-	0,107	0,110	0,058	0,044
4 levels	1,200	1,13	24,0	-	-	0,058	0,030	0,076	0,058
5 levels	1,180	0,95	5,14	30,9	-	0	0,086	0,056	0,035
6 levels	1,176	0,45	12,3	33,6	-	0	0,036	0,009	0,037
7 levels	1,172	0,38	7,10	15,9	36,2	0	0	0,042	0,019

Tabelle 8.9: *Optimale Schaltwinkel und Zwischenspannungen für maximale Anzahl der Eliminierung von Harmonischen [541]*

Harmonic elimination	b_0	WTHD0 (%)	α_1 (deg)	α_2 (deg)	α_3 (deg)	V_{dc0} (p.u.)	V_{dc1} (p.u.)	V_{dc2} (p.u.)	V_{dc3} (p.u.)
4 levels	1,18	0,98	30	-	-	1,39	0,804	-	-
5 levels	1,173	0,47	10,97	35,24	-	-	1,268	0,732	-
6 levels	1,167	0,42	20,0	40,0	-	1,527	1,133	0,603	-
7 levels	1,032	0,92	16,44	34,59	58,99	-	1,269	0,49	0,682

erkennen, daß die Belastung der Ventile (Spannung und Strömung) unterschiedlich sind. In [631] werden Verfahren (sequential swapping P_1, P_2, P_3 für kaskadierte Wechselrichter diskutiert, diese unterschiedlichen Belastungen auszugleichen (siehe auch Kap. 8.5.5).

Eine weitere Variante dieses Prinzips ist, wenn ungleiche Spannungsebenen der Mehrpunkt–Wechselrichter gewählt werden, wie es beispielsweise beim Hybrid–Wechselrichter realisiert wurde. In diesem Fall besteht außer dem Freiheitsgrad der Optimierung der Winkel α_i ein weiterer Freiheitsgrad bei der Wahl der Spannungsebenen. Wenn wiederum die Elimination der Harmonischen das Optimierungsziel ist, dann gilt:
Zahl der eliminierten Harmonischen: $K - 2$ bei K ungerade oder gerade.

Tabelle 8.9 zeigt die b_0, WTHD, die α_i und die benötigten Spannungsebenen bei dem Optimierungsziel Elimination von Harmonischen.

Wie aus den Tabellen 8.8 und 8.9 zu entnehmen ist, kann eine Reduktion des WTHD von 4,64 % beim Zweipunkt–Wechselrichter auf WTHD = 1,6 %, bei K = 3; 1,12% bei K = 4 und 0,987% bei K = 5, bei gleichen Spannungsstufen bzw. 1,53 % bei K = 3; 0,89 % bei K = 4 und 0,75 % bei K = 5 bei optimierten Spannungsebenen erreicht werden. Es soll allerdings nochmals darauf hingewiesen werden, daß diese Varianten nur für netzseitige Wechselrichter sinnvoll sind.

Wenn ein weiterer Variationsbereich der Ausgangsspannung an der Frequenz beim Wechselrichter erforderlich ist, dann müssen die beiden anderen Verfahren, die PWM oder die Raumzeigermodulation eingesetzt werden.

8.5.11 Pulsweitenmodulation Mehrpunkt–Wechselrichter

Wie in Kap. 8.5.1 dargestellt, hat der Dreipunkt–Wechselrichter insgesamt 27 mögliche Schaltzustände — gegenüber 8 Schaltzuständen beim Zweipunkt–Wechselrichter.

Aus Abb. 8.56 und Tab. 8.4 ist allerdings zu entnehmen, daß einige der 27 Schaltzustände zu gleichen Raumzeigern führen, z.B. $\vec{c_i} = \vec{d_i}$ usw. oder $\vec{z_1} = \vec{z_2} = \vec{z_3}$. Wenn die Raumzeiger nur nach Amplitude und Orientierung unterschieden werden, dann ergeben sich beim Dreipunkt–Wechselrichter 19 unterschiedliche Raumzeiger — gegenüber 7 beim Zweipunkt–Wechselrichter. Jedoch soll an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, daß die Raumzeiger, die nicht zu einem unterschiedlichen Ausgangssignal führen, bei der Pulsweitenmodulation von erheblichem Vorteil sein können. Beispielsweise hat $\vec{z_1}$ die Schaltfolge PPP bzw. $\vec{z_3}$ die Schaltfolge NNN. Wenn nun aufgrund der Pulsweitenmodulation vorher der Raumzeiger $\vec{d_5}$ mit der Schaltfolge NNO eingeschaltet war und anschließend der Schaltzustand O realisiert werden muß, dann ist dies wesentlich vorteilhafter mit $\vec{z_3}$ als mit $\vec{z_2}$ oder noch ungünstigerer mit $\vec{z_1}$ möglich. Beim Übergang vom Schaltzustand NNO zum Schaltzustand NNN muß nämlich nur im dritten Arm von S_{32} und S_{33} ein sowie S_{31} und S_{34} aus zu S_{32} aus sowie S_{33} und S_{34} ein umgeschaltet werden. Dies bedeutet, S_{32} wird ausgeschaltet und S_{34} wird eingeschaltet. Bei den beiden anderen Übergängen müßten wesentlich mehr Schalter ein- und ausgeschaltet werden, dies würde zu einer Erhöhung in der Bilanz der Schaltverluste führen. Insofern sollte bei der Realisierung der Schaltfolgen der Aspekt der Minimierung der Schaltverluste berücksichtigt werden.

Um die Strategie der Pulsweitenmodulation weiter abzuklären, soll an einem zeitlichen Verlauf noch einmal dargestellt werden, daß beim Dreipunkt–Wechselrichter an den Lastklemmen die Spannungen $+U_d/2$, Null und $-U_d/2$ geschaltet werden. Dies führt beispielsweise zu einem Verlauf der Spannungen gegen 0 (u_{R0}, u_{S0}, u_{T0}) und der verketteten Spannung u_{RS}, wie in Abb. 8.73 dargestellt. Wesentlich ist, daß beispielsweise in der Spannung zwischen R und 0 Perioden mit der Spannung Null vorhanden sind, während in der Spannung zwischen S und 0 auch negative und zwischen T und 0 positive Spannung anliegen. Derartige Schaltzustände sind beim Zweipunkt–Wechselrichter nicht möglich, bei dem entweder die positive oder die negative Spannungsschiene durchgeschaltet sind oder der Kurzschluß geschaltet ist. Dies bedeutet, daß der Dreipunkt–Wechselrichter geringere Harmonische in der Ausgangsspannung und im Ausgangsstrom aufweisen wird, wenn ansonsten gleiche Randbedingungen wie gleiche Zwischenkreisspannung und gleiche Schaltfrequenz der aktiven Schalter angenommen werden. Dies hat außerdem Rückwirkungen auf den Sicherheitsfaktor zwischen dem maximal abzuschaltenden Strom in den aktiven Schaltern und dem maximal abschaltbaren Strom des verwendeten Leistungshalbleiters.

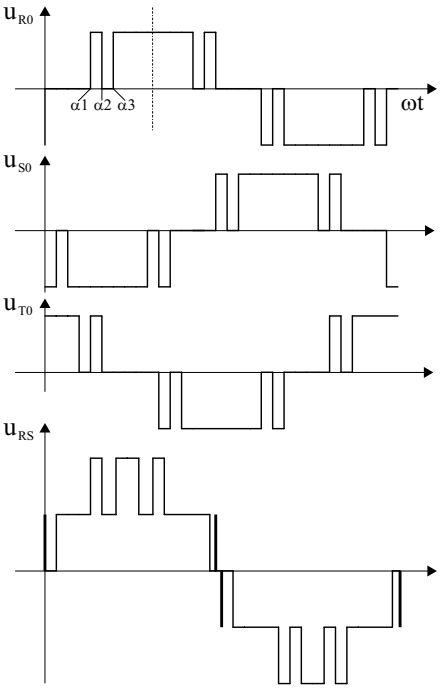


Abb. 8.73: *Ausgangsspannungen des Dreipunkt–Wechselrichters, Flankenpulsmodulation*

Wenn der obige Ansatz verallgemeinert wird, dann sind Abb. 8.73 und 8.74 hilfreich. In beiden Abbildungen wird jeweils eine Symmetrie in der Viertelperiode angesetzt. Wie zu ersehen ist, wird in Abb. 8.74 das Verhältnis von Schaltfrequenz zu Ausgangsfrequenz von $n_T = 1$ auf $n_T = 5$ erhöht. Prinzipiell sind nun zwei Ansätze möglich. Die erste Möglichkeit ist, nach Patel/Hoft [566] gezielt Harmonische durch geeignete Wahl der α_i zu eliminieren. Beispielsweise können bei $n_T = 5$ die 5., 7., 11. und 13. Harmonische eliminiert werden. Vorausgesetzt wird dabei, daß das Verhältnis n_T realisiert werden kann.

Die Elimination der Harmonischen nach Patel/Hoft ist allerdings nicht mehr Stand der Technik. Heutige Anforderungen sind, einen minimalen Strom–Effektivwert oder einen optimierten Stromverlauf mit einem minimalen Stromscheitelwert (Kommutierbarkeit) zu erreichen [628]. Wesentlich ist beim Dreipunkt–Wechselrichter, daß bei kleinen Ausgangsamplituden nur noch die Schaltzustände c, d und z genutzt werden sollten. In diesem Betriebszustand arbeitet der Dreipunkt–Wechselrichter zwar wie ein Zweipunkt–Wechselrichter, er nutzt aber nur die halbe Spannung.

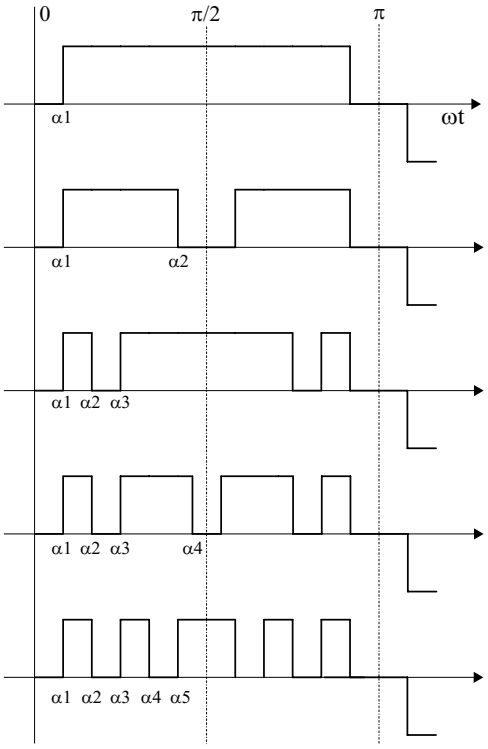


Abb. 8.74: *Symmetrische Pulsmuster*

Im folgenden soll nun etwas genauer auf die verschiedenen Verfahren der Pulsweitenmodulation bei Mehrpunkt–Wechselrichtern (diode–clamped inverter)

eingegangen werden. Aus den Ableitungen zu den Pulsweiten–Modulations–Verfahren beim Zweipunkt–Wechselrichter ist zu entnehmen, daß insbesondere die Sinus–Dreieck–Modulation bzw. die double–edge–sampling–Methode und ihre Abwandlungen wie die Addition von n–fachen dritten Harmonischen am vorteilhaftesten für geringe harmonische Anteile sind. Aufgrund dieser auch für Mehrpunkt–Wechselrichter gültigen Aussage, soll nun diese Variante weiter betrachtet werden. Um den Umfang der Ausführungen zur Pulsweitenmodulation bei Mehrpunkt–Wechselrichtern zu begrenzen, soll nur der Mehrpunkt–Wechselrichter vom Typ diode–clamped inverter betrachtet werden.

Generell gilt, daß bei Mehrpunkt–Wechselrichter nun $K-1$ (K Zahl der Spannungsebenen) Dreieckspannungen als Trägersignale zu realisieren sind, bei $K = 3$ somit 2 Trägersignale, bei $K = 5$ somit 4 Trägersignale etc.. Wie bei dem Zweipunkt–Wechselrichter wird das sinusförmige Sollwertsignal mit den Trägersignalen verglichen. Es gibt nun drei unterschiedliche Varianten der Anordnung der Trägersignale, die in Abb. 8.75 für $K = 5$ dargestellt sind:

- Abb. 8.75a: Trägersignale, die gegensinnig bei Polaritätswechsel sind und die in benachbarten Spannungsebenen gleicher Polarität symmetrisch phasenverschoben sind (Alternative Phase Opposition Disposition, APOD).

- Abb. 8.75b: Trägersignale, die gegensinnig bei Polaritätswechsel verlaufen, in benachbarten Spannungsebenen gleicher Polarität aber keine Phasenverschiebung haben (Phase Opposition Disposition, POD).

- Abb. 8.75c: Alle Trägersignale haben den gleichen Verlauf (Phase Disposition, PD).

Aus der Literatur [497] und [471] ist zu entnehmen, daß die dritte Variante der Pulsweitenmodulation, die PD, die geringsten Harmonischen in der Ausgangsspannung aufweist. APOD und POD sind äquivalent bei Dreipunkt–Wechselrichtern. Das Pulsmuster ergibt sich aus dem folgenden Vergleichen: die betreffende Spannungsebene des Trägersignals wird eingeschaltet, wenn das Sollwertsignal größer als das betreffende Trägersignal ist. Die nächst niedrigere Spannungsebene wird geschaltet, wenn das Sollwertsignal kleiner als das betreffende Trägersignal, aber größer als das nächst untere Trägersignal ist.

Eine ausführliche Analyse für Drei– und Fünf–Punkt–Wechselrichter einschließlich der verschiedenen Modulationsverfahren ist in [541] zu finden. Beispielsweise wird nachgewiesen, daß bei Drei– und Fünf–Punkt–Wechselrichtern der WTHD für die verkettete Spannung bei der PD–Modulation etwa halb so groß ist gegenüber der APOD–Modulation, obwohl der WTHD der Phasenspannungen in etwa gleich sind (Gleichtakt–Unterdrückung).

In [551], [552] und [553] werden die Pulsweiten–Modulationsverfahren für Mehrpunkt–Wechselrichtern mit höheren Spannungsebenen K für den linearen und den Übermodulations–Bereich abgehandelt.

In [541] werden außerdem die Pulsweiten–Modulations–Verfahren für kaskadierte und hybride Mehrpunkt–Wechselrichter diskutiert.

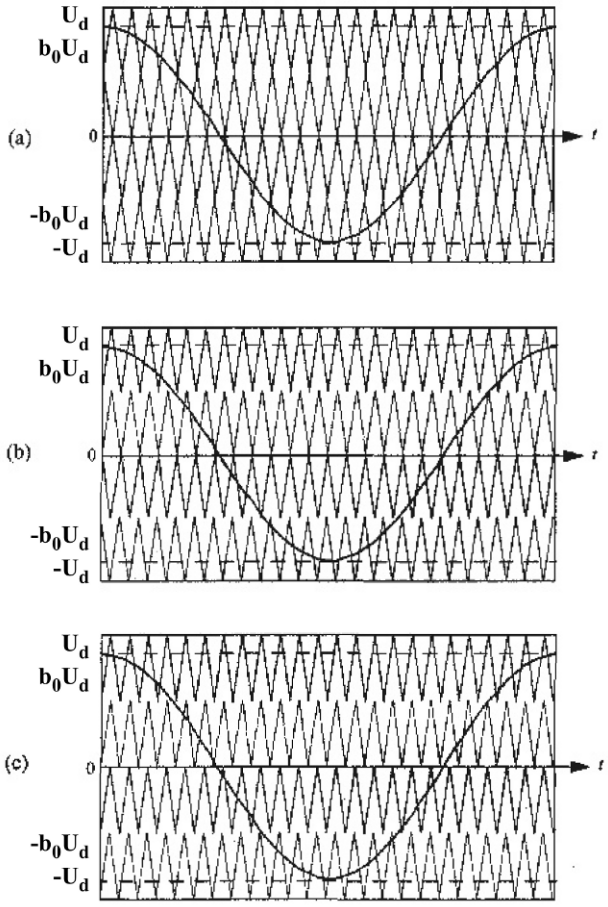


Abb. 8.75: *Modulationsverfahren a) APOD; b) POD; c) PD bei* $n_T = 24$ *für Fünfpunkt–Wechselrichter*

8.5.12 Raumzeigermodulation, Mehrpunkt–Wechselrichter

Ausgehend von der Abbildung 8.39 für den Zweipunkt–Wechselrichter ist festzustellen, das der Zweipunkt–Wechselrichter $2^3 = 8$ Schaltzustände hat, wobei nur 7 Schaltzustände unterschiedlicher Raumzeiger zur Verfügung stehen.

Beim Dreipunkt–Wechselrichter bestehen $3^3 = 27$ Schaltzustände und 19 unterschiedliche Raumzeiger. Beim Fünfpunkt–Wechselrichter gilt, $5^3 = 125$ Schaltzustände und 61 unterschiedliche Raumzeiger. Es ist einsichtig, daß die Bestimmung, welche nutzbaren Raumzeiger für welche Zeitdauern verwendet werden sollen, einen sehr erheblichen rechnerischen Aufwand erfordert. In diesem

Zusammenhang sei beispielsweise auf die Ausführungen hinsichtlich der Null–Raumzeiger beim Zweipunkt–Wechselrichter erinnert.

Generell ist allerdings bei kleinen Sollwert–Amplituden, die innerhalb des inneren Hexagons bei Dreipunkt–Wechselrichter (Abb. 8.56) liegen, die von den Raumzeigern $\vec{c}_i$ bzw. $\vec{d}_i$, $i = 1 - 6$ aufgespannt werden, das beim Zweipunkt–Wechselrichter erläuterte Verfahren direkt anwendbar.

Wesentlich schwieriger wird die Situation, wenn der Sollwert–Raumzeiger in den Sektoren liegt, die von den Raumzeigern der Gruppe $\vec{a}_i$, $\vec{b}_i$, $\vec{c}_i$ und $\vec{d}_i$ in Abb. 8.56 aufgespannt ist. Es ist daher naheliegend, Verfahren zu entwickeln, die diesen rechnerischen Aufwand reduzieren. Beispielsweise sind in der Literatur [622, 625, 633, 635, 640] und [645] verschiedene Vorschläge angegeben.

Generell wird wie bei Zweipunkt–Wechselrichtern bestimmt, in welchem Dreieck sich die Spitze des Soll–Raumzeigers befindet. Abbildung 8.76 zeigt statt dem einen Dreieck beim Zweipunkt–Wechselrichter mit den Raumzeigern $\vec{a}_5$, $\vec{a}_6$ sowie $\vec{z}_1$, $\vec{z}_2$ und $\vec{z}_3$ (Kurzschluß) in Abb. 8.56 jetzt vier Dreiecke in Abb. 8.76. Es ist einsichtig, daß für das Dreieck vier die Gleichungen (8.44) bis (8.51) des Zweipunkt–Wechselrichters direkt angewendet werden können. Allerdings sind an jeder Ecke mehrere Schaltkombinationen möglich, $\vec{c}_5$ oder $\vec{b}_5$, $\vec{c}_6$ oder $\vec{b}_6$ sowie $\vec{z}_1$, $\vec{z}_2$ oder $\vec{z}_3$. Bei der Wahl der Folge der Schaltkombination wird einerseits die Zahl der Schalthandlungen berücksichtigt. Andererseits ist aber auch die Balance der beiden Kondensator–Spannungen zu beachten (siehe Kap. 8.5.2), damit die Null–Spannung auch bei Null verbleibt.

Beim Dreieck 1 und 3 sind teilweise eindeutige Schalterkombinationen wie $\vec{a}_5$ und $\vec{b}_5$ bzw. $\vec{b}_5$ und $\vec{a}_6$ zur Realisierung des Raumzeigers und die Kombination $\vec{c}_5 \,/\, \vec{b}_5$ bzw. $\vec{c}_6 \,/\, \vec{b}_6$ möglich. Wenn beispielsweise der Sollraumzeiger in Dreieck 1 ist, dann werden in [645] die normierten Schaltperioden der drei zu schaltenden Raumzeiger $\vec{a_5}$, $\vec{b_5}$ und $\vec{c_5}/\vec{d_5}$ angegeben zu:

$$\vec{a_5}: \qquad t_1/T = \frac{2\cdot \mid \vec{U}^* \mid \cdot\sqrt{2}}{U_d} \cdot \cos\left(\phi + \frac{\pi}{6}\right) - 1 \tag{8.67}$$

$$\vec{b_5}: \qquad t_2/T = \frac{2\cdot \mid \vec{U}^* \mid \cdot\sqrt{2}}{U_d} \cdot \sin\phi \tag{8.68}$$

$$\vec{c_5}/\vec{d_5}: \qquad t_3/T = t_{3c}/T + t_{3d}/T = 2 - \frac{2\cdot \mid \vec{U}^* \mid \cdot\sqrt{2}}{U_d} \cdot \sin\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) \tag{8.69}$$

mit dem Winkel ϕ zwischen dem Sollraumzeiger $\vec{U}^*$ und der α–Achse des S–Systems. Die Gleichungen (8.67) bis (8.69) können in analoger Übertragung für die anderen Dreiecke genutzt werden [648].

Weitere Veröffentlichungen zur Pulsmustererzeugung sind: [541, 624, 626, 632, 644].

Zur Nullpunktstabilisierung wurden verfeinerte PWM–Methoden vorgeschlagen, bei denen andere Einteilungen der Dreiecke als in Abb. 8.56 vorgenommen wird. Typische Vorschläge sind in [625, 633, 640, 646] dargestellt.

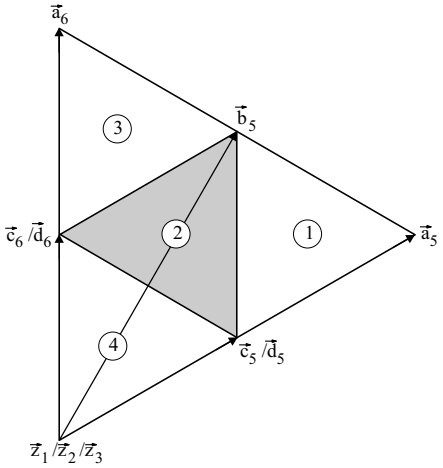


Abb. 8.76: *Ursprüngliche Unterteilung zur Bildung der Raumzeiger–Komponenten*

Wenn wir beim Dreipunkt–Wechselrichter bleiben, dann kann der Selektionsprozeß, in welchem äußeren Dreieck sich der Soll–Raumzeiger befindet, vereinfacht werden, indem das Sechseck des Dreipunkt–Wechselrichters (in Abb. 8.56) in sieben Unter–Sechsecke wie beim Zweipunkt–Wechselrichter unterteilt wird [551]. Ein Unter-Sechseck ist beispielsweise das innere Sechseck in Abb. 8.56 mit dem Raumzeigern $\vec{c}_1$ / $\vec{d}_1$ bis $\vec{c}_6$ / $\vec{d}_6$. Wie bereits beschrieben, können für das innere Unter–Sechseck die bekannten Gleichungen für den Zweipunkt–Wechselrichter genutzt werden.

Außer dem inneren Unter–Sechseck gibt es aber sechs äußere Unter–Sechsecke, beispielsweise $\vec{a}_1$, $\vec{b}_1$, $\vec{c}_2$ / $\vec{d}_2$, $\vec{z}_1$ / $\vec{z}_2$ / $\vec{z}_3$, $\vec{c}_6$ / $\vec{d}_6$, $\vec{b}_6$.

In gleicher Weise werden die anderen äußeren Unter–Sechsecke gebildet. Die Mittelpunkte der sechs äußeren Unter–Sechsecke sind die Kanten des inneren Unter–Sechsecks. Die Mittelpunkte der äußeren Unter–Sechsecke sind nach Tabelle 8.4 somit um $U_d/3$ vom Nullpunkt verschoben.

Die Bestimmung der Schaltsequenz erfolgt in drei Schritten. Der erste Schritt ist die Bestimmung, in welchem der äußeren Unter-Sechsecke sich der Soll–Raumzeiger befindet. Im zweiten Schritt wird vom Mittelpunkt des betreffenden äußeren Unter-Sechsecks ein Raumzeiger zur Spitze des Raumzeigers gebildet. Im dritten Schritt wird wie beim Zweipunkt–Wechselrichter die Schaltsequenz und die Zeitdauer bestimmt. Auf dem Wechsel von einem äußeren zum nächsten äußeren Unter–Sechseck ist bei der Wahl der Schaltsequenzen zu achten. Die Folge der Schaltsequenzen kann für jedes Unter-Sechseck vorab festgelegt oder mittels logischer Entscheidung abgerufen werden [648].

Diese Verfahren können auf Mehrpunkt–Wechselrichter mit höheren Spannungsebenen und auch auf die anderen Arten der Mehrpunkt-Wechselrichter übertragen werden [541, 624, 626, 632, 644].

Bei der Wahl der Folge der Schalterkombination sollte wiederum ein Minimum an Schalthandlungen das Ziel sein. Es ist bei der Wahl der Schaltsequenz zusätzlich der Wechsel von einem Dreieck zum anderen zu beachten. Wie außerdem bei den Schalterkombinationen - Sequenzen beim Zweipunkt-Wechselrichter diskutiert, sollten die Sequenzen abwechselnd gespiegelt werden.

8.6 Grundlegende Eigenschaften und Auslegung eines Drehstromantriebs mit Pulswechselrichter

Im Folgenden werden die Anforderungen an Drehstrommaschine und Pulswechselrichter und deren gegenseitige Abhängigkeit aufgezeigt.

8.6.1 Beanspruchung und Bemessung der frequenzgesteuerten Asynchronmaschine mit Käfigläufer

Abbildung 8.77 zeigt idealisiert das statische Drehzahl–Drehmoment–Verhalten und die Beanspruchung der frequenzgesteuerten Asychronmaschine. Im unteren Drehzahlbereich bis zum Nennpunkt steht ein konstantes Dauermoment zur Verfügung (Drehmomentbereich). Die Antriebskomponenten werden am günstigsten ausgenutzt, wenn in diesem Bereich der Fluß auf seinem Nennwert gehalten wird. Dazu muß die Spannung ungefähr proportional zur Frequenz eingestellt werden. Man spricht deshalb auch vom Spannungsstellbereich. Im Nennpunkt ist die maximale Ausgangsspannung am Wechselrichter erreicht. Bei weiterer Frequenzerhöhung fällt der Fluß und damit auch bei konstant vorgegebener Leistung das Moment hyperbolisch ab, wobei aber der Strom wegen des kleiner werdenden $\cos\varphi_1$ etwas angehoben werden muß. Diesen Bereich nennt man Feldschwächbereich oder Leistungsstellbereich. Mit diesen Kennlinien sind die Grundgrößen des Antriebs gegeben. Ähnliche Kurven werden gegebenenfalls auch in den anderen Drehzahl–Drehmoment–Quadranten gefordert (vgl. Kap. 6.3.1).

Die Baugröße der Maschine wird im wesentlichen durch das Dauerdrehmoment bestimmt. Vier- und sechspolige Maschinen werden wegen ihres günstigen Momentengewichts bevorzugt. Bei kleinen Leistungen werden nach Möglichkeit Normmotoren eingesetzt, wobei geprüft werden muß, ob der Rotor bei Betrieb über 50 *Hz* für die erhöhte Drehzahl geeignet ist. Bei großen Leistungen wird der Umrichterbetrieb schon bei der Motorauslegung berücksichtigt. Neben kleiner Stromverdrängung werden auch spezielle Anforderungen an die Größe und Verteilung der Streuinduktivität erfüllt. Anlauf mit großer Schlupffrequenz tritt beim Pulsumrichterbetrieb nicht auf, so daß die entsprechenden Maßnahmen entfallen können.

Der Umrichterbetrieb führt zu zusätzlichen Beanspruchungen in der Maschine [474, 593]. Bei Betrieb der Maschine mit Frequenzen über 50 *Hz* ergeben sich erhöhte Eisenverluste, die gegebenenfalls durch Flußabsenkung kompensiert werden müssen. Die Spannungsoberschwingungen führen auch zu Ober-

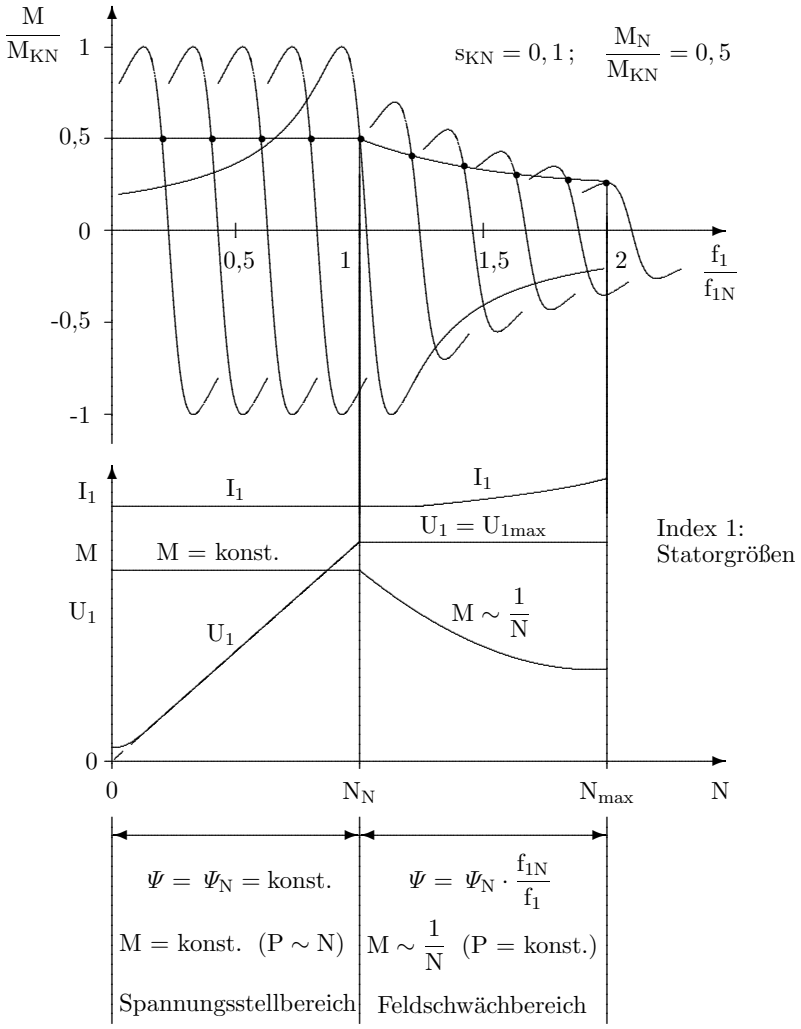


Abb. 8.77: *Kennlinien und Stellbereiche der frequenzgesteuerten Asynchronmaschine mit Käfigläufer*

schwingungsanteilen im Maschinenfluß und damit zu zusätzlichen Eisenverlusten, die man aber beim Pulsumrichterbetrieb mit höheren Pulsfrequenzen meistens vernachlässigen kann. Weiterhin führen die Spannungsoberschwingungen zu Oberschwingungsströmen, deren Größe umgekehrt proportional zur Streuinduktivität der Maschine ist. Hierbei ist zu beachten, daß die bei der jeweiligen Oberschwingungsfrequenz wirksame Induktivität maßgebend ist. Deshalb sollen die Maschinen möglichst stromverdrängungsarm aufgebaut werden. Diese Oberschwingungsströme führen zu Zusatzverlusten in den Wicklungen, deren Größe

durch die wirksamen Widerstände bei den entsprechenden Frequenzen bestimmt wird. Stromverdrängung wirkt sich hier also doppelt ungünstig aus durch erhöhte Ströme und durch erhöhten Widerstand für diese Ströme. Im günstigsten Fall betragen die Stromzusatzverluste ca. 10 % der Grundschwingungsverluste. Bei Serienkurzschlußläufermaschinen können Zusatzverluste von 20 bis 30 % auftreten, was die abgebbare Leistung dieser Maschinen merklich reduziert.

8.6.2 Dimensionierung des Pulswechselrichters

Die Aufgabe bei der Dimensionierung und der Wahl der Pulsverfahren besteht darin, einen günstigen Kompromiß zwischen einer möglichst kleinen Pulsfrequenz (Wirkungsgrad, thermische Beanspruchungen) und einer möglichst kleinen Laststromspitze (Aufwand für die Kommutierungseinrichtung bzw. Gate–Ansteuerung und Beschaltung, dynamische Beanspruchung der Halbleiterbauelemente) zu finden. Hierbei müssen die Spannungsgrenzen der Wechselrichter berücksichtigt werden. Abbildung 8.78 soll diese Zusammenhänge verdeutlichen.

Die maximale Ausgangsfrequenz $f_{1\,max}$ ergibt sich aus der maximalen Drehzahl N_{max} und der gewählten Polpaarzahl Z_p der Maschine zu:

$$f_{1\,max} \;=\; Z_p \cdot N_{max} \;=\; f_{1N} \cdot \frac{N_{max}}{N_N} \tag{8.70}$$

Im allgemeinen wird bei Wechselrichtern hoher Leistung der Nennpunkt von kleinen Drehzahlen her mit der Dreifachtaktung angefahren, so daß die zulässige maximale Pulsfrequenz $f_{T\,max}$ mindestens dreimal so groß sein muß wie die Nennfrequenz f_{1N}:

$$f_{T\,max} \;\geq\; 3 \cdot f_{1N} \tag{8.71}$$

Im mittleren Teil von Abb. 8.78 ist der mögliche Verlauf von f_T in Abhängigkeit von der Ausgangsfrequenz f_1 dargestellt. (Hierbei ist zu beachten, daß bei der Sechsfachtaktung entsprechend Abb. 8.30 die Pulsfrequenz siebenmal so groß wie die Grundfrequenz ist.). Bei $f_{T\,max} = f_{1N}$ ergibt sich z.B. der voll ausgezogene Verlauf der Pulsfrequenzen, wenn die maximale Pulsfrequenz bei allen Mehrfachtaktungen voll ausgenutzt wird. Entsprechend ergibt sich im oberen Bildteil der Verlauf der Oberschwingungsstromspitzen $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$ (vgl. Abb. 8.36b). Sie erreichen hier beim Übergang von der Dreifach– zur Sechsfach–Taktung recht hohe Werte. Im Bereich sehr kleiner Drehzahlen wird die nichtsynchronisierte Pulsweitenmodulation angewendet ($f_T > 10 \cdot f_1$).

Im unteren Bildteil sind der geforderte Spannungsverlauf und die Spannungsgrenzen entsprechend Abb. 8.32b und der mögliche Frequenzbereich für die einzelnen Mehrfachtaktungen dargestellt. Man sieht, daß im Punkt A die Spannungsgrenze für die Dreifachtaktung erreicht wird. Erhöht man die Frequenz weiter, sinkt die Spannung etwas ab. Beim Übergang in die Grundfrequenztaktung ($n_T = 1$) bei f_{1N} springt sie dann auf den Endwert. Um diesen Sprung und die entsprechenden dynamischen Vorgänge zu mildern, kann die in Kap. 8.4.4

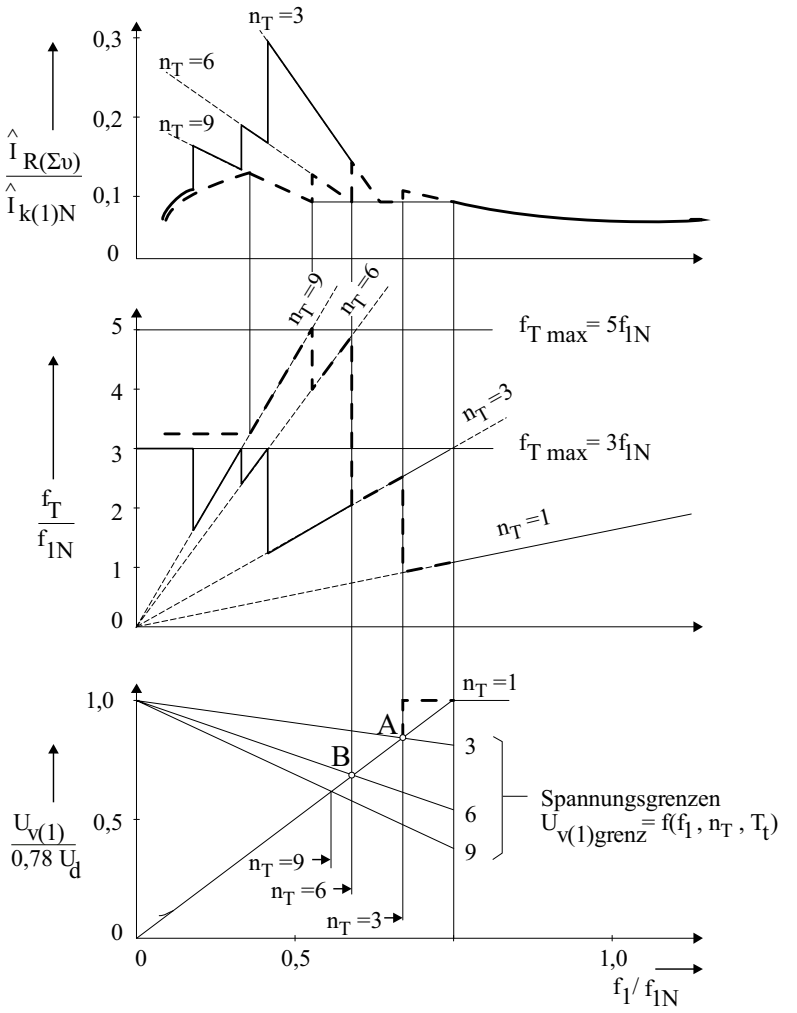


Abb. 8.78: *Oberschwingungsstrom–Spitzenwerte $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$, Taktfrequenzen f_T und Spannungsgrenzen für $U_{v(1)}$ beim Pulswechselrichterantrieb*

dargestellte Dreifachtaktung mit Zwischenpulsverschiebung eingesetzt werden. Ganz läßt sich der Sprung bei endlicher Wechselrichtertotzeit jedoch nicht vermeiden.

Wählt man als zulässige Pulsfrequenz $f_{T\,max}$ die fünffache Nennfrequenz, ergeben sich die gestrichelt eingezeichneten Verläufe. Hierbei kann die Sechsfach-

taktung wegen der Spannungsbegrenzung in Punkt B nicht bis zur maximalen Pulsfrequenz ausgefahren werden. In Punkt A ist wieder die Spannungsbegrenzung bei Dreifachtaktung erreicht. Zu höheren Grundfrequenzen wird hier im Beispiel direkt in die Grundfrequenztaktung übergegangen. Dem entspricht ein Spannungssprung auf den Maximalwert. Dazu sind wieder die sich ergebenden Oberschwingungsspitzenwerte $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$ aufgetragen, deren Amplituden auf Kosten der erhöhten Pulsfrequenzen kleiner geworden sind. Eine weitere Pulsfrequenzerhöhung ist nicht mehr sinnvoll. Im unteren Drehzahlbereich ist hier im Beispiel die Pulsfrequenz bei nicht synchronisierter Pulsweitenmodulation mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad abgesenkt.

Bei Pulswechselrichter–Antrieben werden also oft Kombinationen der verschiedenen Pulsverfahren angewendet. Während man im unteren Drehzahlbereich die nicht synchronisierte Pulsweitenmodulation einsetzt, wird bei mittleren Frequenzen das Unterschwingungsverfahren angewendet. Bei der Nennfrequenz geht man zur Grundfrequenztaktung über. Dem überlagert wird oft auch die Zweipunktstromregelung zur Begrenzung des Stroms bei dynamischen Vorgängen vorgesehen.

Bei modernen Leistungshalbleitern der kleineren Leistungsklasse wie MOSFETs und IGBTs lassen sich im allgemeinen bis zum Nennpunkt des Umrichters Pulsfrequenzen realisieren, die bezogen auf die Ausgangsfrequenz f_1 relativ hoch sind. In diesem Fall können direkte Pulsmuster verwendet werden (vgl. Kap. 8.4.12 und Band 2 dieser Buchreihe [57–59]). Die zulässige Pulsfrequenz ergibt sich aus der Betrachtung der Durchlaß- und der Schaltverluste (Ein- und Ausschaltverluste).

Im vorliegenden Fall sollen Wechselrichter hoher Leistung und damit niedriger Pulsfrequenz betrachtet werden.

8.6.3 Pulsationsmomente

Die Spannungsoberschwingungen haben Stromoberschwingungen zur Folge, die mit dem nahezu sinusförmigen Luftspaltfluß Wechselanteile im Luftspaltmoment der Maschine bilden. Abbildung 8.79 zeigt den zeitlichen Verlauf dieser inneren Drehmomente bei einem Pulswechselrichter–Antrieb. Den recht geringen Wechselanteilen im Drehmoment bei Grundfrequenztaktung im Feldschwächbereich steht eine erhöhte Welligkeit bei mittleren Drehzahlen gegenüber. Bei kleinen Drehzahlen, namentlich beim Anfahren, ergibt sich ein besonders günstiger Verlauf mit recht kleinen Zeitflächen der Wechselanteile des Drehmoments, die bei starr verbundenen Schwungmassen ein direktes Maß für die Drehzahländerungen und damit für die Laufruhe darstellen. Diese Eigenschaft im Anfahrbereich ist ein wesentlicher Grund für den Einsatz der Pulswechselrichter in der schweren Traktion. Die in Abb. 8.79 dargestellten Drehmomente sind innere Momente, die im allgemeinen durch das mechanische Übertragungssystem noch abgeschwächt werden. Im Resonanzfall können jedoch auch höhere Pulsationsmomente auftreten.

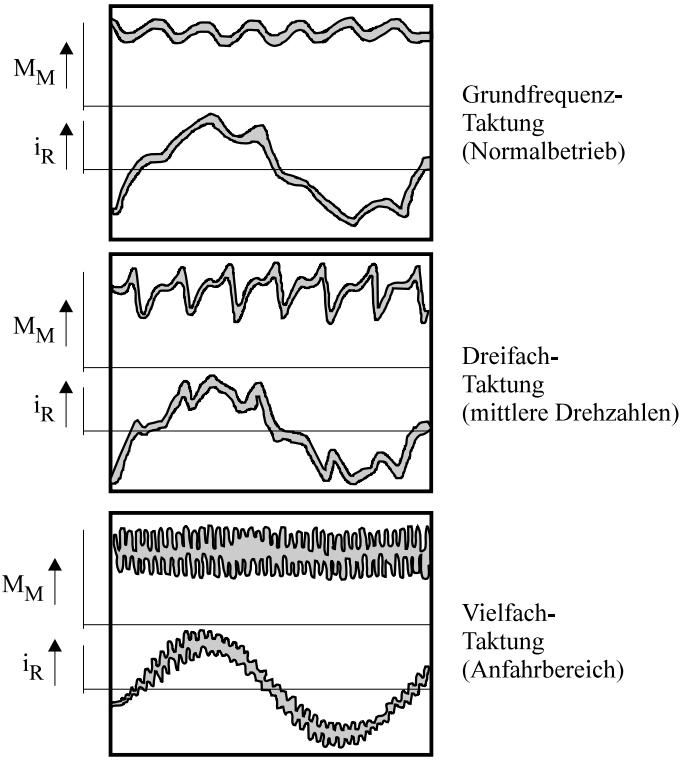


Abb. 8.79: *Pulsationsmomente bei sechspulsigen U–Umrichtern*

8.6.4 Gleichspannungs–Zwischenkreis

Bei den bisherigen Überlegungen wurde von einer idealen, d.h. zeitlich konstanten und impedanzfreien Gleichspannungsquelle für die Pulswechselrichter ausgegangen. Im allgemeinen werden diese idealisierten Energiequellen durch Gleichrichterschaltungen mit Speicherelementen auf der Gleichspannungsseite angenähert realisiert. Dadurch wird der Pulswechselrichter zu einem Umrichter mit Gleichspannungs–Zwischenkreis, dem *Pulsumrichter*, erweitert.

Der Gleichspannungs–Zwischenkreis hat als Speicherelemente im wesentlichen Kondensatoren. Sie bilden Energiespeicher für die durch die endlichen Schaltfrequenzen hervorgerufenen Stromoberschwingungen auf der Motor- und Netzseite und den damit verbundenen unterschiedlichen Augenblickswerten der Leistung und stützen die Gleichspannung U_d bei Laständerungen. Sie begrenzen damit auch die gegenseitigen Rückwirkungen zwischen Netz und Maschine. In vielen Fällen dienen sie auch als impedanzarmer Bypass für die Kommutierungs-

vorgänge im Pulswechselrichter. Hierzu werden sie auch oft bei direkter Gleichspannungseinspeisung aus Netzen und Batterien verwendet. Die Kapazität dieser Glättungskondensatoren richtet sich nach der Spannungstoleranz, die bei gegebenem Antriebskonzept zugelassen wird und den Wechselrichteraufwand mitbestimmt. Hier muß man einen Kompromiß eingehen, da man andererseits aus wirtschaftlichen Erwägungen heraus und aus Schutzgründen die Kapazität möglichst klein halten will.

8.6.5 Eingangsschaltungen und Bremsbetrieb

Bei der Wahl der Eingangsschaltungen müssen die zulässigen Netzrückwirkungen und die geforderten Last- und Bremsbedingungen berücksichtigt werden. Pulswechselrichter können (wie auch die Wechselrichter in Kap. 8.3) problemlos in den Gleichrichterbetrieb umgesteuert werden. Dabei wird die Energie von der Maschinenseite in den Zwischenkreis übertragen. Hierzu muß die Stromrichtung im Eingangskreis umkehrbar sein.

In Abb. 8.80 sind die wichtigsten Eingangsschaltungen für Pulswechselrichter dargestellt. Bei Speisung aus dem Industrienetz wird vor allem der ungesteuerte Gleichrichter eingesetzt. Diese Schaltung hat neben dem einfachen Aufbau den Vorteil, daß das Netz nicht mit Steuerblindleistung beaufschlagt wird. Der erreichbare Grundschwingungs–Verschiebungsfaktor $\cos\varphi_1$ im Netz ist damit recht hoch, der Leistungsfaktor λ dagegen wesentlich ungünstiger.

Auf der Zwischenkreisseite haben die Eingangsschaltungen meistens noch eine Drossel, die die Oberschwingungsströme im Stützkondensator begrenzt. Arbeiten mehrere Wechselrichterschaltungen an einer gemeinsamen Einspeise–Brücke, so erlauben diese Drosseln bei geeigneter Auslegung ein selektives Abschalten in Störungsfällen. Bei wesentlichen Netzspannungsschwankungen kann die Zwischenkreisspannung durch steuerbare Schaltungen konstant gehalten werden.

Zum Bremsen sind diese Einfachschaltungen nicht geeignet, da sich die Stromrichtung nicht umkehren läßt. Hier muß die Bremsenergie in einem Bremswiderstand umgesetzt werden, der zum Beispiel im Zwischenkreis angeordnet ist. Zur Einstellung der Bremsleistung muß dieser Widerstand veränderbar sein. Bei einem Festwiderstand ist die Verlustleistung konstant und bei geringerer Bremsleistung wird die Differenz aus dem Netz geliefert. Will man die Bremsenergie ins Netz zurückführen, kann man zur Diodenbrücke über Kreisstromdrosseln antiparallel eine vollsteuerbare Thyristorbrücke schalten, die an einer Anzapfung des Eingangstransformators mit höherer Spannung arbeitet und im Wechselrichterbereich betrieben wird. Eine generelle Tendenz ist aber inzwischen auf der Netzseite ebenso einem selbstgeführten Wechselrichter zu verwenden.

Mit dieser Lösung kann der $cos\varphi = 1$ und $\lambda \approx 1$ eingestellt werden, dies ist eine netzfremdliche Einspeisung.

Bei Bahnantrieben mit Pulswechselrichtern haben je nach Energieversorgung verschiedene Einspeiseanordnungen Bedeutung erhalten. Bei Diesellokomotiven werden Synchronmaschinen mit nachgeschalteter Diodenbrücke eingesetzt. Die

Zwischenkreisspannung wird hier über die Erregung eingestellt. Bremsbetrieb ist hier nur mit Bremswiderständen möglich. Bei Gleichspannungsfahrzeugen kann der Zwischenkreis u.U. direkt an den Fahrdraht oder an die Batterie angeschlossen werden. Im allgemeinen sieht man jedoch einen Eingangssteller vor, der möglichst unabhängig von Netzspannungsschwankungen oder vom Belastungszustand die Spannung konstant hält und auch eine Spannungsanpassung zwischen Fahrdraht und Antriebsstromrichter erlaubt. Meistens wird ein Hochsetzsteller eingesetzt, der auf der Netzseite eine Drossel hat und damit die unerwünschten Netzstrom–Oberschwingungen begrenzt.

Zum Bremsbetrieb können die Stellerventile durch Schalter umgruppiert werden, oder man erweitert die Schaltung zu einem Zwei–Quadrant–Gleichstromsteller (2QS), der beide Stromrichtungen führen kann. Mit dieser Schaltung läßt sich auch ein Bremswiderstand pulsgesteuert betreiben. Durch zwei solche elektronischen Schalter läßt sich ein Vier–Quadrant–Gleichstromsteller (4QS) aufbauen. Diesen Vier–Quadrant–Steller kann man bei Wechselspannungs–Einspeisung, besonders bei der Bahnnetzfrequenz 16 2/3 Hz, so ansteuern, daß er auf seiner Netzseite pulsweitenmoduliert die Netzspannung nachfährt und damit sehr hohe Netzleistungsfaktoren λ erzielt (Pulsgleichrichter).

Zur Kompensation der Netzleistungspendelung mit der doppelten Frequenz $2{\cdot}(16\,2/3\ Hz) = 33\,1/3\ Hz$ ist hier im Zwischenkreis ein Saugkreis angeordnet, der auf die doppelte Netzfrequenz abgestimmt ist. Bei weniger hohen Anforderungen an die Netzbelastung können auch die einfacheren netzgeführten Stromrichtervarianten eingesetzt werden. Zum Bremsen müssen dann Bremswiderstände oder auch antiparallele Stromrichter eingesetzt werden.

8.6.6 Anwendungsbereiche der Pulswechselrichter

Pulsumrichter können bei geeigneter Einspeisung Drehfeldmaschinen in allen vier Quadranten der Drehzahl–Drehmoment–Ebene betreiben und sind damit universell einsetzbar. Wegen des erhöhten Aufwandes in den Leistungskreisen und in der Informationsverarbeitung werden sie vorzugsweise dort eingestzt, wo ihre besonderen Eigenschaften gegenüber einfacheren Umrichterarten zum Tragen kommen.

Mit Pulswechselrichtern lassen sich alle Anforderungen an die Ausgangsgrößen nach Betrag, Frequenz und Kurvenform bei entsprechender Pulsfrequenz weitgehend erfüllen. Damit lassen sich Drehzahlstellbereiche von 1 : 300 und darüber erreichen. Bei geeignetem Steuerverfahren kommt man mit recht kleinen Pulszahlen je Lastperiode aus. Da die Spannung in jedem beliebigen Zeitpunkt verstellt werden kann, erreicht man eine sehr hohe Dynamik. Bei kleinen Frequenzen, also beim Stillstand und im Anfahrbereich, kann das volle Drehmoment mit sehr kleinen Wechselanteilen aufgebracht werden. Deshalb ist der Pulsumrichter für Antriebe mit Schweranlauf besonders geeignet.

Auch die feste Zwischenkreisspannung bietet eine Reihe von Vorteilen. Als Einspeisung können ungesteuerte Gleichrichter werden. Es können auch mehre-

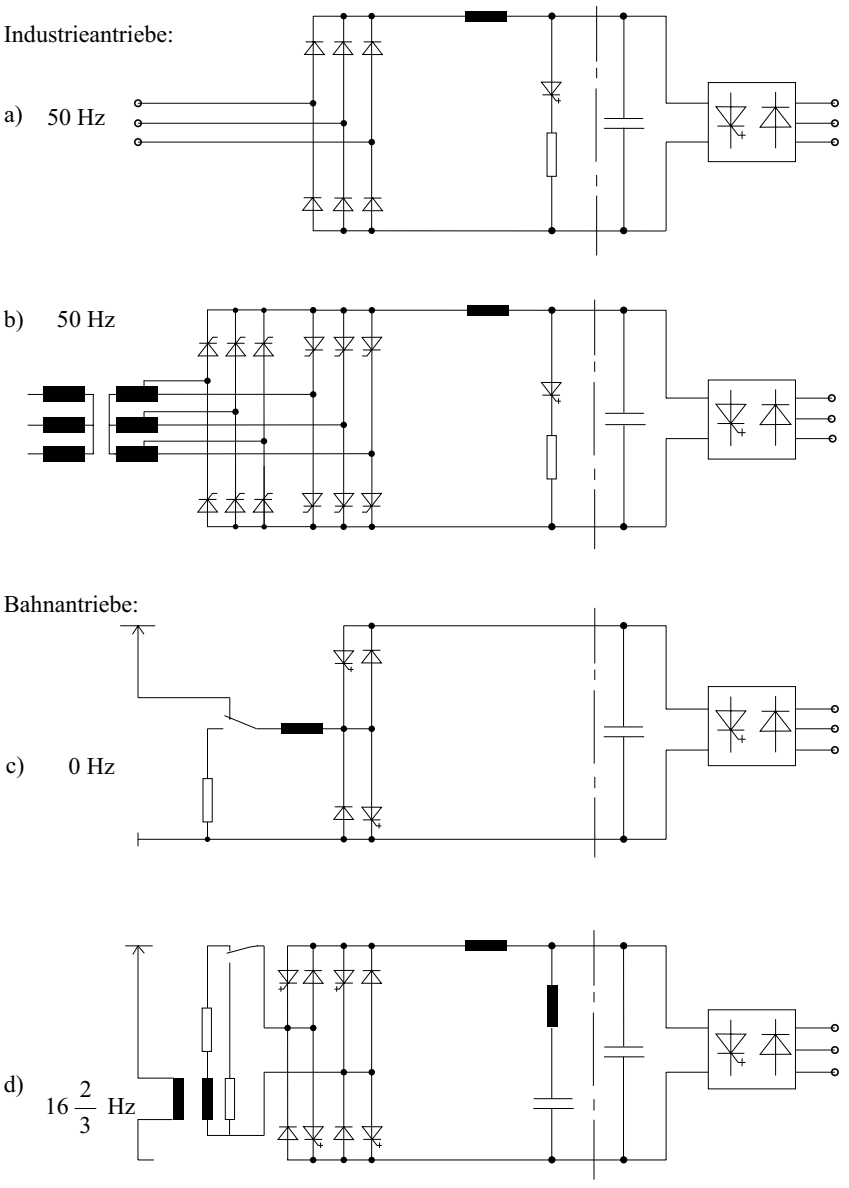


Abb. 8.80: *Typische Eingangsschaltungen für U–Wechselrichter*

re Pulswechselrichter aus einer gemeinsamen Gleichspannungs–Sammelschiene versorgt werden. Daher kann gegebenenfalls auch ein Energieaustausch zwischen den einzelnen Wechselrichterkreisen stattfinden. Der Gleichspannungs–Zwischenkreis kann durch Batterien gestützt werden, um Netzunterbrechungen zu überbrücken, gegebenenfalls auch bis zum Hochlauf eines Dieselaggregates, oder um die Netzrückwirkungen bei einem Stoßlastbetrieb zu begrenzen.

Pulswechselrichter werden in der Antriebstechnik eingesetzt zur Speisung von Drehstromsychronmaschinen, Reluktanzmotoren und Asychronmaschinen mit Käfigläufer. Dabei kann es sich um Einzelantriebe oder um Mehrmotorenantriebe an einer gemeinsamen Drehstrom–Sammelschiene handeln.

8.7 Selbstgeführte Thyristor–Wechselrichter mit Phasenlöschung

In diesem Kapitel wird die Arbeitsweise und die Auslegung eines Thyristor–Wechselrichters mit Phasenlöschung in sperrspannungsfreier Schaltung zunächst grundsätzlich und anschließend ausführlich dargestellt.

Der Grund für die ausführliche Behandlung dieser Lösung ist, daß es ein gewisses Interesse an der resonanten Entlastung von Schaltvorgängen gibt. Diese Techniken werden für die Gleichspannungswandler in Kap. 9 ausführlich dargestellt. Wie in Kap. 9 beschrieben, gibt es die Schaltentlastung mit dem Nullspannungsschalter (ZVS: Zero Voltage Switching) und dem Nullstromschalter (ZCS: Zero Current Switching). Die vorliegende Schaltung muß das Nullstromprinzip verwenden, da Thyristoren nur mit dem Nullstromprinzip abgeschaltet werden können. Wie in Kap. 9 weiter ausgeführt wird, gibt es quasi–, multi– und transient–resonante Entlastungsschaltungen. Die vorliegende Schaltung nutzt das Prinzip der transient–resonanten Entlastung.

Wie weiterhin in Kap. 9 angemerkt, stehen die resonanten Entlastungen im Wettbewerb mit den „hart“ geschalteten und mit verlustbehafteten oder „verlustfreien“ Beschaltungsverfahren realisierten Lösungen. Ganz allgemein soll noch einmal darauf hingewiesen werden, daß der Mehraufwand des transient–resonanten Entlastungskreises gegenüber einer RCD–Beschaltung oder einer „verlustfreien“ Beschaltungsmaßnahme erheblich ist. Dieser Mehraufwand ist unter anderem auch dadurch begründet, daß die Resonanzfrequenz des transient–resonanten Netzwerks im allgemeinen hoch gegenüber der PWM–Frequenz ist und damit die Schalter des resonanten Netzwerks mit relativ kurzen und hohen Stromspitzen belastet werden (bis zum 1,5 – 2–fachen Maximalstrom des Wechselrichters). Dies kann bei größeren Leistungen zu Schwierigkeiten bei der Realisierung führen.

Aus diesem Grund ist die erzielbare Erhöhung der Pulsfrequenz des selbstgeführten Wechselrichters nicht extrem gegenüber den herkömmlichen Lösungen. Es ist daher beispielsweise kritisch zu prüfen, ob in speziellen Anwendungsfällen wie bei Stromversorgungen, die ein Eingangs- und/oder ein Aus-

gangsfilter benötigen, oder bei Anwendungen, die EMC–empfindlich sind, für diese Lösungen durch die Erhöhung der Pulsfrequenz eine Reduktion der Filterkosten erreichbar ist, die den Mehraufwand des transient–resonanten Entlastungskreises überkompensiert, und somit eine wirtschaftliche Perspektive erschlossen wird.

Die ausführliche Behandlung der Phasenlöschung erfolgt außerdem, um an diesem Beispiel das ingenieurmäßige Vorgehen bei derartigen Aufgabenstellungen darzustellen. Die folgenden Überlegungen und Berechnungen nutzen Darstellungen von H. Mennicken, die großenteils nicht veröffentlicht sind [555].

8.7.1 Schaltung und Arbeitsweise

Abbildung 8.81 zeigt das Schaltbild einer Phase der sperrspannungsfreien Mittelpunktschaltung mit Phasenlöschung. Sie besteht im wesentlichen aus den beiden Gleichspannungsquellen GSQ_1 und GSQ_2, den Lastthyristoren V_1 und V_2, den Dioden D_1 und D_2, sowie der Kommutierungs–Einrichtung mit den Kommutierungs–Thyristoren V_3 und V_4, dem Kommutierungs–Kondensator C_K und den Kommutierungs–Induktivitäten $L_1 = L_2 = L_3 = L_K/2$.
(Anmerkung: Die Annahme von drei gleichen Kommutierungs–Induktivitäten $L_1 = L_2 = L_3$ ist in der Praxis nicht immer gegeben, da die Verhältnisse durch unsymmetrische Aufteilungen und magnetische Kopplungen häufig wesentlich komplizierter sind [446].)

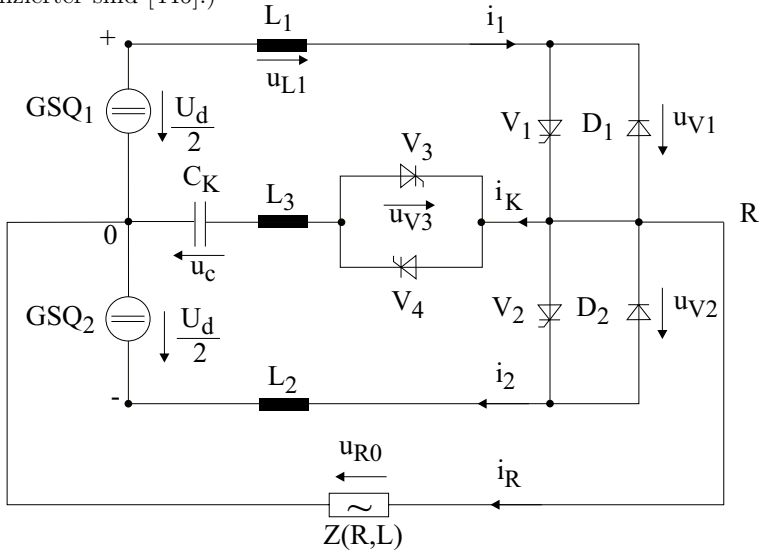


Abb. 8.81: *Sperrspannungsfreie Wechselrichterschaltung mit Phasenlöschung*

Die Funktionsweise der Schaltung soll nun anhand von Abb. 8.82 und 8.83 beschrieben werden. In Abb. 8.82 sind die Zeitverläufe der Ströme und Spannun-

gen nach den Zählpfeilen von Abb. 8.81 dargestellt. Abbildung 8.83 zeigt die den einzelnen Funktionsbereichen I bis IX zuzuordnenden Ersatzschaltbilder.

Bei der Beschreibung der Arbeitsweise der Schaltung werden folgende Voraussetzungen angenommen:

a) Die Gleichspannungsquellen GSQ müssen auch für hochfrequente Ströme (einige kHz) niederohmig sein;
b) der Stromrichterkreis ist dämpfungsfrei;
c) die Halbleiter sind „ideal“, d.h. sie führen keine Rückströme, deshalb können auch die Beschaltungen fehlen;
d) die Induktivität der Last Z ist so groß, daß der Laststrom i_R während der Kommutierung als konstant angesehen werden kann;
e) der Strom $\hat{I}_R$ (Spitzenwert des Laststroms plus Spitzenwert des Oberschwingungsstroms) ist der für die Auslegung im gesamten Betriebsbereich relevante Strom.

Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich der folgende Ablauf der Kommutierung:

Im Zeitpunkt t_0 werden die Thyristoren V_1 und V_4 gezündet. Dadurch kann der Laststrom i_R von der GSQ_1 zur Last Z fließen. Gleichzeitig lädt sich der Kondensator C_K mit einem sinusförmigen Strom i_K (Amplitude $\hat{I}_K$, Halbschwingungsdauer $T_K/2$) auf die Spannung U_d auf (Bereich I).

Wenn der Strom i_K im Nulldurchgang (Zeitpunkt t_1) wegen der treibenden Kondensatorspannung u_C zurückschwingen will, sperrt V_4 (Bereich II). Der Kondensator ist jetzt aufgeladen, um den Thyristor V_1 wieder löschen zu können. Der Bereich II ist (idealisiert) der Zeitabschnitt t_e der Pulsweitenmodulation, in dem der Thyristor V_1 eingeschaltet ist.

Im Zeitpunkt t_2 wird der Kommutierungsthyristor V_3 gezündet und damit der Löschvorgang für V_1 eingeleitet. Der zur Zeit t_1 gleichsam angehaltene Schwingungsvorgang kann jetzt weiter ablaufen (Bereich III). Im Zeitpunkt $t_2^{'}$ wird der Strom i_1 negativ, d.h. der Thyristor V_1 ist stromlos und die Diode D_1 führt den Differenzstrom zwischen Kommutierungs- und Laststrom bis zum Zeitpunkt t_3.

Bei idealisierter Betrachtung ergibt sich die Zeit von $t_2^{'}$ bis t_3, in der die Diode D_1 Strom führt, als die von der Schaltung angebotene Freihaltezeit t_H, welche größer als die Freiwerdezeit t_q des Thyristors V_1 sein muß:

$$(t_3 - t_2^{'}) \;\geq\; t_H \;>\; t_q \tag{8.72}$$

In der Realität sind im Kreis V_1–D_1 parasitäre Induktivitäten $L_{\sigma V}$ und $L_{\sigma D}$ vorhanden (Abb. 8.84), so daß der Stromübergang von V_1 zu D_1 verzögert wird. Außerdem ist der Forward–Recovery–Effekt der Diode D_1 zu beachten, der nochmals eine Verzögerung bewirkt.

Weiter ist aus Abb. 8.84 zu ersehen, daß der Diodenstrom nach Erreichen seines Scheitelwertes ein negatives di/dt aufweist. In der parasitären Induktivität

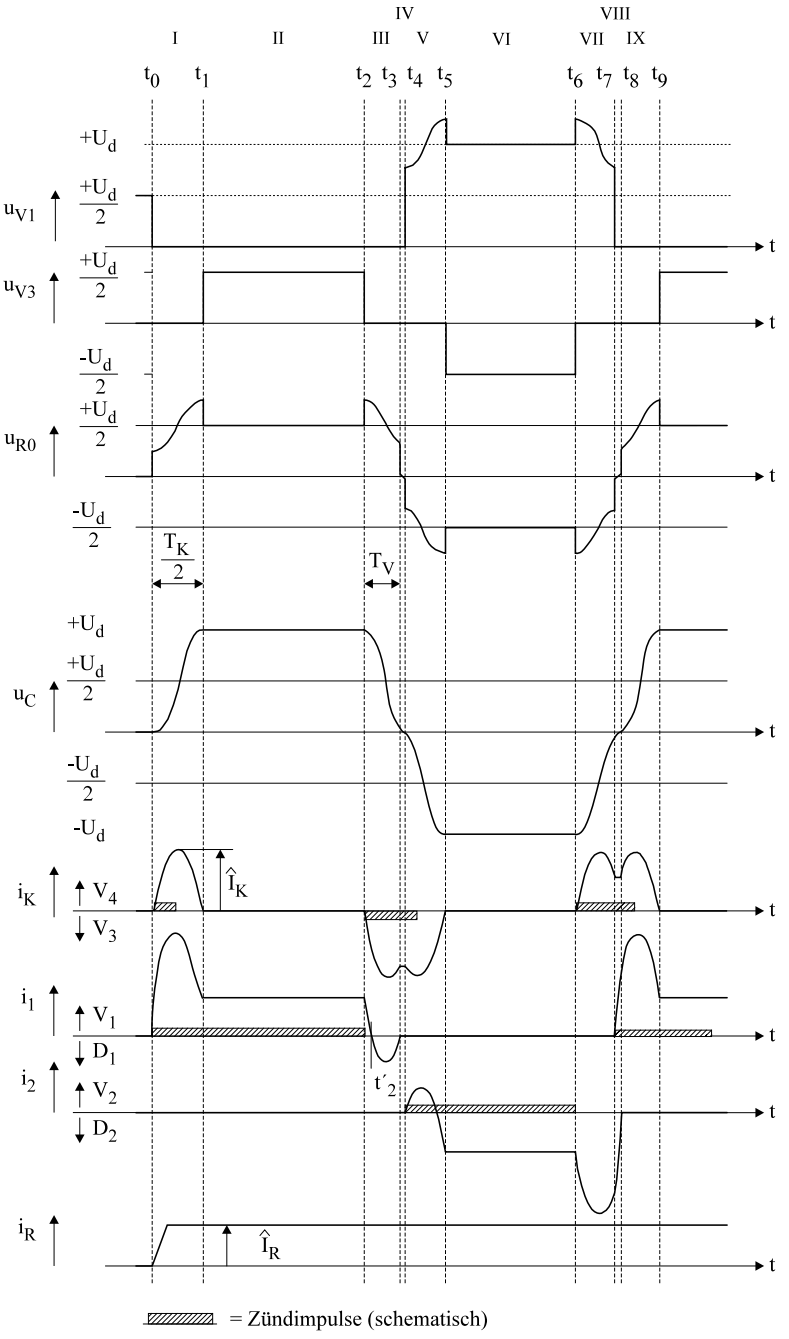


Abb. 8.82: *Ströme und Spannungen des sperrspannungsfreien Wechselrichters*

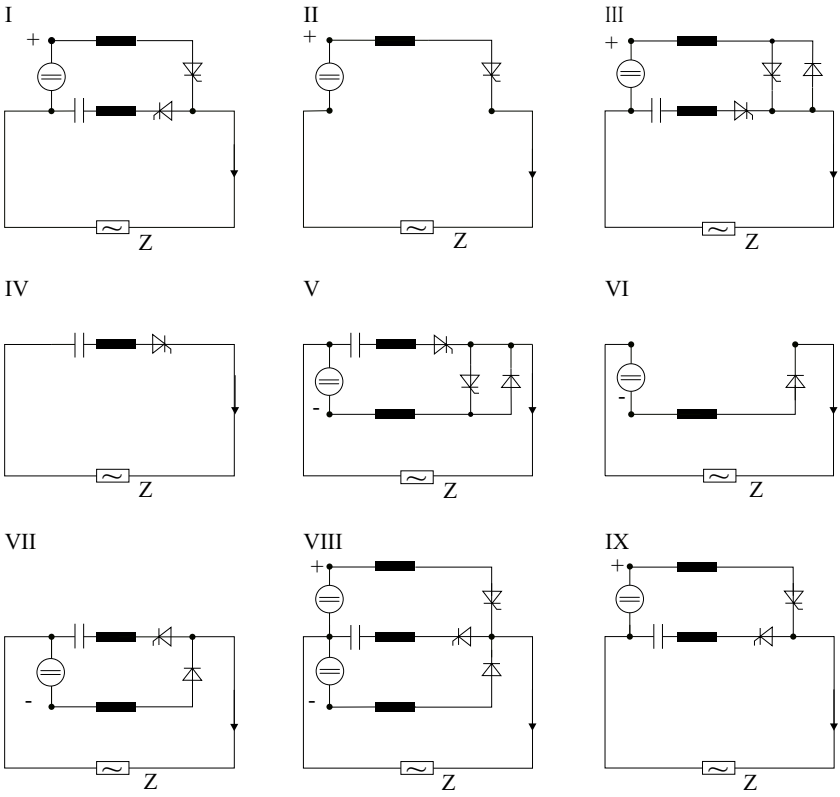


Abb. 8.83: *Ersatzschaltbilder für die Funktionsbereiche I bis IX*

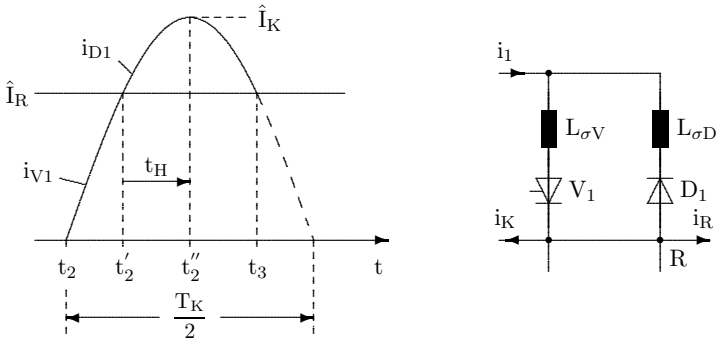


Abb. 8.84: *Kommutierungsvorgang in V_1 und D_1 (Kommutierungsstrom i_K)*

$L_{\sigma D}$ wird eine entsprechende Spannung induziert, die als Vorwärtsspannung am Thyristor V_1 liegt.

Somit erscheint es zweckmäßig, als Freihaltezeit t_H nur die Zeit von t_2' bis t_2'' (Scheitelwert des Stroms i_K) anzunehmen.

$$t_H \;=\; \left(t_2'' \;-\; t_2'\right) \tag{8.73}$$

(Anmerkung: Die parasitäre Induktivität $L_{\sigma D}$ ist im Zeitabschnitt t_2' bis t_2'' vorteilhaft, da der induktive Spannungsabfall an V_1 eine Sperrspannung erzeugt, die zu einer Verkürzung der Freiwerdezeit t_q — gegenüber der Freiwerdezeit im absolut sperrspannungsfreien Zustand des Thyristors — führt. Zu beachten ist weiterhin, daß bei der Integration von Thyristor und Diode auf einem „Wafer“ (rückwärtsleitender Thyristor RCT) dieser parasitäre induktive Effekt nicht genutzt werden kann; in diesem Fall gilt allerdings Gl. (8.72).)

Im Zeitpunkt t_3 ist der Strom in der Diode D_1 Null; der Schwingungsvorgang wird wieder angehalten. Im Bereich IV wird C_K mit dem konstanten Strom $i_K = \hat{I}_R$ weiter umgeladen.

Im Zeitpunkt t_4 wird der untere Lastthyristor V_2 gezündet. Im Bereich V lädt sich C_K durch eine sinusförmige Stromschwingung wieder auf die Spannung U_d (umgekehrte Polarität) auf. Der Strom i_2 als Differenzstrom zwischen Kommutierungs- und Laststrom ist zunächst positiv (V_2 führt Strom), dann negativ (D_2 führt Strom). Im Zeitpunkt t_5 wird der Schwingungsvorgang durch die Ventilwirkung von V_3 wieder angehalten. Der Ladevorgang ist damit beendet; der Laststrom i_R fließt über die Diode D_2. Der weitere Ablauf ist analog und wird deshalb nicht weiter beschrieben.

Aus dem beschriebenen Ablauf können folgende *Eigenschaften des Wechselrichters* abgeleitet werden:

1. *Kommutierungsbedingung:*

   Um die Lastthyristoren wieder löschen zu können, muß der Scheitelwert $\hat{I}_K$ des Kommutierungsstroms größer als der maximale Laststrom $\hat{I}_R$ sein. Dabei muß die erforderliche Freihaltezeit $t_H > t_q$ eingehalten werden. Für den Kommutierungsschwingkreis ergeben sich die Gleichungen:

$$T_K \;=\; 2\pi \cdot \sqrt{L_K\, C_K} \;=\; \frac{2\pi}{\omega_K} \tag{8.74}$$

$$\omega_K \;=\; \frac{1}{\sqrt{L_K\, C_K}} \tag{8.75}$$

$$\hat{I}_K \;=\; \frac{U_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \;=\; \frac{\hat{I}_R}{a_L} \tag{8.76}$$

$$a_L \;=\; \frac{\hat{I}_R}{\hat{I}_K} \;<\; 1 \qquad \text{(Löschverhältnis)} \tag{8.77}$$

   Aus Abb. 8.84 ist zu erkennen, daß die Freihaltezeit t_H um so größer ist, je größer T_K und je kleiner das Löschverhältnis a_L ist.
   Aus Gl. (8.76) folgt, daß der Kommutierungsstrom $\hat{I}_K$ und damit der löschbare Laststrom $\hat{I}_R$ direkt proportional der Eingangsgleichspannung U_d ist (Eingangsspannungstoleranz beachten).

Für die Dimensionierung von C_K und L_K sind die Zusammenhänge wichtig, die sich aus Gl. (8.74) und (8.76) für T_K und $\hat{I}_K$ ergeben. Mit zunehmendem C_K werden die Periodendauer T_K und der Strom $\hat{I}_K$ zunehmen. Wenn L_K abnimmt, dann wird T_K ebenso abnehmen, aber $\hat{I}_K$ zunehmen. Damit ist abzusehen, daß es eine optimale Kombination von C_K und L_K geben muß, um die Kommutierbarkeit sicherzustellen.
Ein anderes Optimierungsziel bei der Wahl von C_K und L_K wäre, die geringsten thermischen Verluste in den Halbleitern zu erreichen. Untersuchungen haben gezeigt, daß die beiden Optima ähnliche Werte für C_K und L_K ergeben. Die Ergebnisse sind:

$$a_{L\,opt} = 0,65\,; \qquad (\omega_K \cdot t_H)_{opt} = 0,86\,; \qquad T_{K\,opt} = 7,3 \cdot t_H \approx 8 \cdot t_q$$

Eine genauere Ableitung erfolgt anschließend in Kap. 8.7.2 – 8.7.6.

2. *Verzögerungszeit:*

   Zwischen dem Befehl zum Umschalten der Ausgangsspannung u_{R0} bei t_2 und dem tatsächlichen Umschalten bei t_4 verstreicht die Verzögerungszeit T_V.

   Richtwert: $\quad T_V \;\approx\; \dfrac{T_K}{2} \;\approx\; 4 \cdot t_q$

3. *Grenzfrequenz:*

   Die maximal mögliche Taktfrequenz $f_{T\,max}$ für die Spannung u_{R0} ist durch den Kommutierungsvorgang gegeben:

   Richtwert: $\quad f_{T\,max} \;\approx\; \dfrac{1}{2 \cdot T_K} \;\approx\; \dfrac{1}{16 \cdot t_q}$

   Der Kommutierungsvorgang ist weitgehend lastunabhängig, d.h. die Löschzeit und damit auch die Grenzfrequenz hängen nicht vom Laststrom ab.

4. *Ausgangsspannung:* Der Verlauf der Ausgangsspannung ist unabhängig vom Laststrom; die Schaltung ist somit leerlauffest.
   Ein Drehspannungssystem wird durch drei Stromrichterarme nach Abb. 8.81 erzeugt, die um 120° phasenversetzt angesteuert werden. Sie sind auf der Gleichspannungsseite parallel an die Plus– und Minus–Schiene angeschlossen. Die Punkte R, S, T bilden die Ausgänge. Die Mittelleiter der Last gegen den Punkt 0 entfallen.
   Die Art der Spannungsbildung hängt bei gegebener Stromrichterschaltung vom Steuerverfahren ab. Wie schon in Kap. 8.4 beschrieben, ist das einfachste Steuerverfahren die Grundfrequenztaktung. Bei dieser Taktung kann zwar die Ausgangsfrequenz, nicht aber die Ausgangsspannung in der Amplitude verstellt werden.

Vorteilhaft ist, daß dabei die verkettete Ausgangsspannung U_v mit

$$U_{v(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d = 0,78 \cdot U_d \tag{8.78}$$

(Effektivwert der Grundschwingung) den maximalen Wert der Ausgangsspannung erreicht. Eine Spannungsverstellung ist bei dieser Taktung jedoch nur durch Variation von U_d möglich.
Da aber andererseits $\hat{I}_K \sim U_d$ und damit auch $I_R \sim U_d$ ist, gilt für die Leistung:

$$P \sim I_R \cdot U_v \sim U_d^2 \tag{8.79}$$

Das bedeutet, daß bei einem Absenken von U_d die Umrichterleistung quadratisch abnimmt. Dies ist eine ganz erhebliche Einschränkung und nur in Sonderfällen akzeptierbar.

8.7.2 Dimensionierung der Schaltung (Übersicht)

Nachdem die grundsätzliche Funktion und die zugehörigen Gleichungen für den selbstgeführten Wechselrichter mit Phasenlöschung nach Abb. 8.81 bekannt sind, soll nun die Dimensionierung ausführlich behandelt werden. Einleitend wird die Vorgehensweise für den Dimensionierungsvorgang dargestellt.

Dimensionierungsvorgang:

Zur Bestimmung der Kommutierungselemente L_K und C_K in einem Wechselrichterbaustein sind insbesondere zwei Gesichtspunkte von Bedeutung:

a) Kommutierbarkeit:
Der Ausgangsstrom i_R muß in allen Fällen kommutiert werden können, insbesondere bei Unterspannung und bei ungünstigen Bauelementetoleranzen (größte Impedanz des Kommutierungszweiges).

b) Thermische Belastung der Bauelemente:
Hier wird der Lastthyristor als begrenzendes Bauelement angesehen. Die durch Kommutierungs-, Schalt- und Laststromverluste auftretenden Temperaturen dürfen einen bestimmten zulässigen Wert nicht überschreiten, auch nicht bei Überspannung und bei ungünstigen Bauelementetoleranzen (kleinste Impedanz des Kommutierungszweiges).

Aus diesen beiden Bedingungen ergeben sich die Gleichungen, die die Auslegung des Wechselrichters gestatten.

Ausgehend von den von der Anwendung her vorgebenen Größen wie Eingangsspannung, erforderliche Taktfrequenz, zu erwartender Leistungsfaktor und Oberschwingungsverhältnisse, sowie von den Bauelementetoleranzen und von den

Daten der einzusetzenden Lastthyristoren, werden die Grundgleichungen für die Kommutierungsströme angegeben.

Es wird ein Löschverhältnis a_L definiert, das das Verhältnis der Laststromspitze zur Löschstromspitze angibt und damit ein anschauliches Maß für die Kommutierung, insbesondere für die Stabilität bei Schwankungen der Eingangsspannung, darstellt.

Zunächst wird die Kommutierungsbedingung abgeleitet und durch das Löschverhältnis und den Laststrom ausgedrückt.

Im weiteren wird die im Lastthyristor auftretende Verlustleistung in Abhängigkeit vom Laststrom und vom Löschverhältnis abgeleitet. Setzt man die auftretende Verlustleistung gleich der abführbaren Verlustleistung, so ergibt sich eine Gleichung, die jedem Löschverhältnis ($0 < a_L < 1$) einen ganz bestimmten (maximal möglichen) Ausgangsstrom zuordnet. Die Kommutierungsbedingung ist hierin enthalten.

Aus dem Ausgangsstrom und dem Löschverhältnis lassen sich dann die Kommutierungselemente bestimmen.

Gegebene Ausgangsgrößen (vom Anwendungsfall her bekannt):

Eingangsspannung U_d mit den Toleranzen	$U_d = U_{d\,min} \ldots U_{dN} \ldots U_{d\,max}$
erforderliche max. mittlere Taktfrequenz	f_T
zu erwartender $\cos\varphi$ der Last	$\cos\varphi_1$
zu erwartender Oberschwingungsfaktor	k_ν

(der Oberschwingungsfaktor k_ν ist das Verhältnis der Oberschwingungsstromspitze (einschließlich des zusätzlichen Stromhubs beim Anfahren der absoluten Strombegrenzung) zur Amplitude $\hat{I}_{R(1)}$ der Laststromgrundschwingung)

Bauelemente–Toleranzen:	
Kommutierungskondensator	$C_K = C_{K\,min} \ldots C_{KN} \ldots C_{K\,max}$
Kommutierungsinduktivität	$L_K = L_{K\,min} \ldots L_{KN} \ldots L_{K\,max}$
Daten der eingesetzten Lastthyristoren:	
Schleusenspannung	$U_{(TO)}$
differentieller Widerstand	r_T
Freiwerdezeit	t_q
abführbare Verlustleistung	P_T

(P_T kann in Verbindung mit der Kühlung und den Umgebungsverhältnissen aus dem Datenblatt bestimmt werden)

Schalteigenschaften E_B (bei $\hat{I}_B$ und $T_B/2$)

(Verlustenergie E_B einer Sinushalbschwingung der Amplitude $\hat{I}_B$ und der Halbschwingungsdauer $T_B/2$ (aus Angaben im Datenblatt). Da später von diesem Bezugswert $\hat{I}_B$ aus extrapoliert wird, sollte der Bezugswert in der Größenordnung der zu erwartenden Werte gewählt werden.)

8.7.3 Grundgleichungen der Kommutierung

Für die folgenden Überlegungen wird angenommen, daß die Kommutierungsströme i_K die in Abb. 8.85 dargestellte Form haben. Der Index a bzw. e bezieht sich dabei auf die Auflade– bzw. die Entlade–Halbschwingung.

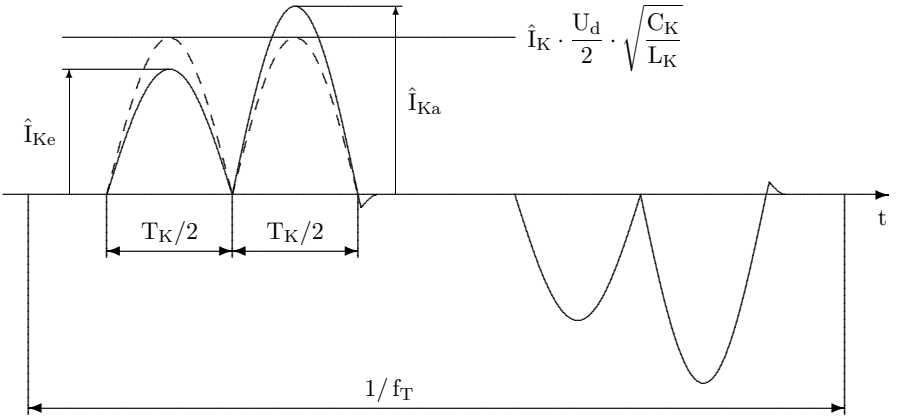


Abb. 8.85: *Zeitverlauf der Kommutierungsströme*

Die Darstellung der Kommutierungsströme nach Abb. 8.85 gilt exakt nur für Laststrom $i_R = 0$, ist jedoch als sinnvolle Näherung zur Vereinfachung der Rechnung zulässig (vgl. Abb. 8.82, Bereich $t_2 \ldots t_5$ bzw. $t_6 \ldots t_9$).

Für die beiden Halbschwingungen werden unterschiedliche Dämpfungsfaktoren d definiert, die nicht ohne weiteres vorher bestimmt werden können und daher experimentell überprüft werden sollten, da die Dämpfungsfaktoren nicht nur von der „natürlichen“ Dämpfung (R–Anteil im Kommutierungskreis), sondern wesentlich auch von Größe und Frequenz der Spannungsoberschwingungen im Zwischenkreis abhängen.

$$d_e = \frac{\hat{I}_{Ke}}{\hat{I}_K} \approx 0,85 \ldots 0,90 \qquad \text{(Entlade–Halbschwingung)} \tag{8.80}$$

$$d_a = \frac{\hat{I}_{Ka}}{\hat{I}_K} \approx 1 \qquad \text{(Auflade–Halbschwingung)} \tag{8.81}$$

Die ungedämpften Amplituden der Kommutierungsströme ergeben sich zu:

$$\hat{I}_K = \frac{U_d}{2} \cdot \frac{1}{Z_K} \tag{8.82}$$

$$\text{mit} \qquad Z_K = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}} \tag{8.83}$$

Für die Entlade–Halbschwingung erhält man somit:

$$\hat{I}_{Ke} \;=\; d_e \cdot \hat{I}_K \;=\; d_e \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \tag{8.84}$$

Für die Auflade–Halbschwingung ergibt sich entsprechend:

$$\hat{I}_{Ka} \;=\; d_a \cdot \hat{I}_K \;=\; d_a \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \tag{8.85}$$

Wichtig für die *Kommutierungsbedingung* ist der Minimalwert $\hat{I}_{Ke\,min}$ des Entladestroms bei Unterspannung $U_{d\,min}$ und maximaler Impedanz $Z_{K\,max}$:

$$\hat{I}_{Ke\,min} \;=\; d_e \cdot \frac{U_{d\,min}}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_{K\,min}}{L_{K\,max}}} \tag{8.86}$$

$$\text{mit} \qquad Z_{K\,max} \;=\; \sqrt{\frac{L_{K\,max}}{C_{K\,min}}} \tag{8.87}$$

Wichtig für die *thermische Belastung* der Thyristoren ist der Maximalwert $\hat{I}_{Ka\,max}$ des Aufladestroms bei Überspannung $U_{d\,max}$ und minimaler Impedanz $Z_{K\,min}$:

$$\hat{I}_{Ka\,max} \;=\; d_a \cdot \frac{U_{d\,max}}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_{K\,max}}{L_{K\,min}}} \tag{8.88}$$

$$\text{mit} \qquad Z_{K\,min} \;=\; \sqrt{\frac{L_{K\,min}}{C_{K\,max}}} \tag{8.89}$$

Das Verhältnis der beiden Scheitelwerte ergibt sich somit zu:

$$\frac{\hat{I}_{Ka\,max}}{\hat{I}_{Ke\,min}} \;=\; \frac{d_a}{d_e} \cdot \frac{U_{d\,max}}{U_{d\,min}} \cdot \sqrt{\frac{L_{K\,max} \cdot C_{K\,max}}{L_{K\,min} \cdot C_{K\,min}}} \tag{8.90}$$

Die ungedämpfte Periodendauer T_K beträgt allgemein:

$$T_K \;=\; 2\pi \cdot \sqrt{L_K \cdot C_K} \tag{8.91}$$

und somit beim Minimalwert $\hat{I}_{Ke\,min}$ des Entladestroms:

$$T_{Ke} \;=\; 2\pi \cdot \sqrt{L_{K\,max} \cdot C_{K\,min}} \tag{8.92}$$

sowie beim Maximalwert $\hat{I}_{Ka\,max}$ des Aufladestroms:

$$T_{Ka} \;=\; 2\pi \cdot \sqrt{L_{K\,min} \cdot C_{K\,max}} \tag{8.93}$$

Als Maximalwert von T_K erhält man:

$$T_{K\,max} \;=\; 2\pi \cdot \sqrt{L_{K\,max} \cdot C_{K\,max}} \tag{8.94}$$

Das Verhältnis der Periodendauern T_{Ka} und T_{Ke} beträgt:

$$\frac{T_{Ka}}{T_{Ke}} \;=\; \sqrt{\frac{L_{K\,min} \cdot C_{K\,max}}{L_{K\,max} \cdot C_{K\,min}}} \tag{8.95}$$

8.7.4 Kommutierungsbedingung

Der Löschvorgang ist nochmals in Abb. 8.86 dargestellt. Als Freihaltezeit t_H wird die Zeitdauer zwischen dem Zeitpunkt t_2', bei dem der Kommutierungsstrom i_K den Laststrom übersteigt, und dem Scheitelwert $\hat{I}_{Ke\,min}$ der Löschhalbschwingung definiert (siehe Kap. 8.7.1).

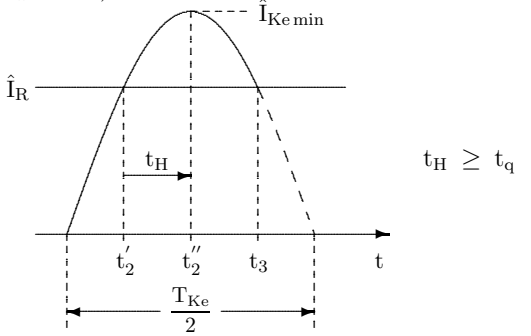


Abb. 8.86: *Kommutierungsstrom i_{Ke} (Entlade–Halbschwingung)*

Der Zusammenhang zwischen der Laststromspitze $\hat{I}_R$, dem Kommutierungsstrom–Scheitelwert $\hat{I}_K$, der Periodendauer T_K und der Freihaltezeit t_H ist damit gegeben:

$$\frac{t_H}{T_{Ke}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \arccos\left(\frac{\hat{I}_R}{\hat{I}_{Ke\,min}}\right) \tag{8.96}$$

$$\hat{I}_R \leq \hat{I}_{Ke\,min} \cdot \cos\left(\frac{t_H}{T_{Ke}} \cdot 2\pi\right) \tag{8.97}$$

Als *Löschverhältnis* a_L wird das Verhältnis zwischen der Laststromspitze und dem Kommutierungsstrom–Scheitelwert definiert:

$$a_L = \frac{\hat{I}_R}{\hat{I}_{Ke\,min}} = \cos\left(\frac{t_H}{T_{Ke}} \cdot 2\pi\right) \tag{8.98}$$

Hieraus ergibt sich T_{Ke} zu:

$$T_{Ke} = \frac{2\pi \cdot t_H}{\arccos(a_L)} \tag{8.99}$$

Die *Kommutierungsbedingung*, ausgedrückt durch den Laststrom $\hat{I}_{R(1)}$ (Amplitude der Grundschwingung), das Löschverhältnis a_L und den Oberschwingungsfaktor k_ν lautet:

$$\hat{I}_{Ke\,min} = \frac{\hat{I}_R}{a_L} = \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1 + k_\nu}{a_L} \tag{8.100}$$

$$\text{mit} \qquad k_\nu = \frac{\hat{I}_{R(\Sigma\nu)} + \Delta I}{\hat{I}_{R(1)}} \tag{8.101}$$

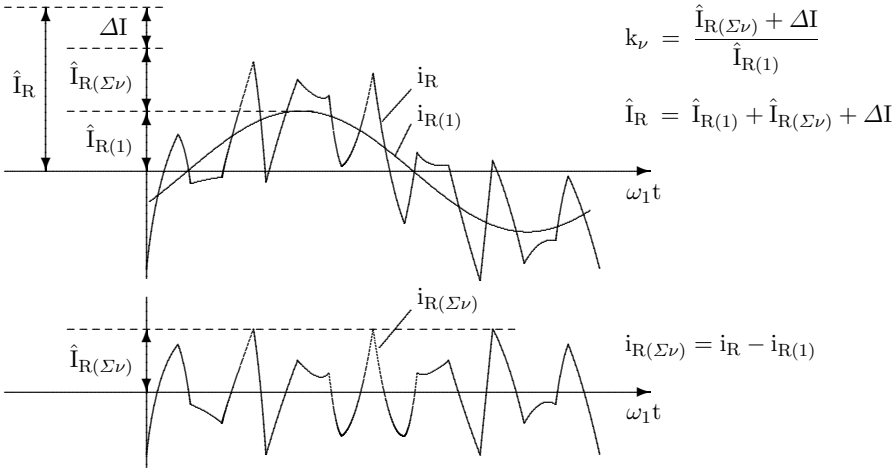


Abb. 8.87: *Definition des Oberschwingungsfaktors* k_ν

Der Oberschwingungsfaktor k_ν ist entsprechend Abb. 8.87 definiert. Der zu kommutierende Spitzenstrom $\hat{I}_R$ setzt sich aus der Amplitude des Grundschwingungsstroms $\hat{I}_{R(1)}$, dem Spitzenwert der Oberschwingungsströme $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$ und einem zusätzlichen Stromhub ΔI beim Ansprechen der Strombegrenzung (verzögerte Reaktion des Stromregelkreises und daraus folgend Überschwingen der Regelgröße Strom) und einem eventuellen Sicherheitszuschlag zusammen.

Wie bereits in Kap. 8.4.4 dargestellt, ist der Zeitverlauf der Oberschwingungsströme $i_{R(\Sigma\nu)}$ fest mit dem Spannungsverlauf gekoppelt. Da sich die Phasenlage der Stromgrundschwingung $i_{R(1)}$ arbeitspunktabhängig ändert, muß davon ausgegangen werden, daß im ungünstigsten Fall der Spitzenwert $\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$ mit dem Scheitelwert $\hat{I}_{R(1)}$ zeitlich zusammenfällt. Damit ergibt sich als Laststromspitze $\hat{I}_R$, d.h. als maximal zu kommutierender Laststrom:

$$\hat{I}_R = \hat{I}_{R(1)} + \hat{I}_{R(\Sigma\nu)} + \Delta I = \hat{I}_{R(1)} \cdot \left(1 + \frac{\hat{I}_{R(\Sigma\nu)} + \Delta I}{\hat{I}_{R(1)}}\right) = \hat{I}_{R(1)} \cdot (1 + k_\nu) \quad (8.102)$$

Der für die Berechnung der Verlustleistung im Hauptthyristor wichtige Aufladestrom $\hat{I}_{Ka\,max}$ ergibt sich entsprechend aus der Kommutierungsbedingung. Mit Gl. (8.90) und (8.100) erhält man:

$$\hat{I}_{Ka\,max} = \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1 + k_\nu}{a_L} \cdot \frac{d_a}{d_e} \cdot \frac{U_{d\,max}}{U_{d\,min}} \cdot \sqrt{\frac{L_{K\,max} \cdot C_{K\,max}}{L_{K\,min} \cdot C_{K\,min}}} \quad (8.103)$$

Die zu diesem Aufladestrom $\hat{I}_{Ka\,max}$ gehörige Periodendauer T_{Ka} läßt sich mit Gl. (8.95) und (8.99) ebenfalls durch das Löschverhältnis a_L ausdrücken:

$$T_{Ka} = T_{Ke} \cdot \frac{T_{Ka}}{T_{Ke}} = \frac{2\pi \cdot t_H}{\arccos(a_L)} \cdot \sqrt{\frac{L_{K\,min} \cdot C_{K\,max}}{L_{K\,max} \cdot C_{K\,min}}} \quad (8.104)$$

8.7.5 Thermische Belastung der Lastthyristoren

Die Verluste P_T im Lastthyristor setzen sich aus den Kommutierungs- und Schaltverlusten P_{TK} sowie den Laststromverlusten P_{TL} zusammen:

$$P_T \;=\; P_{TK} \;+\; P_{TL} \tag{8.105}$$

Gesucht wird der Zusammenhang zwischen der Verlustleistung P_T, dem Laststrom $\hat{I}_{R(1)}$ und dem Löschverhältnis a_L:

$$P_T \;=\; f(\,\hat{I}_{R(1)},\, a_L) \tag{8.106}$$

8.7.5.1 Schalt- und Kommutierungsstromverluste P_{TK}

Ist für eine Bezugshalbschwingung eines Stroms der Amplitude $\hat{I}_B$ und der Halbschwingungsdauer $T_B/2$ die im eingesetzten Thyristor auftretende Verlustenergie E_B aus dem Datenblatt bekannt, läßt sich die Verlustenergie E_K für andere Halbschwingungen mit $\hat{I}_K$ und $T_K/2$ mit guter Näherung mittels der folgenden, empirisch gefundenen Gleichung darstellen:

$$E_K \;=\; E_B \cdot \sqrt{\frac{T_K}{T_B}} \cdot \left(\frac{\hat{I}_K}{\hat{I}_B}\right)^{1{,}5} \tag{8.107}$$

Für die Auflade–Halbschwingung ergibt sich dann im ungünstigsten Fall:

$$E_{TK} \;=\; E_B \cdot \sqrt{\frac{T_{Ka}}{T_B}} \cdot \left(\frac{\hat{I}_{Ka\,max}}{\hat{I}_B}\right)^{1{,}5} \tag{8.108}$$

Die Verlustleistung P_{TK} durch die Kommutierung beträgt:

$$P_{TK} = E_{TK} \cdot f_T \tag{8.109}$$

Mit Gl. (8.103), (8.104) und (8.108) läßt sich die Verlustleistung P_{TK} durch $\hat{I}_{R(1)}$ und das Löschverhältnis a_L wie folgt ausdrücken:

$$P_{TK} \;=\; E_B{\cdot}f_T{\cdot}\,\frac{C_{K\,max}}{C_{K\,min}} \cdot \sqrt{\frac{t_H}{T_B}\cdot\frac{2\pi}{\arccos(a_L)}\cdot\frac{L_{K\,max}}{L_{K\,min}}} \cdot \left[\frac{\hat{I}_{R(1)}}{\hat{I}_B}\cdot\frac{1+k_\nu}{a_L}\cdot\frac{d_a}{d_e}\cdot\frac{U_{d\,max}}{U_{d\,min}}\right]^{1{,}5} \tag{8.110}$$

8.7.5.2 Laststromverluste (Durchlaßverluste) P_{TL}

Im Folgenden werden die mathematischen Zusammenhänge für die Durchlaßverluste bei Grundfrequenztaktung und bei Taktung nach dem Unterschwingungsverfahren bei sinusförmigem Laststrom abgeleitet.

Allgemein errechnet sich die mittlere Verlustleistung $\bar{P}$ bei periodischen Vorgängen mit der Periodendauer T zu:

$$\bar{P} \;=\; \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \tag{8.111}$$

Für die Halbleiter–Bauelemente (Thyristor, Diode) wird die statische Durchlaßkennlinie durch eine Ersatzgerade mit der Schleusenspannung $U_{(TO)}$ und dem differentiellen Widerstand r_T beschrieben.

$$u \;=\; U_{(TO)} \;+\; r_T \cdot i \tag{8.112}$$

Damit ergibt sich allgemein für die mittlere Verlustleistung:

$$\bar{P} \;=\; \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[\, U_{(TO)} \cdot i(t) \;+\; r_T \cdot i^{\,2}(t) \,\right] \cdot dt \tag{8.113}$$

$$=\; \frac{1}{T} \cdot U_{(TO)} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt \;+\; \frac{1}{T} \cdot r_T \cdot \int_0^T i^{\,2}(t) \cdot dt \tag{8.114}$$

$$=\; U_{(TO)} \cdot \bar{I} \;+\; r_T \cdot I_{eff}^2 \tag{8.115}$$

Die Bestimmung der Verlustleistung läuft also auf die Ermittlung des arithmetischen Mittelwertes und des Effektivwertes des Laststroms in den zu untersuchenden Bauelementen hinaus.

$$\bar{I} \;=\; \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt \qquad \text{(Mittelwert)} \tag{8.116}$$

$$I_{eff} \;=\; \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^{\,2}(t) \cdot dt} \qquad \text{(Effektivwert)} \tag{8.117}$$

Ein bestimmtes Lastventil wird nur während einer Stromhalbperiode durch den Laststrom beansprucht. Im einzelnen wird während einer positiven Stromhalbschwingung der Thyristor im positiven Laststromzweig des Wechselrichters belastet, wenn das positive Potential auf den Ausgang geschaltet ist, während bei negativem Potential am Ausgang der Strom durch die Diode im negativen Laststromzweig fließt. Bei negativem Strom sind die Verhältnisse in den beiden anderen Lastventilen entsprechend.

a) Durchlaßverluste bei Grundfrequenztaktung:

Bei der Grundfrequenztaktung entspricht die Taktfrequenz f_T der Ausgangsfrequenz f_1 des Wechselrichters. In Abb. 8.88 sind die Strom- und Spannungsverläufe bei Grundfrequenztaktung dargestellt und die Koordinaten definiert.

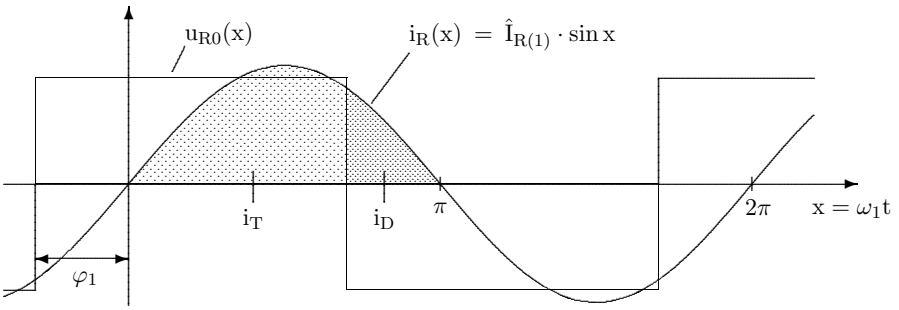


Abb. 8.88: *Strom i_R und Spannung u_{R0} bei Grundfrequenztaktung*

Der Strom i_R wird hier vereinfachend als sinusförmig angenommen (Grundschwingung mit der Amplitude $\hat{I}_{R(1)}$). Zur Vereinfachung der Gleichungen wird im Folgenden der Winkel φ_1 durch φ abgekürzt. Damit ergibt sich für die Verlustleistung der Thyristoren (mit $x = \omega_1 t$ und $\varphi = |\varphi_1|$):

$$P_{TL} = \frac{U_{(TO)}}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi-\varphi} \hat{I}_{R(1)} \cdot \sin x \cdot dx + \frac{r_T}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi-\varphi} \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \sin^2 x \cdot dx$$

$$= U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1 + \cos\varphi}{2\pi} + r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \frac{1}{4} \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi}\right) \quad (8.118)$$

Für die Verluste in den Freilaufdioden ergibt sich entsprechend:

$$P_{DL} = \frac{U_{(TO)}}{2\pi} \cdot \int_{\pi-\varphi}^{\pi} \hat{I}_{R(1)} \cdot \sin x \cdot dx + \frac{r_T}{2\pi} \cdot \int_{\pi-\varphi}^{\pi} \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \sin^2 x \cdot dx$$

$$= U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1 - \cos\varphi}{2\pi} + r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{\varphi}{\pi} - \frac{\sin 2\varphi}{2\pi}\right) \quad (8.119)$$

Die beiden Gleichungen für P_{TL} und P_{DL} lassen sich durch Einführen einer Konstanten b zusammenfassen zu:

$$P_L = U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1 + b \cdot \cos\varphi}{2\pi} + r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{1+b}{2} - \frac{b \cdot \varphi}{\pi} + \frac{b \cdot \sin 2\varphi}{2\pi}\right)$$

(Lastthyristoren: $b = +1$, Freilaufdioden: $b = -1$) (8.120)

Als Summe beider Verlustleistungen erhält man somit:

$$P_{TL} \; + \; P_{DL} \; = \; U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1}{\pi} \; + \; r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \frac{1}{4} \tag{8.121}$$

b) Durchlaßverluste bei Taktung nach dem Unterschwingungsverfahren:
Taktung nach dem Unterschwingungsverfahren bedeutet, daß das Verhältnis der Einschaltzeit (positives Potential $u_{R0} = U_d/\,2$ am Ausgang) zur gesamten Taktperiodendauer so verändert wird, daß der jeweilige arithmetische Mittelwert dem Augenblickswert einer gewünschten Spannungsform (niedrigerer Frequenz) entspricht. In Kap. 8.4.4 wurde bereits gezeigt, daß beim Unterschwingungsverfahren nach der kontinuierlichen Funktion ($f_T \to \infty$)

$$m(x) \;\; = \;\; \frac{1}{2} \cdot (\, 1 \; + \; a_0 \cdot \sin x \,) \tag{8.122}$$

$$\text{mit} \qquad a_0 \;\; = \;\; \frac{\hat{U}_{R0}}{\hat{U}_{R0\,max}} \;\; = \;\; \frac{\hat{U}_{R0}}{U_d/\,2} \tag{8.123}$$

getaktet wird, um eine sinusförmige Ausgangsspannung u_{R0} zu erzielen. Hierin beschreibt a_0 den Aussteuerungsgrad, der das Verhältnis der jeweiligen Amplitude der Ausgangsspannung zu deren maximal möglichen Wert angibt. Die maximal mögliche Sinus–Spannungsamplitude je Phasenausgang ist bei dieser Taktung gleich $U_d/\,2$ (maximale Sinus–Aussteuerung bei $a_0 = 1$).

Abbildung 8.89 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe beim Unterschwingungsverfahren sowie die Definition der Koordinaten und den Verlauf des Modulationsgrades $m(x)$. Aus Abb. 8.89 ist zu erkennen, daß der Modulationsgrad $m_T(x)$ für die Belastung der Thyristoren dem Modulationsgrad $m(x)$ entspricht. Damit ergibt sich für die Verlustleistung P_{TL} der Lastthyristoren:

$$\begin{aligned}
P_{TL} \;\; &= \;\; \frac{U_{(TO)}}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}_{R(1)} \cdot \sin x \cdot m_T(x) \cdot dx \;\; + \;\; \frac{r_T}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \sin^2 x \cdot m_T(x) \cdot dx \\
&= \;\; \frac{U_{(TO)}}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}_{R(1)} \cdot \sin x \cdot \frac{1 \; + \; a_0 \cdot \sin(x+\varphi)}{2} \cdot dx \\
&\quad + \;\; \frac{r_T}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \sin^2 x \cdot \frac{1 + a_0 \cdot \sin(x+\varphi)}{2} \cdot dx \\
&= \;\; U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \; + \; \frac{a_0}{8} \cdot \cos\varphi \right) \; + \; r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{a_0}{3\pi} \cdot \cos\varphi \right)
\end{aligned} \tag{8.124}$$

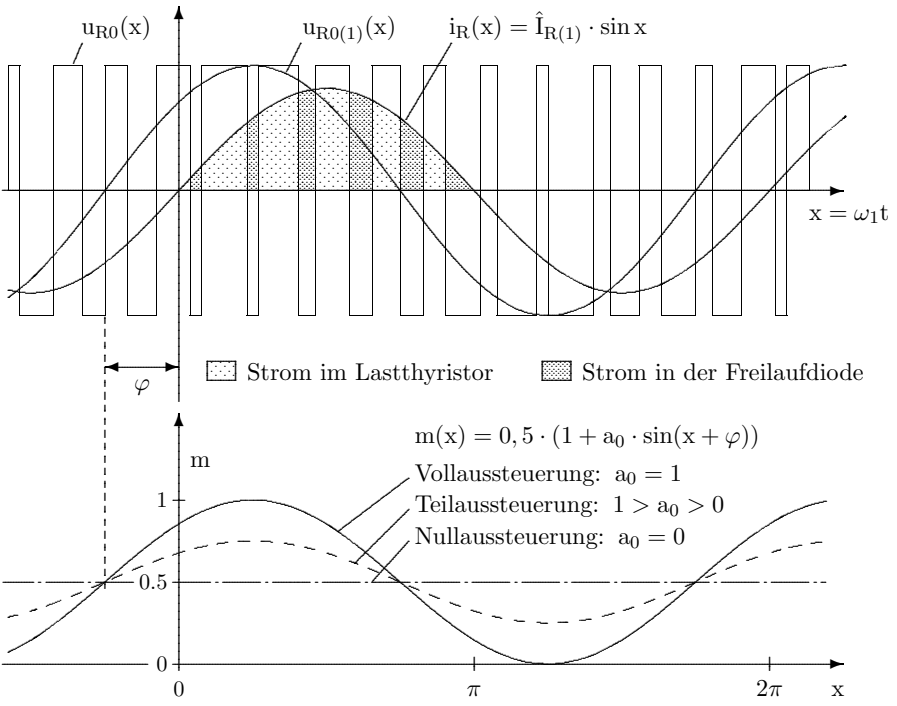


Abb. 8.89: *Ströme, Spannungen und Modulationsgrad $m(x)$ beim Unterschwingungsverfahren*

Der Modulationsgrad $m_D(x)$ für die Belastung der Freilaufdioden ist komplementär zu $m_T(x)$ der Thyristoren:

$$m_D(x) \;=\; \frac{1}{2} \cdot (\,1 \;-\; a_0 \cdot \sin x\,) \tag{8.125}$$

Somit ergibt sich als Verlustleistung der Freilaufdioden:

$$\begin{aligned} P_{DL} \;&=\; \frac{U_{(TO)}}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}_{R(1)} \cdot \sin x \cdot \frac{1 \;-\; a_0 \cdot \sin(x+\varphi)}{2} \cdot dx \\ &\quad + \frac{r_T}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \sin^2 x \cdot \frac{1 \;-\; a_0 \cdot \sin(x+\varphi)}{2} \cdot dx \\ &=\; U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{a_0}{8} \cdot \cos\varphi \right) \;+\; r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{a_0}{3\pi} \cdot \cos\varphi \right) \end{aligned} \tag{8.126}$$

Die Gleichungen für P_{TL} und P_{DL} lassen sich wieder zusammenfassen zu:

$$P_L = U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + b \cdot \frac{a_0}{8} \cdot \cos\varphi \right) + r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \left(\frac{1}{8} + b \cdot \frac{a_0}{3\pi} \cdot \cos\varphi \right)$$

(Lastthyristoren: $b = +1$, Freilaufdioden: $b = -1$) (8.127)

Als Summe der Verlustleistungen ergibt sich:

$$P_{TL} + P_{DL} = U_{(TO)} \cdot \hat{I}_{R(1)} \cdot \frac{1}{\pi} + r_T \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \cdot \frac{1}{4} \tag{8.128}$$

Ist die Funktion für die Verlustleistung P_L bei Vollaussteuerung

$$P_L = f\,(\,U_{(TO)},\, r_T,\, \hat{I}_{R(1)},\, \cos\varphi,\, a_0 = 1) \tag{8.129}$$

gegeben, so lassen sich die Verlustleistungen P_L für andere Aussteuerungsgrade a_0 über einen reduzierten $\cos\varphi^*$ ermitteln mit:

$$\cos\varphi^* = a_0 \cdot \cos\varphi \tag{8.130}$$

So entspricht beispielsweise ein $\cos\varphi = 0,8$ der Last bei einem Ausssteuerungsgrad $a_0 = 0,5$ in den Lastventilen thermisch einem reduzierten $\cos\varphi^* = 0,4$.

Anmerkung: Es ist zu beachten, daß bei sehr kleinen Ausgangsfrequenzen $f_1 \leq 5 \ldots 10\,Hz$ (besonders beim Anfahren mit $f_1 \leq 1\,Hz$), bei denen die Halbperiodendauer in der Größenordnung der thermischen Zeitkonstanten der Halbleiter liegt, eine Temperaturwelligkeit in der Halbleiter–Tablette auftreten kann, die gegebenenfalls getrennt berücksichtigt werden muß.

8.7.5.3 Gesamte Verlustleistung in den Lastthyristoren

Die gesamte Verlustleistung P_T in den Lastthyristoren läßt sich nun in Abhängigkeit von $\hat{I}_{R(1)}$ und vom Löschverhältnis a_L darstellen (mit Gl. (8.110) und (8.124) für Taktung nach dem Unterschwingungsverfahren):

$$\begin{aligned} P_T &= P_{TK} + P_{TL} \\ &= k_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{\arccos(a_L)}} \cdot \left(\frac{\hat{I}_{R(1)}}{a_L} \right)^{1,5} + k_2 \cdot \hat{I}_{R(1)} + k_3 \cdot \hat{I}^2_{R(1)} \end{aligned} \tag{8.131}$$

Hierin bedeuten:

$$k_1 = E_B \cdot f_T \cdot \frac{C_{K\,max}}{C_{K\,min}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi \cdot t_H}{T_B} \cdot \frac{L_{K\,max}}{L_{K\,min}}} \cdot \left(\frac{1 + k_\nu}{\hat{I}_B} \cdot \frac{d_a}{d_e} \cdot \frac{U_{d\,max}}{U_{d\,min}} \right)^{1,5}$$

$$k_2 = U_{(TO)} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{a_0}{8} \cdot \cos\varphi \right)$$

$$k_3 = r_T \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{a_0}{3\pi} \cdot \cos\varphi \right)$$

8.7.6 Bestimmung der Kommutierungselemente

Aus der Gleichung für das Löschverhältnis

$$a_L \;=\; \frac{\hat{I}_R}{\hat{I}_{Ke\,min}} \;=\; \frac{(1+k_\nu)\cdot \hat{I}_{R(1)}}{\hat{I}_{Ke\,min}} \;=\; \frac{2\cdot(1+k_\nu)\cdot \hat{I}_{R(1)}}{d_e\cdot U_{d\,min}} \cdot \sqrt{\frac{L_{K\,max}}{C_{K\,min}}} \tag{8.132}$$

und aus der Gleichung für die Periodendauer

$$T_{Ke} \;=\; 2\pi\cdot\sqrt{L_{K\,max}\cdot C_{K\,min}} \;=\; \frac{2\pi\cdot t_H}{\arccos(a_L)} \tag{8.133}$$

ergibt sich für die Kommutierungskapazität:

$$C_{K\,min} \;=\; \frac{2\cdot(1+k_\nu)\cdot t_H}{d_e\cdot U_{d\,min}} \cdot \frac{\hat{I}_{R(1)}}{a_L\cdot\arccos(a_L)} \tag{8.134}$$

Die Kommutierungs–Induktivität errechnet sich hiermit zu:

$$L_{K\,max} \;=\; \frac{1}{C_{K\,min}} \cdot \left(\frac{t_H}{\arccos(a_L)}\right)^2 \tag{8.135}$$

8.7.7 Kriterien zur Auswahl der Kommutierungselemente

In Gl. (8.131) für die Verlustleistung ist der Zusammenhang zwischen dem Löschverhältnis a_L, der Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{R(1)}$ und der Verlustleistung P_T im Lastthyristor gegeben. Setzt man die Verlustleistung P_T gleich der maximal zulässigen Verlustleistung $P_{T\,max}$, die durch den Kühlkörper abgeführt werden kann, so ergibt sich eine implizite Gleichung für $\hat{I}_{R(1)}$ und a_L, die numerisch gelöst werden kann.

Zunächst läßt sich als Kriterium für eine günstige Auslegung des Wechselrichters der mögliche Stromrichter–Ausgangsstrom heranziehen. Variiert man das Löschverhältnis a_L, so zeigt sich, daß für den Strom ein flaches Maximum im Bereich von $a_L = 0,75 \ldots 0,95$ liegt (Testbeispiel s. Abb. 8.90).

Das Löschverhältnis a_L ist ein Maß für den Einfluß von Schwankungen der Eingangsspannung U_d auf die Freihaltezeit t_H. Durch geringfügige Reduzierung des Laststroms wird das Löschverhältnis a_L stark herabgesetzt und damit der Kommutierungsvorgang unempfindlicher.

Da durch den Strom allein noch kein eindeutiges Optimum gegeben ist, werden weitere Kriterien herangezogen; dazu eignen sich die Ausgangsspannung des Wechselrichters, die Ausgangsleistung und der maximal auftretende Stromanstieg.

Bei der errechneten LC–Kombination ergibt sich die maximale Stromrichtertotzeit T_t aus der maximalen Kommutierungszeit T_{Kmax} einschließlich eines Sicherheitsabstandes von 5%.

$$T_t \;=\; 1,05\cdot T_{K\,max} \;=\; 1,05\cdot 2\pi\cdot\sqrt{L_{K\,max}\cdot C_{K\,max}} \tag{8.136}$$

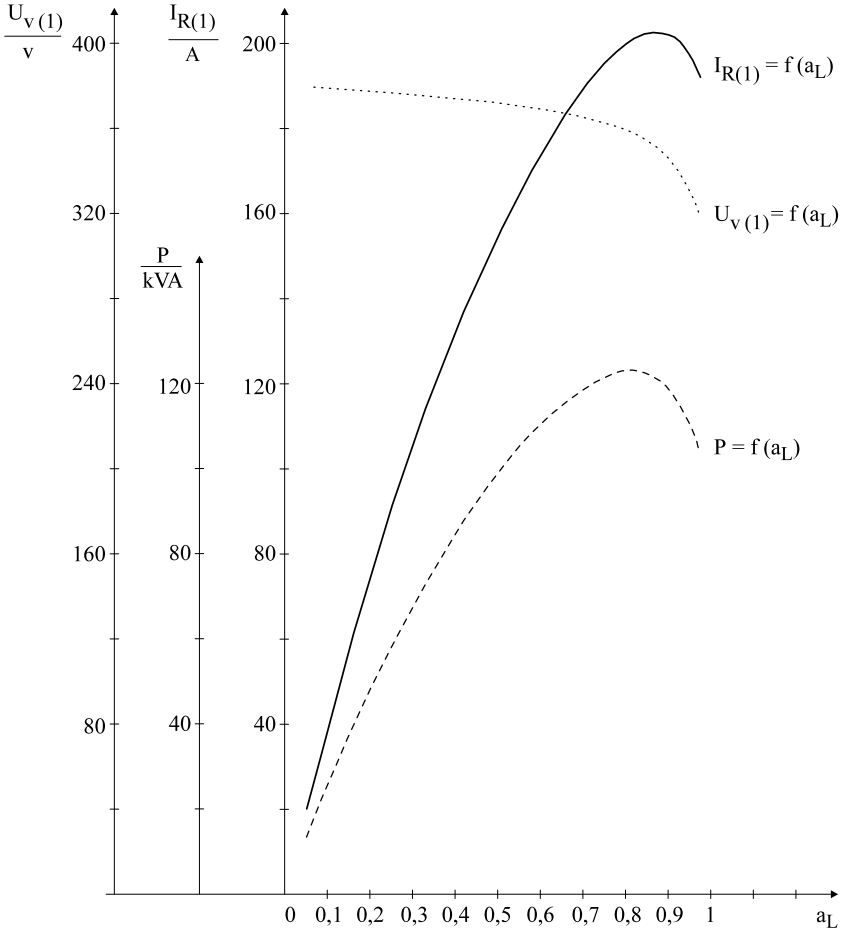


Abb. 8.90: *Testbeispiel zur Wechselrichter–Auslegung:* $I_{R(1)}$, $U_{v(1)}$ *und* $P = f(a_L)$

Mit Gl. (8.34) erhält man die maximale Ausgangsspannung (Effektivwert der verketteten Spannung) bei der Ausgangsfrequenz f_1 und *Dreifachtaktung*:

$$U_{v(1)} \;=\; U_d \cdot \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot [\, 1 - 2 \cdot \sin(\pi \cdot f_1 \cdot T_t) \,] \tag{8.137}$$

Die Wechselrichter–Ausgangsleistung P wird somit

$$P \;=\; \sqrt{3} \cdot U_{v(1)} \cdot I_{R(1)} \tag{8.138}$$

Mit der Leistung P steht ein weiteres Bewertungskriterium zur Verfügung. Das Leistungsmaximum ist leicht gegen das Strommaximum zu kleinen Werten von a_L verschoben, da mit steigendem a_L die Totzeit T_t größer und damit die Ausgangsspannung kleiner wird. Wesentlich für die Lage des Maximums der Leistung P ist die Grundfrequenz f_1, auf die bezogen wird.

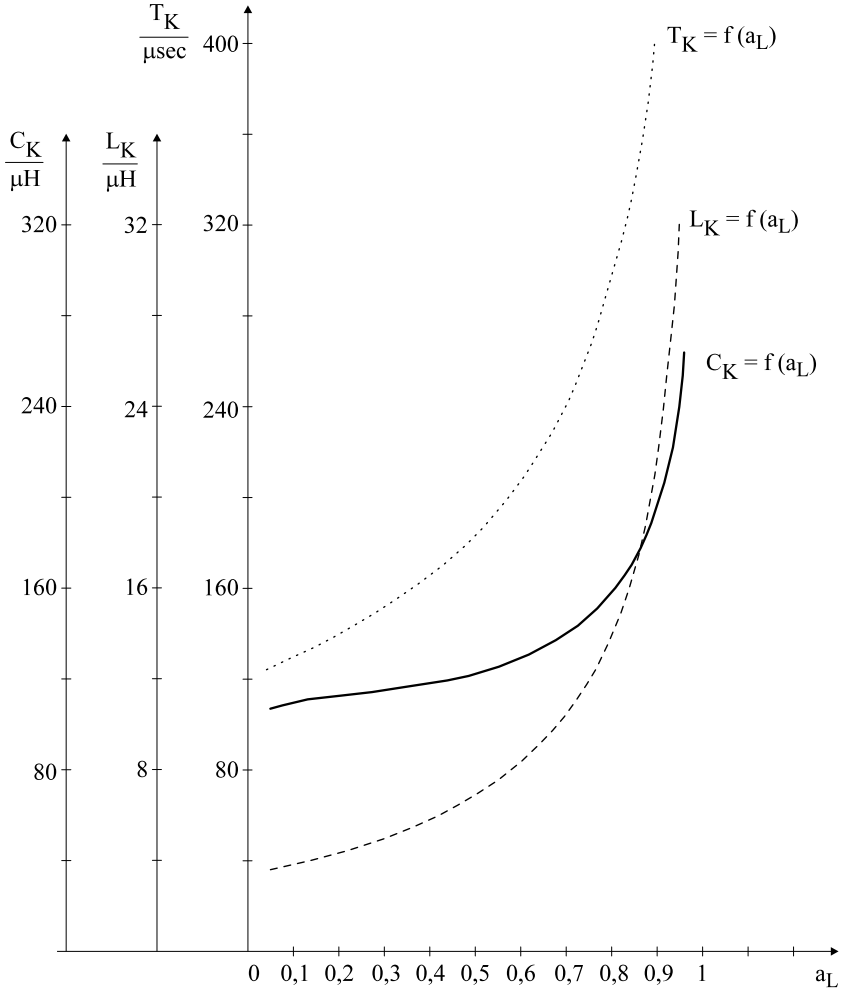


Abb. 8.91: *Testbeispiel zur Wechselrichter–Auslegung:* T_K, L_K *und* $C_K = f(a_L)$

Als zusätzliche Hilfsgröße kann der Quotient $I_{R(1)}/C_K$ herangezogen werden, der eine Aussage über die Ausnutzung des Kondensators ermöglicht. Auch dieser Verlauf zeigt ein flaches Maximum zu tieferen Werten von a_L (Testbeispiel s. Abb. 8.92).

Eine allgemeine Optimierung ist also nicht möglich, da die einzelnen Maximalwerte nicht zusammenfallen und flach verlaufen. Es muß daher bei einem speziellen Anwendungsfall entschieden werden, welchen Gesichtspunkten die größere Bedeutung beigelegt werden soll.

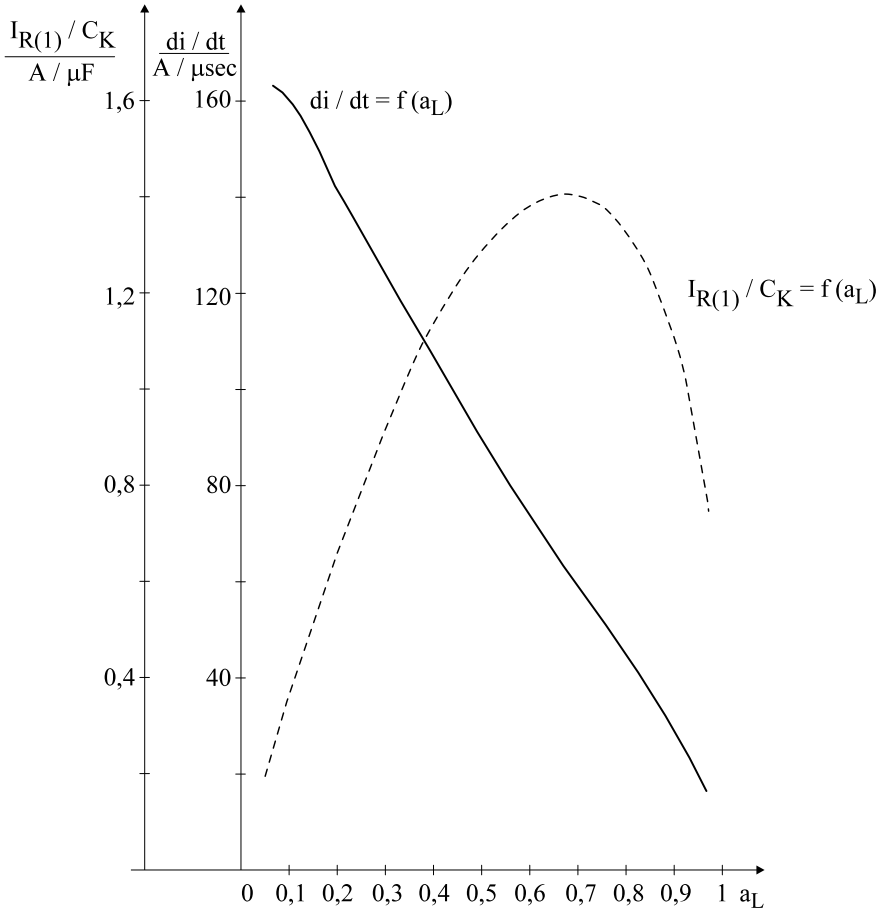


Abb. 8.92: *Testbeispiel zur Wechselrichter–Auslegung: di/dt und* $I_{R(1)}/C_K = f(a_L)$

Schließlich wird zur Bewertung des LC–Kombination der maximale Stromanstieg

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{max} = \frac{U_{d\,max}}{L_{K\,min}} \tag{8.139}$$

in den Hauptthyristoren berechnet, der eine Aussage liefert, ob eine Lösung realisierbar ist.

Die gelieferten Werte geben die Entscheidungsgrundlage für die endgültige Wahl der Elemente.

8.8 Beschaltung von Leistungshalbleitern

Aus der Diskussion der Funktion der Leistungshalbleiter an sich ist bekannt, daß diese — außer der maximalen Blockier- und eventuellen Sperrspannung — ein begrenztes du/dt beim Ausschalten und ein begrenztes di/dt beim Einschalten sowie den maximalen abschaltbaren Strom haben. Zusätzlich ist bereits ausführlich diskutiert worden, daß es gewünschte und parasitäre Induktivitäten in den leistungselektronischen Schaltungen gibt. Aufgrund dieser Induktivitäten resultieren bei entsprechenden di/dt Überspannungen, die in der Vergangenheit durch komplexe Beschaltungsnetzwerke begrenzt wurden (TSE-Beschaltung im einfachsten Fall). Die konstruktiven Maßnahmen sind bei Hochleistungselementen allerdings sehr erheblich und die Verluste in den Beschaltungen sind ebenso erheblich, so daß heute insbesondere bei IGBT's und GCT's möglichst weitgehend auf Beschaltungen verzichtet wird. Nur bei Serienschaltungen der Leistungshalbleiter sind aufgrund der Bauelementetoleranzen begrenzte Beschaltungen notwendig. Trotz dieser Entwicklung hin zum beschaltungslosen Betrieb sollen die Beschaltungen ausführlich behandelt werden, da sie in sehr vielen Anwendungen in der Vergangenheit üblich waren und außerdem ein gewisser Reiz der Komplexität bei der Analyse besteht.

Die grundlegenden Darstellungen zur Beschaltung von Leistungshalbleitern in Kap. 7.3 sollen in diesem Kapitel erweitert werden, um die zur Zeit gebräuchlichen Varianten insbesondere für GTO–Leistungshalbleiter kennenzulernen. Bei den folgenden Darstellungen sollen folgende Vereinfachungen angenommen werden, um die Funktionsweise der Beschaltungen übersichtlich beschreiben zu können:

- der aktive Leistungshalbleiter ist ideal (z.B. kein Tail–Strom),
- die Dioden sind ebenso ideal (z.B. kein Rückstrom),
- alle parasitären Induktivitäten werden vernachlässigt,
- die Last ist eine ideale Stromquelle,
- der Zwischenkreis ist eine ideale Spannungsquelle.

Die folgenden Erläuterungen haben die Dissertation Teigelkötter [456] als Ausgangsbasis.

Es soll allerdings an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, daß bei schnell schaltenden Leistungshalbleitern, wie den MOSFET- und IGBT-Schaltern die parasitären Induktivitäten zwischen den Klemmenanschlüssen und den Si-Chip einen wesentlichen Einfluß auf die resultierende Spannung am Si-Chip haben. Dies bedeutet, daß bei begrenzter Klemmenspannung am Si-Chip wesentlich höhere Spannungen auftreten können, die Beschaltung kann somit nahezu wirkungslos werden. Ausführliche Darstellungen finden sich dazu in [60, 61].

Ein weiterer Aspekt bei der Beurteilung von Beschaltungen, die Verluste in den Beschaltungen, die konstruktiven Maßnahmen sowie die Kosten dieser

zusätzlichen Komponenten und damit die Fehler-Anfälligkeit. Dies ist beispielsweise ausführlich in [60, 61] dargestellt.

8.8.1 RCD–Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator

Von Ohashi [434] wurde die in der Vergangenheit allgemein verwendete RCD–Schutzbeschaltung (R_B, C_B und D_B) vorgeschlagen (s.a. Kap. 7.3.2).

Zur Begrenzung des Stromanstiegs di/dt beim Einschalten des steuerbaren Leistungshalbleiters ind die Spulen L_1 und L_2 mit den Induktivitäten L_1 und L_2 notwendig; diese werden selbst mit je einem RD–Netzwerk (R_L, D_L) beschaltet, um eine hohe Überspannung beim Aussschalten des steuerbaren Leistungshalbleiters zu vermeiden. Diese Beschaltung der Induktivitäten ist unbedingt notwendig, wie eine kurze Rechnung zeigt.

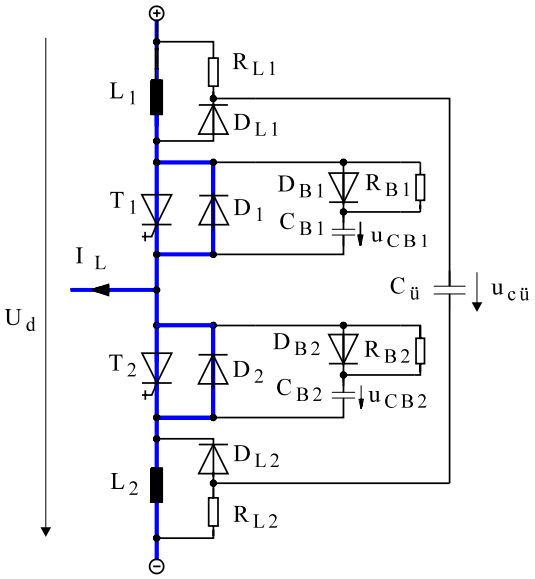


Abb. 8.93: *RCD–Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator (RCD–Ü–Beschaltung)*

Es wird ein $4{,}5\,kV/3\,kA$–GTO mit einem zulässigen $(di/dt)_{zul} = 250\,A/\mu s$ angenommen; die Zwischenkreisspannung sei $U_d = 2{,}8\,kV$. Beim Einschalten ergibt sich die notwendige Beschaltungs–Induktivität zu:

$$L_S = L_1 + L_2 = \frac{U_d}{(di/dt)_{zul}} = 11{,}2\,\mu H \tag{8.140}$$

Beim Ausschalten des GTO muß die im Zweig in Serie liegende antiparallele Diode den Strom übernehmen; es bildet sich ein Resonanzkreis bestehend aus

L_S und der Beschaltungs–Kapazität C_B dieser Diode (keine RD–Beschaltung der Induktivitäten L_1 und L_2). Aufgrund dieses Resonanzkreises ergibt sich als maximal auftretende Spannung:

$$U_{DOP} = U_d + \hat{i} \cdot \sqrt{\frac{L_S}{C_B}} = U_d + \Delta u \tag{8.141}$$

Bei $U_d = 2,8\,kV$, $\hat{i} = 3\,kA$, $L_S = 11,2\,\mu H$ und $\Delta u = 1\,kV$ ergibt sich eine Kapazität $C_B = 100,8\,\mu F$, d.h. ein nicht sinnvoll zu realisierender Wert.

Gleichung (8.141) ist in gleicher Weise bei parasitären Induktivitäten, die prinzipiell nicht beschaltet werden können, gültig.

Die RCD–Schutzbeschaltung kann bei hohen Zwischenkreisspannungen noch um einen Überlaufkondensator $C_ü$ erweitert werden ($C_ü \gg C_B$); damit ergibt sich die Schaltung nach Abb. 8.93 [444]. Der Überlaufkondensator begrenzt die Überspannungen, die beim Ausschalten durch parasitäre Induktivitäten sowohl zwischen dem Zwischenkreis und dem betrachteten Schaltungszweig als auch im Schaltungszweig selbst entstehen. Die Funktion der Schaltung in Abb. 8.93 ist mit dem Ein- und dem Ausschaltvorgang zu erklären.

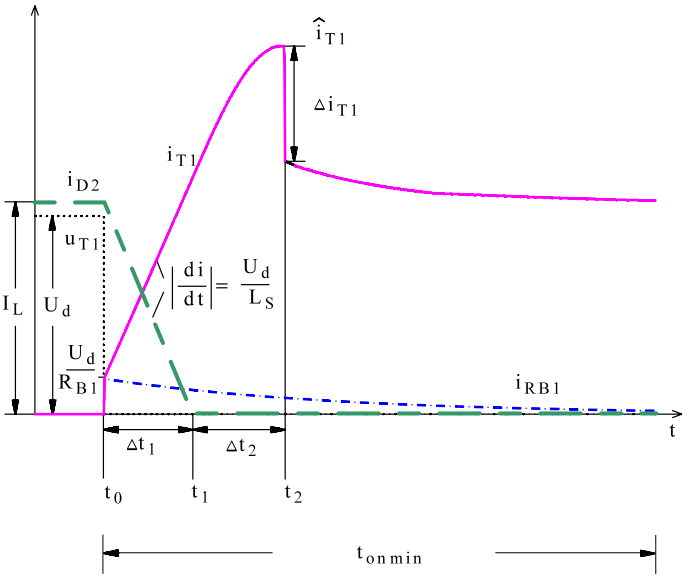


Abb. 8.94: *RCD–Ü–Beschaltung beim Einschalten*

8.8.1.1 Einschaltvorgang

Beim Einschaltvorgang von T_1 soll vorher die Diode D_2 den Laststrom I_L führen, die Kondensatoren C_{B1} und $C_ü$ sind auf U_d aufgeladen. Wenn nach Abb. 8.94

der Schalter T_1 zum Zeitpunkt t_0 eingeschaltet wird, dann wird erstens der Beschaltungs–Kondensator C_{B1} über R_{B1} und den GTO T_1 entladen. Zweitens fällt (aufgrund der geringen Durchlaßspannungen von T_1 und D_2) die Zwischenkreisspannung U_d an L_1 und L_2 ab; der Strom i_{D2} in D_2 wird mit

$$\frac{di_{D2}}{dt} \;=\; -\frac{U_d}{L_S} \qquad \text{(mit:}\quad L_S \;=\; L_1 + L_2) \tag{8.142}$$

abgebaut und der Strom im Schalter T_1 entsprechend aufgebaut. Nach der Zeit $\Delta t_1 = (L_S \cdot I_L)/U_d$ ist der Strom I_L in D_2 abgebaut.

Ab dem Zeitpunkt $t_1 = t_0 + \Delta t_1$ bildet sich ein erster Serien–Resonanzkreis bestehend aus L_1, C_{B2} und L_2. In einer Viertelschwingung dieses Resonanzkreises wird der Kondensator C_{B2} auf die Zwischenkreisspannung U_d aufgeladen. Die Zeitdauer der Viertelschwingung ist $\Delta t_2 = (\pi/2) \cdot \sqrt{L_S \cdot C_{B2}}$ und der Spitzenstrom im Kondensator C_{B2} ist:

$$\hat{i}_{CB2} \;=\; U_d \cdot \sqrt{\frac{C_{B2}}{L_S}} \;=\; \frac{U_d}{Z_1} \qquad \left(\text{mit:}\quad Z_1 \;=\; \sqrt{\frac{L_S}{C_{B2}}}\right) \tag{8.143}$$

Da nach dem Zeitpunkt $t_2 = t_1 + \Delta t_2$ die Spannung an der Induktivität L_S die Polarität umkehrt, werden die Dioden D_{L1} und D_{L2} wirksam, so daß der erste Resonanzkreis nicht mehr wirksam ist. (Wenn keine Beschaltung der Induktivitäten L_1 und L_2 mit den Dioden D_{L1} und D_{L2} vorhanden wäre, dann würde sich eine Halbschwingung des ersten Resonanzkreises ausbilden, und es könnte sich eine Überspannung an C_{B2} von $\hat{u}_{CB2} = U_d + I_L \cdot \sqrt{L_S/C_{B2}}$ ausbilden.)
Zum Zeitpunkt t_2 ist der maximale Strom in T_1:

$$\hat{i}_{T1} \;=\; i_{T1}(t_2) \;=\; I_L \;+\; \frac{U_d}{Z_1} \;+\; \frac{U_d}{R_{B1}} \cdot e^{-(t_2 - t_0)/(R_{B1} \cdot C_{B1})} \tag{8.144}$$

Wie bereits festgestellt, kehrt sich nach dem Zeitpunkt t_2 die Polarität der Spannung an den Induktivitäten um; damit wird $C_{ü}$ zu C_{B2} parallel geschaltet. Für den Strom in den Induktivitäten L_1 und L_2 bildet sich über $C_{ü}$ ein Parallelpfad zu T_1. Der Strom in den Induktivitäten teilt sich deshalb entsprechend den Kapazitätswerten auf $C_{ü}$ und C_{B2} auf; der Strom in T_1 sinkt damit um:

$$\Delta i_{T1}(t = t_{2+0}) \;=\; \frac{U_d}{Z_1} \cdot \frac{C_{ü}}{C_{ü} + C_{B2}} \qquad (\text{mit} \quad C_{ü} \gg C_{B2}) \tag{8.145}$$

Dieser Ausgleichsvorgang klingt mit den Daten $L_S = L_1 + L_2$ und $C_{ü} \parallel C_{B2}$ ab. Die Verluste in den Widerständen R_{B1} und R_{B2} sind jeweils ($C_B = C_{B1} = C_{B2}$):

$$E_{on\,1} \;=\; \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \tag{8.146}$$

Aus den obigen Überlegungen kann aus den Daten der steuerbaren Schalter T_1 und T_2 die Impedanz Z_1 des Resonanzkreises abgeschätzt werden:

$$Z_1 \;=\; \sqrt{\frac{L_S}{C_B}} \;=\; \sqrt{\frac{U_{dmax}}{I_{Lmax}} \cdot \frac{(du/dt)_{zul}}{(di/dt)_{zul}}} \tag{8.147}$$

8.8.1.2 Ausschalten großer Lastströme

Vor dem Ausschaltvorgang sind die Spannungen $u_{CB1} \approx 0$ und $u_{C\ddot{u}} = u_{CB2} = U_d$ (Abb. 8.95). Wenn T_1 ausgeschaltet wird, kommutiert der Strom von T_1 (ohne parasitäre Induktivitäten im Beschaltungskreis) sprungförmig auf D_{B1} und C_{B1}, die Spannung an T_1 steigt mit

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{T1} = \frac{I_L}{C_{B1}} \tag{8.148}$$

an. Nach der Zeit $\Delta t_1 = t_1 - t_0 = (U_d \cdot C_{B1})/I_L$ ist der Kondensator C_{B1} aufgrund des Laststroms I_L auf die Zwischenkreisspannung U_d geladen; dann werden die Dioden D_{L1}, D_{L2} und D_2 leitend und schalten wiederum die Kondensatoren C_{B1} (über D_{B1}) und $C_{\ddot{u}}$ (über D_{L1}, D_{L2} sowie D_2) parallel. Andererseits entsteht ein bedämpfter Parallel–Resonanzkreis bestehend aus $C_2 = (C_{B1} + C_{\ddot{u}})$, L_S und $R = (R_{L1} + R_{L2})$. Wie bereits aus der Diskussion der TSE–Beschaltung bekannt, wird dieser Parallel–Resonanzkreis mit einer Dämpfung $d < 1$ ausgeführt.

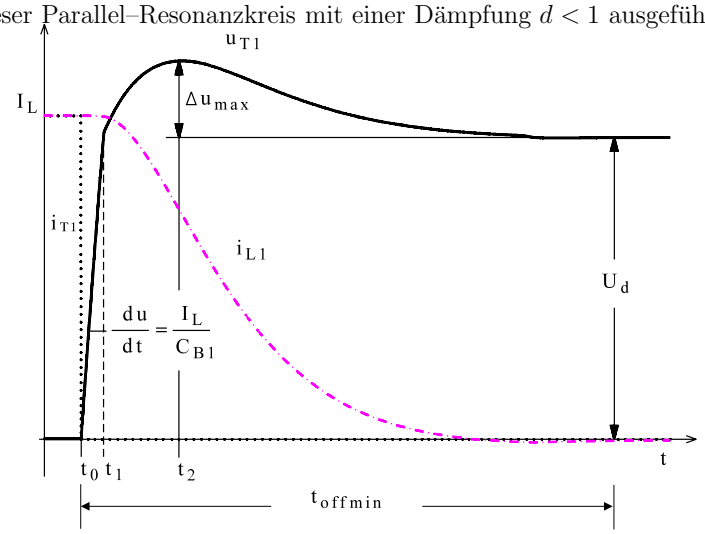


Abb. 8.95: *RCD–Ü–Beschaltung beim Ausschalten großer Lastströme*

Damit errechnet sich die maximale Überspannung Δu_{max} zu:

$$\Delta u_{max} = \frac{Z_2 \cdot I_{Lmax}}{\sqrt{1-d^2}} \cdot \sin\left(\arctan\frac{\sqrt{1-d^2}}{d}\right) \cdot \exp\left[\frac{d}{\sqrt{1-d^2}} \cdot \arctan\frac{\sqrt{1-d^2}}{d}\right] \tag{8.149}$$

mit: $d = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_2}{R} < 1\,; \quad Z_2 = \sqrt{\frac{L_S}{C_2}}\,; \quad L_S = L_1 + L_2\,; \quad C_2 = C_{B1} + C_{\ddot{u}}$

Für eine Dämpfung $d \approx 1$ gilt die folgende Näherungsformel:

$$\Delta u_{max} \approx \frac{Z_2 \cdot I_{Lmax}}{d} \cdot e^{-1} \tag{8.150}$$

Ist das Spannungsmaximum zum Zeitpunkt $t = t_2$ erreicht, dann sperrt die Beschaltungsdiode D_{B1}, der Beschaltungs–Kondensator C_{B1} wird daher durch den Beschaltungs–Widerstand R_{B1} vom Parallel–Resonanzkreis entkoppelt und die Induktivitäten entmagnetisieren sich in einem Parallel–Resonanzkreis, in dem praktisch nur noch der Überlaufkondensator $C_{ü}$ wirksam ist.

Die Ausschaltverluste der RCD–Ü–Beschaltung bei großen Lastströmen sind zum einen stromabhängig, entsprechend der magnetischen Anfangsenergie des Parallel–Resonanzkreises, zum anderen spannungsabhängig über die elektrische Energie des Beschaltungs–Kondensators C_{B2}. Dieser Kondensator, der vor dem Ausschaltzeitpunkt des GTO auf U_d aufgeladen ist, wird über den zugehörigen Beschaltungs–Widerstand R_{B2} entladen, sobald die Diode D_2 leitet.

$$E_{off\,1} \;=\; \frac{1}{2}\cdot(L_1 + L_2)\cdot I_L^2 \;+\; \frac{1}{2}\cdot C_{B2}\cdot U_d^2 \tag{8.151}$$

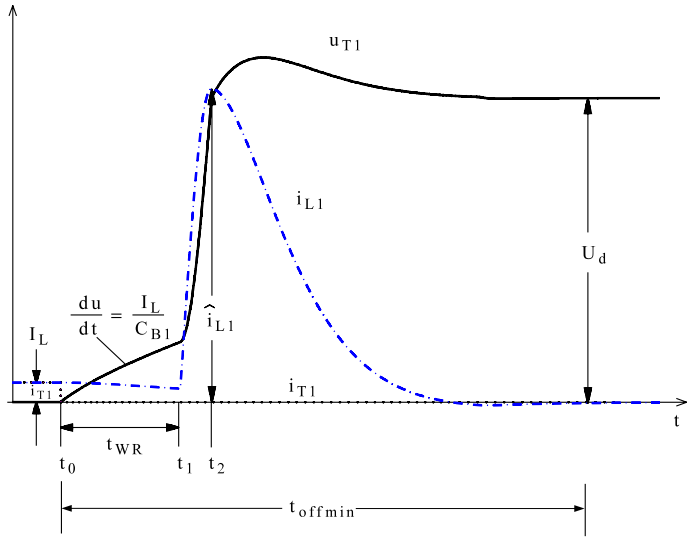


Abb. 8.96: *RCD–Ü–Beschaltung beim Ausschalten kleiner Lastströme*

8.8.1.3 Ausschalten kleiner Lastströme

Beim Ausschalten kleiner Lastströme, deren Betrag kleiner als der Grenzwert

$$I_G \;=\; \frac{U_d\cdot C_{B1}}{t_{WR}} \tag{8.152}$$

ist, wird die Beschaltungs–Kapazität innerhalb der Wechsel–Sperrzeit t_{WR} nur auf den Wert

$$u_{CB1}(t_1) \;=\; |I_L|\cdot\frac{t_{WR}}{C_{B1}} \;=\; U_d\cdot\frac{|I_L|}{I_G} \tag{8.153}$$

aufgeladen (s. Abb. 8.96). Erst durch das Zünden des in Serie angeordneten GTO T_2 wird der Beschaltungs–Kondensator in einem LC–Serien–Resonanzkreis gemäß Abb. 8.97 durch einen sinusförmigen Strom mit dem Maximalwert

$$\hat{i}_{L1} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{U_d - u_{CB1}(t_1)}{Z_1}\right)^2} = \sqrt{I_L^2 + \frac{U_d^2}{Z_1^2} \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G}\right)^2} \qquad (8.154)$$

auf U_d nachgeladen. Sobald die Spannung am Kondensator U_d erreicht, werden die Induktivitäten L_1 und L_2 in einem gedämpften Parallel–Resonanzkreis verlustbehaftet abmagnetisiert.

Zusätzlich muß zur Bestimmung der Ausschaltverluste der Schutzbeschaltung noch die verlustbehaftete Entladung des Beschaltungs–Kondensators C_{B2} berücksichtigt werden.

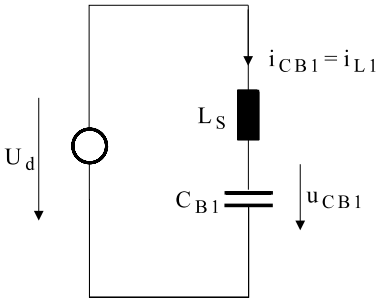


Abb. 8.97: *Ersatzschaltbild zur Berechnung des Nachladestroms* ($t_1 < t < t_2$)

Für $|I_L| < I_G$ gilt:

$$\begin{aligned} E_{off\,\mathrm{I}} &= \frac{1}{2} \cdot (L_1 + L_2) \cdot \hat{i}_{L1}^2 + \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot (L_1 + L_2) \cdot I_L^2 + \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \cdot \left[1 + \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G}\right)^2\right] \end{aligned} \qquad (8.155)$$

In Abb. 8.94, 8.95 und 8.96 sind die Zeiten $t_{on\,min}$ bzw. $t_{off\,min}$ eingezeichnet. Diese Zeiten $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ sowie die Wechsel–Sperrzeit t_{WR} sind bei der Pulsweitenmodulation für die erreichbare Spannungsausbeute des Wechselrichters wichtig (siehe auch Kap. 8.8.5). Wesentlich bei diesen Überlegungen ist, daß durch jeden Schaltvorgang des steuerbaren Leistungshalbleiters ein oder mehrere Einschwingvorgänge in den Beschaltungs–Netzwerken angeregt werden. Diese Einschwingvorgänge müssen abgeklungen sein, damit beim nächsten Schaltvorgang von definierten Anfangsbedingungen ausgegangen werden kann. Damit sind die Zeiten $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ verständlich.

Bei sinkenden Lastströmen werden entsprechend zunehmende Umladezeiten der Beschaltungs–Kondensatoren entstehen. Sehr lange Umladezeiten führen jedoch zu nicht mehr vertretbaren Einschränkungen bei $t_{off\,min}$. Deshalb wird bei

kleinen Lastströmen $|I_L| < I_G$ nach dem Ausschalten eines Halbleiterschalters — um die Wechsel–Sperrzeit t_{WR} verzögert — jeweils der im gleichen Arm befindliche zweite steuerbare Leistungshalbleiter eingeschaltet und damit eine schnelle Umladung der betreffenden Beschaltungs–Kondensatoren erzwungen. Nach der Umladung wird die zum zweiten Leistungshalbleiter antiparallele Diode den Strom übernehmen, d.h. es erfolgt damit eine normale Kommutierung des Laststroms vom ausgeschalteten Leistungshalbleiter zur entsprechenden Diode.

Allerdings läßt man den zweiten Leistungshalbleiter im allgemeinen im eingeschalteten Zustand, denn aufgrund der Leitfähigkeit der Diode liegt eine Spannung an der Last, die — besonders bei kleinen Lastströmen — zu einer Stromumkehr führen kann (Stromoberschwingungen). In diesem Fall kann dann der bereits eingeschaltete Leistungshalbleiter sofort diesen Strom übernehmen.

Diese Art der Steuerung bei kleinen Lastströmen ist somit — auch aus Gründen der Schaltverluste — sehr günstig. Diese Aussagen gelten ebenso für die folgenden beiden Schutzbeschaltungen.

8.8.2 Unsymmetrische Beschaltung

In Abb. 8.98 wird die unsymmetrische Beschaltung der aktiven Leistungshalbleiter nach Undeland [457] und Marquardt [428] gezeigt. Diese Beschaltung wird unsymmetrisch genannt, weil die Kombination T_1/D_1 mit der Serienschaltung von C_S und C_B, die Kombination T_2/D_2 dagegen mit C_B allein beschaltet ist ($C_S > C_B$). Die Bauelement–Kombinationen T_1/D_1 und T_2/D_2 werden daher spannungsmäßig unterschiedlich beansprucht.

Die Induktivität L_S kann sowohl an der negativen als auch an der positiven Zwischenkreisschiene angeschlossen werden. Wesentlich bei dieser Beschaltung ist weiterhin, daß die parasitären Induktivitäten vom und zum Zwischenkreis unkritisch bei der Auslegung und der Konstruktion sind.

8.8.2.1 Einschaltvorgänge

Der Einschaltvorgang (Abb. 8.99) des steuerbaren Schalters T_1 erfolgt prinzipiell wie in Abb. 8.93 und mit Signalverläufen ähnlich wie in Abb. 8.94. Es muß jedoch berücksichtigt werden, daß es die Widerstände R_{B1} und R_{B2} nicht gibt und daß der Serien–Resonanzkreis nach dem Sperren der Diode D_2 (Zeitpunkt t_1) nun aus den Komponenten C_B und L_S sowie der leitenden Diode D_{B2} besteht und damit die Impedanz Z_1 durch $Z_3 = \sqrt{L_S/C_B}$ ersetzt wird.

Da die Widerstände R_{B1} und R_{B2} entfallen, gilt für den Maximalstrom im steuerbaren Schalter T_1 (Zeitpunkt t_2):

$$\hat{i}_{T1} = \frac{U_d}{Z_3} + I_L \qquad \left(\text{mit:} \quad Z_3 = \sqrt{\frac{L_S}{C_B}}\right) \tag{8.156}$$

Zum Zeitpunkt t_2, wenn $U_{CB} = U_d$ ist, wird die Diode D_{B1} leitend und schaltet die Kondensatoren C_B und C_S parallel. Der Aufladestrom i_{DB2} teilt sich somit

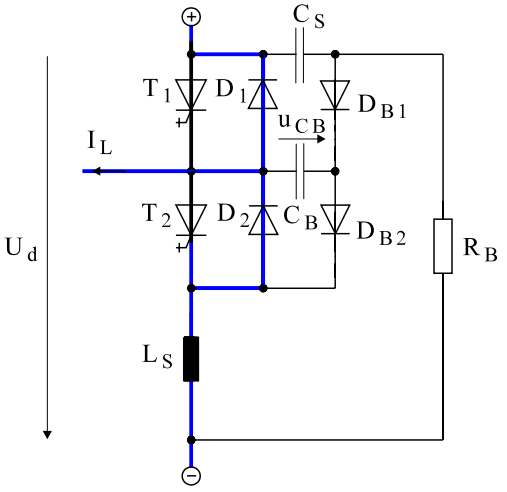


Abb. 8.98: *Unsymmetrische Schutzbeschaltung nach Undeland und Marquardt*

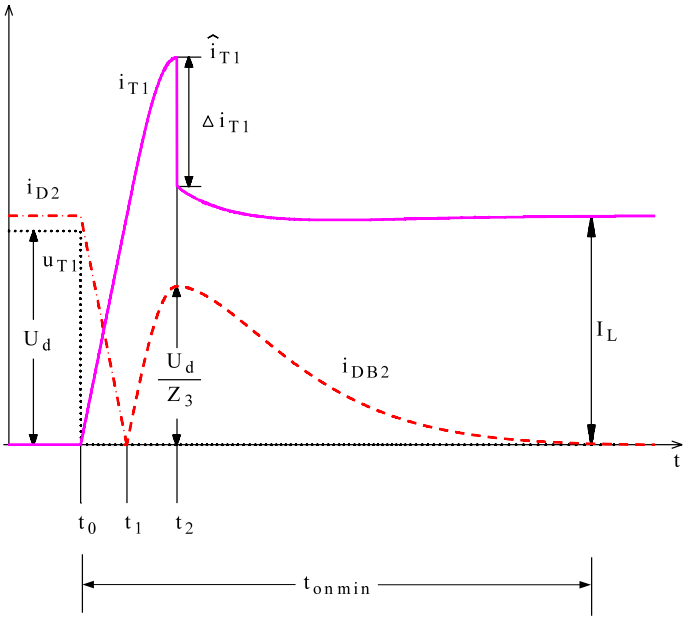


Abb. 8.99: *Unsymmetrische Beschaltung beim Einschalten positiver Lastströme*

wieder entsprechend den Kapazitätswerten auf C_S und C_B auf ($C_S > C_B$); der Strom i_{T1} im GTO T_1 fällt entsprechend ab.

Es bildet sich ein Parallel–Resonanzkreis bestehend aus L_S, $C_4 = (C_S + C_B)$ und R_B. Die Spannungspolarität an L_S kehrt sich um, C_B wird weiter geladen, der Strom in der Drossel L_S wird verlustbehaftet abgebaut.

Die Einschalt–Verlustenergie in R_B beträgt:

$$E_{on\,2} = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot \left(\frac{U_d}{Z_3}\right)^2 = \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \tag{8.157}$$

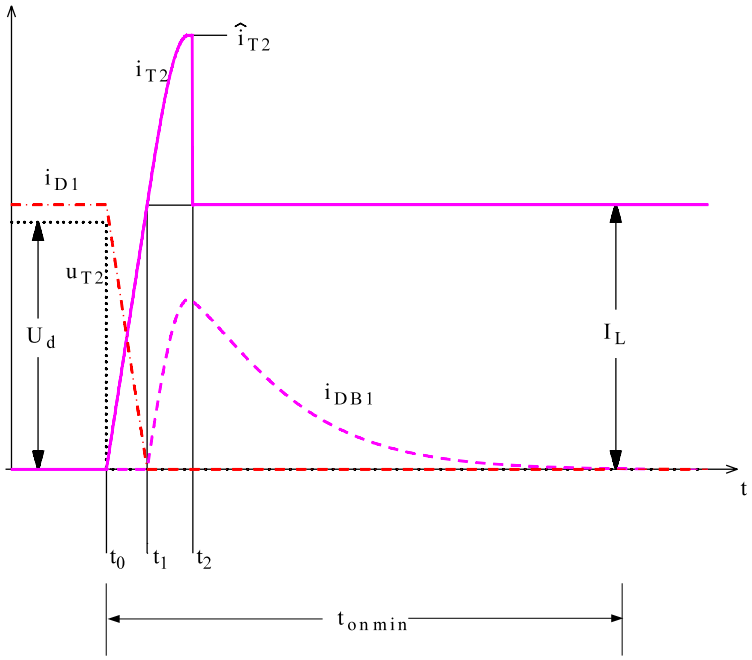


Abb. 8.100: *Unsymmetrische Beschaltung beim Einschalten negativer Lastströme*

In der weiteren Untersuchung muß die bereits angesprochene Unsymmetrie der Beschaltung berücksichtigt werden. Wenn beispielsweise ein *negativer* Laststrom I_L angenommen wird, und der steuerbare Schalter T_2 ausgeschaltet ist, dann fließt der Laststrom über die Diode D_1; die Kondensatoren C_S und C_B sind auf U_d aufgeladen. Wenn nun zum Zeitpunkt t_0 der Schalter T_2 eingeschaltet wird, dann laufen im Prinzip die entsprechenden Vorgänge ab wie beim Einschalten von T_1, d.h. der Strom in der Diode D_1 wird abgebaut, der Strom in T_2 wird mit $di/dt = U_d/L_S$ aufgebaut (Abb. 8.100).

Nach $\Delta t_1 = (L_S \cdot I_L)/U_d$ ist der Strom in der Diode D_1 abgebaut und der Schalter T_2 hat den Strom I_L zum Zeitpunkt $t_1 = t_0 + \Delta t_1$ übernommen. Wie bei der Schaltung nach Abb. 8.93 kompensieren sich die Spannungen der in Serie liegenden Kondensatoren C_S und C_B zum Zeitpunkt t_1, so daß weiterhin an L_S die Spannung U_d anliegt. Die Diode D_{B1} wird leitend; damit bildet sich ein Stromkreis bestehend aus der Serienschaltung C_S, D_{B1}, C_B, T_2, L_S und dem Zwischenkreis (Einfluß von R_B vernachlässigt). Der Strom in T_2 steigt deshalb

in einer Viertelschwingung des Serien–Resonanzkreises an auf:

$$\Delta i_{T2} \approx U_d \cdot \sqrt{\frac{C_S \cdot C_B}{L_S \cdot (C_S + C_B)}} = \frac{U_d}{Z_4} \tag{8.158}$$

$$\text{mit:} \qquad Z_4 = \sqrt{\frac{L_S \cdot (C_S + C_B)}{C_S \cdot C_B}} \qquad \text{und} \qquad C_S > C_B \tag{8.159}$$

Der Spitzenstrom in T_1 ist damit:

$$\hat{i}_{T2} = I_L + \Delta i_{T2} \tag{8.160}$$

Die Zeitdauer $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ ist:

$$\Delta t_2 \approx \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_S \cdot \frac{C_S \cdot C_B}{C_S + C_B}} \tag{8.161}$$

Aufgrund der Viertelschwingung während Δt_2 wird von R_B die in C_B gespeicherte Energie aufgenommen:

$$E_{on\,2} = \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \tag{8.162}$$

Wegen der ungleichen Kapazitätswerte von C_S und C_B muß nach der Entladung von C_B noch C_S auf U_d geladen werden; dies führt zum ausklingenden Strom in den Dioden D_{B1} und D_{B2}.

Damit hat sich ergeben, daß die Spannungs- und Stromverläufe prinzipiell den gleichen Ablauf haben, allerdings differieren die Zahlenwerte der Kenngrößen, da unsymmetrische Verhältnisse vorliegen.

Bei der weiteren Untersuchung der unsymmetrischen Beschaltung müssen nun die Ausschaltvorgänge bei großen und bei kleinen Lastströmen besprochen werden. Zuerst sollen die Ausschaltvorgänge bei großen Lastströmen behandelt werden.

8.8.2.2 Ausschalten großer positiver Lastströme

Wenn ein großer positiver Laststrom I_L angenommen wird, dann führt T_1 den Strom I_L und sowohl C_S als auch C_B sind auf U_d aufgeladen. Beim Ausschalten von T_1 kommutiert der Strom I_L (ohne parasitäre Induktivitäten im Beschaltungskreis C_S, D_{B1} und C_B) sprungförmig von T_1 auf den Beschaltungskreis (Abb. 8.101). Die Gesamtspannung über C_S und C_B ist zum Ausschaltzeitpunkt Null, der Kondensator C_B wird mit I_L zeitlinear entladen und der Kondensator C_S überladen.

Der Spannungsanstieg am Schalter T_1 beträgt:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{T1} = I_L \cdot \frac{(C_S + C_B)}{C_S \cdot C_B} \tag{8.163}$$

Wenn der Kondensator C_B nach der Zeit Δt_1 entladen ist, muß C_S um Δu_{CS} über U_d überladen sein (R_B vernachlässigt, $C_S > C_B$):

$$\Delta t_1 = \frac{U_d \cdot C_B}{I_L} \tag{8.164}$$

$$\Delta u_{CS}(t_1) = U_d \cdot \frac{C_B}{C_S} \tag{8.165}$$

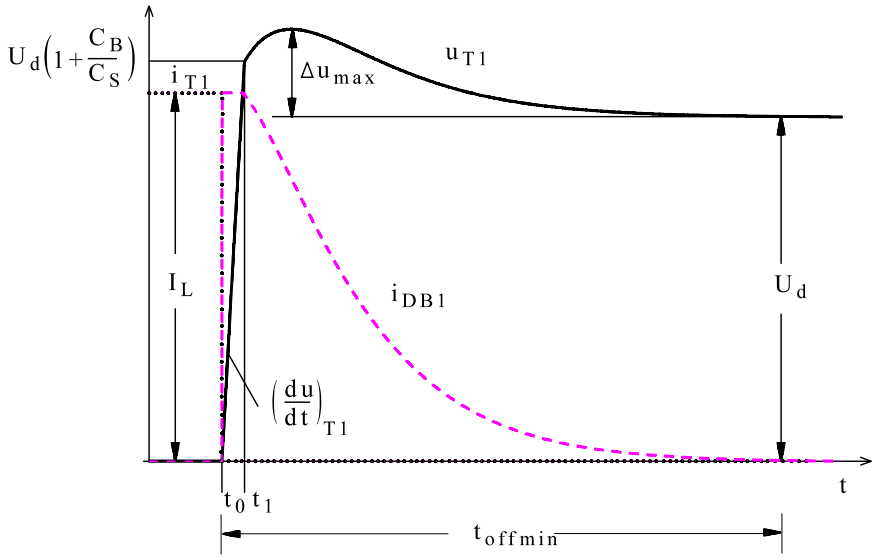


Abb. 8.101: *Unsymmetrische Beschaltung beim Ausschalten großer positiver Ströme*

Damit beträgt die Blockierspannung an T_1 zum Zeitpunkt $t_1 = t_0 + \Delta t_1$:

$$u_{T1}(t_1) = U_d \cdot \left(1 + \frac{C_B}{C_S}\right) \tag{8.166}$$

Nach dem Zeitpunkt t_1 kann der Laststrom I_L nicht mehr weiter über C_B fließen, da durch die Umkehr der Polarität von u_{CB} die beiden Dioden D_{B2} und D_2 leitfähig werden. Die Spannung u_{CB} wird somit etwa auf Null gehalten, der Strom I_L fließt nun über D_2 in die Last. Gleichzeitig bildet sich damit über C_S, D_{B1}, D_{B2}, L_S und den Zwischenkreis ein Parallel–Resonanzkreis mit dem Dämpfungswiderstand R_B. Dieser Parallel–Resonanzkreis hat als Anfangsbedingung die Überladung von C_S und den Strom Null in L_S. Es bildet sich ein Ausgleichsvorgang aus, der eine weitere kurzzeitige Aufladung von C_S zur Folge hat. Zum Zeitpunkt $t = t_0 + t_{off\,min}$ ist der Laststrom I_L (praktisch) vollständig vom Zweig C_S und D_{B1} auf den Zweig D_2 und L_S kommutiert.

Um die Überspannung an T_1 so gering wie möglich zu halten, sollte die Dämpfung des Resonanzkreises zu $d > 1$ gewählt werden. Als Überspannung Δu_{max} an T_1 ergibt sich damit:

$$\Delta u_{max} = \left[\frac{I_L \cdot Z_5 - U_0 \cdot d}{\sqrt{d^2 - 1}} \cdot \sinh\left(x_m \cdot \sqrt{d^2 - 1} \right) + U_0 \cdot \cosh\left(x_m \cdot \sqrt{d^2 - 1} \right) \right] \cdot e^{-x_m \cdot d} \tag{8.167}$$

$$\text{mit:} \quad Z_5 = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}}; \qquad d = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_5}{R_B}; \qquad U_0 = \Delta u_{CS}(t_1)$$

$$x_m = \frac{1}{\sqrt{d^2 - 1}} \cdot \operatorname{artanh} \left[\frac{(I_L \cdot Z_5 - 2 \cdot U_0 \cdot d) \cdot \sqrt{d^2 - 1}}{I_L \cdot Z_5 \cdot d - 2 \cdot U_0 \cdot d^2 + U_0} \right]$$

Die Ausschalt–Verlustenergie, verursacht durch die Aufmagnetisierung der Induktivität L_S und die Entladung des Speicherkondensators auf die Zwischenkreisspannung, bestimmt sich aus der Anfangsüberladung des Speicherkondensators C_S und der Energie der Induktivität L_S im stationären Zustand, wobei der Laststrom größer als ein noch zu erläuternder Mindestwert I_G angenommen wird. Für $I_L > I_G$ gilt:

$$E_{off\,2} = \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot \Delta u_{CS}^2(t_1) + \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_L^2 \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_B^2}{C_S} \cdot U_d^2 + \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_L^2 \tag{8.168}$$

8.8.2.3 Ausschalten großer negativer Lastströme

Wenn ein großer negativer Laststrom angenommen wird, dann muß dieser Strom bei eingeschaltetem Schalter T_2 über T_2 und die Induktivität L_S fließen. Der Kondensator C_S ist auf U_d aufgeladen, der Kondensator C_B entladen. Wenn zum Zeitpunkt t_0 der Schalter T_2 ausgeschaltet wird, kommutiert der Laststrom I_L (ohne parasitäre Induktivitäten im Beschaltungskreis) sprungförmig auf C_B und D_{B2}; der Spannungsanstieg am Schalter T_2 ist $du/dt = I_L/C_B$ (Abb. 8.102).

Wenn u_{CB} den Wert U_d erreicht, dann werden die Dioden D_1 und D_{B1} leitend und die Kondensatoren C_B und C_S somit parallel geschaltet. Es bildet sich wiederum ein Parallel–Resonanzkreis bestehend aus $C_B + C_S$ sowie L_S und R_B. Wenn für den Resonanzkreis eine Dämpfung $d < 1$ angenommen wird, dann ergibt sich mit

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_6}{R_B} \qquad \text{und} \qquad Z_6 = \sqrt{\frac{L_S}{C_S + C_B}} \tag{8.169}$$

für die Überspannung Δu_{max} die Gleichung (8.167); die in R_B umgesetzte Energie entspricht der in der Induktivität L_S gespeicherten Energie:

$$E_{off\,3} = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_L^2 \qquad (\text{für} \quad |I_L| > I_G) \tag{8.170}$$

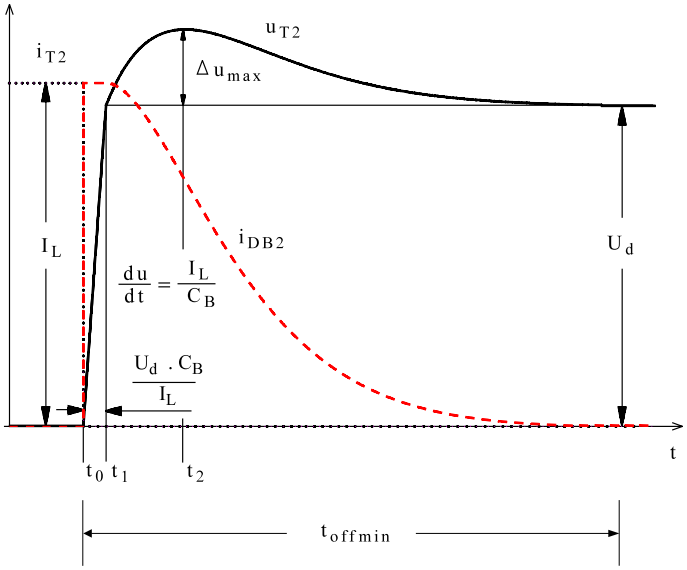


Abb. 8.102: *Unsymmetrische Beschaltung beim Ausschalten großer negativer Ströme*

8.8.2.4 Ausschalten kleiner Lastströme

Wie bei der RCD–Beschaltung mit Überlaufkondensator muß auch bei der unsymmetrischen Beschaltung der Fall des Ausschaltens bei kleinen posivitiven und negativen Lastströmen beachtet werden. Die Grenze für kleine Lastströme ist

$$I_G = \frac{U_d \cdot C_B}{t_{WR}} \tag{8.171}$$

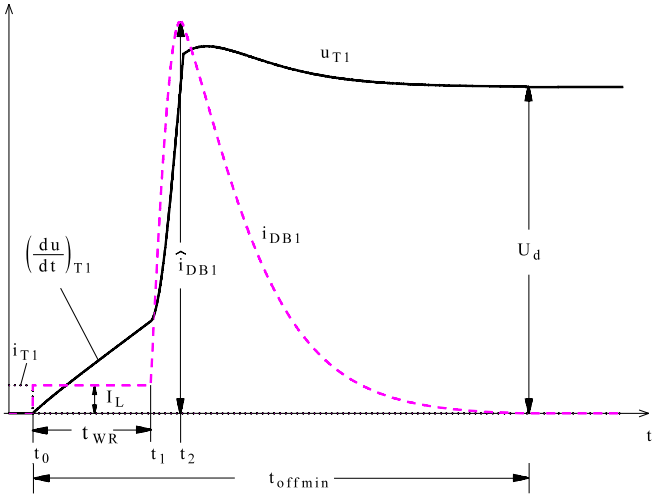


Abb. 8.103: *Unsymmetrische Beschaltung beim Ausschalten kleiner positiver Ströme*

Wenn der Laststrom $|I_L| < I_G$ ist, dann kann während der Zeitdauer t_{WR} der Beschaltungs–Kondensator C_B nicht um $|U_d|$ ge- oder entladen werden. Unter der Annahme eines kleinen *positiven* Laststroms und eingeschaltetem Schalter T_1 sind C_B und C_S auf U_d aufgeladen. Während der Zeitdauer t_{WR} wird daher bei kleinem Laststrom der Kondensator C_B nur auf

$$u_{CB}(t_1) \;=\; U_d \cdot \left(1 - \frac{I_L}{I_G}\right) \tag{8.172}$$

entladen (Abb. 8.103); der Spannungsanstieg du/dt am Schalter T_1 ist aufgrund der Serienschaltung von C_S und C_B:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{T1} \;=\; I_L \cdot \frac{(C_S + C_B)}{C_S \cdot C_B} \tag{8.173}$$

Wenn nach der Zeitdauer t_{WR} der Schalter T_2 eingeschaltet wird, dann bildet sich ein Resonanzkreis bestehend aus der Serienschaltung von L_S und C_B sowie jeweils parallel zu dieser Serienschaltung die Komponenten C_S und R_B.

Aufgrund der Serienschaltung von C_S und C_B während der Zeitdauer t_{WR} ist C_S zum Zeitpunkt t_1 um Δu_{CS} geringer als bei großen Lastströmen über U_d überladen.

$$\Delta u_{CS}(t_1) \;\approx\; \frac{I_L \cdot t_{WR}}{C_S} \qquad \text{und} \qquad i_{LS}(t_1) \;=\; 0 \tag{8.174}$$

Unter Vernachlässigung der Überladung von C_S (d.h. mit $\Delta u_{CS}(t_1) = 0$), unter der Voraussetzung [456]

$$R_B \;>\; \frac{1}{10} \cdot \sqrt{\frac{L_S \cdot (C_S + C_B)}{C_S \cdot C_B}} \tag{8.175}$$

und mit der Restspannung an $u_{CB}(t_1)$ nach Gl. (8.172) als Anregung der Ersatzschaltung ergibt sich der Spitzenwert $\hat{i}_{DB1}$ des Entladestroms, der sowohl L_S als auch D_{B1} und C_B belastet, zu:

$$\hat{i}_{DB1} \approx \sqrt{I_L^2 + \frac{C_S}{C_S + C_B} \cdot \left(\frac{u_{CB}(t_1)}{Z_3}\right)^2} \;=\; \sqrt{I_L^2 + \frac{C_S}{C_S + C_B} \cdot \frac{U_d^2}{Z_3^2} \cdot \left(1 - \frac{I_L}{I_G}\right)^2} \tag{8.176}$$

Der Schalter T_2 wird ebenso mit dem Entladestrom belastet, allerdings ohne Vorbelastung durch den Strom I_L.
Die Verlustenergie ist für $0 < I_L < I_G$:

$$E_{off\,II} \;=\; \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \cdot \left(1 - \frac{I_L}{I_G}\right)^2 + \frac{1}{2} \cdot I_L^2 \cdot \left(L_S + \frac{t_{WR}^2}{C_S}\right) \tag{8.177}$$

Bei kleinen *negativen* Laststrømen sind die entsprechenden Überlegungen notwendig. Für $0 < |I_L| < I_G$ ergeben sich die beiden folgenden Gleichungen:

$$\hat{i}_{DB2} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{U_d - u_{CB}(t_1)}{Z_3}\right)^2} = \sqrt{I_L^2 + \frac{U_d^2}{Z_3^2} \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G}\right)^2} \quad (8.178)$$

$$E_{off\,\mathrm{III}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \hat{i}_{DB2}^2 = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 + \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G}\right)^2 \quad (8.179)$$

Auf die weiteren Erläuterungen am Ende von Kap. 8.8.1.3 sei verwiesen.

8.8.3 Symmetrische Schutzbeschaltung

Die symmetrische Schutzbeschaltung wurde von Wagner [459] und McMurray [432] vorgeschlagen (Abb. 8.104). Das wesentliche Ziel dieser symmetrischen Beschaltung ist, daß beide Beschaltungkondensatoren während der Schaltvorgänge möglichst für eine längere Zeitdauer parallel geschaltet sind. Damit wird der Spannungsanstieg durch *beide* Kondensatoren begrenzt, bzw. bei vorgegebenem zulässigen $(du/dt)_{zul}$ können nur etwa halb so große Beschaltungs–Kondensatoren wie in den vorigen Beschaltungen verwendet werden. Allerdings muß beachtet werden, daß die parasitären Induktivitäten vom und zum Zwischenkreis sowie in der Beschaltungs–Topologie und damit auch im Widerstandskreis mit R_B so klein wie nur möglich sind. Bei der Analyse der Beschaltung wird ver-

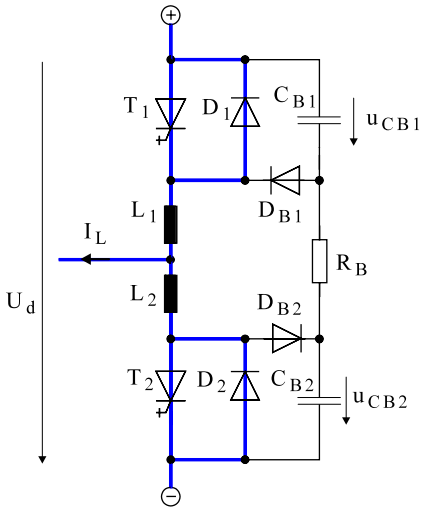


Abb. 8.104: *Symmetrische Schutzbeschaltung nach Wagner und McMurray*

einfachend angenommen, die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 seien magnetisch nicht gekoppelt.

8.8.3.1 Einschaltvorgang

Es wird ein Einschaltvorgang bei positivem Laststrom angenommen — wie in Abb. 8.105 dargestellt. In diesem Betriebszustand werden bei ausgeschaltetem

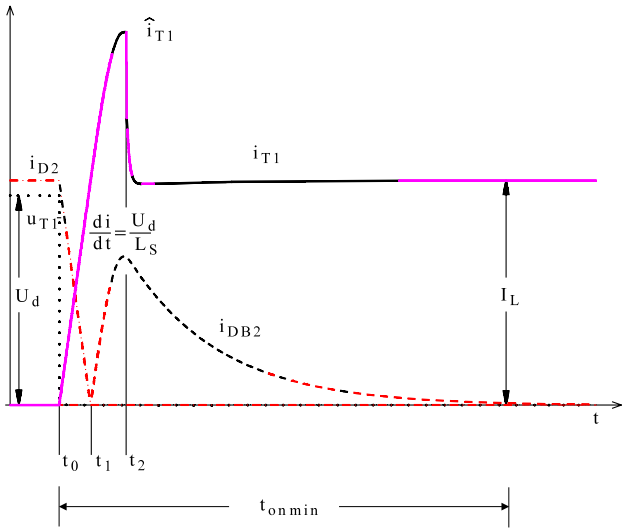


Abb. 8.105: *Symmetrische Schutzbeschaltung beim Einschalten*

Schalter T_1 die Diode D_2 und die Induktivität L_2 den Laststrom I_L führen, der Kondensator C_{B1} ist auf U_d aufgeladen und C_{B2} ist entladen. Wenn der Schalter T_1 zum Zeitpunkt t_0 eingeschaltet wird, dann werden die Spulen mit den Induktivitäten $L_1 + L_2 = L_S$ die Zwischenkreisspannung aufnehmen, und es ergibt sich ein Stromanstieg in T_1 von (Abb. 8.105):

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d}{L_S} \tag{8.180}$$

Nach der Zeitdauer $\Delta t_1 = (I_L \cdot L_S)/U_d$, d.h. zum Zeitpunkt $t_1 = t_0 + \Delta t_1$, sperrt die Diode D_2 und der Schalter T_1 hat den Laststrom I_L übernommen. Zum Zeitpunkt t_1 bildet sich damit ein Resonanzkreis, in dem die Beschaltungs–Kondensatoren umgeladen werden. Dieser Resonanzkreis besteht aus einer Parallelschaltung der drei Zweige T_1–L_1–L_2–D_{B2}, C_{B1}–R_B und U_d–C_{B2}. Die Anfangsbedingungen sind $u_{CB1}(t_1) = U_d$, $u_{CB2}(t_1) = 0$ und $\Delta i_{LS}(t_1) = 0$.

Unter Vernachlässigung der parasitären Induktivitäten sowie der Voraussetzung, daß der Widerstand R_B klein gegenüber der Impedanz

$$Z_7 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_{B1} + C_{B2}}} = \sqrt{\frac{L_S}{C_B}} \approx \sqrt{\frac{U_{dmax}}{I_{Lmax}} \cdot \frac{(du/dt)_{zul}}{(di/dt)_{zul}}} \tag{8.181}$$

des Resonanzkreises ist, kann der Einfluß von R_B bei der Berechnung des Einschalt–Spitzenstroms vernachlässigt werden. Mit den bereits mehrfach genutzten Gleichungen für Resonanzkreise ergibt sich der Einschalt–Spitzenstrom im Schalter T_1 zu:

$$\hat{i}_{T1} \approx I_L + \frac{U_d}{Z_7} \tag{8.182}$$

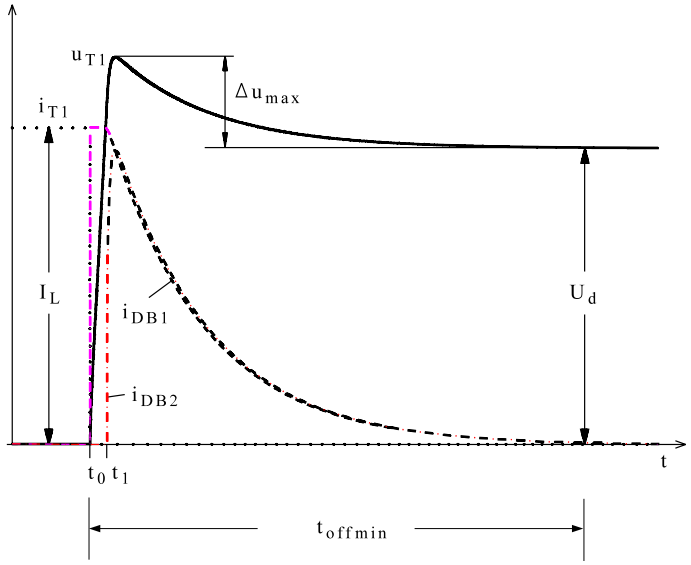


Abb. 8.106: *Symmetrische Schutzbeschaltung beim Ausschalten großer Lastströme*

Wenn der Kondensator C_{B1} zum Zeitpunkt t_2 entladen ist, übernimmt die Diode D_{B1} den Umladestrom. Danach wird der Strom in L_1 auf I_L und der Strom in L_2 auf Null abgebaut. Die dabei entstehenden Einschalt–Verluste betragen:

$$E_{on\,3} \;=\; \frac{1}{2}\cdot(C_{B1}+C_{B2})\cdot U_d^2 \;=\; \frac{1}{2}\cdot C_B\cdot U_d^2 \tag{8.183}$$

8.8.3.2 Ausschalten großer Lastströme

Es wird angenommen, der Schalter T_1 und die Induktivität L_1 führen den Laststrom I_L, der Kondensator C_{B1} ist entladen und C_{B2} ist auf U_d aufgeladen.

Wenn der Schalter T_1 ausschaltet, dann übernimmt anfangs nur der Kondensator C_{B1} den Laststrom. Gleichzeitig wird aber der Kondensator C_{B2} über R_B und den Zwischenkreis zu C_{B1} parallel geschaltet. Somit wird C_{B1} geladen und C_{B2} entsprechend entladen; der Strom in C_{B1} wird kleiner, der Strom in C_{B2} steigt entsprechend an. Damit ist das du/dt am Schalter T_1 zeitabhängig. Unter der Voraussetzung vernachlässigbarer parasitärer Induktivitäten zum Zwischenkreis gilt:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{T1} \;=\; \frac{i_{CB1}(t)}{C_{B1}} \;=\; I_L\cdot\frac{C_{B1}+C_{B2}\cdot e^{-(t-t_0)/T_B}}{C_{B1}\cdot(C_{B1}+C_{B2})} \tag{8.184}$$

mit der Zeitkonstante

$$T_B \;=\; R_B\cdot\frac{C_{B1}\cdot C_{B2}}{C_{B1}+C_{B2}} \tag{8.185}$$

Dies bedeutet, zum Zeitpunkt t_0 ergibt sich zunächst ein du/dt von:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{T1} \;=\; \frac{I_L}{C_{B1}} \tag{8.186}$$

Nach etwa $3 \cdot T_B$ wird sich jedoch ein geringeres du/dt von

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{T1} = \frac{I_L}{C_{B1} + C_{B2}} \tag{8.187}$$

ergeben; zu diesem Zeitpunkt teilt sich der Laststrom symmetrisch auf beide Kondensatoren auf.

Zum Zeitpunkt t_1 ist C_{B2} vollständig entladen. Da bei Zeiten $t > t_1$ und weiter fließendem Laststrom in C_{B2} eine negative Spannung an C_{B2} entstehen würde, werden die Dioden D_2 und D_{B2} leitfähig und begrenzen somit die Spannung an C_{B2} auf ungefähr Null. Aufgrund der Leitfähigkeit der Dioden D_{B1}, D_{B2} bildet sich ab dem Zeitpunkt t_1 ein Parallel–Resonanzkreis bestehend aus C_{B1}, L_S und R_B.

Zur Begrenzung der Spannungsbeanspruchung der Ventile wird die Dämpfung d des Parallel–Resonanzkreises zu $d > 1$ gewählt. Damit erhält man:

$$\frac{\Delta u_{max}}{I_L} = \frac{Z_7 \cdot \sqrt{2}}{8 \cdot d} \cdot \left[\left(1 + \frac{3 \cdot d}{\sqrt{d^2 - 1}}\right) \cdot e^{-\left(d - \sqrt{d^2-1}\right) \cdot t_m^*} + \left(1 - \frac{3 \cdot d}{\sqrt{d^2 - 1}}\right) \cdot e^{-\left(d + \sqrt{d^2-1}\right) \cdot t_m^*}\right] \tag{8.188}$$

$$\text{mit:} \qquad t_m^* = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{d^2 - 1}} \cdot \ln \frac{\left(\sqrt{d^2 - 1} - 3 \cdot d\right) \cdot \left(\sqrt{d^2 - 1} + d\right)}{\left(\sqrt{d^2 - 1} + 3 \cdot d\right) \cdot \left(\sqrt{d^2 - 1} - d\right)}$$

$$d = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{Z_7}{R_B}; \qquad Z_7 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_{B1} + C_{B2}}} \tag{8.189}$$

$$E_{off\,4} = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_L^2 + \frac{1}{2} \cdot C_{B1(2)} \cdot \left(R_B \cdot \frac{I_L}{2}\right)^2 + R_B \cdot \left(\frac{I_L}{2}\right)^2 \cdot \frac{U_d \cdot C_B}{|I_L|} \tag{8.190}$$

$$\text{für:} \qquad |I_L| > I_G = \frac{U_d \cdot C_B}{t_{WR}} \qquad \text{und} \qquad C_B = C_{B1} + C_{B2}$$

8.8.3.3 Ausschalten kleiner Lastströme

Beim Auschalten kleiner Lastströme I_L im Schalter T_1

$$|I_L| < I_G = \frac{U_d \cdot (C_{B1} + C_{B2})}{t_{WR}} \tag{8.191}$$

werden — wie bei den bisherigen Schaltungsvarianten auch — die jeweiligen Beschaltungs–Kondensatoren durch den Laststrom I_L nicht auf den gewünschten Endwert umgeladen, sondern es ergibt sich nur eine Spannungsänderung von

$$\Delta u = |I_L| \cdot \frac{t_{WR}}{C_{B1} + C_{B2}} = U_d \cdot \frac{|I_L|}{I_G} \tag{8.192}$$

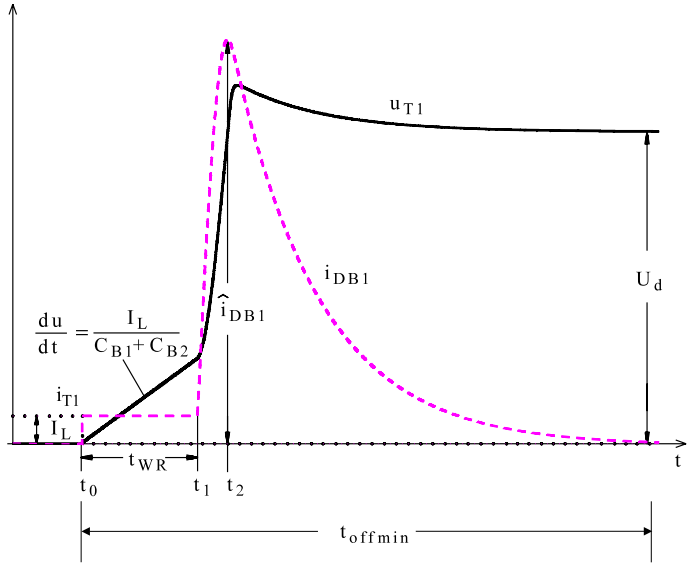


Abb. 8.107: *Symmetrische Schutzbeschaltung beim Ausschalten kleiner Lastströme*

Wiederum werden erst durch das Zünden des Schalters T_2 ab dem Zeitpunkt $t_1 = t_0 + t_{WR}$ die Beschaltungs–Kondensatoren auf die notwendigen Endwerte geladen. Diese Ladung der Beschaltungs–Kondensatoren erfolgt ebenso wie vorher durch einen Parallel–Resonanzkreis mit den Komponenten $C_B = C_{B1} + C_{B2}$ und $L_S = L_1 + L_2$ sowie als Anregung mit der Spannung der Kondensatoren.

Wenn in der folgenden Berechnung der Beschaltungs–Widerstand R_B vernachlässigt wird, dann ergibt sich der Spitzenwert des Umladestroms, der über die Beschaltungsdiode D_{B1} fließt, zu:

$$\hat{i}_{DB1} \approx \sqrt{I_L^2 + \frac{U_d^2}{Z_7^2} \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G}\right)^2} \tag{8.193}$$

Die Beschaltungsverluste bei kleinen Lastströmen ergeben sich aus den Anfangswerten des Parallel–Resonanzkreises, zusätzlich müssen noch die Verluste im Beschaltungs–Widerstand während der Wechsel–Sperrzeit t_{WR}, in der der halbe Laststrom über R_B fließt, berücksichtigt werden.
Für $|I_L| < I_G$ gilt:

$$E_{off\,\mathrm{IV}} = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_L^2 + \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot U_d^2 \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G}\right)^2 + R_B \cdot \left(\frac{I_L}{2}\right)^2 \cdot t_{WR} \tag{8.194}$$

Damit ist die prinzipielle Funktion der symmetrischen Schutzbeschaltung bekannt.

8.8.4 Vergleich der Schutzbeschaltungen

Die Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator (Kap. 8.8.1), die unsymmetrische Schutzbeschaltung (Kap. 8.8.2) und die symmetrische Schutzbeschaltung (Kap. 8.8.3) sollen anhand eines Beispiels gegenübergestellt werden.

Es wird ein $4,5\,kV/3\,kA$–GTO als steuerbarer Schalter angenommen. Das zulässige di/dt sei $250\,A/\mu s$, das maximale $du/dt = 500\,V/\mu s$. Es soll ein Sicherheitsabstand von 10 % zum maximalen abschaltbaren Strom von $3\,kA$ eingehalten werden und die Zwischenkreis–Nennspannung sei $U_{dN} = 2,8\,kV$ (ungefähr 60 % von $4{,}5\,kV$). Weiterhin wird $t_{WR} = 50\,\mu s$ angesetzt.

Für die drei verschiedenen Schutzbeschaltungen ergeben sich die Werte nach Tabelle 8.11.

Tabelle 8.11: *Vergleich der verschiedenen Schutzbeschaltungen*

	Kondensatoren	Induktivitäten
RCD–Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator (RCD–Ü)	$C_{B1(2)} = \frac{I_{L\,max}}{(du/dt)_{max}}$	$L_1 + L_2 = \frac{U_{d\,max}}{(di/dt)_{max}}$
	$C_{B1(2)} = 5,4\,\mu F$ $C_{\ddot{u}} = 30\,\mu F$	$L_{1(2)} = 6\,\mu H$
Unsymmetrische Schutzbeschaltung nach Undeland u. Marquardt (UM)	$C_B = \frac{I_{Lmax} \cdot C_S}{C_S \cdot (du/dt)_{max} - I_{Lmax}}$	$L_S = \frac{U_{dmax}}{(di/dt)_{max}}$
	$C_B = 6,6\,\mu F \quad C_S = 30\,\mu F$	$L_S = 12\,\mu H$
Symmetrische Schutzbeschaltung nach Wagner und McMurray (WM)	$C_{B1} + C_{B2} > \frac{I_{Lmax}}{(du/dt)_{max}}$	$L_1 + L_2 = \frac{U_{dmax}}{(di/dt)_{max}}$
	$C_{B1(2)} = 3\,\mu F$	$L_{1(2)} = 6\,\mu H$

Aus Tabelle 8.11 ist deutlich der Vorteil der symmetrischen Schutzbeschaltung zu entnehmen. Allerdings muß bei dem Vergleich beachtet werden, daß — wie schon in den jeweiligen Kapiteln betont — bei der symmetrischen Schutzbeschaltung die parasitären Induktivitäten vom und zum Zwischenkreis sowie im Kreis mit dem Beschaltungs–Widerstand R_B durch konstruktive Maßnahmen so klein wie möglich sein müssen. Diese konstruktive Einschränkung ist bei den beiden anderen Schaltungsvarianten nicht gegeben.

8.8.5 Abschließende Hinweise

In den vorhergehenden Abschnitten wurden die bestimmenden Gleichungen für drei bekannte Schutzbeschaltungen, ausgehend von den unterschiedlichen Betriebszuständen, abgeleitet. Bei diesen Ableitungen wurden stationäre Anfangszustände vorausgesetzt. Das Ausschalten der steuerbaren Schalter bei kleinen Lastströmen wurde als ein besonderer Betriebszustand betrachtet, bei dem die Beschaltungs–Kondensatoren innerhalb der Wechsel–Sperrzeit t_{WR} nicht vollständig umgeladen werden. Dieser Zustand tritt immer dann auf, wenn ein steuerbarer Schalter ausgeschaltet und der im gleichen Zweig befindliche Schalter nach der Wechsel–Sperrzeit t_{WR} eingeschaltet wird. Dies bedeutet für die Folge der Leitzustände der Halbleiter, daß nicht wie üblich der steuerbare Halbleiter ausgeschaltet und anschließend sofort die antiparallele Diode des zweiten steuerbaren Schalters im Zweig den Laststrom in gleicher Polarität führt, sondern kurzzeitig der zweite steuerbare Schalter im Zweig selbst (s. auch Kap. 8.8.1.3).

In den Abbildungen der Schalttransienten sind jeweils die Zeiten $t_{on\,min}$ bzw. $t_{off\,min}$ eingezeichnet. Wie schon bei der ersten behandelten Schutzbeschaltung, der Beschaltung mit Überlaufkondensator, sind diese Zeiten bei der Pulsweitenmodulation unbedingt einzuhalten, um definierte Anfangszustände für den nächsten Schaltzustand zu gewährleisten. Die Zeiten $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ sind somit Zeiten, die benötigt werden, um die Ausgleichsvorgänge im Beschaltungs–Netzwerk abklingen zu lassen.

Bei der Festlegung der Wechsel–Sperrzeit t_{WR} und der Ausschaltzustandszeit $t_{a\,min}$, d.h. der Zeit, nach der der Schalter nach dem Ausschalten wieder eingeschaltet werden kann und in der die Transienten in der Beschaltung abgeklungen sind, müssen die Daten der Hersteller für die minimale Einschaltzeit $t_{on\,min}$ und die minimale Auschaltzeit $t_{off\,min}$ beachtet werden. Für die Ausschaltzustandszeit $t_{a\,min}$, die die minimale Pulsweite bestimmt, gilt:

$$t_{a\,min} \;=\; t_{on\,min} \;+\; 2 \cdot t_{WR} \;>\; t_{off\,min} \tag{8.195}$$

Wenn unter dieser Randbedingung die maximal auftretenden Überspannungen Δu_{max} bei maximalem Strom als Funktion von $t_{a\,min}$ und damit der Dämpfung d und somit der Beschaltungs–Widerstände verglichen werden, dann ergibt sich — bei einer Dimensionierung entsprechend Tabelle 8.11 —, daß die symmetrische Schutzbeschaltung ungünstiger ist als die unsymmetrische und die Beschaltung mit Überlaufkondensator, die beide etwa vergleichbar sind.

Außer diesem Betriebszustand mit Ausschalten und kurz darauf nach $t_{a\,min}$ erfolgendem Wiedereinschalten des gleichen steuerbaren Schalters, gibt es noch weitere „dynamische“ Betriebszustände, die kritisch sind.

Ein „dynamischer“ Betriebszustand kann entstehen, wenn die bisher als konstant angenommene Zwischenkreisspannung U_d beispielsweise in der Amplitude größer wird und dadurch einen Nachladestrom für die Beschaltungs–Kondensatoren und somit einen Strom in den Beschaltungsdioden hervorruft. Es ist dabei leicht nachvollziehbar, daß der Nachladestrom einen zunehmenden Spitzenstrom und eine längere Zeitdauer bei zunehmender Kapazität der

Beschaltungs–Kondensatoren hat. Aus diesem Grund ist die Nachladeproblematik bei der symmetrischen Beschaltung geringer als bei den beiden anderen Varianten. Wenn nun bei leitender Beschaltungsdiode der parallel dazu angeordnete Schalter eingeschaltet wird, dann ist die Induktivität L_S nicht wirksam; das bisher vernachlässigte Rückstromverhalten der Beschaltungsdiode wird voll wirksam und führt zu einer Stromspitze aus Laststrom plus Rückstromspitze der gerade leitenden Beschaltungsdiode des steuerbaren Schalters, der außerdem während dieser Zeit die volle Zwischenkreisspannung aufnehmen muß, d.h. es treten in diesem Betriebszustand erhebliche Einschaltverluste auf.

Ein weiterer kritischer Betriebszustand [447] wird für die Beschaltungsdiode eintreten, wenn die Rückstromspitze der Beschaltungsdiode erreicht ist, die Beschaltungsdiode mit restlichen Ladungsträgern in der ν–Zone beginnt, Spannung aufzunehmen, und damit der steuerbare Schalter endgültig einschalten kann — d.h. die Spannung über ihm entsprechend abgebaut werden kann — ohne große Wirksamkeit des Beschaltungs–Kondensators. Um diese sehr schnelle Spannungsänderung zu verringern, kann die Beschaltungsdiode selbst mit einer TSE–Beschaltung beschaltet werden. Dies führt aber zu erhöhten Verlusten insgesamt und zu höheren Einschaltverlusten beim steuerbaren Schalter.

Einen weiteren dynamischen Einfluß haben die bisher vernachlässigten parasitären Induktivitäten in den Beschaltungszweigen. Wenn der Laststrom beim Ausschalten des steuerbaren Schalters ohne Verzögerung in den Beschaltungszweig kommutieren soll, dann wird dies durch die parasitäre Induktivität kurzzeitig verhindert. Dies bedeutet, daß beim Ausschalten des steuerbaren Schalters nicht (wie bisher angenommen) ein zeitlinearer Anstieg der Spannung am Schalter ($du/dt = I_L/C_B$), sondern kurzzeitig eine Spannungsspitze (Nadelspannung) auftritt, die sich aus dem Spannungsabfall an der parasitären Induktivität und der Forward–Recovery–Spannung der Beschaltungsdiode zusammensetzt. Diese Nadelspannung kann zur Zerstörung des Schalters führen (dynamischer Avalanche–Durchbruch), wenn die Spannung zu hoch wird und durch das Vorhandensein freier Ladungsträger die kritische Feldstärke erreicht wird.

Durch die parasitäre Induktivität im Beschaltungszweig mit dem Beschaltungs–Kondensator entsteht außerdem ein Serien–Resonanzkreis, der — wenn er angeregt wird — zu hochfrequenten Schwingungen der Schalterspannung führt. Allerdings ist der Resonanzkreis durch den Beschaltungs–Widerstand gedämpft. Aus der Periodendauer der hochfrequenten Schwingungen kann die parasitäre Induktivität des Beschaltungs–Zweiges abgeschätzt werden. Wie aus der Grundstruktur der Beschaltungstopologie zu erkennen ist, ist die Dämpfung der hochfrequenten Schwingungen bei der symmetrischen Beschaltung besser als bei der unsymmetrischen Beschaltung.

Ein weiterer dynamischer Effekt ist das Rückstromverhalten der Dioden, die antiparallel zu den steuerbaren Schaltern angeordnet sind. Wie bereits mehrfach in diesem Band und ebenso ausführlich in Band 3 dieser Buchreihe ([60, 61]) beschrieben, erhöht der Rückstrom der Dioden den Strom beim Einschalten des

steuerbaren Schalters im Schalter selbst und in den Induktivitäten zur Begrenzung des di/dt.

Damit können die bisherigen Überlegungen bezüglich der in Wärme umgesetzten Verlustenergien der Schutzbeschaltung zusammengefaßt werden. Dabei sind die Schaltungsparameter k_1 und k_2 entsprechend der gewählten Schutzbeschaltung und abhängig von $|I_L|$ einzusetzen:

RCD–Ü–Beschaltung:	$k_1 = 2,\ L_S = L_1 + L_2,\ C_B = C_{B1} = C_{B2}$
unsymm. Beschaltung (UM):	$k_1 = 1$
symm. Beschaltung (WM):	$k_1 = 1,\ L_S = L_1 + L_2,\ C_B = C_{B1} + C_{B2}$
Laststrom $\|I_L\| < I_G$:	$k_2 = 1$
Laststrom $\|I_L\| > I_G$:	$k_2 = 0$
mit:	$I_G = \dfrac{U_d \cdot C_B}{t_{WR}}$

Die Einschalt–Verlustenergien lassen sich damit zusammenfassen zu:

$$E_{on} \approx k_1 \cdot \left(C_B \cdot \frac{U_d^2}{2} \right) + Q_{rr} \cdot U_d \tag{8.196}$$

Die Ausschalt–Verlustenergien können ebenso in einer Gleichung zusammengefaßt werden:

$$E_{off} \approx L_S \cdot \frac{I_L^2}{2} + C_B \cdot \frac{U_d^2}{2} \cdot \left[k_1 - 1 + k_2 \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G} \right)^2 \right] \tag{8.197}$$

In den bisherigen Gleichungen wurden die Einschalt– und die Ausschalt–Verlustenergien, die jeweils im Beschaltungs–Widerstand in Wärme umgesetzt werden, pro Schaltvorgang getrennt betrachtet. Bei Pulsbetrieb eines Zweiges folgt auf den Einschaltvorgang der Ausschaltvorgang und dies wiederholt sich mit der Pulsfrequenz f_T. Die zusammengefaßte Gleichung für die Gesamtverlustleistung P_v in einem Zweig für Pulsbetrieb und konstanten Laststrom I_L lautet somit:

$$P_v \approx f_T \cdot \left\{ L_S \cdot \frac{I_L^2}{2} + Q_{rr} \cdot U_d + C_B \cdot \frac{U_d^2}{2} \cdot \left[2 \cdot k_1 - 1 + k_2 \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G} \right)^2 \right] \right\} \tag{8.198}$$

Bei der Grundfrequenztaktung gilt entsprechend (mit I_L als dem Momentanwert des Laststroms zum Schaltzeitpunkt):

$$P_v \approx 2 \cdot f_T \cdot \left\{ L_S \cdot \frac{I_L^2}{2} + C_B \cdot \frac{U_d^2}{2} \cdot \left[k_1 - 1 + k_2 \cdot \left(1 - \frac{|I_L|}{I_G} \right)^2 \right] \right\} \tag{8.199}$$

Der Vollständigkeit halber soll an dieser Stelle noch darauf hingewiesen werden, daß beispielsweise das Rückstromverhalten temperaturabhängig und ebenso arbeitspunktabhängig ist, insbesondere vom di/dt.

Ganz generell ist damit ein allgemeiner Überblick über die Funktion und die beschreibenden Gleichungen verschiedener Beschaltungen gegeben worden. Zu beachten ist aber, daß bisher keine Aussagen über die Verluste in den Leistungshalbleitern (steuerbare Schalter und antiparallele Dioden) sowie in den Beschaltungsdioden vorliegen. Genaue Aussagen lassen sich diesem Fall entweder durch experimentelle Untersuchungen oder durch Simulationen gewinnen. Diese zusätzlichen Ergebnisse können dann beispielsweise zur Dimensionierung der Kühlkörper der Leistungshalbleiter verwendet werden.

Beispielsweise betragen die Einschaltverluste bei einem $4{,}5\,kV/3\,kA$–GTO mit normaler Ansteuerung etwa $4\,Ws$ bei $I_L = 2250\,A$ ohne Vorstrom in der Beschaltungsdiode und bis zu $5{,}5\,Ws$ abhängig vom Vorstrom und dem dynamischen Verhalten der Beschaltungsdiode. Die Ausschaltverluste sind ebenso abhängig vom Laststrom und der Sperrschichttemperatur und liegen im Bereich von 1,5 bis $5{,}5\,Ws$.

Wenn hart angesteuerte GTOs (IGCTs) oder Feinstruktur–GTOs eingesetzt werden, können deutliche Verbesserungen des Schaltverhaltens, damit eine Reduzierung der Verluste in den Leistungshalbleitern und in den Beschaltungen sowie auch eine Reduzierung der Ansteuerleistungen realisiert werden [414,417,418,423,449,942]. Die dargestellten Überlegungen können entsprechend den Daten der Halbleiter auch auf andere Typen von Leistungshalbleitern wie beispielsweise IGBTs übertragen werden.

Eine andere Entwicklungsrichtung sind aktive Ansteuerungen, bei denen auf Beschaltungsmaßnahmen ganz verzichtet werden kann.

8.9 Auslegungsbeispiel für einen GTO–U–Wechselrichter

8.9.1 Einführung

In den vorhergehenden Kapiteln wurde die prinzipielle Funktion von Umrichtern mit eingeprägter Spannung erläutert. Grundsätzlich muß unterschieden werden zwischen Umrichtern mit variabler und konstanter Zwischenkreisspannung. Bei Umrichtern mit variabler Zwischenkreisspannung werden die Ventile des Wechselrichters mit Grundfrequenztaktung betrieben, bei Umrichtern mit konstanter Zwischenkreisspannung ist dagegen die Pulsweitenmodulation notwendig, um die beispielsweise bei Drehfeldmaschinen mit ansteigender Statorfrequenz ansteigende Statorspannung zur Verfügung zu stellen. Aufgrund der unterschiedlichen Zwischenkreisspannung (variabel oder konstant) sind auch die Einspeisestellglieder der U–Umrichter und damit das Netzverhalten unterschiedlich. Die verschiedenen Lösungsvarianten sind in den vorherigen Kapiteln sowie in Kap. 11.1 dargestellt.

Im folgenden Fall soll als maschinenseitiger selbstgeführter Wechselrichter ein Wechselrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung verwendet werden, der mit

GTOs und antiparallelen Dioden aufgebaut ist (Zweipunkt–Wechselrichter nach Kap. 8.2, Abb. 8.1).

Um das Vorgehen exemplarisch zu zeigen, soll die Auslegung an einem Beispiel erfolgen. Bei diesem Beispiel wird die heute im allgemeinen übliche Vorgehensweise verwendet, bei der mit Sicherheitsfaktoren, die auf Erfahrungen beruhen, gearbeitet wird. Die wesentlich sinnvollere Methode der Rechnersimulation der Schaltung mit den in Aussicht genommenen Elementen wird hier nicht dargestellt, da dies sehr genaue Kenntnisse der verwendeten Elemente einschließlich aller parasitären Komponenten erfordert. Dies ist aber im allgemeinen bei einer grundsätzlichen Entwicklung nur bedingt gegeben.

In diesem Zusammenhang sei aber auf das Ein- und Ausschaltverhalten von Leistungshalbleitern verwiesen. In Kapitel 11 der 2. Auflage des Buches 'Leistungselektronische Bauelemente' [60, 61] wird der Aspekt der Schaltungssimulation sowie der Schaltungsanalyse und -synthese ausführlich diskutiert.

Gegebene Daten der Asynchronmaschine:

Motor–Wellenleistung	P_{MN}	$= 2630\,kW$
Motor–Wirkungsgrad	η_{MN}	$= 0,964$
Nenn–Verschiebungsfaktor	$\cos\varphi_{MN}$	$= 0,806$
Motor–Nennspannung (verkettet)	U_{MN}	$= 1700\,V$
Motor–Nennstrom	I_{MN}	$= 1150\,A$
Motor–Nennfrequenz	f_{MN}	$= 50\,Hz$
relative Kurzschlußspannung	u_k	$= 0,157$

Damit ergibt sich die Nenn–Scheinleistung der Asynchronmaschine zu:

$$S_{MN} = \frac{P_{MN}}{\eta_{MN} \cdot \cos\varphi_{MN}} = \sqrt{3} \cdot U_{MN} \cdot I_{MN} = 3386\,kVA \tag{8.200}$$

8.9.2 Orientierende Festlegung der Zwischenkreisspannung

Zwischen der Motor–Nennspannung und der maximal notwendigen Zwischenkreisspannung gibt es einen relativ festen Zusammenhang, welcher in diesem Kapitel noch genauer erläutert werden wird. Aufgrund dieses Zusammenhangs gibt es zwei mögliche Wege für die Festlegung der Motor–Nennspannung U_{MN} und der Zwischenkreisspannung U_d:

1. Die maximale Zwischenkreisspannung U_{dmax}, welche stationär und dynamisch zugelassen ist, wird aufgrund der Daten von vorhandenen Leistungshalbleitern festgelegt, z.B. für einen $4,5\,kV/3\,kA$–GTO:

dynamische Spitzenspannung	U_{DRM}	$= 4500\,V$
stationär einzustellender Wert	U_d	$= 2800\,V$

   Aus diesen Halbleiterdaten wird nun die optimale Motor–Nennspannung bestimmt und der Motor entsprechend ausgelegt. Ein solches Vorgehen ist typisch für Traktionsanwendungen und andere Spezialanwendungen.

2. Im Industriebereich existieren im Mittelspannungsbereich z.B. die folgenden typischen Motor–Normspannungen:

$$\begin{aligned} 50\,Hz&: \ 3300\,V \text{ oder } 6600\,V \\ 60\,Hz&: \ 2300\,V \text{ oder } 4000\,V \end{aligned}$$

   Bei Industrieanwendungen wird aus Kostengründen versucht, die Motor–Nennspannung entsprechend diesen Normspannungen auszuwählen. Ausgehend von der gewählten Motor–Nennspannung werden anschließend die Stromrichtertopologie (Zweipunkt–, Dreipunkt–WR, usw.) und die wichtigsten Halbleiterdaten wie U_{DRM} (dynamisch) und U_d (stationär) festgelegt.

3. Bei Niederspannungsmotoren werden aus Kostengründen vorzugsweise ebenfalls Normmotoren mit entweder $U_{MN} = 400\,V$ bzw. $U_{MN} = 660\,V$ (Leistung bis zu $2\,MW$) verwendet. Dies entspricht dem zweiten Weg bei Mittelspannungsmotoren.
   Im vorliegenden Fall ist durch die sehr eingeschränkte Typenvielfalt — es gibt nur $2,5\,kV$–, $4,5\,kV$– und $6\,kV$–GTO–Typen für diesen Leistungsbereich — der erste Weg sinnvoller, d.h. ausgehend von den verfügbaren Leistungshalbleitern werden die Motordaten festgelegt.
   Die gegebene Motor–Nennspannung von $1700\,V$ ist so gewählt, daß sie optimal zu einem $4,5\,kV$–GTO mit einer Nenngleichspannung von $U_d = 2800\,V$ paßt.

In Kap. 8.4.4 war ausgeführt worden, daß bei Grundfrequenztaktung sowie der Dreieck–Rechteck–Modulation sich der effektive Maximalwert der verketteten Grundschwingungspannung $U_{v(1)max}$ zu

$$U_{v(1)max} \ = \ \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d \ = \ 0,78 \cdot U_d \tag{8.201}$$

ergibt. Bei der Motor–Nennspannung $U_{MN} = 1700\,V$ (verkettet) berechnet sich die minimale Zwischenkreisspannung U_{dmin1} bei idealem Schaltverhalten aller Leistungshalbleiter und ohne Regelreserve zu:

$$U_{dmin1} \ = \ \frac{1700\,V}{0,78} \ = \ 2179\,V \tag{8.202}$$

Die Dynamik des Drehmomentaufbaus bei einem Antriebssystem ist im wesentlichen bestimmt durch die vorhandene Spannungsreserve ΔU sowie die gesamte Streuinduktivität der Asynchronmaschine, wenn keine Zwischendrossel zwischen dem Umrichter und der Asynchronmaschine angeordnet ist. (Zu beachten ist die Stromwelligkeit bei niedrigen Drehzahlen, vollem Drehmoment und damit Nennstrom der Maschine sowie die notwendige Begrenzung der maximalen Stromspitze in den steuerbaren Leistungshalbleitern, damit die Abschaltbarkeit dieses Stroms erreicht werden kann.)

Die Spannungsreserve ΔU kann wie folgt definiert werden:

$$\Delta U \;=\; U_d \;-\; \sqrt{2}\cdot U_{MN} \tag{8.203}$$

Das minimale, stromeinprägende ΔU tritt bei maximaler Frequenz und damit maximaler Gegenspannung auf. Der Statorstromaufbau (und damit auch der Drehmomentaufbau) erfolgt in erster Näherung nach der folgenden Gleichung (Vernachlässigung der ohmschen Verluste):

$$\frac{di}{dt} \;=\; \frac{\Delta U}{2\cdot L_\sigma} \tag{8.204}$$

$$L_\sigma \;=\; \frac{U_{MN}}{I_{MN}\cdot\sqrt{3}}\cdot\frac{1}{2\pi\cdot f_{MN}}\cdot u_k \;=\; 0,426\,mH \tag{8.205}$$

Die Forderung nach einem schnellen Aufbau von Strom bzw. Drehmoment von Null auf den Nennwert in $\Delta t = 7,5\,ms$ ergibt:

$$\Delta U \;=\; 2\cdot L_\sigma\cdot\frac{I_{MN}}{\Delta t} \;=\; 130\,V \tag{8.206}$$

Somit erhalten wir neu die folgende minimale Zwischenkreisspannung (damit die Freilaufdioden des Wechselrichters nicht leitfähig werden):

$$U_{dmin2} \;=\; \sqrt{2}\cdot U_{MN} \;+\; \Delta U \;=\; 2534\,V \tag{8.207}$$

Wie in Kap. 8.8 ausführlich beschrieben wurde, benötigen die Leistungshalbleiter Beschaltungen, um die zulässigen Grenzwerte einhalten zu können. Typische Größen sind $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ bzw. t_{WR}, die durch die Umladevorgänge in den Beschaltungen bedingt sind.

Bei jedem der behandelten Pulsweiten–Modulationsverfahren (Kap. 8.4 und Kap. 11.3) müssen somit die Zeiten $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ berücksichtigt werden, d.h. es können beispielsweise nicht sehr kurze Impulse der Ausgangsspannung des Wechselrichters aufgrund von $t_{on\,min}$ realisiert werden. Dies bedeutet, das ideale Pulsmuster muß entweder entsprechend dieser Bedingung mit $t_{on\,min}$ abgeändert werden, oder es müssen die Pulse mit $t_{on} \;<\; t_{on\,min}$ entfallen, dies hat aber Auswirkungen auf die Oberschwingungen und die erzielbare Spannungsausbeute. In gleicher Weise muß $t_{off\,min}$ berücksichtigt werden.

Wenn nun erstens entsprechend den Motordaten $U_{MN} = 1700\,V$ und die Spannungsreserve nach Gl. (8.206) mit $\Delta U = 130\,V$ angesetzt werden, dann sollte der Wechselrichter eine Spannung von

$$U_{MN} + \Delta U \;=\; 1830\,V \tag{8.208}$$

erzeugen können. Zweitens wird aufgrund von $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$ statt des Faktors 0,78 in Gl. (8.202) nur noch ein realisierbarer Faktor 0,7 geschätzt; damit ergibt sich:

$$U_{dmin3} \;=\; \frac{1830\,V}{0,7} \;=\; 2615\,V \tag{8.209}$$

Dieser Ansatz muß aber nach der Festlegung der weiteren Daten überprüft werden. Es ist weiter zu überprüfen, ob im Nennpunkt und bei Grundfrequenztaktung weitere Einschränkungen über 0,7 hinaus zu erwarten sind.

Bei der Grundfrequenztaktung tritt pro Halbschwingung eine Umschaltung auf. Bei jeder dieser Umschaltungen wird das Lastpotential bis zum Ablauf der Speicherzeit des abschaltenden GTO auf dem Wert des Einschaltzustands dieses GTO verbleiben. Nach dem Ende der Speicherzeit übernimmt der Beschaltungskondensator C_B den Strom; die Spannung an der Last fällt entsprechend ab mit:

$$\frac{du_{CB}}{dt} \;=\; \frac{I_L}{C_B} \tag{8.210}$$

Wenn berücksichtigt wird, daß bei Grundfrequenztaktung im Nennpunkt des Motors der nächste Umschaltvorgang etwa $(180° - \varphi_{MN})$ el. nach dem Nulldurchgang des Stroms erfolgen muß, dann hat der Laststrom zu diesem Zeitpunkt den Wert $\sqrt{2} \cdot I_{MN} \cdot \cos\varphi_{MN} = 1310\,A$.

Von diesem Wert des Stroms muß der Oberschwingungsanteil subtrahiert werden, um den ungünstigsten Verlauf der Ausgangsspannung in diesem Betriebspunkt zu erfassen; der Oberschwingungsstrom wird zu $\pm 500\,A$ (Spitze/Spitze) geschätzt, so daß ein relevanter Laststrom von $810\,A$ verbleibt. Damit ergibt sich mit der Beschaltungskondensator–Kapazität $C_B = 6\,\mu H$ (geschätzt, wird aber später so errechnet) ein $du_{CB}/dt = 135\,V/\mu s$.

Bei einer angenommenen Zwischenkreisspannung $U_d = 2800\,V$ (wird später so festgelegt) ergibt sich eine Umladezeit von $\Delta t_u = 20,7\,\mu s \approx 21\,\mu s$. Dies bedeutet einen Verlust an Spannungszeitfläche pro Halbschwingung von

$$A_u \;=\; 0,5 \cdot U_d \cdot \Delta t_u \;=\; 2,94\,mVs \tag{8.211}$$

und damit einen relativ geringen Verlust gegenüber der Spannungszeitfläche von $9240\,mVs$ pro Halbschwingung mit $150\,Hz$ Ausgangsfrequenz. Bei höheren Ausgangsfrequenzen und insbesondere bei kleinen Laststrőmen im Bereich des Nulldurchgangs des Laststroms wird diese Relation allerdings ungünstiger und ist deshalb eventuell zu berücksichtigen bzw. dann muß entsprechend mit t_{WR} umgeschaltet werden.

Ein weiterer kontrollierender Ansatz zur Festlegung der Zwischenkreisspannung U_d ist der Übergang von der Grundfrequenztaktung zur Dreifachtaktung mit Dreieck–Rechteck–Modulation und anschließend zur Mehrfachtaktung mit höheren Taktfrequenzen (Abb. 8.18 und 8.32). Aus der Diskussion der Steuerkennlinien unter Berücksichtigung der Wechselrichtertotzeit T_t in Kap. 8.4 ergibt sich mit Gl. (8.33) und (8.34)

$$\frac{U_{v(1)grenz}}{U_{v(1)max}} \;\approx\; 1 - 2 \cdot \alpha_{min} \;\approx\; 1 - 2 \cdot n_T \cdot f_1 \cdot T_t \tag{8.212}$$

mit $n_T = f_T/f_1 = 3, f_1 = f_{MN}$ und einem gesetzten Wert von $T_t = 300\,\mu s$. Dabei beschreibt $2\,\alpha_{min}$ die minimale realisierbare Blocklücke (Zwischenpulsweite) aufgrund von $t_{off\,min}$.

Der Wert von T_t ist ebenso noch nicht bekannt, es gelten die gleichen Überlegungen wie bei der Wechsel–Sperrzeit t_{WR} sowie $t_{on\,min}$ und $t_{off\,min}$. Mit diesem zu überprüfenden Ansatz ergibt sich:

$$U_{dmin4} = \frac{U_{dmin2}}{1 - 2\,\alpha_{min}} = 2785\,V \tag{8.213}$$

Damit wird der Wert für die Zwischenkreisspannung U_d festgelegt zu:

$$U_{dN} = 2800\,V \tag{8.214}$$

Wie in Kap. 8.4 dargestellt, gilt bei Dreieck–Sinus–Modulation und höheren Taktfrequenzen:

$$U_{v(1)max} = 0,612 \cdot U_d \tag{8.215}$$

Mit dem gewählten Wert der Zwischenkreisspannung von $U_{dN} = 2800\,V$ ergibt sich $U_{v(1)max} = 1713\,V$; somit wird die Motor–Nennspannung $U_{MN} = 1700\,V$ auch bei dieser Modulationsart erreicht.

Wie weiterhin in Kap. 11.3 dargestellt, gibt es eine weitere Modulationsstrategie, die Flankenpulsmodulation. Bei der Flankenpulsmodulation werden — entgegengesetzt beispielsweise zur Dreieck–Sinus–Modulation mit $n_T = 3$, bei der in der Mitte des Grundfrequenz–Spannungsblocks ein negativer Spannungsblock der Länge $2\,\alpha$ eingefügt wird — ein oder mehrere negative Spannungsblöcke jeweils am Anfang und am Ende des Grundfrequenz–Spannungsblocks eingefügt. Die Ergebnisse für diese Modulationsart sind in Kap. 11.3 dargestellt.

Wenn angenommen wird, daß bei $U_d = 2800\,V$ sich ein $t_{off\,min} = 250\,\mu s$ aufgrund der Beschaltung der Leistungshalbleiter ergibt, dann wird sich beispielsweise bei Fünffach–Flankenpulsmodulation und $f_{MN} = 50\,Hz$ eine Schaltfrequenz $f_T = 250\,Hz$ für den Wechselrichter, ein Grundschwingungsgehalt von $g_u = 0,96$ und ein Faktor $U_{v(1)max}/U_d = 0,708$ ergeben, d.h. der Übergang von der Grundfrequenztaktung im Feldschwächbereich zur PWM mit Flankenpulsmodulation ist vorteilhafter (und damit vorzuziehen) gegenüber dem Übergang zur Dreieck–Sinus–Modulation. In beiden Fällen müßten die Mindestein- und Mindestausschaltzeiten ($t_{on\,min}$, $t_{off\,min}$) noch genauer berücksichtigt werden.

8.9.3 Weiterführende Überlegungen zur Bestimmung der Sperrspannung der Halbleiter

Die Zwischenkreisspannung wurde zu $U_{dN} = 2800\,V$ nominal festgelegt. Zu beachten ist, daß die Zwischenkreisspannung zwar durch die Regelung des netzseitigen Stellglieds stationär geregelt werden kann, bei dynamischen Zuständen jedoch deutliche Abweichungen vom stationären Zustand auftreten können. Zu beachten ist weiterhin, wie die Strategie der Regelung des netzseitigen Stellglieds gewählt wird. Im vorliegenden Fall wird wiederum aus der Erfahrung abgeschätzt (dies wäre ebenso durch Simulation vor der Realisierung zu überprüfen), daß die

Zwischenkreisspannung um 8 % bei normalen dynamischen Vorgängen und um 15 % bei Notfallsituationen über den stationären Wert ansteigen kann:

$$U_d^{'} = 1,08 \cdot U_{dN} = 3024\,V \tag{8.216}$$

$$U_d^{''} = 1,15 \cdot U_{dN} = 3220\,V \tag{8.217}$$

Aus den in Band 3 dieser Buchreihe [60,61] dargestellten Schaltvorgängen und weiterhin aus Kap. 8.8 dieses Bandes ist bekannt, daß aufgrund von gewünschten und parasitären Induktivitäten in Stromrichterschaltungen sich mit den im allgemeinen üblichen Beschaltungen eine Überspannung beim Abschalten von GTOs nicht vermeiden läßt. Diese Überspannung wird zunächst mit 25 % abgeschätzt; eine Überprüfung dieser Annahme per Simulation oder vor der Realisierung per Experiment ist absolut notwendig. Damit ergibt sich:

$$\text{periodische Blockierspannung:} \quad U_{DRM} = 1,25 \cdot U_d^{'} = 3780\,V \tag{8.218}$$

$$\text{dynamische Blockierspannung:} \quad U_{DSM} = 1,25 \cdot U_d^{''} = 4025\,V \tag{8.219}$$

Damit sind noch rund $475\,V$, d.h. ca. 10 %, Spannungsreserve bis zur dynamisch zulässigen Vorwärts–Spitzenspannung eines $4{,}5\,kV$–GTO vorhanden.

Parallel zu diesen Überlegungen sollten auch die Erfahrungen der spannungsabhängigen Ausfallraten der Leistungshalbleiter berücksichtigt werden. Dies erfolgt im allgemeinen mittels Sicherheitsfaktoren. Dieser Sicherheitsfaktor U_{DRM}/U_d beträgt häufig 1,4 bis 1,8 , kann aber bei sehr konservativer Auslegung auch bis zu 2,25 betragen.

Im vorliegenden Fall betragt $U_{DRM}/U_d = 1,6$. Da $4{,}5\,kV$–GTOs bis zu $5500\,V$ blockieren können, beträgt der Sicherheitsfaktor 1,96.

8.9.4 Schutzkonzept eines U–Umrichters

Im Betrieb kann aufgrund von Komponentenausfällen bei der Ansteuerung nicht ausgeschlossen werden, daß ein „Durchzünden“ im Wechselrichter auftritt. Dies bedeutet, in einem Phasenbaustein sind sowohl der obere als auch der untere Schalter eingeschaltet. Im Rahmen der Entwicklung vermeidet man, diesen Fall auftreten zu lassen, ganz ausschließen kann man ihn jedoch nicht.
Der Fehlerstrom im Durchzündfall ist in den ersten $10\,ms$ definiert durch

- die Kapazität C des Zwischenkreiskondensators und
- die Induktivität L_S der di/dt–Beschaltung.

Die maximal auftretende Stoßstromamplitude $\hat{I}_{max}$ kann aus der folgenden Gleichung hergeleitet werden:

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot U_d^2 = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot \hat{I}_{max}^2 \tag{8.220}$$

Die Amplitude dieses Stoßstroms sollte bei der Auslegung des Stromrichters unbedingt berechnet werden. Wichtig ist dabei vor allem, den Personenschutz sicherzustellen. Die Abschätzung des Stoßkurzschlußstroms nach Gl. (8.220) ist nur

eine erste Näherung. Schwierig bei der genauen Berechnung des Stoßkurzschlußstroms ist, daß selbst „Luftdrosseln“ bei diesen hohen Strömen und Änderungsgeschwindigkeiten Sättigungserscheinungen aufweisen, da magnetisch leitfähige Konstruktionsteile wirksam werden. Wesentlich sind zusätzlich die daraus folgenden Kräfte, die mit dem Quadrat des Stoßkurzschlußstroms ansteigen.

Für einen $4,5\,kV/3\,kA$–GTO gelten etwa die folgenden Angaben, die durch Stoßstromversuche am Wechselrichter abgesichert werden sollten.

$$\begin{aligned} \hat{I}_{max} &\leq 50\,kA \quad : \text{ GTO nicht defekt} \\ \hat{I}_{max} &\leq 100\,kA \quad : \text{ GTO defekt, kein Plasmaaustritt} \end{aligned}$$

Die Strombegrenzungsdrossel sollte ebenfalls für diese Belastungen ausgelegt sein.

Sollten höhere Werte des Stoßstroms auftreten, so ist das Schutzkonzept anzupassen, z.B. durch:

- Einsatz von Sicherungen,
- gleichzeitiges Zünden von parallelen Pfaden (Schutzzünden),
- Ankopplung eines Teils des Zwischenkreises über eine R–L–Kombination.

8.9.5 Orientierende Festlegung des abzuschaltenden Stroms

Um die Typenklasse der Leistungshalbleiter weiter einzugrenzen, muß im nächsten Schritt der Auslegung die Kommutierbarkeit des Stroms im Fehlerfall untersucht werden. Ein kritischer Fehlerfall beim U–Wechselrichter ist das fehlerhafte Einschalten eines steuerbaren Schalters, so daß die Zwischenkreisspannung und die innere verkettete Spannung des Motors die gleiche Polarität haben, sich somit addieren, und der sich ausbildende Kurzschlußstrom vom fehlerhaft eingeschalteten steuerbaren Schalter wieder ausgeschaltet werden muß. Im Kurzschlußkreis begrenzen die Stator–Streuinduktivitäten des Motors im wesentlichen den Stromanstieg.

Wie bereits in Gl. (8.205) berechnet wurde, beträgt die Streuinduktivität $L_{\sigma ges} = 0,426\,mH$, die verkettete Motorspannung ist $U_{MN} = 1700\,V$. Damit errechnet sich die innere verkettete Motorspannung zu:

$$U_{hv} = U_{MN} - 2 \cdot X_{\sigma 1} \cdot I_{MN} = 1546\,V \tag{8.221}$$

wobei angenommen wurde, daß sich $L_{\sigma ges}$ je zur Hälfte auf die Stator- und die Rotorseite aufteilt. Damit ergibt sich als treibende Spannung $\hat{U}_{F1}$:

$$\hat{U}_{F1} = U_{dN} + \sqrt{2} \cdot U_{hv} = 4986\,V \tag{8.222}$$

Mit $2 \cdot L_{\sigma 1} = 0,426\,mH$ sowie einem geschätzten $t_{on\,min} = 140\,\mu s$ ergibt sich eine Kurzschlußstromvariation von:

$$\Delta i = \frac{\hat{U}_{F1}}{2 \cdot L_{\sigma 1}} \cdot t_{on\,min} = 1639\,A \tag{8.223}$$

Wenn angenommen wird, der oben beschriebene Fehlerfall würde eintreten, wenn in der betreffenden Phase nicht vom Phasenstrom Null, sondern vom Nennstrom der Asynchronmaschine ausgegangen wird, dann beträgt dieser Strom:

$$i_1 \;=\; \sqrt{2} \cdot I_{MN} \cdot \cos\varphi_{MN} \;=\; 1310\,A \tag{8.224}$$

Im relativ günstigsten Fall addieren sich beide Stromanteile, und es ergibt sich:

$$\hat{i} = i_1 + \Delta i = 2949\,A \tag{8.225}$$

(Es ist somit durch geeignete Pulsmuster zu vermeiden, daß dieser Oberschwingungsanteil Δi im Laststrom–Maximum auftritt oder es müßte ein größeres resultierendes $L_{\sigma 1}$ oder ein GTO mit höherer Abschaltfähigkeit verwendet werden [414, 417, 418, 423, 449, 942].)

Aus diesen ersten orientierenden Berechnungen hat sich die Zwischenkreisspannung $U_{dN} = 2800\,V$ und der im betrachteten Fehlerfall abzuschaltende Strom zu $\hat{i} < 3000\,A$ ergeben. Der steuerbare Halbleiterschalter muß die Spannung U_{dN} blockieren und den Strom $\hat{i}$ abschalten können.

8.9.6 Weiterführende Überlegungen zum abschaltbaren Strom der GTOs und zur Beschaltung

Der Nennstrom der Asynchronmaschine beträgt $I_{MN} = 1150\,A$. Typischerweise werden die folgenden Sicherheitsfaktoren für die Bestimmung des maximal notwendigen Abschaltstroms I_{TQRM} der GTOs benutzt.

$$\begin{array}{lcll} K_p & = & \sqrt{2} & : \text{ Verhältnis Scheitelwert/Effektivwert} \\ K_{id} & = & 1,4 & : \text{ Stromoberschwingungen und dynamische Vorgänge} \\ K_t & = & 1,2 & : \text{ Abstand zur Abschaltschwelle} \end{array}$$

Daraus resultiert der folgende gesamte Sicherheitsfaktor:

$$K_I \;=\; K_p \cdot K_{id} \cdot K_t \;\approx\; 2,4 \tag{8.226}$$

Somit erhalten wir den folgenden benötigten Abschaltstrom der GTOs:

$$I_{TQRM} \;=\; 2,4 \cdot 1150\,A \;=\; 2760\,A \tag{8.227}$$

Der abschaltbare Strom der GTOs sollte somit $I_{TQRM} = 3\,kA$ betragen.

Zur Überprüfung dieser Sicherheitsfaktoren sollte die Amplitude des maximal auftretenden „Rippelstroms“ überprüft werden. Dieser sollte typischerweise nicht größer als $20 - 30\,\%$ des Nennspitzenstroms sein. Diese Überprüfung muß durch eine Simulation der gewählten Modulationsverfahren zusammen mit der elektrischen Maschine im gesamten Drehzahlbereich erfolgen.

Sollte die Simulation zu hohe Spitzen–Rippelströme zeigen, so gibt es die folgenden Maßnahmen, um diese zu reduzieren:

Die erste Möglichkeit ist, ein Pulsmuster zu wählen, so daß im stationären Betrieb — ähnlich wie bei der Dreifachtaktung die Spannung kurzzeitig eine umgekehrte Polarität mit der Breite 2α hat — der Strom im Bereich der Maxima keine Oberschwingungsanteile mit der gleichen Polarität wie die Grundschwingung hat.

Die zweite Möglichkeit ist, die Schaltfrequenz f_T des selbstgeführten Wechselrichters zu erhöhen.

Die dritte Möglichkeit besteht in einer Erhöhung des induktiven Lastanteils, beispielsweise durch eine Erhöhung der relativen Kurzschlußspannung u_k der elektrischen Maschine oder durch eine zusätzliche dreiphasige Spule zwischen dem Wechselrichter und der elektrischen Maschine. Dies wäre die am einfachsten zu realisierende Lösung, wenn als Eingangsstellglied nur eine Diodenbrücke verwendet würde. In diesem Fall würde mit abnehmender Statorfrequenz auch die innere Hauptspannung U_{hv} abnehmen und damit die Spannungdifferenz Δu zunehmen. Die Änderung von u_k führt allerdings zu einer Verringerung des Kippmoments M_K und zu einem deutlicheren Nebenschlußverhalten der Asynchronmaschine. Vor allem die Abnahme des Kippmoments mit zunehmenden u_k ist bei zunehmendem Feldschwächbereich eine kritische Grenze, die unbedingt beachtet werden muß.

Eine vierte Möglichkeit besteht in einer Absenkung der Zwischenkreisspannung U_d mit abnehmender Statorfrequenz im Ankerstellbereich des Motors. Diese Möglichkeit setzt ein steuerbares Eingangsstellglied voraus, das im vorliegenden Fall aber gegeben ist.

Die fünfte Möglichkeit ist, Halbleiter mit einem größeren I_{TQRM} zu verwenden. Heute sind GTOs mit Abschaltströmen bis in den Bereich von $4000\,A$, eventuell auch bis $6000\,A$, verfügbar [414, 417, 418, 423, 449, 942].

Die Daten für die zu den GTOs antiparallelen Dioden entsprechen den Daten der GTOs bezüglich Spannung (Sperrspannung) und Strom. Allerdings sollte beachtet werden, daß „schnelle“ Dioden verwendet werden, d.h. Dioden mit möglichst kleinen Werten für Q_{rr} und damit I_{RRM}, um beim Einschalten der GTOs die zusätzliche Belastung im Durchlaßstrom der GTOs durch den Rückstrom der Dioden und entsprechend die Verluste so klein wie möglich zu halten.

Mit den vorliegenden Daten können die Ergebnisse aus Kap. 8.8 nahezu vollständig benutzt werden. Prinzipiell wäre zu entscheiden, ob — aus konstruktiven Gründen — besser die unsymmetrische Beschaltung nach Undeland [457] und Marquardt [428] aus Kap. 8.8.2 oder die symmetrische Beschaltung nach Wagner [397, 398] und McMurray [430] aus Kap. 8.8.3 zu realisieren ist. In Kap. 8.8.4 wurden diese Schutzbeschaltungen verglichen. Die Randbedingungen der Auslegung waren $U_{dN} = 2800\,V$, $(du/dt)_{zul} = 500\,V/\mu s$, $(di/dt)_{zul} = 250\,A/\mu s$, $I_{TQRM} = 3000\,A$ (bei 10 % Sicherheitsabstand des periodisch auftretenden Durchlaßstroms) und eine Wechsel–Sperrzeit von $t_{WR} = 50\,\mu s$.

Wenn die symmetrische Beschaltung gewählt wird, da es konstruktiv möglich ist, die Beschaltungskreise und die Verbindung zum Zwischenkreis mit niedrigen

parasitären Induktivitäten konstruktiv zu realisieren, dann sind die folgenden Komponenten festzulegen:

Entsprechend Gl. (8.187) in Kap. 8.8.3 berechnet sich der resultierende Beschaltungskondensator C_B beim Ausschalten großer Lastströme zu:

$$C_B \;=\; \frac{I_{L\,max}}{(du/dt)_{zul}} \tag{8.228}$$

Bei dem GTO–Typ G 3000 B 45 T wird ein $(du/dt)_{krit} = 1000\,V/\mu s$ bei einer Spannung $U_D = 0,67 \cdot U_{DRM}$ angegeben. Das zulässige $(du/dt)_{zul}$ wird mit einem Sicherheitsfaktor berechnet; da $U_{dN}/U_{DRM} = 0,57$ ist, wird der Sicherheitsfaktor aufgrund von $I_{L\,max}$ zu 0,5 gesetzt, und es ergibt sich:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{zul} \;=\; 0,5 \cdot \left(\frac{du}{dt}\right)_{krit} \;=\; 500\,V/\mu s \tag{8.229}$$

Dieser zulässige Wert entspricht auch den Annahmen in Kap. 8.8.3. Die Kapazität C_B des Beschaltungskondensators berechnet sich somit zu:

$$C_B = C_{B1} + C_{B2} = 6\,\mu F\,; \qquad C_{B1} = C_{B2} = 3\,\mu F \tag{8.230}$$

Entsprechend Gl. (8.180) in Kap. 8.8.3 gilt für die Einschalt–Entlastung:

$$\frac{di}{dt} \;=\; \frac{U_d^{'}}{L_S} \tag{8.231}$$

Bei dem GTO–Typ G 3000 B 45 T wird ein $(di/dt)_{krit} = 500\,A/\mu s$ bei einem Strom von $I_{TM} = 3000\,A$ und einer Spannung $U_D = 0,5 \cdot U_{DRM}$ sowie $(di/dt)_{krit} = 300\,A/\mu s$ bei einem Strom $I_{TM} = 4000\,A$ und der Spannung $U_D = 0,67 \cdot U_{DRM}$ angegeben. Da ein Sicherheitsfaktor von 1,4 in der Spannung und eine Spannungsüberschwingung von 25 % angenommen wurde, ist das Verhältnis $U_{dN}/U_{DRM} = 0,57$, d.h. im obigen Bereich der Zahlenwerte von U_D/U_{DRM}. Wird beispielsweise mit einem Sicherheitsfaktor von 0,8 zwischen $(di/dt)_{krit}$ und $(di/dt)_{zul}$ gerechnet, dann ergibt sich:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{zul} \;=\; 0,8 \cdot \left(\frac{di}{dt}\right)_{krit} \;=\; (400 \,\ldots\, 240)\,\frac{A}{\mu s} \tag{8.232}$$

Gewählt wird:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{zul} \;=\; 250\,\frac{A}{\mu s} \qquad \text{bei} \quad U_d^{'} \;=\; 1,08 \cdot U_d \;=\; 2430\,V \tag{8.233}$$

Damit ergibt sich:

$$L_S \;=\; L_1 + L_2 \;=\; \frac{U_d^{'}}{(di/dt)_{zul}} \;=\; 9,7\,\mu H \tag{8.234}$$

Gewählt wird $L_1 = L_2 = 6\,\mu H$, um Fertigungstoleranzen bei der Anfertigung der Spulen mit Sicherheit auszugleichen; damit wird auch hier ein Wert wie in Kap. 8.8.4 ermittelt.

In den obigen Überlegungen bezüglich der Auslegung des auftretenden abschaltbaren Stroms für die GTOs war mit Sicherheitsfaktoren gerechnet worden. Nachdem auch weitere Größen des Wechselrichters wie L_S bekannt sind, kann der Oberschwingungsstrom abgeschätzt werden.
Aus den bisherigen Rechnungen hatte sich im Nennpunkt ergeben:

$$U_{MN} = 1700\,V\,; \qquad I_{MN} = 1150\,A\,; \qquad U_d^{'} = 3024\,V$$

$$2\,L_{\sigma 1} = 0,426\,mH\,; \qquad L_S = 12\,\mu H\,; \qquad L_{ges} = 2\,L_{\sigma 1} + L_S = 0,438\,mH$$

$$f_T = 150\,Hz \qquad \text{(Grundfrequenztaktung, maximale Aussteuerung)}$$

Bei der Berechnung des Oberschwingungsanteils des Stroms muß die innere Spannung zu $\sqrt{2} \cdot U_{hv} \cdot \cos\varphi_{MN} = 1546\,V$ und die Spannung $U_d^{'} = 3024\,V$ angenommen werden; die Spannungsdifferenz $\Delta u^{'}$ beträgt:

$$\Delta u^{'} = U_d^{'} - \sqrt{2} \cdot U_{hv} \cdot \cos\varphi_{MN} = 1478\,V \tag{8.235}$$

Bei der Berechnung des Oberschwingungsanteils des Stroms muß die angenommene maximale Schaltfrequenz $f_T = 150\,Hz$ bei Grundfrequenztaktung als ungünstiger Ausgangspunkt angenommen werden. Allerdings muß beachtet werden, daß pro Periode sechs Schaltvorgänge stattfinden; damit gilt:

$$\Delta i_0 = 0,5 \cdot \frac{\Delta u^{'}}{L_{ges} \cdot 6 \cdot f_T} = 1874\,A \tag{8.236}$$

Der Faktor 0,5 wird angesetzt, da angenommen wurde, daß der Oberschwingungsanteil sich symmetrisch zur Grundschwingung ausgebildet hat. Mit der Stromamplitude des Grundschwingungsanteils ergibt sich eine periodische Stromspitze von

$$\hat{i}_1 = \sqrt{2} \cdot I_{MN} + \Delta i_0 = 3500\,A \tag{8.237}$$

Wenn statt der bisher angenommenen Schaltfrequenz $f_T = 150\,Hz$ eine erreichbare Schaltfrequenz $f_T^{'} = 260\,Hz$ gefordert werden würde, dann ergäbe sich:

$$\Delta i_0^{'} = 1081\,A \qquad \text{und} \qquad \hat{i}_1^{'} = 2707\,A \tag{8.238}$$

Mit diesem Ansatz wäre ein Sicherheitsfaktor von 10 % gegenüber I_{TQRM} gegeben.

Es ist somit bei der Auslegung der Kühleinrichtungen für die GTOs zu beachten, daß die Schaltfrequenz $f_T^{'} = 260\,Hz$ erreicht wird. An den obigen Hinweis, eine rechnerische bzw. simulative Überprüfung des maximalen abzuschaltenden Stroms — mit 5 bis 10 % Sicherheitsreserve — für den gesamten Betriebsbereich vorzunehmen, sei nochmals erinnert.

8.9.7 Quervergleich der bisherigen Ergebnisse

Aus den Darstellungen in Kap. 8.8.3 ist zu entnehmen, daß bei dem gewählten $4,5\,kV/3\,kA$–GTO mit den Beschaltungskomponenten $C_{B1} = C_{B2} = 3,3\,\mu F$ und $L_1 = L_2 = 6\,\mu H$ die Zeiten $t_{off\,min} = 140\,\mu s$ und $t_{on\,min} = 100\,\mu s$ sowie die Wechsel–Sperrzeit $t_{WR} = 50\,\mu s$ erreichbar sind; es werden im vorliegenden Fall gleiche Verhältnisse angenommen.
Gleichung (8.181) in Kap. 8.8.3 lautet:

$$Z_7 \;=\; \sqrt{\frac{L_S}{C_B}} \;\approx\; \sqrt{\frac{U_{dmax}}{I_{Lmax}} \cdot \frac{(du/dt)_{zul}}{(di/dt)_{zul}}} \;=\; 1,27\,\Omega \tag{8.239}$$

mit

$$\sqrt{\frac{L_S}{C_B}} \;=\; 1,35\,\Omega \;>\; 1,27\,\Omega \tag{8.240}$$

Somit ergibt sich als Einschaltstromspitze $\hat{i}_T$ im GTO aufgrund der Beschaltung:

$$\hat{i}_T \;\approx\; \hat{I}_L \;+\; \frac{U_d^{'}}{Z_7} \;=\; 4007\,A \tag{8.241}$$

Die Einschaltstromspitze ist bei Leistungshalbleitern mit Thyristorstruktur prinzipiell eher zulässig als bei Leistungshalbleitern ohne Thyristorstruktur, da die Durchlaßspannung bei Thyristorstrukturen nicht so stark ansteigt wie bei Halbleitern ohne Thyristorstruktur; die Durchlaßverluste steigen während der Einschaltstromspitze somit nicht so sehr an.

Die Amplitude $\hat{i}_T$ ist deutlich kleiner als der einmalige Stoßstrom–Grenzwert I_{TSM}.

Im Folgenden soll noch die durch die Beschaltung bedingte Überspannung Δu_{max} beim Abschalten großer Lastströme berechnet werden; es gilt Gl. (8.188) in Kap. 8.8.3. Wenn die Dämpfung $d > 1$, beispielsweise zu $d = 3$ angenommen wird, um eine gute Dämpfung des Beschaltungskreises zu erreichen, dann berechnet sich R_B nach Gl. (8.189)

$$R_B \;=\; \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{Z_7}{d} \;=\; 0,318\,\Omega \tag{8.242}$$

und damit ergibt sich:

$$\frac{\Delta u_{max}}{I_L} \;=\; 0,304\,\Omega \tag{8.243}$$

$i_L\,/\,A$	$1150 \cdot \sqrt{2}$	2486	2700
$\Delta u_{max}\,/\,V$	494	756	820
$\Delta u_{max}/U_d^{'}$	0,163	0,25	0,27

Aus diesen Ergebnissen ist zu entnehmen, daß das mit 25 % geschätzte Überschwingen der Spannung aufgrund der Beschaltung bis zu Strömen von 2486 A eingehalten wird, d.h. zu dem Spitzenwert des Nennlaststroms der Grundschwingung kann noch ein Stromhub Δi_0 von $\pm 860\,A$ aufgrund der Oberschwingung zugelassen werden.

Aus der obigen Berechnung ergibt sich zusätzlich, daß bei dem angenommenen Abschaltstrom von 2700 A (bei $f_T^{'} = 260\,Hz$) eine Überladung der Beschaltungskondensatoren von $\Delta u_{max} = 820\,V$ auftritt und damit die periodische Blockierspannungsspitze

$$U_{DRM} \;=\; U_d^{'} \;+\; \Delta u_{max} \;=\; 3844\,V \tag{8.244}$$

beträgt; die ursprüngliche Abschätzung ist somit gut eingehalten.

Als Sicherheitsaspekt sollte vorgesehen werden, daß bis zu einer Grenz–Zwischenkreisspannung $U_{dG} = 3250\,V > U_d^{'} = 3024\,V$ der Wechselrichter funktionsfähig bleibt, d.h. die GTOs ein- und ausgeschaltet werden. Bei Zwischenkreisspannungen $U_d > U_{dG}$ sollten Schutzmaßnahmen eingreifen wie beispielsweise das Einschalten aller GTOs, um den Zwischenkreiskondensator zu entladen.

Aus dem bisherigen Rechengang zur Festlegung der Komponenten ist zu entnehmen, daß die bisherigen Annahmen zu realistischen Werten bei der Beanspruchung der Komponenten geführt haben.

8.9.8 Auslegung des Zwischenkreiskondensators

Grundsätzlich gilt, je größer die Kapazität des Zwischenkreiskondensators, desto geringer ist die Spannungsvariation. Dies gilt — wie oben diskutiert — trotz des netzseitigen Wechselrichters. Zu beachten ist auch, daß im allgemeinen bei der Pulsweitenmodulation von einer konstanten Zwischenkreisspannung ausgegangen wird; erst durch die Spannungsregelung werden Spannungsvariationen der Zwischenkreisspannung als Störgröße ausgeregelt. Kritisch ist eine zu kleine Zwischenkreisspannung, da die geforderte Spannungsamplitude bzw. die Regelreserve eventuell nicht mehr bereitsgestellt werden kann.

Bei der Auswahl des Kondensatorstyps ist auch sein Frequenzverhalten zu beachten (Stromoberschwingungen durch PWM bei den beiden Wechselrichtern).

Ohne auf diese Fragen näher einzugehen, soll für die Auslegung des Zwischenkreiskondensators C der kritische Fall „Abschaltung des netzseitigen Wechselrichters und Bremsbetrieb der Asynchronmaschine im Nennpunkt“ betrachtet werden. Generell gilt für den Zusammenhang von Energie und Spannung des Zwischenkreiskondensators C:

$$E_C \;=\; \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_C^2 \tag{8.245}$$

bzw. ausgehend von $U_C = U_d^{'}$:

$$\Delta E_C \;=\; \frac{C}{2} \cdot \left[(U_C + \Delta U)^2 \;-\; U_C^2 \right] \tag{8.246}$$

Die Spannungsdifferenz ΔU sollte im kritischen Fall 15 % vom Nennwert sein. Es wird außerdem angenommen, daß nach der Reaktionszeit t_r der Überwachung der Bremsvorgang der Asynchronmaschine abgebrochen wird; die Zeit t_r wird zu $t_r = 1\,ms$ angesetzt. Während dieser Zeit muß der Kondensator die Bremsenergie aufnehmen. Es gilt damit:

$$\Delta E_C \;=\; P_{MN} \cdot t_r \;=\; 2630\,Ws \tag{8.247}$$

Wenn in diesem selten auftretenden Fall angenommen wird, daß die Zwischenkreisspannung — ausgehend von $U_d = 2800\,V$ — um 15 % ansteigen darf, dann ergibt sich mit $\Delta U = 420\,V$ endgültig:

$$C \;=\; \frac{2 \cdot \Delta E_C}{\Delta U \cdot (2\,U_d + \Delta U)} \;=\; 2,08\,mF \tag{8.248}$$

Es sollte ein Kondensator mit $C = 3,0\,mF$ gewählt werden. Die Spannung des Zwischenkreiskondensators hat im Normalbetrieb 8 % und im Notfall 15 % Überspannung. Es gilt:

$$U_C^{'} \;=\; U_d^{'} \;=\; 3024\,V \qquad \text{und} \qquad U_C^{''} \;=\; U_d^{''} \;=\; 3220\,V \tag{8.249}$$

Es sollte eine Auslegungsspannung von $U_C > 3500\,V$ gewählt werden, da auch bei Kondensatoren die Lebensdauer wesentlich von der Spannungsbeanspruchung beeinflußt wird.

Bis zu diesem Punkt wurden nur die Eckdaten der Hauptkomponenten festgelegt. Dabei wurden häufig Sicherheitsfaktoren angesetzt, um unsichere bzw. geschätzte Beanspruchungen zu berücksichtigen.

8.9.9 Sicherheitsfaktoren

In den Berechnungen dieses Unterkapitels wurden bisher sehr häufig Sicherheitsfaktoren verwendet, um ausgehend von Erfahrungswerten die Auslegung der Komponenten iterativ zu ermöglichen.

Einige der Sicherheitsfaktoren konnten zum späteren Zeitpunkt der Berechnung überprüft werden. Andere Sicherheitsfaktoren, die beispielsweise aufgrund von Lebensdauerprognosen als Erfahrungswert nicht direkt einer rechnerischen Überprüfung zugänglich sind, müssen so lange akzeptiert werden, bis neue Erfahrungswerte vorliegen. Aufgrund dieser Sachlage folgt eine Liste mit üblichen Sicherheitsfaktoren. Diese Sicherheitsfaktoren sind nur ein Ausschnitt der möglichen Sicherheitsfaktoren und erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit.

In den obigen Berechnungen ist mehrfach darauf hingewiesen worden, daß eine wesentlich sicherere Ausgangsbasis für die Auslegung von Stromrichterschaltungen bestünde, wenn es geeignete Simulationsmodelle und die zugehörgen Parameter für die Leistungshalbleiter gäbe. Beispielsweise könnten die Ein- und Ausschaltverluste genauer bestimmt werden als aus den allgemeinen zugänglichen technischen Informationen, die nur in groben Abstufungen die Randbedingungen wie die maximale Spannung am GTO oder das di/dt und weiter einschränkende Bedingungen sowie die Parameterstreuung der Komponenten berücksichtigen.

		Ausnutzung ca.
I.	GTO–Werte	
	periodische Vorwärts–Spitzenspannung U_{DRM}	60 %
	nicht periodische Vorwärts–Spitzenspannung U_{DSM}	100 %
	kritische Stromsteilheit $(di/dt)_{krit}$	80 %
	kritische Spannungssteilheit $(du/dt)_{krit}$	60 %
	periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom I_{TQRM}	90–95 %
	maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{(vj)}$	- 20 K
II.	antiparallele Freilaufdioden und Beschaltungsdioden	
	periodische Spitzenspannung U_{RRM}	80 %
	nicht periodische Spitzenspannung U_{RSM}	100 %
	kritische Stromsteilheit $(di/dt)_{krit}$	80 %
	maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{(vj)}$	-20 K
III.	Beschaltungskondensatoren und Zwischenkreiskondensator	
	periodische Spitzenspannung	80 %
IV.	Beschaltungswiderstand	
	zulässige Verlustleistung	50 %

8.9.10 Verluste, Schaltfrequenzen, Kühlung

Bei den bisherigen Berechnungen waren nur die Beanspruchungen der verschiedenen Komponenten in den wesentlichen Werten wie die periodische maximale Blockierspannung der GTOs entsprechend gleich der periodischen maximalen Sperrspannung der antiparallelen Diode oder die periodischen Spitzenströme bestimmt worden. Eine weitere wesentliche Annahme war eine Schaltfrequenz $f_T = 260\,Hz$ des Wechselrichters. Diese aufgrund der Oberschwingungsbelastung notwendige Schaltfrequenz kann aber nur mittels einer Berechnung der Verlustbilanz der Komponenten und deren Kühlung sowie der zulässigen Temperaturen der Komponenten sichergestellt werden.

Eine grundlegende Einführung zur Berechnung der Verlustleistungsbilanz der Hauptschalter und der antiparallelen Freilaufdioden bei Wechselrichtern mit eingeprägter Spannung sowohl bei Grundfrequenztaktung als auch bei Pulsweitenmodulation und unterschiedlichen Modulationsgraden wurde bereits in Kap. 8.7 gegeben. Bei diesen Ableitungen wurden insbesondere auch die Toleranzen der Komponenten berücksichtigt. In diesem Kapitel werden die in den vorherigen Kapiteln ermittelten Ergebnisse als Ausgangsbasis genutzt. Unterschiedlich sind teilweise die im Folgenden verwendeten Bezeichnungen, die den üblicherweise englischen Bezeichnungen der Datenblätter entsprechen.

Die Verluste beim GTO setzen sich zusammen aus den Durchlaßverlusten, den Ein- und Ausschaltverlusten sowie den Sperrverlusten.
Für die Durchlaßverluste P_T (zeitlicher Verlauf) gilt:

$$P_T \;=\; i_T \cdot u_T \;=\; i_T \cdot \left(U_{T(TO)} \;+\; r_T \cdot i_T\right) \tag{8.250}$$

mit der Durchlaßspannung u_T (Momentanwert) bzw. der Schleusenspannung $U_{T(TO)}$ und dem differentiellen Widerstand r_T.
Der Mittelwert P_{TAV} der Durchlaßverluste ergibt sich über eine Periode zu

$$P_{TAV} \;=\; I_{TAV} \cdot U_{T(TO)} \;+\; I^2_{TRMS} \cdot r_T \tag{8.251}$$

mit dem Mittelwert I_{TAV} bzw. dem Effektivwert I_{TRMS} des Stroms.

Bei den Ein- und Ausschaltverlusten werden im allgemeinen die Einschaltverlustenergie E_{on} und die Ausschaltverlustenergie E_{off} für jeden Schaltvorgang angegeben. Die zugehörigen Verlustleistungen ergeben sich zu:

$$P_{on} \;=\; E_{on} \cdot f_T \qquad \text{und} \qquad P_{off} \;=\; E_{off} \cdot f_T \tag{8.252}$$

Wie sich aus den Darstellungen in Band 3 dieser Buchreihe, in Kap. 8.8 und in diesem Kapitel ergibt, sind die Verlustenergien aber abhängig von mehreren Parametern. Im allgemeinen werden beispielsweise Worst–Case–Randbedingungen bei diesen Angaben unterstellt, um eine sichere Auslegung zu ermöglichen. Beispielsweise werden erstens die Verluste E_{on} abhängig vom Durchlaßstrom I_{TM} bzw. I_{TQRM}, dem di/dt und mit weiteren Randbedingungen wie $T_{(vj)}$, der Blockierspannung U_D, dem di_G/dt, t_{INT} und der Beschaltung bei maximaler Durchlaßspannung angegeben. In gleicher Weise werden zweitens die Verluste E_{off} spezifiziert mit den Randbedingungen I_{TM} bzw. I_{TQRM}, der Blockierspannung U_{DM} sowie den gleichen Randbedingungen wie bei E_{on}.
Für die Verluste beim bisher angenommenen GTO G 3000 B 45 T gilt:

$E_{on} = 3 \ldots 4\,Ws$ mit den Randbedingungen:
$T_{(vj)} = 125°$, $U_D = 2250\,V$, $U_{DM} = 4500\,V$, $I_{TQRM} = 3000\,A$,
$di_G/dt = 50\,A/\mu s$, $t_{INT} = 35\,\mu s$ und $C_{Bi} = 6\mu F$
sowie $E_{off} = 10 \ldots 12\,Ws$ bei $u_T = 3,2 \ldots 3,7\,V$.

Aus dieser Aufstellung ist zu erkennen, daß die Berechnung mit Tabellen immer von den ungünstigsten Bedingungen ausgehen muß.

Wie bereits in Kap. 8.8 diskutiert, sind die transienten Verläufe der Spannungen und Ströme das Ergebnis der idealisierten Voraussetzungen wie beispielsweise der Vernachlässigung der parasitären Induktivitäten oder der Forward–Recovery–Effekte sowie der Reverse–Recovery–Effekte aller Dioden. Generell wird man bestrebt sein, die parasitären Induktivitäten so gering wie möglich zu halten. Eine neuere Veröffentlichung zu diesem alten Thema ist [446].

Weiterhin werden durch den Einsatz „schneller Dioden“, d.h. Dioden mit guten dynamischen Eigenschaften und damit geringen Forward– und Reverse–Recovery–Effekten, die unerwünschten Einflüsse so gering wie möglich gehalten. In den Kurvenverläufen in Kap. 8.8 ist weiterhin das Schaltverhalten der Hauptschalter ebenso als ideal angenommen, d.h. auch dieser Einfluß ist im Schaltverhalten und in den Schaltverlusten nicht berücksichtigt.

Aus allen diesen Überlegungen ergibt sich, daß es letztendlich in diesem Stadium des Entwurfs bei der Auslegung auf der „sicheren“ Seite (Worst–Case–Design) verbleiben muß. Mit dieser Aussage müssen entweder experimentelle oder simulative (Kap. 12) Absicherungsuntersuchungen erfolgen.

Der nächste Schritt ist die Bestimmung der Verluste im GTO, um überschlägig die Randbedingungen für die Kühlung und damit für die erreichbare Schaltfrequenz f_T festlegen zu können. Die mittleren Verluste für einen Zyklus mit n stromführenden Zeiten der Zeit t_p und m gesperrten Zeiten der Zeit t_{sperr} (Abb. 8.108, mit nur einem Stromimpuls pro Periode) ergeben sich zu:

$$P_{tot} = n \cdot \left[0,5 \cdot E_{on} \cdot f_T + I_{TM} \cdot u_T \cdot \frac{t_p}{T} + 0,5 \cdot E_{off} \cdot f_T + E_G \cdot f_T \right] + m \cdot \frac{U_D \cdot I_D \cdot t_{sperr}}{T} \tag{8.253}$$

mit:

P_{tot}	Verlustleistung
E_{on}	Einschaltverlustenergie
E_{off}	Ausschaltverlustenergie
E_G	Steuerverlustenergie
I_{TM}	Betriebsstrom (Laststrom)
I_D	Sperrstrom bei Betriebsspannung
u_T	Durchlaßspannung bei I_{TM}
U_D	Betriebsspannung (Blockierspannung)
t_p	Einschaltzeit des GTO für einen Impuls
t_{sperr}	Sperrzeit des GTO für einen Sperrimpuls
T	Periodendauer
f_T	Schaltfrequenz des Wechselrichters

(Zu beachten ist, daß bei Gleichspannungswandlern der Faktor 0,5 in Gl. (8.253) entfällt, bei Wechselrichtern dieser Faktor aber zu berücksichtigen ist, da es je eine obere und untere GTO–Dioden–Kombination gibt, die jeweils während der halben Periodendauer genutzt werden. Bei genauer Berechnung der Verluste wäre außerdem zu beachten, daß es auch Situationen gibt, in denen der GTO zwar eingeschaltet ist, die antiparallele Diode aber den Strom führt.)

Mit den mittleren Verlusten P_{tot} ergibt sich im Dauerbetrieb eine mittlere GTO–Tablettentemperatur von (s. Abb. 8.108c):

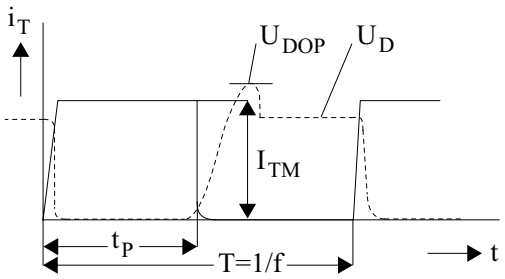
$$T_{(vj)} = T_A + P_{tot} \cdot (R_{thJC} + R_{thCA}) + \Delta T_{j(Periode)} \tag{8.254}$$

mit:

T_A	Temperatur des Kühlmittels für den im Gerät am ungünstigsten angeordneten GTO
$\Delta T_{j(Periode)}$	positiver Anteil der Temperaturschwankung innerhalb der Periode T
R_{thJC}	Wärmewiderstand des GTO (Junction–Case)
R_{thCA}	Wärmewiderstand des Kühlkörpers (Case–Ambience) einschließlich Wärmeübergangswiderstand

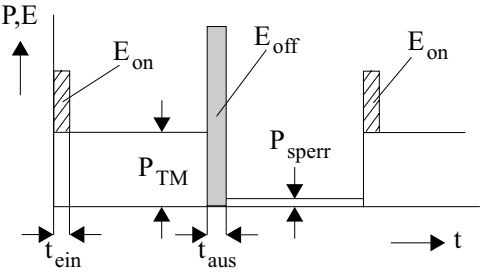
Setzt man für $\Delta T_{j(Periode)}$ einen Schätzwert ein, dann erlaubt Gl. (8.254) eine erste grobe Temperaturberechnung. Auf diese Weise können z.B. Kühlungsvarianten beurteilt werden. Um bewerten zu können, ob die Kühlung tatsächlich ausreicht, muß detaillierter gerechnet werden.

a)



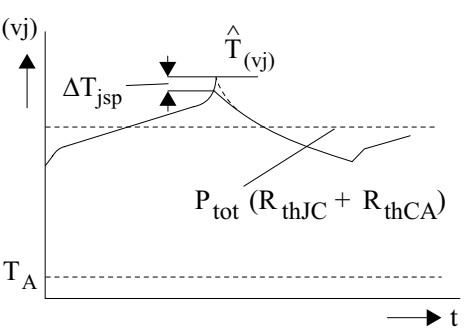
Betrieb mit einem Stromimpuls pro Periode

b)



Verlustleistungen und Verlustenergien

c)



Tabletten-Temperatur $T_{(vj)}$

Umgebungstemperatur T_A

Abb. 8.108: *Bestimmung der Verluste im GTO*

Im vorliegenden Fall können die Verlustenergien E_{on} und E_{off} für den ausgewählten GTO aus den Datenblättern des Herstellers entnommen werden. Im allgemeinen werden die Schaltverlustenergien vom Hersteller sowohl als Funktion der Durchlaßspannung u_T als auch des Stroms I_{TM} abgegeben.

Beispielsweise ist E_{on} nahezu konstant über der Durchlaßspannung u_T (bei $I_{TM} = 3000\,A$) und wird mit $E_{on} = 3 \ldots 3,5\,Ws$ unter den oben genannten spezifischen Randbedingungen angegeben. Wird statt dessen E_{on} als Funktion von I_{TM} dargestellt, dann steigt E_{on}

$$\begin{array}{llllll} \text{von} & E_{on} = 1,25\,Ws & (di/dt = 100\,A/\mu s) & & & \\ \text{bzw.} & E_{on} = 1,5\,Ws & (di/dt = 300\,A/\mu s) & \text{bei} & I_{TM} = 500\,A & \\ \text{auf} & E_{on} = 2,25\,Ws & \text{bzw.}\quad 3,5\,Ws & \text{bei} & I_{TM} = 3000\,A & \text{an.} \end{array}$$

Die Ausschaltverlustenergie E_{off} ist bis $u_T = 3,2\,V$ konstant und beträgt unter den oben angegebenen Randbedingungen $E_{off} = 12\,Ws$. Von diesem Wert ausgehend fällt E_{off} mit zunehmendem u_T auf $E_{off} = 9\,Ws$.

Wird statt dessen E_{off} als Funktion von I_{TM} dargestellt, dann steigt E_{off} von $2\,Ws$ auf $8,25\,Ws$ (bei $U_{DM} = 3600\,V$) bzw. $9,5\,Ws$ (bei $U_{DM} = 4500\,V$) unter den oben angegebenen Randbedingungen.

Aus den Untersuchungen in [456] ist zu entnehmen, daß bei der angenommenen Beschaltung und der angegebenen Belastung (keine dynamischen Änderungen der Zwischenkreisspannung U_d !) folgende Werte ermittelt wurden:

$$\begin{array}{llll} E_{on} = 4\,Ws, & E_{off} = 5\,Ws & (\text{bei } I_{TM} = 2250\,A) \\ E_{on} = 3\,Ws, & E_{off} = 3\,Ws & (\text{bei } I_{TM} = 1500\,A) \end{array}$$

Bei den obigen Berechnungen müssen — entsprechend der Worst–Case–Auslegung — die oberen Grenzwerte verwendet werden. Als Hinweis für die Auslegung soll noch eine Auslegungstendenz angegeben werden: die Schaltverluste sollten $< 50\,\%$ und die Durchlaß- und Sperrverluste zusammen ebenso etwa $50\,\%$ der abzuführenden Verluste sein.

Bei der Auslegung der Kühleinrichtung interessiert die höchste Temperaturspitze $\hat{T}_{(vj)}$; die mittlere Temperatur $T_{(vj)}$ ist nur für die orientierende Auslegung wichtig. Um die Temperaturspitze berechnen zu können, muß beachtet werden, daß es außer den Wärmewiderständen R_{th} (man unterscheidet einseitige und doppelseitige Kühlung) auch Wärmekapazitäten C_{th} gibt, die das Wärmespeichervermögen der betreffenden Komponente bzw. die thermischen Zeitkonstanten $\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th}$ kennzeichnen.

Wenn diese Werte durch die entsprechende Wahl der Komponenten vorliegen, dann gibt es im thermischen Netzwerk zumindestens die folgenden Komponenten: Verlustquelle mit P_{tot}, thermischer Widerstand R_{thJC} und Wärmekapazität C_{thJC} der Halbleitertablette, Übergangswärmewiderstand R_{thCH} von der Halbleitertablette zum Gehäuse und Übergangswärmekapazität C_{thCH} (kann sich aus mehreren Einzelwerten, entsprechend dem Aufbau der Gehäusekonstruktion, zusammensetzen), Übergangswärmewiderstand R_{thHF} zwischen Halbleitergehäuse und Kühlkörper und ebenso die dazugehörige Wärmeübergangskapazität C_{thHF}

sowie letztendlich den Wärmewiderstand R_{thFA} des Kühlkörpers zur Umgebung und ebenso die Wärmekapazität C_{thFA} des Kühlkörpers.

In den folgenden Gleichungen sind alle thermischen Widerstände R_{thi} und alle Wärmekapazitäten C_{thi} zusammengefaßt zu:

$$r_v \;=\; \sum_i R_{thi}\,; \qquad \frac{1}{C_v} \;=\; \sum_i \frac{1}{C_{thi}} \qquad \text{und} \qquad \tau_v \;=\; r_v \cdot C_v \tag{8.255}$$

Temperatur nach einer Belastungsperiode:

$$\begin{aligned} T_{(vj)} \;=\; T_A \;+\; E_{on} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot e^{-t_p/\tau_v} \right] \\ + I_{TM} \cdot u_T \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[r_v \cdot \left(1 - e^{-t_p/\tau_v}\right) \right] \\ + E_{off} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \right] \;+\; \Delta T_{jsp} \end{aligned} \tag{8.256}$$

Temperatur für periodische Belastung bei festem Tastverhältnis $a = t_p/T$:

$$\begin{aligned} T_{(vj)} \;=\; T_A \;+\; E_{on} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot \frac{e^{-t_p/\tau_v}}{1 - e^{-T/\tau_v}} \right] \\ + I_{TM} \cdot u_T \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[r_v \cdot \frac{1 - e^{-t_p/\tau_v}}{1 - e^{-T/\tau_v}} \right] \\ + E_{off} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot \frac{1}{1 - e^{-T/\tau_v}} \right] \;+\; \Delta T_{jsp} \end{aligned} \tag{8.257}$$

mit:

$T_{(vj)}$	max. Sperrschichttemperatur der Tablette
T_A	Kühlmitteltemperatur, Umgebungstemperatur
r_v, τ_v	Konstanten des transienten Wärmewiderstands von GTO und Kühleinrichtung
ΔT_{jsp}	vorzusehende Temperaturreserve für eine schwer abschätzbare Temperaturspitze aufgrund einer nicht völlig flächenproportionalen Beanspruchung der Tablette mit Ein- und Ausschaltverlusten

Wenn die Belastung des Leistungshalbleiters *nicht periodisch* ist, dann muß für die ungünstigste Folge von Belastungen der Temperaturverlauf in der Halbleitertablette berechnet werden. Es gelten die folgenden Gleichungen entsprechend Abb. 8.109:

$$T_{(vj)t=tz} = T_A + (\Delta T_{j1} + \Delta T_{j2} + ... + \Delta T_{jx} + \Delta T_{jy} + \Delta T_{jn}) + \Delta T_{sperr} \tag{8.258}$$

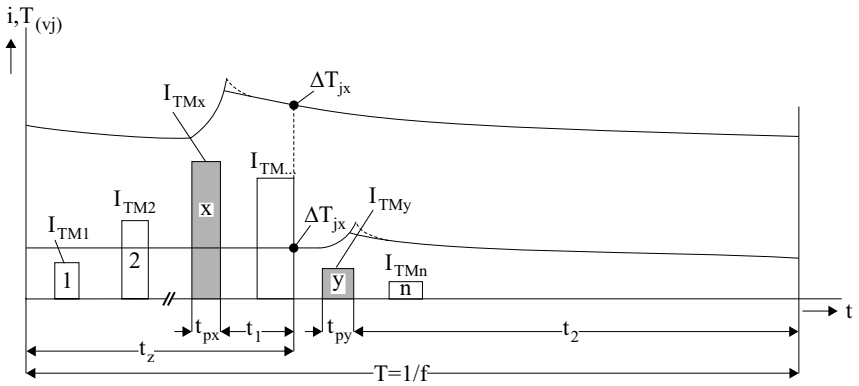


Abb. 8.109: *Belastungszyklus mit n Stromimpulsen*

Um die einzelenen Temperturanteile bestimmen zu können, wird nachstehend für die schraffierten Impulse x bzw. y die Temperaturberechnung angegeben. Die Impuls–Gleichungen gelten auch für die anderen Impulse, allerdings sind dann die jeweils richtigen Zeiten einzusetzen.

Für den Impuls x innerhalb t_z gilt:

$$\begin{aligned}\Delta T_{jx} \;=\; & E_{onx} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot \frac{e^{(-t_{px}-t_1)/\tau_v}}{1-e^{-T/\tau_v}} \right] \\ & + I_{TMx} \cdot u_{Tx} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[r_v \cdot \frac{1-e^{-t_{px}/\tau_v}}{1-e^{-T/\tau_v}} \cdot e^{-t_1/\tau_v} \right] \\ & + E_{offx} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot \frac{e^{-t_1/\tau_v}}{1-e^{-T/\tau_v}} \right] \;+\; \Delta T_{jsp} \end{aligned} \tag{8.259}$$

Für den Impuls y innerhalb $t = T - t_2$ gilt:

$$\begin{aligned}\Delta T_{jx} \;=\; & E_{ony} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot \frac{e^{-(t_{py}+t_2+t_z)/\tau_v}}{1-e^{-T/\tau_v}} \right] \\ & + I_{TMy} \cdot u_{Ty} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[r_v \cdot \frac{1-e^{-t_{py}/\tau_v}}{1-e^{-T/\tau_v}} \cdot e^{(-t_2-t_z)/\tau_v} \right] \\ & + E_{offy} \cdot \sum_{v=1}^{n} \left[\frac{r_v}{\tau_v} \cdot \frac{e^{(-t_2+t_z)/\tau_v}}{1-e^{-T/\tau_v}} \right] \;+\; \Delta T_{jsp} \end{aligned} \tag{8.260}$$

Den durch die Sperrverluste verursachten Temperaturanteil kann man pauschal mit den mittleren Sperrverlusten P_{sperr} berücksichtigen:

$$\Delta T_{sperr} \;=\; P_{sperr} \cdot (R_{thJC} + R_{thCA}) \tag{8.261}$$

In der Literatur findet sich häufig eine zu den bisherigen Erläuterungen des Temperaturverlaufs unterschiedliche Darstellung, bei der zwischen dem stationären Wärmewiderstand R_{th} und dem dynamischen Wärmewiderstand r_{th} unterschieden wird. Diese unterschiedliche Darstellung begründet sich mit der Überlegung, daß beispielsweise bei einem positiven Leistungspuls zuerst die entsprechende Wärmekapazität aufgeladen wird und diese Temperaturerhöhung an der Wärmekapazität dann zu einem entsprechenden Temperturanstieg und damit Leistungsableitung über r_{th} führt. Statt also mit R_{th} und C_{th} zu arbeiten, wird statt dessen mit einem variablen Wärmewiderstand $r_{th}(t)$ gearbeitet. Die folgenden Darstellungen und Gleichungen zeigen das Vorgehen beispielhaft.

Abbildung 8.110a zeigt den dynamischen Verlauf der angenommenen Verlustleistungen — wobei E_{on}, E_{off} und P_{sperr} in den Gleichungen enthalten sind.

In Abb. 8.110b wird der Temperaturverlauf und in Abb. 8.110c der rechnerische Leistungsverlauf gezeigt.

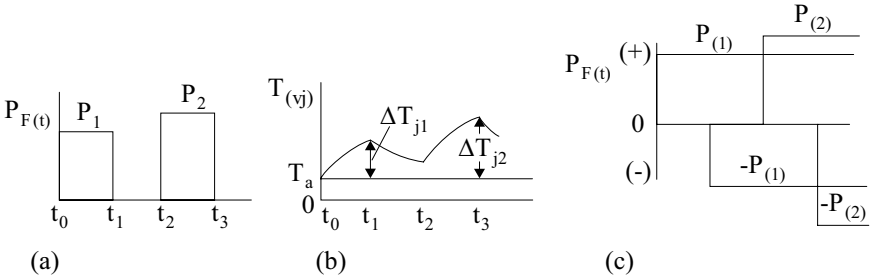


Abb. 8.110: *Leistungspuls in Abhängigkeit vom Anstieg der Übergangstemperatur*

Abbildung 8.111 zeigt einen typischen Verlauf des transienten thermischen Widerstandes r_{th}.

Mit den folgenden beiden Gleichungen und dem Superpositionsprinzip ist der Temperaturverlauf in Abb. 8.110b zu berechnen.

$$\Delta T_{j1} = P_1 \cdot r_{th}(t_j) \quad \ldots \tag{8.262}$$

$$\Delta T_{j2} = P_1 \cdot [r_{th}(t_3) - r_{th}(t_3 - t_1)] + P_2 \cdot r_{th}(t_3 - t_2) \quad \ldots \tag{8.263}$$

Eine allgemeine Übersicht mit den Gleichungen und Kurvenformen verschiedener Belastungen zeigen Abb. 8.112 und Tabelle 8.12. In Tabelle 8.12 sind grundsätzlich rechteckförmige Leistungsverläufe angenommen. Wenn die Leistungsverläufe nicht rechteckförmig sind, dann ist aus dem realen Verlauf des Leistungsimpulses ein flächengleicher, rechteckförmiger Leistungsimpuls gleicher Dauer zu ermitteln.

Mit den obigen Gleichungen ist es möglich, aus den Verlustleistungsverläufen des Leistungshalbleiters, der zulässigen Sperrschichttemperatur und den thermischen Kenndaten des betreffenden Leistungshalbleiters die notwendigen Daten

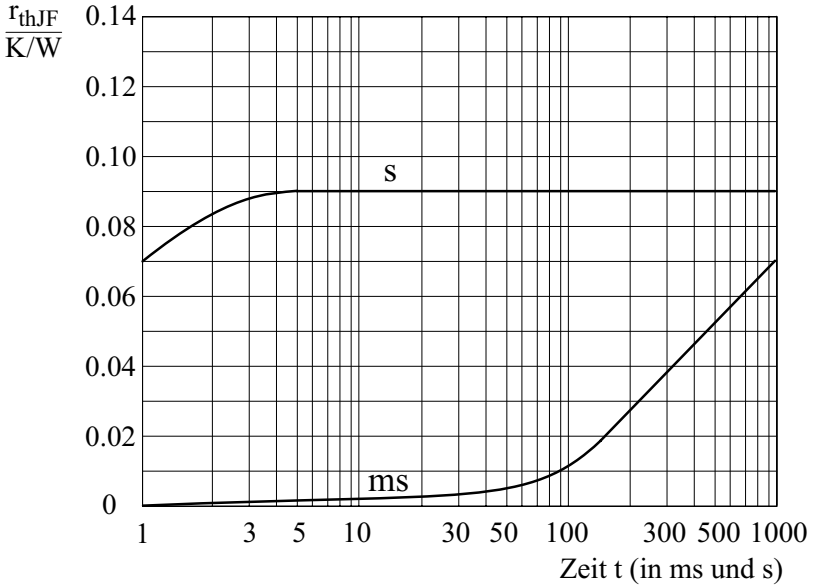


Abb. 8.111: *Zeitlicher Verlauf des thermischen Widerstandes r_{th} (Beispiel)*

der Kühleinrichtung und der maximal zulässigen Umgebungstemperatur zu berechnen.

Die obigen Überlegungen können für die Diodenbedingungen in abgewandelter Form ebenso zur Auslegung der Kühlkörper für Dioden verwendet werden.

Wenn wir nun beispielsweise sehr vereinfachend auf die Frage der Temperatur $T_{(vj)}$ bei Grundfrequenztaktung im Feldschwächbetrieb mit $f_1 = 150\,Hz$ zurückkommen, dann ergibt sich mit $E_{on} = 4\,Ws$, $E_{off} = 5\,Ws$, $u_T = 2,5\,V$, $I_{TM} = 1100\,A$, $U_D = 2430\,V$ sowie $I_D = 100\,mA$, $f_T = f_1 = 150\,Hz$, $t_p = t_{sperr} = T/2$, E_G vernachlässigt und $R_{thJC} = 0,025\,K/W$ als mittlere Verlustleistung

$$P_{tot} = 2968\,W \tag{8.264}$$

und als mittlere Temperatur

$$T_{(vj)} = T_A + 74,2^\circ \tag{8.265}$$

Bei einer Umgebungstemperatur von $T_A = 30^\circ C$ würde somit eine mittlere Temperatur $T_{(vj)} = 105^\circ C$ erreicht und damit der Sicherheitsabstand $20\,K$ eingehalten.

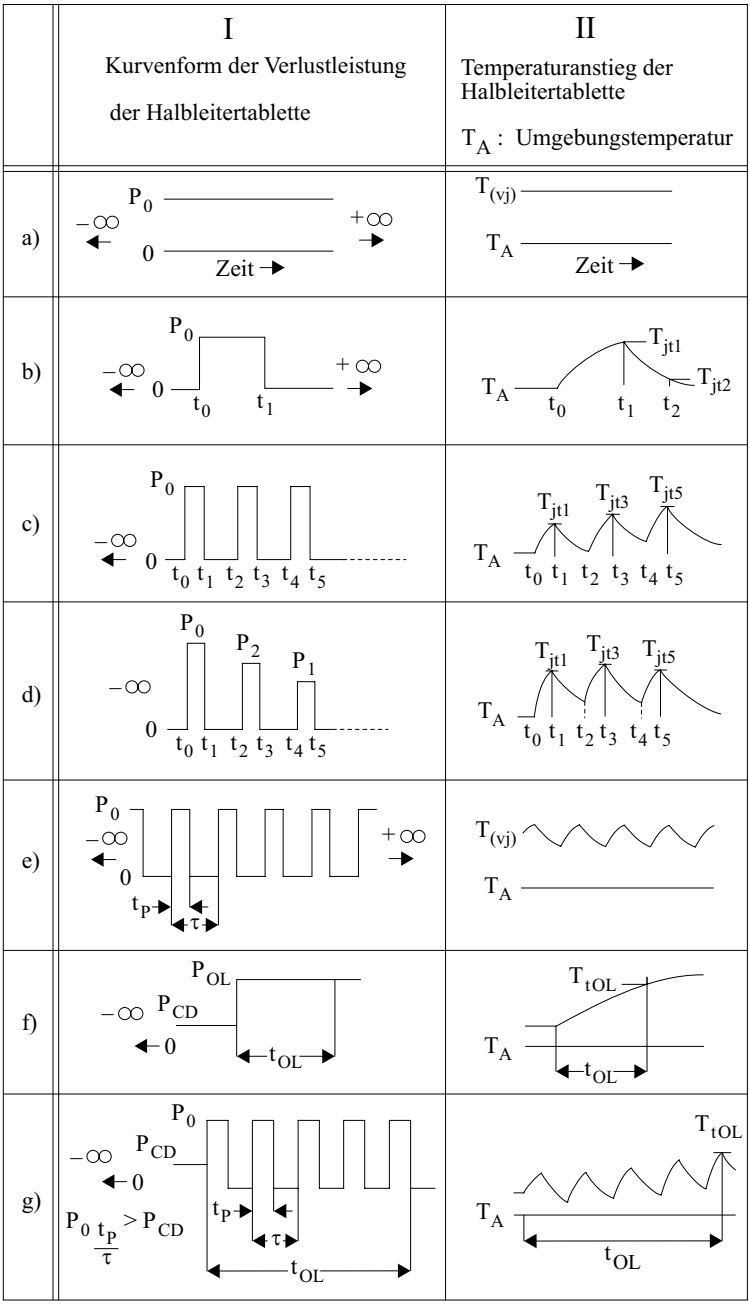


Abb. 8.112: *Kurven zur Leistungsabhängigkeit der Halbleitertabletten–Temperatur*

Tabelle 8.12: *Leistungsabhängigkeit der Halbleitertabletten–Temperatur für die Lastfälle a – g*

Lastfall nach Abb. 8.112	Gleichungssätze zur Bestimmung der Temperatur der Halbleitertablette als Funktion der Leistung
	R_{th} thermischer Widerstand $r_{th}(t_j)$ transiente thermische Impedanz zum Zeitpunkt t_j $r_{th}(t_2-t_1)$ transiente thermische Impedanz im Zeitintervall (t_2-t_1)
a) I+II: Kontinuierliche Last	$T_{(vj)} - T_A = P_0 \cdot R_{th}$ $P_0 = (T_{(vj)} - T_A)/R_{th}$
b) I+II: Einzelpuls–Last	$T_{jt1} - T_A = P_0 \cdot r_{th}(t_1)$ $T_{jt2} - T_A = P_0 \cdot [r_{th}(t_2) - r_{th}(t_2 - t_1)]$ $P_0 = (T_{jt1} - T_A)/r_{th}(t_1)$
c) I+II: Pulspaket–Last mit gleicher Amplitude	$T_{jt1} - T_A = P_0 \cdot r_{th}(t_1)$ $T_{jt3} - T_A = P_0 \cdot [r_{th}(t_3) - r_{th}(t_3 - t_1) + r_{th}(t_3 - t_2)]$ $T_{jt5} - T_A = P_0 \cdot [r_{th}(t_5) - r_{th}(t_5 - t_1) + r_{th}(t_5 - t_2)]$ $-P_0 \cdot [r_{th}(t_5 - t_3) + r_{th}(t_5 - t_4)]$
d) I+II: Pulspaket–Last mit ungleichen Amplituden	$T_{jt1} - T_A = P_0 \cdot r_{th}(t_1)$ $T_{jt3} - T_A = P_0 \cdot [r_{th}(t_3) - r_{th}(t_3 - t_1)] + P_2 \cdot r_{th}(t_3 - t_2)$ $T_{jt5} - T_A = P_0 \cdot [r_{th}(t_5) - r_{th}(t_5 - t_1)]$ $+P_2 \cdot [r_{th}(t_5 - t_2) - r_{th}(t_5 - t_3)]$ $+P_4 \cdot r_{th}(t_5 - t_4)$
e) I+II: Pulsförmige Last mit in etwa gleichen Amplituden	$T_{(vj)} - T_A = P_0 \cdot [(t_p \cdot R_{th}/\tau) + (1 - t_p/\tau) \cdot r_{th}(\tau + t_p)]$ $+P_0 \cdot [r_{th}(t_p) - r_{th}(\tau)]$ $P_0 = \dfrac{T_{(vj)} - T_A}{(t_p \cdot R_{th}/\tau) + (1 - t_p/\tau) \cdot [r_{th} \cdot (\tau + t_p) - r_{th}(\tau) + r_{th}(t_p)]}$
f) I+II: Überlast nach Dauerlastperiode	$T_{t\,OL} - T_A = P_{CD} \cdot R_{th} + (P_{OL} - P_{CD}) \cdot r_{th}(t_{OL})$ $P_{OL} = \dfrac{T_{t\,OL} - T_A - P_{CD} \cdot R_{th}}{r_{th}(t_{OL})} + P_{CD}$
g) I+II: Überlast pulsförmiger Art nach Dauerlastperiode	$T_{OL} - T_A = P_{CD} \cdot R_{th} + P_0 \cdot r_{th}(t_{OL}) \cdot [t_p/\tau - P_{CD}/P_0]$ $+P_0 \cdot [(1 - t_p/\tau) \cdot r_{th}(\tau + t_p) - r_{th}(\tau) + r_{th}(t_p)]$ $P_0 = \dfrac{T_{t\,OL} - T_A - P_{CD} \cdot [R_{th} - r_{th}(t_{OL})]}{(t_p/\tau) \cdot [r_{th}(t_{OL}) - r_{th}(\tau + t_p)] - r_{th}(\tau) + r_{th}(t_p) + 1}$

8.9.11 Zusammenfassung

Aus allen diesen Ableitungen und Berechnungen ergibt sich, daß die Auslegung der Komponenten des U–Umrichters ein relativ aufwendiger Prozeß ist, da erstens aufgrund der Pulsweitenmodulation und der Lastparameter die Randbedingungen für die Auslegung der Beschaltung mit den einfachen Gleichungen des Kapitels 8.8 nur unter den angebenen idealisierten Voraussetzungen möglich ist. Damit sind praktisch keine Aussagen über die Schaltverluste zu erreichen. Diese Aussagen können entweder nur durch die Worst–Case–Angaben der Hersteller, durch praktische Untersuchungen oder — hoffentlich — in der Zukunft durch CAE–Verfahren (Kap. 12) ermittelt werden. Aus diesen Angaben kann die Kühlung für den steuerbaren Halbleiter GTO ausgelegt werden. Entsprechende Überlegungen und Berechnungen sind für die zu den GTOs antiparallelen Dioden, die Beschaltungsdioden und die Beschaltungswiderstände durchzuführen. Da bei jedem der einzelnen Auslegungsschritte einer der zulässigen Grenzwerte verletzt werden kann, ist der Auslegungsprozeß ein iterativer Prozeß.

Bei vielen dieser Überlegungen wurden bis jetzt Sicherheitsfaktoren verwendet, die teilweise durch Lebensdauer–Überlegungen, aber auch aufgrund fehlender genauer Kenntnisse der Belastungen der Elemente bedingt waren — beispielsweise als Worst–Case–Werte. Hier sind somit rechner–unterstützte Auslegungsverfahren, die z.B. auch die realen Schaltverluste berücksichtigen können, von großem Vorteil.

Zu beachten ist bei der bisherigen Auslegung auch, daß nur der Nennpunkt mit vollem Nennfluß der Asynchronmaschine und der Feldschwächbetrieb bei Grundfrequenztaktung betrachtet wurde.

Wie in Kap. 8 und Kap. 11 ausgeführt wird, gibt es aber Auslegungsvarianten mit dem Pseudo–Feldschwächbereich oder mit Flankenpulsmodulation statt der Mittenpulsmodulation. All dies muß bei einer rechnergestützten Auslegung berücksichtigt werden.

Bei den Ausführungen zur Auslegung wurden auch einige Hinweise hinsichtlich der Schutzstrategien gegeben — beispielsweise Zünden aller GTOs im Überspannungsfall bei $U_d > U_{dG}$ — oder der Steuerstrategien beispielsweise bei Arbeitspunkten in der Nähe des Nennpunkts, Netzspannungsabsenkungen auf der Einspeiseseite und damit nicht vermeidbaren Absenkungen der Zwischenkreisspannung U_d unter den Nennwert. In diesem Fall wird häufig die Strategie der Verringerung des Maschinenflusses, damit Absenkung der Spannung U_{hv} und somit Wieder–Erlangung der Spannungsreserve ΔU zum Aufbau des momentbildenden Stroms genutzt.

Eine weitere Besonderheit bei der Traktion ist die einphasige Einspeisung, die zu einer Wirkleistungspendelung mit der doppelten Frequenz des Einspeisenetzes führt und durch einen Saugkreis dieser Frequenz in der Auswirkung kompensiert werden kann.

Dies sind nur einige der weiteren Überlegungen, die die Auslegung des Wechselrichters beeinflussen.

8.10 Zusatzbeanspruchungen der Drehfeldmaschine

Prof. Dr. A. Binder, Darmstadt

8.10.1 Einleitung

In Abb. 8.1 war das Prinzipschaltbild eines selbstgeführten Wechselrichters mit eingeprägter Spannung dargestellt worden, der beispielsweise die drei Statorwicklungen einer Drehfeldmaschine speist. In vielen Abbildungen des Kapitels wurden die Spannungsverläufe u_{R0}, u_{S0}, u_{T0} und u_{M0} sowie die Phasenspannungen u_R und die verkettete Spannung u_{RS} (beispielsweise Abb. 8.2 sowie Abb. 8.17–8.27) abgebildet. Aus allen diesen Abbildungen ist zu entnehmen, daß die genannten Spannungen aufgrund des Funktionsprinzips des Wechselrichters sehr steile Spannungsflanken, d.h. ein großes du/dt, haben. Diese steilen Spannungsflanken haben unerwünschte Auswirkungen. Eine der Auswirkungen ist, daß bei längeren Verbindungsleitungen zwischen dem Wechselrichter und den Statorwicklungen der Drehfeldmaschine aufgrund der Leitungsgleichungen (Leitung ist Kombination von Serienwiderstand, parasitärer Serieninduktivität und parasitärer Querkapazität) eine Spannungsreflexion am Leitungsende, d.h. an den Statorwicklungen, auftreten kann, die eine zusätzliche Beanspruchung der Wicklungsisolation hervorruft.

Ein weiterer Effekt tritt durch die Ladeströme der parasitären Querkapazitäten auf, der den Wechselrichter mit hohem di/dt während der Schalttransienten der Leistungshalbleiter des Wechselrichters unerwünscht belastet.

Durch die Spannung u_{M0} werden die Statorwicklungen gegenüber „Erde“ beansprucht. Zwischen den Statorwicklungen und Erde sind aber verschiedene parasitäre Kapazitäten zu beachten; dies sind die parasitären Kapazitäten zwischen den Statorwicklungen untereinander sowie den Statorwicklungen und dem Statorgehäuse, von den Statorwicklungen zum Rotor, vom Rotor zum Statorgehäuse und vom Rotor über die Lagerkapazitäten zum Statorgehäuse. Durch diese kapazitiven Spannungsteiler aufgrund der parasitären Kapazitäten können Spannungen an den Lagern der Drehfeldmaschine entstehen, die in einer Entladung beim Durchschlag des Schmierfilms resultieren. Diese Entladung führt zu Erosionen im Lager und letztendlich zum Ausfall des Lagers. Aufgrund der Flanken der Spannung u_{M0} und der parasitären Kapazitäten werden wiederum kapazitive Ladeströme erzwungen, die einen magnetischen Ringfluß im höheren Frequenzbereich hervorrufen, der seinerseits einen in diesem Frequenzbereich liegenden Lagerstrom erzeugt, der das Lager ebenso schädigen kann.

In den folgenden Kapiteln werden diese Effekte und die Abhilfemaßnahmen detailliert beschrieben.

8.10.2 Spannungsreflexionen an den Maschinenklemmen

8.10.2.1 Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen auf verlustfreien Maschinenzuleitungen bei Reflexionskoeffizienten $r = \pm 1$

Bei den modernen schnell schaltenden Spannungszwischenkreis–IGBT–Wechselrichtern liegt die **Spannungsanstiegszeit (voltage rise time)** $\boldsymbol{t_r}$, die in Zweipunktwechselrichtern die Spannungsänderung von Null auf die Zwischenkreisspannung beschreibt, typischerweise im Bereich von einigen 100 ns. Abhängig von der Höhe der Zwischenkreisspannung U_d kann daher eine relativ hohe mittlere Änderungsrate der Spannung (**rate of voltage rise**, IEC 60034–18–41) $\boldsymbol{du/dt}$ auftreten:

$$\frac{du}{dt} \cong \frac{U_d}{t_r} \tag{8.266}$$

Die Größe der Zwischenkreisspannung hängt primär von der Amplitude der Netzspannung ab (Effektivwert der verketteten Spannung U_{Netz}), in zweiter Linie aber auch von der Art des Netzgleichrichters. Eine sechspulsige Diodenbrückenschaltung (B6–Brücke) mit Glättung der welligen Gleichspannung durch den Zwischenkreiskondensator liefert bei Nennlast eine Zwischenkreisspannung von etwa $U_d = 1.35 \cdot U_{Netz}$, bei Leerlauf den etwas höheren Wert $U_d = \sqrt{2} \cdot U_{Netz}$. Eine mit einem getakteten Gleichrichter erzeugte Zwischenkreisspannung, die belastungsunabhängig konstant geregelt wird, beträgt $U_d = (1.5 \ldots 1.6) \cdot U_{Netz}$.

Typische Werte der mittleren Spannungsänderungsrate du/dt wie in IGBT–Wechselrichtern für Niederspannungsnetze (Netzspannung max. 1000 V) bei einer Spannungsanstiegszeit $t_r = 100$ ns sind:

Tabelle 8.13: *Typische mittlere Spannungsänderungsraten am Ausgang schnell schaltender IGBT–Wechselrichter (AC: alternating current = Wechselstrom, DC: direct current = Gleichstrom)*

Sinus–Netzspannung U_{Netz}	Zwischenkreisspannung U_d	$du/dt \cong U_d/t_r$
Einphasig 230 V AC 50 Hz	ca. 300 V DC	ca. 3.1 kV/μs
Dreiphasig 400 V AC 50 Hz	540 V ... 600 V DC	ca. 5.6 kV/μs
Dreiphasig 500 V AC 50 Hz	675 V ... 750 V DC	ca. 7.0 kV/μs

Typische mittlere Spannungsänderungsraten du/dt in Niederspannungsumrichtern mit IGBT–Leistungsschaltern liegen damit im Bereich von 3 kV/μs bis 8 kV/μs. Die Spannungsänderungsraten in heute verfügbaren Mittelspannungsumrichtern (Netzspannung 1 kV ... 10 kV) liegen trotz der höheren Zwischenkreisspannungen in der gleichen Größenordnung, da die Hoch–Volt–IGBT Leistungsschalter (z.B. 6.3 kV Sperrspannung) langsamer schalten, also größere Spannungsanstiegszeiten aufweisen. In jedem Fall sind die du/dt–Werte höher als

jener obere Grenzwert, der als Empfehlung für die dielektrische Belastung der Wicklungsisolation elektrischer Maschinen für Niederspannung in EN60530/1, Amendment 2, angegeben ist: $U_v < 1000\,\mathrm{V}$, $du/dt < 500\,\mathrm{V}/\mu\mathrm{s}$.

Die Kabelverbindung zwischen Wechselrichterausgang und Maschinenklemmen, also die Maschinenzuleitung, leitet die Spannungspulse als elektromagnetische Welle mit der dem System „Kabel“ eigenen Lichtgeschwindigkeit (das ist ca. 50% ... 70% der Vakuum–Lichtgeschwindigkeit) vom Wechselrichter zur Maschine [658]. Die Maschinenzuleitung besteht in der Regel aus Kupfer- oder Aluminiumleitern mit einer Kunststoffisolierung (PVC: Polyvinylchlorid, PE: Polyethylen). Die Spannungsdifferenz zwischen je zwei Phasen der dreiphasigen Maschinenzuleitung und die Leiterströme in den einzelnen Phasen erzeugen das elektromagnetische Feld, bestehend aus einer E–Komponente (elektrische Feldstärke) und einer B–Komponente (magnetische Flußdichte), die durch die Werkstoffparameter der Permittivität der dielektrischen Isolation der Maschinenzuleitung ε und deren magnetischer Permeabilität μ bestimmt sind.

$$\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \quad , \quad \mu = \mu_r \cdot \mu_0 \tag{8.267}$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v der elektromagnetischen Wellen von E und B in einem Material mit der Permittivität ε und der Permeabilität μ beträgt

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \cdot \frac{1}{\varepsilon_r \mu_r} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \tag{8.268}$$

wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ist [686].

Da die dielektrische Isolation über ihre Permittivität ε **die elektrische Querkapazität je Längeneinheit der Motorzuleitung (Kapazitätsbelag) C'_{cable}** bestimmt und die Permeabilität μ die **Serieninduktivität je Längeneinheit der Motorzuleitung (Induktivitätsbelag) L'_{cable}**, kann die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit in der **verlustfreien** Motorzuleitung auch als

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{L'_{cable} C'_{cable}}} \tag{8.269}$$

geschrieben werden. „Verlustfrei“ heißt, daß die Stromwärmeverluste in den elektrischen Leitern (Widerstandsbelag $R'_{cable} = 0$) und die dielektrischen Verluste in der Isolation (Leitwertbelag $G'_{cable} = 0$) bei der Berechnung von v nicht berücksichtigt wurden. Ihr Einfluß ist in der Regel zweitrangig.

Beispiel 8.10-1:

a) c_0: Geschwindigkeit des Lichts (= elektromagnetische Welle) **im Vakuum**:

$$\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}\,\frac{As}{Vm}, \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}\,\frac{Vs}{Am}:$$

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 2.998 \cdot 10^8\,\frac{m}{s} \approx 3 \cdot 10^8\,\frac{m}{s}$$

b) v: Geschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle **längs der Maschinenzuleitung**:

$$\varepsilon_r = 4, \;\; \mu_r = 1: \;\; v = \frac{c_0}{\sqrt{4}} = 1.499 \cdot 10^8 \; \frac{m}{s} \approx 1.5 \cdot 10^8 \; \frac{m}{s}$$

Die Geschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in Maschinenzuleitungen beträgt typischerweise 150 m/μs, diese entspricht etwa der halben Vakuum–Lichtgeschwindigkeit.

Bei Vernachlässigung der Spannungsanstiegszeit ($t_r = 0$) kann jeder Spannungsimpuls am Ausgang der Wechselrichter als eine Folge von Spannungssprüngen von 0 auf U_d und von U_d auf 0 betrachtet werden, die vom Wechselrichter zum Motor mit der Geschwindigkeit v übertragen werden. Der Wechselrichter und der Zwischenkreis des Umrichters werden dabei als Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand Null betrachtet, da die Kapazität C des Zwischenkreises für hohe Kreisfrequenzen $\omega = 2\pi f$ sehr klein wird: $Z_{inv} = 1/(\omega C)$.

Die Eingangsimpedanz elektrischer Maschinen ist für hohe Frequenzen sehr hoch, da sie durch die Induktivität L_s der Wicklung (je Wicklungsstrang) bestimmt wird, deren Impedanz mit steigender Frequenz zunimmt und deutlich größer als der ohmsche Widerstand R_s je Strang ist. Bei Asynchronmaschinen ist beispielsweise aufgrund der Flußverkettung zwischen Stator- und kurzgeschlossener Rotorwicklung hauptsächlich die Streuinduktivität der Maschine wirksam, die um den Faktor σ (ca. 0.1) kleiner als die Stranginduktivität L_s ist: $Z_{mot} = \sqrt{R_s^2 + (\omega\sigma L_s)^2} \approx \omega\sigma L_s$. Die sehr kleinen parasitären Wicklungskapazitäten können in diesem Zusammenhang vernachlässigt werden.

Beispiel 8.10-2:
Dreisträngiger, vierpoliger Norm–Asynchronmotor, 400 V, Y, 50 Hz, 1.1 kW, Achshöhe (Baugröße) 90 mm.
Gesamtstreuinduktivität: 50 mH (bei $f = 50$ Hz), 5 mH (bei $f = 300$ kHz; auf Grund des Skineffekts in den Nutenleitern).
Die Gesamtstreuung bei hohen Frequenzen (z.B. $f_d = 300$ kHz, siehe Beispiel 8.10-3 und S. 732) ist wegen des Skineffekts in den Nutenleitern deutlich kleiner und wird hier mit 5 mH abgeschätzt. Der Einfluß der parasitären Kapazitäten z.B. der Motorwicklung gegen das geerdete Eisenblechpaket wird hier vernachlässigt. Es ergibt sich somit als grobe Abschätzung eine Motorimpedanz bei 300 kHz von $Z_{mot} = \omega_d L_{s\sigma} = 2\pi \cdot 300 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \; \Omega = 9.4 \; \mathrm{k}\Omega$.
Der gemessene Wellenwiderstand dieses Motors ist kleiner, aber von gleicher Größenordnung: $Z_{mot} = 5000 \; \Omega$.

Die genaue Berechnung des Wellenwiderstands von elektrischer Maschine und Umrichter ist aufwendig, da in der elektrischen Maschine die parasitären Kapazitäten und im Umrichter die parasitären Induktivitäten berücksichtigt werden müssten. Im Rahmen der hier vorgestellten Abschätzung kann aber festgehalten werden, daß der Wellenwiderstand von elektrischen Maschinen deutlich größer ist als der von Umrichtern, was durch Messungen bestätigt wird.

Der **Wellenwiderstand der verlustlosen Motorzuleitung**, die hier als **homogen** angenommen wird — d.h. Induktivitäts- und Kapazitätsbelag ändern sich längs der Zuleitung nicht —, beträgt

$$\underline{Z}_{cable} = \sqrt{\frac{R'_{cable} + j\omega L'_{cable}}{G'_{cable} + j\omega C'_{cable}}}, \quad Z_{cable} = \sqrt[4]{\frac{(R'_{cable})^2 + (\omega L'_{cable})^2}{(G'_{cable})^2 + (\omega C'_{cable})^2}} \approx \sqrt{\frac{L'_{cable}}{C'_{cable}}} \tag{8.270}$$

und liegt im typischen Wertebereich zwischen 50 Ω und 100 Ω. Der Leitwertsbelag G'_{cable}, der dielektrische Verluste in der Leitungsisolation berücksichtigt, kann in der Regel bei modernen Niederspannungskabeln vernachlässigt werden. Der Widerstandsbelag R'_{cable}, der die Stromwärmeverluste inklusive ungleichmäßiger Stromverteilung im Leiterquerschnitt durch den Skineffekt berücksichtigt, muß für eine genauere Berechung des Wellenwiderstands berücksichtigt werden.

Beispiel 8.10-3:
PVC–isolierte Maschinenzuleitung H05VVF4G1.5: 4×1.5 mm^2, (dreiphasig R, S, T mit einem PE–Leiter (protective earth)): Leiterdurchmesser $d = 1.4$ mm, Querschnittsfläche $q = d^2\pi/4 = 1.5$ mm^2, Abstand a zwischen zwei benachbarten Leiterachsen (hier: Leiterdurchmesser + zweifache Isolationsdicke): $a = 4.15$ mm, relative Permittivität: $\varepsilon_r = 4$, Leitermaterial Aluminium (elektrische Leitfähigkeit: $\kappa = 34 \cdot 10^6$ S/m bei 20 °C). Für die Berechnung des Kapazitäts- und Induktivitätsbelags je Leiter wird die symmetrische Drei–Leiteranordnung mit unendlich weit enferntem Erdpotential verwendet. Die dafür zu berücksichtigenden Selbst- und Gegeninduktivtäten lassen sich zu einem resultierenden Induktivitätsbelag je Leiter zusammenfassen. Ebenso werden die zwischen zwei Leitern auftretenden Kapazitäten und die Leiter–Erd–Kapazität zu einem resultierenden Kapazitätsbelag je Leiter zusammengefasst [674].

Induktivitätsbelag: $L'_{cable} = \dfrac{\mu_0}{2\pi} \cdot (\ln(2a/d) + 0.25) = 0.4\ \mu H/m$

Kapazitätsbelag: $C'_{cable} = 2\pi \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 / \ln(2a/d) = 125\ pF/m$

Widerstandsbelag: $R'_{cable} = 1/(\kappa \cdot q) = 0.02\ \Omega/m$

Wellenwiderstand der Maschinenzuleitung:

a) bei vernachlässigtem Widerstandsbelag:
$$Z_{cable} = \sqrt{\frac{L'_{cable}}{C'_{cable}}} = 56.6\ \Omega$$

b) bei Berücksichtigung des Widerstandsbelags:
Es muß die wirksame Frequenz der Wellenausbreitung bekannt sein, die bei Umrichterspeisung die Schaltfrequenz f_T(hier: $f_T = 10$ kHz) ist:
$$Z_{cable} = \sqrt[4]{\frac{(R'_{cable})^2 + (\omega L'_{cable})^2}{(\omega C'_{cable})^2}} = \sqrt[4]{\frac{0.02^2 + (2\pi \cdot 10^4 \cdot 0.4 \cdot 10^{-6})^2}{(2\pi \cdot 10^4 \cdot 125 \cdot 10^{-12})^2}} = 64\Omega$$

Wellenausbreitungsgeschwindigkeit (bei vernachlässigtem Widerstandsbelag):

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{L'_{cable} C'_{cable}}} = 141 \cdot 10^6 \; m/s$$

$$v_2 = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} = 149.9 \cdot 10^6 \; m/s \qquad \text{(Gl. (8.268); } \varepsilon_r, \; \mu_r \text{ Motorwicklungen)}$$

Auf Grund der „inneren“ Induktivität der Motorzuleitung, also der Flußverkettung innerhalb der Leiterquerschnitte (Summand 0.25 bei L'_{cable}), ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit um 6% kleiner als es der Formel für ein homogenes Medium gleicher Permittivität und Permeabilität entspricht (vgl. Gl. (8.269)).

Prinzipiell erfährt eine Welle an jenen Stellen, an denen eine (abrupte) Änderung der Ausbreitungsbedingungen stattfindet (Änderung von ε, μ), eine Reflexion und eine Refraktion (Brechung) (Abb. 8.113). Bei Leitungen sind dies Stoßstellen, wo sich der Wellenwiderstand Z ändert oder der Abschluß von Leitungen mit konzentrierten Abschlußwiderständen. Die Wellenausbreitung erfährt an den beiden Enden der Maschinenzuleitung durch die abrupte Änderung des Wellenwiderstands ($Z_{mot} \approx 5 \; k\Omega$ zu $Z_{cable} \approx 70 \; \Omega$) eine Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit, verbunden mit einer Wellenreflexion und einer Wellenrefraktion (Brechung). Der reflektierte Teil der Welle läuft mit negativer Geschwindigkeit $-v_1$ im Bereich 1 zurück, der gebrochene Teil dringt mit der neuen Geschwindigkeit v_2 in den Bereich 2, dessen Wellenwiderstand Z ist, ein (Abb. 8.113). Der **Reflexionskoeffizient** $\boldsymbol{r}$ zwischen der Maschinenzuleitung und dem angrenzenden Bereich mit dem Wellenwiderstand Z (Maschine oder Wechselrichter) gibt das Verhältnis der Amplituden der einfallenden und der reflektierten Welle (z.B. der einfallenden Spannungswelle u, verursacht durch das Feld E, und dem reflektierten Anteil u_r) an.

$$\text{Allgemein:} \quad \frac{u_r}{u} = r = \frac{Z - Z_{cable}}{Z + Z_{cable}} \tag{8.271}$$

$$\text{Reflexionskoeffizient Motor:} \quad r_{mot} = \frac{Z_{mot} - Z_{cable}}{Z_{mot} + Z_{cable}} \tag{8.272}$$

$$\text{Reflexionskoeffizient Wechselrichter:} \quad r_{inv} = \frac{Z_{inv} - Z_{cable}}{Z_{inv} + Z_{cable}} \tag{8.273}$$

Zwecks weiterer Vereinfachung nehmen wir den Wellenwiderstand Z_{mot} der elektrischen Maschine als unendlich groß und jenen des Wechselrichters Z_{inv} zu Null an. Damit erhalten wir das Modell einer Wellenausbreitung zwischen einer Spannungsquelle mit Innenwiderstand Null und einer Leitung mit offenem Leitungsende gemäß Abb. 8.114, wobei an der Spannungsquelle der Reflexionskoeffizient $r_{inv} = -1$ auftritt und am offenen Leitungsende der Reflexionskoeffizient $r_{mot} = +1$ auftritt [661].

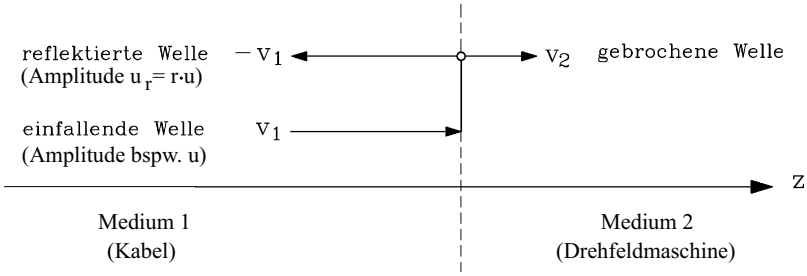


Abb. 8.113: *Wellenreflexion und -refraktion an der Grenzfläche zweier Bereiche z.B. Maschinenzuleitung (Bereich 1) und elektrischer Maschine (Bereich 2)*

$$r_{mot} = \frac{Z_{mot} - Z_{cable}}{Z_{mot} + Z_{cable}} \qquad Z_{mot} \to \infty : \quad r_{mot} = 1 \tag{8.274}$$

$$r_{inv} = \frac{Z_{inv} - Z_{cable}}{Z_{inv} + Z_{cable}} \qquad Z_{inv} \to 0 : \quad r_{inv} = -1 \tag{8.275}$$

Die Spannungsreflexionen aufgrund der Wellenausbreitung entlang der Maschinenzuleitung mit der **Leitungslänge $\boldsymbol{l = l_{cable}}$** zwischen Wechselrichter und Maschine wird anhand eines Beispiels beschrieben, in dem am Umrichter zwischen zwei Phasen ein Schalten von 0 auf $U_d = U$ auftritt (Abb. 8.114).

(1): Die verkettete Spannung zwischen zwei Phasen der Motorzuleitung „springt“ von 0 auf $U_d = U$ und wandert als Spannungswelle vom Leitungsbeginn ($x = 0$) zum Leitungsende ($x = l_{cable}$) in der Wellenlaufzeit $\boldsymbol{t_p}$ (**propagation time**)

$$t_p = \frac{l_{cable}}{v} \tag{8.276}$$

Dort tritt eine Spannungsreflexion mit $r_{mot} = 1$ auf; einfallende und reflektierte Welle überlagern sich zur resultierenden Spannung u_{res}, dies führt zu einer Verdopplung der Spannung auf den Wert $2U$:

$$u_{res}(x = l_{cable}) = u + u_r = u + r_{mot} \cdot u = U + r_{mot} \cdot U = U + U = 2U \tag{8.277}$$

(2): Die reflektierte Spannungswelle wandert während der Wellenlaufzeit t_p zurück zum Wechselrichter, während am offenen Ende (Maschinenseite) der Spannungswert $2U$ konstant bleibt. Am Wechselrichter tritt wegen $Z_{inv} = 0$ eine weitere Spannungsreflexion mit dem Reflexionskoeffizient $r_{inv} = -1$ auf. Daher kehrt sich die Amplitude der reflektierten Spannung $u_r = U$ um auf $u_{r,r} = -U$; so bleibt die resultierende Spannung am Wechselrichterausgang konstant:

$$u_{res}(x = 0) = u + u_r + u_{r,r} = u + r_{mot} \cdot u + r_{inv} \cdot r_{mot} \cdot u = 2U - U = U \tag{8.278}$$

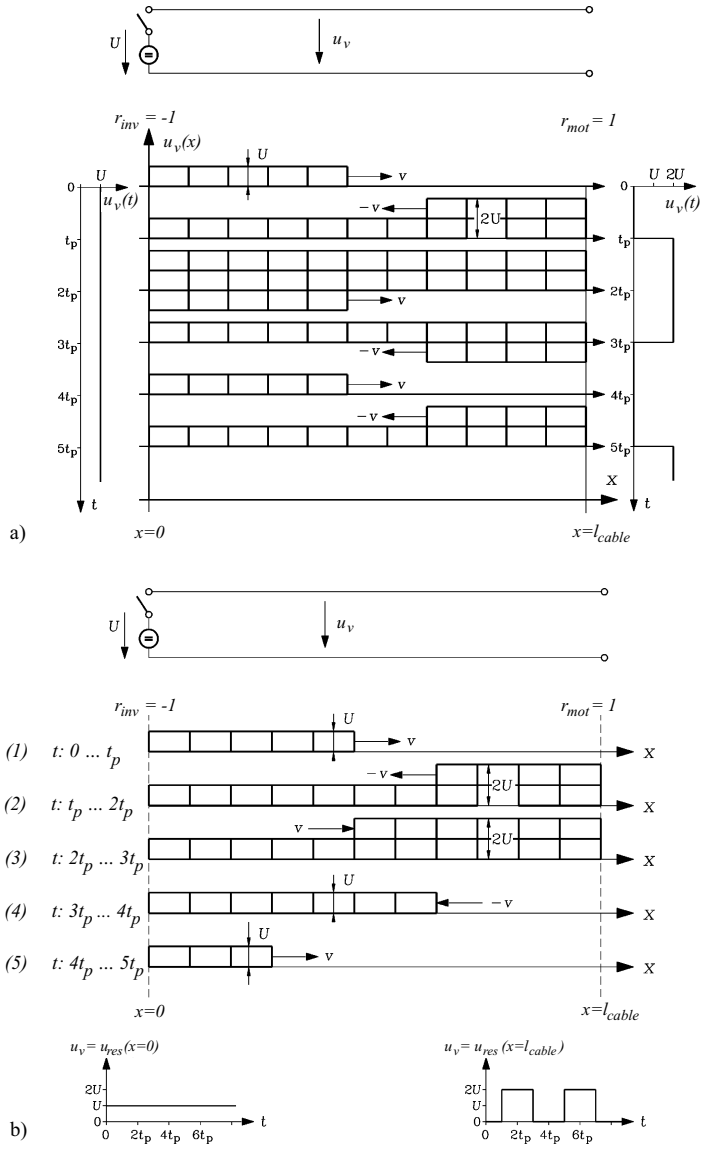


Abb. 8.114: *Schwingung der Spannung am offenen Ende einer verlustfreien Leitung infolge Wellenreflexion. a) Zustandekommen der Spannungsverteilung längs der Leitung aus der Summe reflektierter Teilwellen und an den Leitungsenden in Abhängigkeit der Zeit. b) Resultierende Spannungsverteilung längs der Leitung und Spannungsschwingung an den Leitungsenden. b) oben: Modell zweier Stränge einer dreiphasigen Maschinenzuleitung als Leitung mit offenem Ende. b) Mitte: Wellenausbreitung entlang der Leitung. b) unten: Spannung als Funktion der Zeit am Eingang der Leitung und an deren offenem Ende*

(3): Die reflektierte Spannungswelle $u_{r,r} = -U$ läuft erneut während der Wellenlaufzeit t_p ans (offene) Leitungsende der Maschinenseite und wird dort wieder mit dem Reflexionskoeffizient $r_{mot} = 1$ reflektiert. Die reflektierte Welle $u_{r,r,r} = r_{mot} \cdot r_{inv} \cdot r_{mot} \cdot u = -U$ läuft mit der Amplitude $-U$ zurück zum Wechselrichter. Am offenen Leitungsende (Maschinenseite) erhalten wir durch die Reflexion die Spannungsamplitude $-2U$, die sich mit $2U$ von Gl. (8.277) zur resultierenden Spannung $2U - 2U = 0$ überlagert:

$$u_{res}(x = l_{cable}) = u + u_r + u_{r,r} + u_{r,r,r} = 2U - 2U = 0 \tag{8.279}$$

(4): Die reflektierte Welle $-U$, zurückgelaufen zum Wechselrichter nach der Wellenlaufzeit t_p, wird am Wechselrichter mit $r_{inv} = -1$ von $-U$ auf U reflektiert, so daß am Wechselrichterausgang die resultierende Spannung unverändert U beträgt. Nun beginnt der Zyklus von vorne mit Schritt (1), welches die Spannungsschwingung am offenen Leitungsende (= Maschinenseite) mit der Periode $T = 4t_p$ und Frequenz $f_{d,cable}$ erklärt:

$$\begin{aligned} T &= 4t_p = 4 \cdot \frac{l_{cable}}{v} = 4 \cdot l_{cable} \cdot \sqrt{L'_{cable} \cdot C'_{cable}} \\ &= 4 \cdot \sqrt{L_{cable}\, l_{cable} \cdot C_{cable}\, l_{cable}} = 4 \cdot \sqrt{L_{cable} \cdot C_{cable}} \end{aligned} \tag{8.280}$$

$$f_{d,cable} = \frac{1}{T} = \frac{1}{4\sqrt{L_{cable} \cdot C_{cable}}} \tag{8.281}$$

Fazit:
Wird die verlustfreie homogene Motorzuleitung als ein Schwingkreis mit der konzentrierten Induktivität L_{cable} und Kapazität C_{cable} pro Strang (= pro Phase) betrachtet, so erhalten wir die Eigenfrequenz der Spannungsschwingung $f_d = 1/(2\pi\sqrt{L_{cable}C_{cable}})$. Demgegenüber ist das reale Verhalten der Leitung durch die Eigenfrequenz des angeschlossenen Kabels $f_{d,cable} = 1/(4\sqrt{L_{cable}C_{cable}})$ beschrieben. Die verkettete Spannung zwischen zwei Klemmen der elektrischen Maschine schwingt im hier betrachteten vereinfachten Fall eines unendlich großen Wellenwiderstands der Maschine zwischen $2U_d$ ... 0. Der Überspannungsfaktor zwischen den Maschinenklemmen beträgt $\hat{U}_{v,mot}/U_d = 1 + r_{mot} = 2$ und führt zu einer erhöhten Spannungsbeanspruchung der Isolation der Maschinenwicklung.

Beispiel 8.10-4:
Länge der Motorzuleitung $l = l_{cable} = 100$ m, Wellenausbreitungsgeschwindigkeit $v = 150 \cdot 10^6$ m/s, Zwischenkreisspannung U_d =560 V DC, Reflexionskoeffizient an den Maschinenklemmen $r_{mot} = 1$.

Verkettete Überspannung zwischen zwei Maschinenklemmen:
$\hat{U}_{v,mot} = (1 + r_{mot}) \cdot U_d = 2 \cdot 560\,V = 1120\,V$

Zeit der Wellenausbreitung: $t_p = \dfrac{l_{cable}}{v} = \dfrac{100}{150 \cdot 10^6}$ s $= 0.67\ \mu$s

Frequenz der Spannungsschwingung: $f_{d,cable} = \dfrac{1}{4t_p} = \dfrac{1}{4\sqrt{L_{cable} \cdot C_{cable}}} = 375$ kHz

8.10.2.2 Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen auf verlustfreien Maschinenzuleitungen bei Reflexionskoeffizienten $|r| < 1$

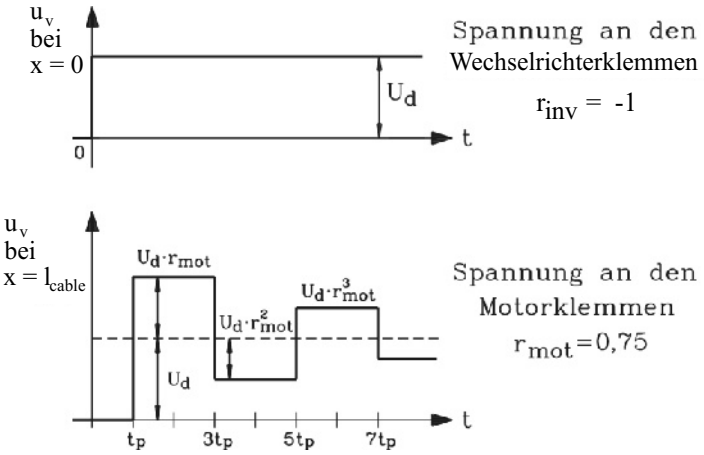


Abb. 8.115: *Schwingung der verketteten Spannung zwischen zwei Klemmen der Maschine infolge der Wellenreflexion an der Maschinenseite mit $r_{mot} = 0.75$ und an der Wechselrichterseite mit $r_{inv} = -1$. Es ist eine verlustfreie Maschinenzuleitung angenommen und die Spannungsanstiegszeit vernachlässigt*

Verwendet man die Gleichungen Gl. (8.272) und Gl. (8.273) mit realen Wellenwiderständen von Maschine, Wechselrichter und Zuleitung, so erhält man die realen Reflexionskoeffizienten $r_{mot} = 0.7 \ldots 0.9$ und $r_{inv} \cong -0.9$. Dieser Einfluß auf die Form der Spannungsschwingung zwischen zwei Maschinenklemmen (Abb. 8.115) für z.B. $r_{mot} = 0.75$ und $r_{inv} = -1$ führt zu einer maximalen reflektierten Spannung $u_r = 0.75 \cdot U_d$ und somit zu einem maximalen verketteten Überspannungfaktor $\hat{U}_{v,mot}/U_d = 1 + r_{mot} = 1.75$ nach der ersten Spannungsreflexion. Die rücklaufende reflektierte Welle wird nach der Zeit t_p am Wechselrichter auf $u_r = -1\,(0.75 \cdot U_d) = -0.75 \cdot U_d$ reflektiert und erfährt nach der Zeit $3t_p$ an den Maschinenklemmen erneut eine Reflexion $u_r = 0.75(-0.75 \cdot U_d) = -0.56 \cdot U_d$. Diese reflektierte Spannungswelle wird am Wechselrichter auf $u_r = -1\,(-0.56 \cdot U_d) = 0.56 \cdot U_d$ reflektiert, an den Maschinenklemmen nach der Zeit $5t_p$ auf $u_r = 0.75(0.56 \cdot U_d) = 0.42 \cdot U_d$ wiederum reflektiert und so weiter. Daher klingt die Amplitude der mit der Frequenz $f_{d,cable}$ schwingenden Maschinen–Klemmenspannung für $t \to \infty$ auf den Wert der Zwischenkreisspannung U_d ab.

Fazit:
Da der Reflexionskoeffizient an den Maschinenklemmen r_{mot} einen Wert zwischen Null und Eins hat, tritt an den Maschinenklemmen ein Spannungsüberhöhungsfaktor $\hat{U}_{v,mot}/U_d = 1 + r_{mot}$ auf, dessen Wert — bezogen auf die Zwischenkreis-

spannung — zwischen 1 und 2 liegt. Dies führt zu einer erhöhten Beanspruchung der Wicklungsisolation der elektrischen Maschine.

Der Wellenwiderstand der Maschinenzuleitung Z_{cable} ist nahezu unabhängig vom Bemessungsstrom. Dieser bestimmt über die zulässige Leiterstromdichte von ca. (2 ... 3) A/mm^2 — abhängig von der Verlegungsart und Kühlung der Zuleitung — den Leiterquerschnitt der Zuleitung. Die Wellenausbreitung längs der Zuleitung ist durch die Felder E und B bestimmt, die sich hauptsächlich in der Isolierung der Zuleitung und zwischen den Leitern ausbilden. Die Dicke der Isolierung — die auch den minimalen Abstand zwischen den parallelen Leitern festlegt — ist abhängig von der Bemessungsspannung der Zuleitung und beeinflußt die Zuleitungsparameter L'_{cable}, C'_{cable}. Für Niederspannung ist die Dicke der Isolierung für unterschiedliche Zuleitungstypen etwa gleich groß, so daß auch für unterschiedliche Leiterquerschnitte der Wellenwiderstand etwa gleich groß ist.

Der Wellenwiderstand der elektrischen Maschine wird überwiegend durch die Induktivität der Wicklungen bestimmt, die bei Asynchronmaschinen aufgrund der induktiven Kopplung von Stator- und Rotorwicklung hauptsächlich durch die Streuinduktivität gebildet wird: $Z_{mot} = \omega\sigma L_s$ (L_s: Statorinduktivität/Strang, σ: Streuziffer, ca. 0.1). Für eine gegebene Bemessungsspannung U_N, jedoch zunehmende Maschinenleistung und Baugröße (Statorinnendurchmesser d_{si} und Blechpaketlänge l_{Fe} nehmen zu!), sinkt die Windungszahl N_s pro Strang auf Grund der Statorspannungsgleichung $U_N \sim \omega_s N_s \Phi_s/\sqrt{2}$, da der Fluß Φ_s pro Pol bei gleicher Bemessungsdrehzahl und Polzahl $2p$ gemäß $\Phi_s = d_{si} l_{Fe} B_{\delta s}/p$ zunimmt. Die Luftspalt–Flußdichte $B_{\delta s}$ ist dabei mit ca. (0.8 ... 1) T wegen der angestrebten guten magnetischen Ausnützung annähernd konstant. Gemäß $L_s \sim N_s^2$ sinkt folglich mit steigender Maschinengröße die Maschineninduktivität und damit auch der Wellenwiderstand.

Fazit:
Der Reflexionskoeffizient $r_{mot} = \dfrac{Z_{mot} - Z_{cable}}{Z_{mot} + Z_{cable}}$ an den Maschinenklemmen sinkt mit steigender Maschinengröße, da das Verhältnis Z_{mot}/Z_{cable}, das zumeist größer als Eins ist, für dieselbe Bemessungsspannung mit steigender Maschinengröße abnimmt. Folglich ist bei kleineren Maschinen die Spannungserhöhung durch Reflexion größer, so daß kleinere Maschinen bei gleicher Bemessungsspannung einer höheren Spannungsbeanspruchung ausgesetzt sind.

Beispiel 8.10-5:

a) Kleiner Asynchronmotor mit 1.1 kW Bemessungsleistung:

- Dreisträngiger, vierpoliger Norm–Asynchronmotor mit Käfigwicklung: 400 V, Y, 50 Hz, 1.1 kW, 2.1 A, Achshöhe 90 mm, gemessener Wellenwiderstand 5000 Ω.
- Motorzuleitung 4 × 1.5 mm^2, Typ H05VVF4G1.5, (3 Phasen R, S, T und ein PE): Stromdichte in der Zuleitung: $J = 2.1/1.5 = 1.4$ A/mm^2, gemessener Wellenwiderstand 83 Ω.

Berechneter Reflexionskoeffizient an den Motorklemmen:

$$r_{mot} = \frac{5000 - 83}{5000 + 83} = 0.967$$

b) Norm–Asynchronmotor mit 18.5 kW Bemessungsleistung:

- Dreisträngiger, vierpoliger Norm–Asynchronmotor mit Käfigwicklung, 400 V, Y, 50 Hz, 18.5 kW, Achshöhe 180 mm, gemessener Wellenwiderstand an den Maschinenklemmen 570 Ω.
- Gemessener Wellenwiderstand der Maschinenzuleitung 75 Ω.

Berechneter Reflexionskoeffizient an den Motorklemmen:

$$r_{mot} = \frac{570 - 75}{570 + 75} = 0.77$$

Wenn der Wellenwiderstand der Motorzuleitung größer als der Wellenwiderstand der elektrischen Maschine ist, ist der Reflexionskoeffizient negativ; es findet keine Spannungsüberhöhung durch Reflexion statt, sondern die Spannung an den Maschinenklemmen steigt beim Schalten von 0 auf U_d kontinuierlich bis zum Wert der Zwischenkreisspannung an.

$$r_{mot} = \frac{Z_{mot} - Z_{cable}}{Z_{mot} + Z_{cable}}; \qquad \text{falls } Z_{mot} < Z_{cable} \quad \Rightarrow \quad r_{mot} < 0 \tag{8.282}$$

8.10.2.3 Kritische Länge der Maschinenzuleitung

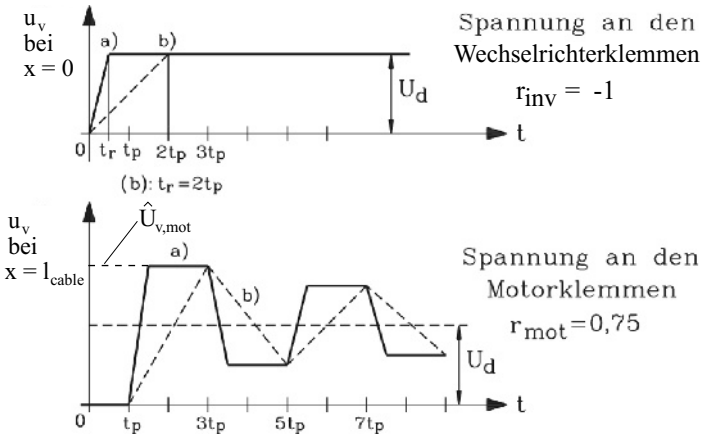


Abb. 8.116: *Oben: Spannungsanstieg an den Wechselrichterausgangsklemmen: a) Spannungsanstiegszeit $t_r = 0.5t_p$, b) $t_r = 2t_p$. Unten: Einschwingen der Spannung an den Maschinenklemmen infolge Reflexion (Reflexionsfakor an den Maschinenklemmen $r_{mot} = 0.75$, an den Wechselrichterausgangsklemmen $r_{inv} = -1$) bei Annahme einer verlustfreien Motorzuleitung*

Aufgrund der endlichen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit du/dt an den Wechselrichterausgangsklemmen, die durch das Schaltverhalten der Leistungselektronik bestimmt ist, kann über die Spannungsanstiegszeit t_r die Wechselrichterausgangsspannung als Rampenfunktion angenähert werden (Abb. 8.116) [661].

Daher nimmt auch die Spannung an den Maschinenklemmen rampenförmig zu. Die Zunahme der verketteten Spannung zwischen zwei Maschinenklemmen von 0 auf $\hat{U}_{v,mot}$ benötigt daher die Zeit t_r. Beträgt die Spannungsanstiegszeit das Doppelte der Wellenlaufzeit, also $t_r = 2t_p$ (Abb. 8.116 b), so erreicht die Spannungsamplitude an den Maschinenklemmen immer noch den maximal möglichen Wert $\hat{U}_{v,mot} = (1 + r_{mot}) \cdot U_d$. Ist die Spannungsanstiegszeit t_r aber größer ($t_r > 2t_p$), dann ist der Spannungsaufbau an den Maschinenklemmen noch nicht abgeschlossen, wenn bereits die an den Wechselrichterausgangsklemmen reflektierte Spannung mit negativer Polarität wieder die Maschinenklemmen erreicht und die Spannung dort wieder abbaut (Abb. 8.117). Beim Grenzfall $t_r = 2t_p$ erreicht die Spannung ihren maximal möglichen Wert erst nach $3t_p$. Bei weiterer Erhöhung der Spannungsanstiegszeit erreicht die Spannungsamplitude nicht mehr ihren maximal möglichen Wert, sondern strebt mit zunehmendem Wert t_r dem Wert der Zwischenkreisspannung U_d zu.

Daher kann zu einer gegebenen Spannungsanstiegszeit t_r, die durch den Wechselrichter bestimmt wird, eine **„kritische Länge der Maschinenzuleitung“** $\boldsymbol{l_{cable,crit}}$ so definiert werden, daß dann gilt: $t_r = 2t_p$ [670]. Ist die Länge der Maschinenzuleitung länger als diese kritische Länge, so tritt an den Maschinenklemmen die maximal mögliche Überspannung durch Spannungsreflexion $\hat{U}_{v,mot} = (1+r_{mot}) \cdot U_d$ auf, da dann die Bedingung $t_r < 2t_p$ erfüllt ist. Bei kürzeren Motorzuleitungen bleibt die Spannungsüberhöhung an den Maschinenklemmen unter diesem Wert (Abb. 8.117), da dann $t_r > 2t_p$ ist.

$$t_r = 2t_p = 2 \cdot \frac{l_{cable}}{v} \quad \Rightarrow \quad l_{cable,crit} = \frac{v \cdot t_r}{2} \tag{8.283}$$

Mit zunehmender **Länge der Maschinenzuleitung** l_{cable} sinkt die Frequenz $f_{d,cable}$ der Spannungsschwingung nach der Reflexion. Durch den mit der Leitungslänge l_{cable} steigenden elektrischen Widerstand der Zuleitung steigt der ohmsche Spannungsabfall längs der Zuleitung, so daß die Höhe der reflexionsbedingten Spannungsamplitude, sobald die kritische Länge überhaupt überschritten ist, mit steigender Länge der Motorzuleitung geringfügig sinkt [684]. Beim Einsatz **langsamer schaltender Leistungselektronik** wie z.B. GTO–Thyristoren oder konventioneller Thyristoren ist die Spannungsanstiegszeit deutlich länger als bei IGBTs und liegt in der Größenordnung von Mikrosekunden. Die kritische Länge der Maschinenzuleitung ist dadurch deutlich länger. Dies erklärt den Umstand, warum erst durch den Einsatz der schnellen IGBT–Wechselrichter das Problem der erhöhten Spannungsbeanspruchung durch Umrichterspeisung auftrat, da bei den älteren Umrichtergenerationen mit Bipolartransistoren, GTO–Thyristoren und Thyristoren die kritische Länge der Motorzuleitung durch die tatsächliche Länge der Leitung zwischen Wechselrichter und Maschine i.a. nicht überschritten wurde.

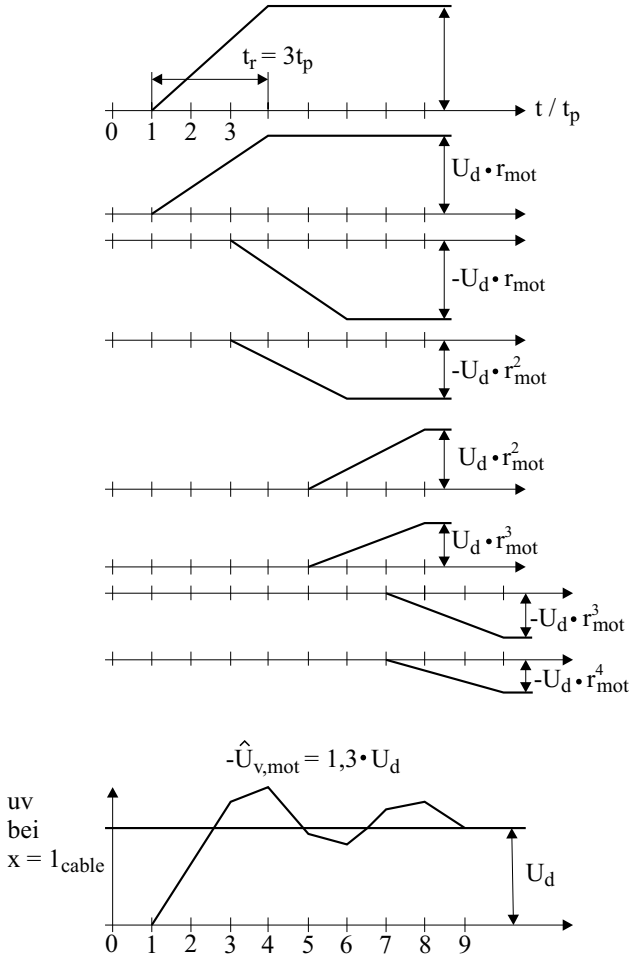


Abb. 8.117: *Die einschwingende Spannung an den Maschinenklemmen erreicht nicht mehr den maximal möglichen Wert (hier:* $(1 + r_{mot}) \cdot U_d = 1,75 \cdot U_d$*), sondern nur* $1,3 \cdot U_d$*, da* $t_r > 2t_p$ *ist, also die kritische Länge der Maschinenzuleitung unterschritten wird! (Beispiel:* $r_{mot} = 0,75$*,* $r_{inv} = -1$*,* $t_r = 3t_p$*). Der unten dargestellte Spannungsverlauf ist die Addition der oben dargestellten Teilwellen zu jedem beliebigen Zeitpunkt!*

Beispiel 8.10-6:
Länge der Maschinenzuleitung zwischen Wechselrichter und Maschine: 100 m.
Wellenausbreitungsgeschwindigkeit längs der Maschinenzuleitung $v = 150 \cdot 10^6$ m/s.

a) IGBT–Wechselrichter: $t_r = 100$ ns:
Kritische Länge der Maschinenzuleitung
$l_{cable,crit} = v \cdot t_r/2 = 150 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-9}/2$ m $= 7.5$ m.

Die kritische Länge wird überschritten; es tritt die maximal mögliche Spannungsüberhöhung an den Maschinenklemmen auf.

b)) GTO–Wechselrichter: $t_r = 5\ \mu$s:
Kritische Länge der Maschinenzuleitung
$l_{cable,crit} = v \cdot t_r/2 = 150 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}/2\,\text{m} = 375\,\text{m}$.
Die kritische Länge wird unterschritten, so daß keine nennswerte Spannungsüberhöhung an den Maschinenklemmen auftritt.

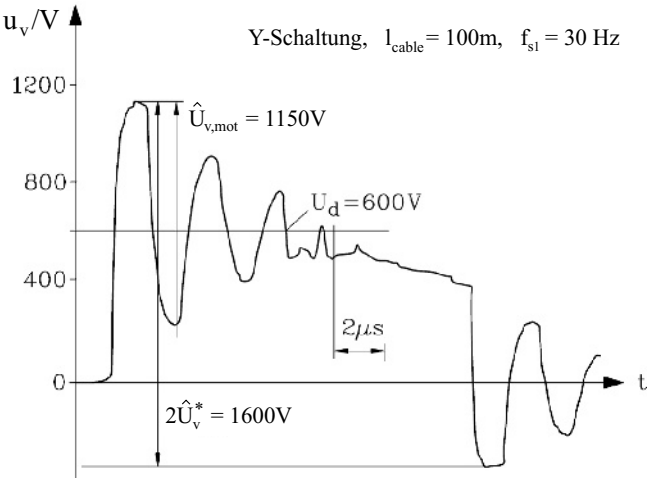


Abb. 8.118: *Gemessenes Einschwingen der verketteten Spannung an den Maschinenklemmen bei Überschreiten der kritischen Länge: 2–poliger Käfigläufer–Asynchronmotor, Achshöhe 80 mm, 400 V, Y, bei Betrieb am IGBT–Umrichter über eine 100 m lange Motorzuleitung, Wechselrichtergrundfrequenz f_{s1} = 30 Hz, Transistorschaltfrequenz f_T = 8 kHz, Zwischenkreisspannung U_d = 600 V*

Beispiel 8.10-7:
2–poliger Käfigläufer–Asynchronmotor, Achshöhe 80 mm, 400 V, Y, gespeist aus einem IGBT–Wechselrichter über eine 100 m lange Maschinenzuleitung mit einer Grundfrequenz $f_{s1} = 30$ Hz bei 600 V Zwischenkreisspannung (Abb. 8.118). Die Dauer der pulsweitenmodulierten Spannungsimpulse beträgt in Abb. 8.118 etwa 14 μs. Die gemessene Spannungsüberhöhung der verketteten Spannung an den Maschinenklemmen beträgt $\hat{U}_{v,mot} = (1+r_{mot}) \cdot U_d = 1150$ V. Daraus wird der Reflexionskoeffizient $r_{mot} = 0.92$ zurückgerechnet. Aus der gemessenen Einschwingfrequenz der Spannung $f_{d,cable} = 1/(4t_p) = 375$ kHz wird die Ausbreitungszeit der Wanderwelle längs der Maschinenzuleitung (Laufzeit) $t_p = 666$ ns ermittelt, dies läßt auf eine Wanderwellengeschwindigkeit in der Maschinenzuleitung von 150 m/μs schließen. Die Spannungsanstiegszeit $t_r = 500$ ns ist folglich deutlich kürzer als die doppelte Laufzeit $2t_p = 1330$ ns, so daß die **maximal mögliche Spannungsamplitude** infolge Spannungsreflexion auftritt.

8.10.3 Transiente Spannungsverteilung in der Maschinenwicklung

Die Maschinenwicklung im Stator kann pro Strang durch ein Ersatzschaltbild dargestellt werden. Dieses besteht aus Induktivitäten pro Windung ΔL, Leiter–Erd–Kapazitäten ΔC_E zwischen den Leitern und dem Statorblechpaket mit der dazwischen liegenden Wicklungsisolation, und aus Serienkapazitäten ΔC_s zwischen benachbarten Leitern mit der dazwischen liegenden Windungsisolation [676], die bei Niederspannungsmaschinen aus dem Lack der lackisolierten Leiterdrähte, Tränkharz und Lufteinschlüssen besteht. Da die Leiteroberfläche zwischen benachbarten Drähten kleiner als die Fläche zur Eisenoberfläche ist, sind die Erdkapazitäten i.a. deutlich größer als die Serienkapazitäten $\Delta C_E \gg \Delta C_s$. Wenn der Einfachheit halber die Ersatzelemente von Windung zu Windung gleich groß angenommen werden, so erhält man ein Kettenleiter–Ersatzschaltbild gemäß Abb. 8.119a [669].

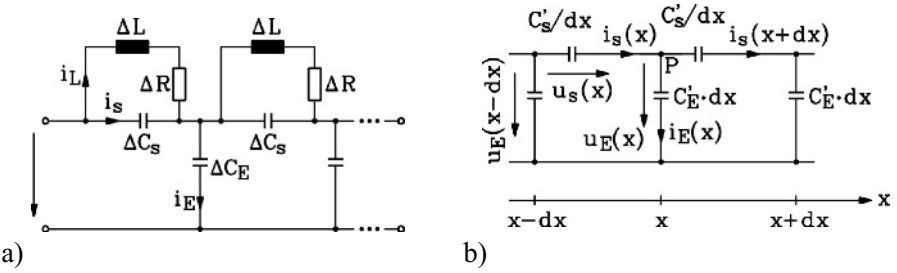


Abb. 8.119: *a) Kettenleiter–Ersatzschaltbild eines Stranges der Statorwicklung für die Berechnung der transienten Spannungsverteilung, b) Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze auf das Kettenleiter–Ersatzschaltbild mit ausschließlicher Berücksichtigung der Kapazitäten*

Mit der Windungszahl N_s pro Strang und der Länge einer Windung Δx erhalten wir für die gesamte **Leiter–Erd–Kapazität C_E** und die gesamte **Serienkapazität C_s pro Strang**

$$C_E = N_s \cdot \Delta C_E, \qquad C_s = \frac{\Delta C_s}{N_s} \tag{8.284}$$

Mit der gesamten Wicklungslänge $l = N_s \cdot \Delta x$ wird der Kapazitätsbelag C' bestimmt:

$$C_E = N_s \Delta x \cdot \frac{\Delta C_E}{\Delta x} = l \cdot C'_E, \qquad C_s = \frac{\Delta C_s \cdot \Delta x}{N_s \Delta x} = \frac{C'_s}{l} \tag{8.285}$$

Pro Windung gilt daher:

$$\Delta C_E = C'_E \cdot \Delta x, \qquad \Delta C_s = \frac{C'_s}{\Delta x} \tag{8.286}$$

Wird die infinitesimal kurze Länge dx anstelle der endlichen Länge Δx eingeführt, kann auf den Kettenleiter die Infinitesimalrechnung angewendet werden: $dC_E = C'_E \cdot dx$, $dC_s = C'_s/dx$.

Bei Sternschaltung der Drehfeldmaschine wird ein Schaltvorgang der verketteten Wechselrichterspannung von Null auf die Zwischenkreisspannung mit vernachlässigter Spannungsanstiegszeit ($t_r = 0$ für Schalten von 0 auf U_d) als Spannungssprung von 0 auf U_d dargestellt. Die Spannung U_d liegt somit an $2N_s$ Windungen. Aufgrund des Induktionsgesetzes $u_L = \Delta L \cdot di_L/dt$ muß der Leiterstrom i_L in der Windung kurz vor und nach dem Schaltvorgang denselben Wert haben, beispielsweise Null sein. Daher müssen für die Berechnung der transienten Spannungsverteilung kurz nach dem Schaltvorgang nur die Kapazitäten berücksichtigt werden. Mit Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze (Abb. 8.119b) ergeben sich die kapazitiven Ladeströme gegen Erde und zwischen den Windungen:

$$i_E(x) = C'_E \cdot dx \cdot \frac{du_E(x,t)}{dt}, \quad i_s(x) = \frac{C'_s}{dx} \cdot \frac{du_s(x,t)}{dt} \tag{8.287}$$

Mit Anwendung der Kirchhoff–Gesetze (Knotenregel im Knoten P, Maschenregel für Masche links von P in Abb. 8.119b) und der Infinitesimalrechnung gemäß $i(x+dx) = i(x) + \dfrac{di}{dx} \cdot dx$ erhalten wir:

$$i_s(x) = i_s(x+dx) + i_E(x) \quad \Rightarrow \quad 0 = \frac{di_s}{dx} \cdot dx + i_E(x) \tag{8.288}$$

$$u_E(x-dx) = u_s(x) + u_E(x) \quad \Rightarrow \quad 0 = \frac{du_E}{dx} \cdot dx + u_s(x)$$

$$\Rightarrow \quad 0 = \frac{d^2u_E}{dx^2} \cdot dx + \frac{du_s}{dx} \tag{8.289}$$

Aus Gl. (8.287) und (8.288) erhalten wir durch Elimination von i_E, i_s und anschließende Integration

$$0 = \frac{di_s}{dx} \cdot dx + i_E(x) \quad \Rightarrow \quad 0 = \frac{d}{dt}\left(\frac{du_s}{dx}\right) \cdot C'_s + C'_E \cdot dx \cdot \frac{du_E}{dt}$$

$$\Rightarrow \quad 0 = \frac{du_s}{dx} \cdot C'_s + C'_E \cdot dx \cdot u_E$$

und mit Berücksichtigung von Gl. (8.289) die **Differentialgleichung für u_E**:

$$\frac{d^2u_E}{dx^2} - \frac{C'_E}{C'_s} u_E(x) = 0 \tag{8.290}$$

Für die Randbedingungen $u_E(x=0) = U_d$, $u_E(x=l) = 0$ lautet die Lösung von Gl. (8.290):

$$u_E(x) = U_d \cdot \frac{\sinh(\gamma \cdot (l-x))}{\sinh(\gamma \cdot l)} \quad \text{mit} \quad \gamma = \sqrt{\frac{C'_E}{C'_s}}, \qquad \text{Einheit: } [\gamma] = 1/m \tag{8.291}$$

Die Verteilung der Spannung gegen Erde innerhalb der Wicklung unmittelbar nach Anlegen eines Spannungssprungs (Abb. 8.120a) für unterschiedliche Werte von $\gamma \cdot l$ zeigt eine **nichtlineare** Verteilung. Nur für $\gamma \cdot l \to 0$, also bei vernachlässigbarer Kapazität gegen Erde, ergibt sich eine lineare Verteilung, doch ist diese Annahme unrealistisch, da stets Leiter–Erd–Kapazitäten vorhanden sind.

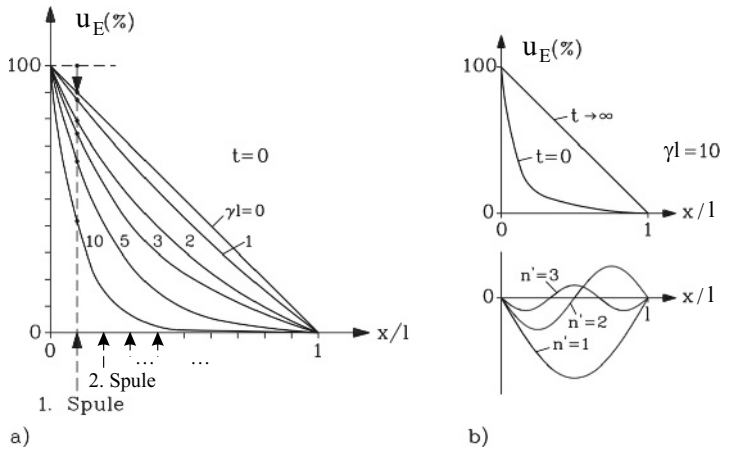


Abb. 8.120: *a) Nichtlineare Verteilung der Leiter–Erd–Spannung längs der Wicklung unmittelbar nach Anlegen eines Spannungssprungs (= vernachlässigte Spannungsanstiegszeit) b) Die verteilten Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände der Wicklungsstränge verursachen einen Einschwingvorgang der Leiter–Erd–Spannung, der mit der nichtlinearen Spannungsverteilung $u_E(x, t = 0)$ von a) beginnt und mit der linearen Verteilung $u_E(x, t \to \infty)$ endet. Die mathematische Lösung der Spannungsverteilung des Einschwingvorgangs ergibt sich als Summe von Sinusverteilungen, deren Amplituden mit aufsteigenden Ordnungszahlen $n' = 1...\infty$ abnehmen*

Beispiel 8.10-8:
Drehstromwicklung in Sternschaltung, $n = 5$ Spulen je Strang, also $2n = 10$ Spulen zwischen zwei Klemmen. Als Verhältnis von Leiter–Erd–Kapazitätsbelag und Serienkapazitätsbelag wird der daraus folgende Parameter $\gamma \cdot l = 8$ angenommen.
Die Leiter–Erd–Spannung nach einem Spannungssprung von 0 auf U_d wird mit Gl. (8.291) für eine Zwischenkreisspannung $U_d = 600\,\mathrm{V}$ berechnet. Die an einer Spule anliegende Spannung wird aus der Differenz der Leiter–Erd–Spannungen am Beginn und Ende (in Abb. 8.120a z.B. zwischen $x/l = 0.1$ und $x/l = 0.2$)

einer Spule berechnet (Abb. 8.120a und Tab. 8.14). Für die i–te Spule tritt die Spulenspannung zwischen $x/l = (i-1)/(2n)$ und $x/l = i/(2n)$ auf:

$$u_{c,i-1,i} = u_{E(i-1)} - u_{E(i)} \tag{8.292}$$

Aufgrund der nichtlinearen Spannungsverteilung erfährt die erste Spule die Spannung $u_{c,0,1} = u_{E(0)} - u_{E(1)}$, also mit $u_{c,0,1}/U_d = 330/600 = 55\%$ der Zwischenkreisspannung eine 5.5–fach höhere Spannungsbeanspruchung als bei linearer Spannungsverteilung, bei der die Spulenspannung nur 10% der Zwischenkreisspannung beträgt: $U_d/(2n)/U_d = (600/10)/600 = 10\%$ (Tab. 8.14).

Tabelle 8.14: *Nichtlineare Verteilung der Leiter–Erd- und der Spulenspannung längs zweier Stränge einer Drehstromwicklung nach Anlegen eines Spannungssprungs von 600 V (bei vernachlässigter Spannungsanstiegszeit),* $\gamma \cdot l = 8$

x/l	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
u_E/V	600	270	121	54	24	11	5	2.2	1	0.4	0
u_c/V	–	330	149	67	30	13	6	2.8	1.2	0.6	0.4
Spule Nr.		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Die Windungsinduktivität ΔL, die Kapazitäten ΔC_E, ΔC_s je Windung und der Windungswiderstand ΔR rufen eine räumlich–zeitlich verteilte gedämpfte Schwingung der Spannungsverteilung hervor, die mit der bereits erwähnten nichtlinearen Spannungsverteilung $u_E(x, t=0)$ beginnt und nach Abklingen der Schwingung in einer linearen Spannungsverteilung $u_E(x, t \to \infty)$ endet. Diese Schwingung wird als Lösung der vollständigen partiellen Differentialgleichung erhalten, die dem Kettenleiter in Abb. 8.119a entspricht. Die räumliche Verteilung der Leiter–Erd–Spannung kann durch eine (unendliche) Summe von sinusförmigen Spannungsverteilungen (den Eigenmoden) dargestellt werden, wobei die Anzahl der Sinushalbwellen je Mode durch die Ordnungszahl n' bestimmt ist. In Abb. 8.120b sind die ersten drei Eigenmoden dargestellt: $n' = 1$, $n' = 2$, $n' = 3$. Deren Amplituden sinken mit steigender Ordnungszahl (Abb. 8.120b). Da die erhöhte Spannungsbeanspruchung der ersten Spule durch den Schaltvorgang bereits durch die nichtlineare Anfangsverteilung bei $t = 0$ beschrieben wird, wird der räumlich–zeitliche Einschwingvorgang der Spannung längs der Wicklung hier nicht weiter betrachtet [683]. Dieses Einschwingen darf mit dem zuvor beschriebenen Einschwingen der Klemmenspannung infolge Reflexionen nicht verwechselt werden; es findet innerhalb der Wicklung statt.

Fazit:

Die Leiter–Erd–Spannung unmittelbar nach Anlegen eines Spannungssprungs ist entlang der Wicklung nichtlinear verteilt. Der Grad der Nichtlinearität nimmt mit größer werdendem Parameter $\gamma = \sqrt{C'_E/C'_s}$ zu, also mit steigendem Verhältnis von Leiter–Erd–Kapazität zu Serienkapazität. Er wird von den Kapazitäten der Wicklung, nicht aber von ihren Induktivitäten bestimmt.

8.10.4 Beanspruchung der Wicklungsisolierung bei Umrichterspeisung

In Abb. 8.121 sind die gemessenen Spannungen im Wicklungssystem einer in Stern geschalteten Norm–Asynchronmaschine, nämlich

- die verkettete Spannung zwischen zwei Maschinenklemmen (Abb. 8.121a),
- die Leiter–Erd–Spannung zwischen einer Maschinenklemme und der Erdungsklemme (Abb. 8.121b),
- die Spannung an der ersten Spule in einem Strang nach den Maschinenklemmen (Abb. 8.121c)

bei Umrichterspeisung mit IGBT–Wechselrichter und Pulsweitenmodulation der verketteten Spannung dargestellt.

Spannungsbeanspruchung zwischen zwei Strängen (Phasen):
Der Umrichter wird aus dem 400 V / 50 Hz–Netz gespeist, die Zwischenkreisspannung beträgt ca. 600 V. Da die Leitungsverbindung zwischen Wechselrichter und Maschinenklemmen 30 m lang ist, wird die kritische Leitungslänge überschritten. Daher wird bei der Spannungsreflexion das maximal mögliche Überschwingen der verketteten Spannung von ca. +70% erreicht: $1.7 \cdot U_d = 1.7 \cdot 600\,\mathrm{V} = 1020\,\mathrm{V}$. Diese erhöhte Spannung ist ausreichend niedrig, um einen Überschlag zwischen zwei Maschinenklemmen zu vermeiden, denn die Maschine muß gemäß der Hochspannungsprüfung nach IEC 60034–1 der Prüfspannung $U_{test,rms} = 2U_N + 1000\,V = 2 \cdot 400\,\mathrm{V} + 1000\,\mathrm{V} = 1800\,\mathrm{V}$ bei 50 Hz für 2 Minuten standhalten, also spannungsfest bis zu einer Spannungsamplitude von $1800 \cdot \sqrt{2}\,\mathrm{V} = 2545\,\mathrm{V}$ sein. Allerdings tritt das Überschwingen mit jedem Ein- und Ausschalten eines Spannungsimpulses auf, so daß mit der Pulsfrequenz $f_p = 2f_T$ im kHz–Bereich eine Spannungsscheiteldifferenz

$$2\hat{U}_v^* = U_d \cdot (1 + 2r_{mot}) \tag{8.293}$$

zwischen den Klemmen auftritt.
In Abb. 8.121 beträgt dieser Wert $2\hat{U}_v^* = 600\,\mathrm{V} \cdot (1 + 2 \cdot 0.7) = 1440\,\mathrm{V}$.
Im schlimmsten Fall, nämlich bei einem Reflexionskoeffizient $r_{mot} = 1$ tritt die Spannungsdifferenz $2\hat{U}_v^* = U_d \cdot (1 + 2r_{mot}) \cong 3U_d = 1800\,\mathrm{V}$ auf. Zusätzlich zur Pulsfrequenz ergibt sich auf Grund der Wellenreflexionen eine Einschwingfrequenz $f_{d,cable}$ von ca. $(200 \ldots 400)\,\mathrm{kHz}$, abhängig von der Leitungslänge und dem Kabeltyp.

In den beiden stirnseitigen **Wickelköpfen** der drei Stränge R, S, T kreuzen sich die drei Wicklungsstränge. An diesen Kreuzungspunkten wirken die hochfrequente Wechselspannung mit der Amplitude $\hat{U}_v^* = 1.5U_d$ (z.B. $\hat{U}_v^* = 1.5 \cdot 600\,\mathrm{V} = 900\,\mathrm{V}$) und die maximale verkettete Spannung $\hat{U}_{v,mot} = 2U_d$ (z.B. $\hat{U}_{v,mot} = 2 \cdot 600\,\mathrm{V} = 1200\,\mathrm{V}$). Ohne zusätzliches Isolationsmaterial an diesen Kreuzungspunkten wirkt nur die Lackschicht auf den Drähten als wirksame Isolierung.

Diese Lackschicht ist für Sinus–Netzbetrieb ausgelegt, also für eine Amplitude der verketteten Spannung von $\hat{U}_v = \sqrt{2} \cdot U_{Netz} = \sqrt{2} \cdot 400\,\mathrm{V} = 565\,\mathrm{V}$ und 50 Hz. Folglich steigt die Spannungsbeanspruchung der Wicklungsisolierung durch die verkettete Spannung bei Umrichterspeisung um 50% ... 100%:

$$\frac{\hat{U}_v^*}{\hat{U}_{Netz}} \cong \frac{1.5U_d}{U_d} = 1.5 \qquad \frac{\hat{U}_{v,mot}}{\hat{U}_{Netz}} \cong \frac{2U_d}{U_d} = 2.0 \tag{8.294}$$

Diese Situation wird durch die hohe Frequenz $f_p = 2f_T$ deutlich verschärft, die im Vergleich zu Sinus–Netzbetrieb um den typischen Faktor $f_p/f_{Netz} = (2000\ ...8000)/50 = 40\ ...160$–mal höher ist [671]. Bei jeder Spannungsänderung kommt es nämlich zu fortgesetztem Auf- und Entladen der elektrischen Kapazitäten z.B. an Lufteinschlüssen im Isolierstoff, und damit bei Überschreiten der elektrischen Durchbruchfeldstärke zu einer Folge von kleinen Entladungen, die durch die damit verbundene Funkenerosion diesen Isolierstoff weiter schädigt. Dies wurde durch Grundsatzuntersuchungen an Drahtpaaren unterschiedlicher Geometrie nachgewiesen [661,673]. Das Einschwingen der reflektierten Spannung mit der Frequenz $f_{d,cable}$ kommt noch hinzu. Jeder Spannungsimpuls kann also an Drahtlack–Fehlstellen und Lufteinschlüssen im Tränkharz durch die lokale, zu hohe elektrische Feldstärke die Luft ionisieren und kleine Funken zünden, deren Fußpunkte die Lackschicht binnen kürzester Zeit durchbrennen, so daß es zum Phasenschluß beispielsweise zwischen Strang R und S kommt. Diese sogenannten **Teilentladungen (TE) („partial discharges (PD)“)** [673] sind zunächst optisch kaum erkennbar, führen jedoch nach erfolgter Erosion der schützenden Drahtlackschicht zum Überschlag und damit Kurzschluß zwischen zwei Wicklungssträngen.

Aus diesem Grund müssen Phasenzwischenlagen zwischen den einzelnen Wicklungssträngen in den Wickelköpfen der Drehstromwicklungen angeordnet werden, die das elektrische Feld soweit herabsetzen, daß es zu keinen Teilentladungen kommt [659]. Diese höherwertige Phasenisolation zeichnet u.a. „umrichterfeste“ Niederspannungs–Maschinenwicklungen aus. Sie muß durch eine Messung der Teilentladungs–Einsetzspannung beim Hersteller auf ihre Funktionstüchtigkeit überprüft werden (Abb. 8.122) [660]. In einem speziellen Prüfkreis wird die Wicklung mit sinusförmiger netzfrequenter Wechselspannung steigender Amplitude gespeist. Über einen Hochfrequenz–Auskoppelkreis werden die hochfrequent auftretenden Entladungsimpulse der Teilentladungen gemessen. Bei steigender Spannung wird jene Spannungshöhe, bei der die Teilentladungen einsetzen, als TE–Einsetzspannung, und bei sinkender Amplitude jene Spannung, bei der Teilentladungen verlöschen, als TE–Aussetzspannung bezeichnet. Im Beispiel der Abb. 8.122 ist die TE–Messung eines kleinen Synchron–Reluktanz–Motors mit Drehstrom–Niederspannungswicklung dargestellt. Durch einen Fabrikationsfehler ist eine Phasenzwischenlage zwischen Strang R und S verschoben, so daß sich die lackisolierten Drähte der zwei Stränge berühren.

Mit steigender Prüfspannung treten bei 740 V (das entspricht einer Spannungsamplitude von $\sqrt{2} \cdot 740\,\mathrm{V} = 1045\,\mathrm{V}$) Teilentladungen bei einer Wicklungs-

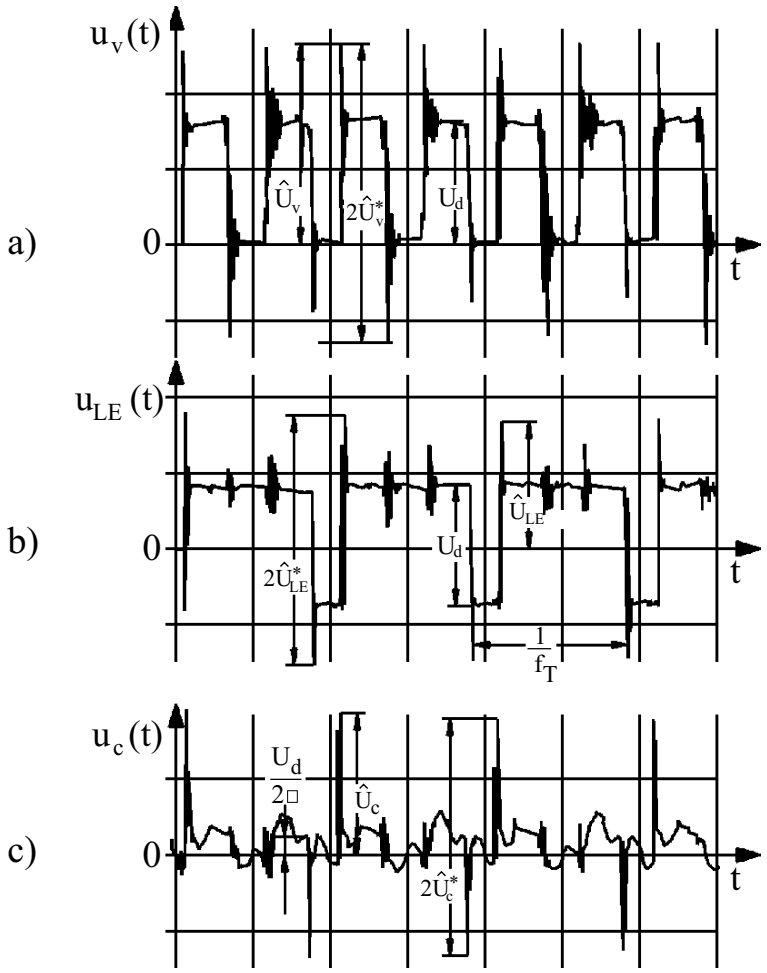


Abb. 8.121: *Gemessene Spannungen im Wicklungssystem eines Norm–Asynchronmotors bei pulsweitenmodulierter IGBT–Umrichterspeisung, Motorbemessungsspannung 400 V, Y–Schaltung, Zwischenkreisspannung 600 V, Länge der Leitung zwischen Motor und Wechselrichter 30 m [670]. a) Verkettete Spannung, b) Leiter–Erd–Spannung, c) Spannungsfall an der ersten Spule je Strang nach der Maschinenklemme*

temperatur von 20 °C auf, so daß die **TE–Einsetzspannung** für diese Maschine 740 V beträgt. Dieser Wert ist zu niedrig, um auch bei betriebswarmer Wicklung einen teilentladungsfreien Betrieb am Umrichter zu gewährleisten, sinkt doch die TE–Einsetzspannung von für Niederspannung isolierten Wicklungen mit ca. 4 V/K [661]. Bei einem Isolationssystem für Wärmeklasse F (gemäß IEC 60034–1) mit ca. 150 °C Wicklungstemperatur wird folglich eine TE–Einsetzspannung

$U_{pd} = 1200\,\mathrm{V}$ bei $20\,^{\circ}\mathrm{C}$ benötigt, um auch bei $150\,^{\circ}\mathrm{C}$ noch eine ausreichende Reserve zu gewährleisten.

$$\begin{aligned} 20\,^{\circ}C \quad &: \quad U_{pd} = 1200\,\mathrm{V},\ \hat{U}_{pd} = 1700\,\mathrm{V} \\ \Rightarrow & \\ 150\,^{\circ}C \quad &: \quad \hat{U}_{pd} = 1700\,\mathrm{V} - 4 \cdot (150 - 20)\,\mathrm{V} = 1180\,\mathrm{V} \approx \hat{U}_{v,mot} \end{aligned}$$

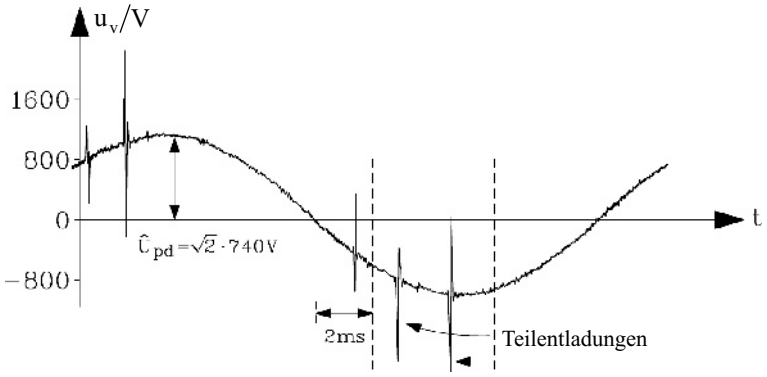


Abb. 8.122: *Messung der Teilentladungseinsetzspannung der Statorwicklung eines 2–poligen 400 V–Synchron–Reluktanzmotors, Y–Schaltung der Statorwicklung, 50 Hz; Messung bei 20° C. Zwischen Strang R und S treten bei einer Prüfspannung von 740 V (r.m.s.) Teilentladungen auf, da die Phasenzwischenlage zwischen den beiden Strängen verschoben ist*

Leiter–Erd–Spannungsbeanspruchung:

Die elektrische Potentialdifferenz zwischen jeder Windung und dem Erdpotential ändert sich mit der Wechselspannungsamplitude $\hat{U}^*_{LE} = U_d/2 + r_{mot}U_d$. Beispielsweise ergibt sich bei einer 400 V–Netzeinspeisung eine Zwischenkreisspannung von ca. 600 V und somit eine Leiter–Erd–Wechselspannungsamplitude $\hat{U}^*_{LE} = (600\,\mathrm{V})/2 + 1 \cdot 600\,\mathrm{V} = 900\,\mathrm{V}$. Zwar ist diese Amplitude gleich groß wie bei der verketteten Spannung, aber die zugehörige Frequenz ist nur halb so groß. Es tritt nämlich die Schaltfrequenz f_T und nicht die Pulsfrequenz $2f_T$ auf.
Auch ist der Maximalwert der Leiter–Erd–Spannung $\hat{U}^*_{LE,mot} = U_d/2 + r_{mot}U_d = (600\,\mathrm{V})/2 + 1 \cdot 600\,\mathrm{V} = 900\,\mathrm{V}$ niedriger als jener der verketteten Spannung mit 1200 V. Daher ist die Spannungsbeanspruchung bei Umrichterspeisung zwischen **Leiter und Erde** niedriger (Abb. 8.121b) als zwischen zwei Strängen.

Spannungsbeanspruchung der ersten Spule nach der Maschinenklemme:

Die Spannungsbeanspruchung der ersten Spule je Strang nach der Maschinenklemme kann deutlich höher sein als die der nachfolgenden Serienspulen, wenn die Spannungsanstiegszeit kurz ist ($< 1\ \mu$s), wie die Rechnung in Kap. 8.10.3 für den Grenzfall $t_r = 0$ gezeigt hat. Eine verstärkte Isolierung zwischen den beiden

Anschlüssen der ersten Spule kann erforderlich werden, wenn beide Anschlüsse räumlich eng benachbart angeordnet sind. In Abb. 8.121c ist der zeitliche Verlauf und die Amplitude $\hat{U}_c$ der Spannung an der ersten Spule je Strang dargestellt, die aufgrund des o.g. Einschwingverhaltens hin zur linearen Spannungsverteilung längs des Wicklungsstrangs abklingt. Auf jede Spule wirkt bei linearer Spannungsverteilung die Spannung $U_d/(2n)$, da bei Sternschaltung die Anzahl der Serienspulen von zwei Strängen in Serie, also $2n$ (bei n Serienspulen je Strang), mit der Zwischenkreisspannung beansprucht wird. Die gemessene Spannungsspitze der Spulenspannung in Abb. 8.121c beträgt etwa $\hat{U}_c/(U_d/(2n)) = 8$, so daß diese erste Spule bei $2n = 10$ Spulen mit etwa 80% der Zwischenkreisspannung für kurze Zeit beansprucht wird. Wir halten fest: Ohne Spannungsreflexion und nichtlineare Spannungsverteilung beträgt die Spannungsdifferenz je Spule $\hat{U}_c = U_d/(2n)$. Infolge der Wellenreflexion erhöht sich die Potentialdifferenz zwischen zwei Strängen auf den Wert $(1 + r_{mot}) \cdot U_d$, wovon die erste Spule mit dem erhöhten Wert $k \cdot (1 + r_{mot}) \cdot U_d$ auf Grund der nichtlinearen Spannungsverteilung belastet wird. Die durch die nichtlineare Spannungsverteilung längs des Wicklungsstrangs erhöhte Spannungsbeanspruchung ist — mit Berücksichtigung der Reflexion — folglich

$$\hat{U}_c = \left(k \cdot (1 + r_{mot}) - \frac{1}{2n} \right) \cdot U_d \tag{8.295}$$

wobei gemäß Gl. (8.292) der Überhöhungsfaktor

$$k = \frac{u_{E(0)} - u_{E(1)}}{u_{E(0)}} \tag{8.296}$$

vom Verhältnis der Erd- zur Spulenserienkapazitätsbeläge $\gamma = \sqrt{C'_E/C'_s}$ der Wicklung abhängt.

Zusammenfassend sind in Tab. 8.15 die Spannungsbeanspruchungen der Maschinenwicklung von Niederspannungsmaschinen für 400 V und 500 V Bemessungsspannung für den ungünstigsten Fall der sehr langen, verlustlosen Maschinenzuleitung $l_{cable} \gg l_{crit}$ und $r_{mot} = 1$ angegeben.

Beispiel 8.10-9:
Speisung eines leer laufenden 2.2 kW–Norm–Asynchronmotors (400 V / 50 Hz) mit einem 4.1 kVA–PWM–Spannungszwischenkreisumrichter aus dem 400 V / 50 Hz–Netz (Zwischenkreisspannung 560 V) bei variabler Länge der Maschinenzuleitung (0 ... 200) m (Abb. 8.123).

Fazit:
Bei IGBT–Wechselrichterspeisung von Niederspannungs–Drehstrommaschinen wird die Wicklung infolge Spannungsreflexionen an den Maschinenklemmen und durch eine nichtlineare Verteilung der Spannung längs der Wicklungsstränge deutlich höher beansprucht als bei Speisung mit netzfrequenter Sinuswechselspannung. Schon ab etwa sieben Meter (7 m) Länge der Leitung zwischen Wechselrichter und Drehstrommaschine wird die kritische Leitungslänge überschritten,

Tabelle 8.15: *Spannungsbeanspruchung von Maschinenwicklungen bei Umrichterspeisung*

Umrichter–Eingangsspannung	$U_{v,Netz}$	400 V	500 V
Zwischenkreisspannung	$U_d \approx \sqrt{2} \cdot U_{v,Netz}$	565 V	710 V
Maschinen–Nennspannung	U_N	400 V	500 V
Amplitude der verketteten Maschinen-Klemmenspannung	$\hat{U}_v = (1 + r_{mot}) \cdot U_d$	1130 V	1420 V
Amplitude der Leiter–Erd–Spannung	$\hat{U}_{LE} = (0.5 + r_{mot}) \cdot U_d$	850 V	1060 V
Amplitude der pulsfrequenten Klemmen-Wechselspannung	$\hat{U}_v^* = (0.5 + r_{mot}) \cdot U_d$	850 V	1060 V
Amplitude der taktfrequenten Leiter–Erd–Wechselspannung	$\hat{U}_{LE}^* = (0.5 + r_{mot}) \cdot U_d$	850 V	1060 V
Amplitude der pulsfrequenten Wechselspannung an der 1. Spule je Strang	$\hat{U}_c = \left(k \cdot (1 + r_{mot}) - \frac{1}{2n}\right) \cdot U_d$		
	z.B. $n = 6, k = 0.3$	290 V	365 V
	$n = 6, k = 0.6$	630 V	790 V

und die Spannungsspitzen infolge Reflexionen treten in voller Höhe auf.
Für den Einsatz am IGBT–Wechselrichter ist daher eine verbesserte Wicklungsisolierung erforderlich, deren Teilentladungseinsetzspannung bei etwa 1200 V Effektivwert (bei 20 °C Wicklungstemperatur) liegen muß, um für Umrichter mit Eingangsspannungen von 400 V Bemessungsspannung geeignet zu sein. Dieses Ziel wird durch folgende Maßnahmen erreicht:

- Einsatz von Kupfer–Runddrähten mit erhöhtem Lackauftrag (z.B. Doppellackdraht mit einem speziellen „Overcoating“)

- Ertüchtigte Harztränkverfahren für die Wicklung zur Minimierung der Zahl von Hohlräumen in der Harzisolierung (z. B. Vakuumimprägnierverfahren)

- Überprüfung der korrekten Lage der Flächen–Isolation (Nutauskleidung, Phasenzwischenlagen, Deckschieber) durch Teilentladungsmessungen der ungetränkten und getränkten Wicklung

- Vermeidung von Kreuzungen der Spulenanschlüsse besonders der ersten Spule je Strang.

8.10.5 Umrichterbedingte Lagerströme in elektrischen Maschinen

Im Falle sinusgespeister Drehfeldmaschinen sind elektrische Lagerströme infolge **magnetischer Unsymmetrien** seit über hundert Jahren bekannt, als sie *Franklin Punga* [685] das erste Mal beschrieb. Es bildet sich dabei ein zeitlich sinusförmig veränderndlicher magnetischer Ringfluß $\Delta\Phi$ (als Restfluß von sich durch die magnetische Unsymmetrie nicht aufhebender Teilflüsse) um die Maschinenwelle aus, der in die „elektrische Masche“ — gebildet aus Welle, Lagern, Lagerschilden und Statorjoch bzw. Gehäuse — eine Wechselspannung induziert (Abb. 8.124). Wenn diese eher langsam veränderliche Spannung (z.B. 50 Hz) einen Spitzenwert von ca. 0.7 V zwischen Lagerinnen- und -außenring überschreitet, bricht der dünne Lagerschmierfilm elektrisch durch, und es fließt ein Wechselstrom durch die Lager als Kreisstrom in der besagten „Masche“, erkennbar durch entgegengesetztes Strom–Vorzeichen in den beiden Lagern. Die Fußpunkte der kleinen Entladungslichtbögen bilden Aufwerfungen in der Laufbahn der Wälzkörper, die zu erhöhten Reibungsverlusten und mechanischer Verformung der Laufbahn („Riffelbildung“) führen können, so daß bei Überschreitung der Lagerstromdichte von ca. (0.1 ... 0.3) A/mm^2 ein mechanischer Ausfall der Lager wahrscheinlich ist. Mit steigendem magnetischem Fluß pro Pol, also bei großen (typisch ab Achshöhe 500 mm) und vor allem zweipoligen Maschinen, nimmt dieser Einfluß der magnetischen Unsymmetrien auf die Lagerstrombildung zu. Diesen **„niederfrequenten“ Lager–Kreisstrom i_b** unterbricht man, indem zumindest eines der beiden Lager isoliert wird.

Bei Speisung mit schnellen IGBT–Wechselrichtern tritt nun ein zusätzlicher **„hochfrequenter“ Lagerstrom $i_{b,HF}$** infolge einer zusätzlichen — vom Umrichter hervorgerufenen Gleichtaktspannung u_{M0} — auf, und zwar sowohl als

- Entladestrom in den Lagern gegen Erde [663] als auch als
- hochfrequenter Kreisstrom über die Lager.

Die Entstehung dieses zusätzlichen hochfrequenten Lagerstroms $i_{b,HF}$, in der Folge einfach ebenfalls i_b genannt, wird nun erläutert.

8.10.5.1 Gleichtaktspannung der Statorwicklung gegen Erde

Die Ursache für die hochfrequenten Lagerströme ist in jedem Fall die umrichterbedingte Gleichtaktspannung u_{M0} (Common–mode–Spannung). Diese Gleichtaktspannung u_{M0} der Statorwicklung ist die Differenz zwischen dem mittleren, gemeinsamen Wicklungspotential, gebildet aus dem arithmetischen Mittelwert der Potentiale der drei Maschinenklemmen φ_R, φ_S, φ_T, und dem Erdpotential φ_E (Abb. 8.125).

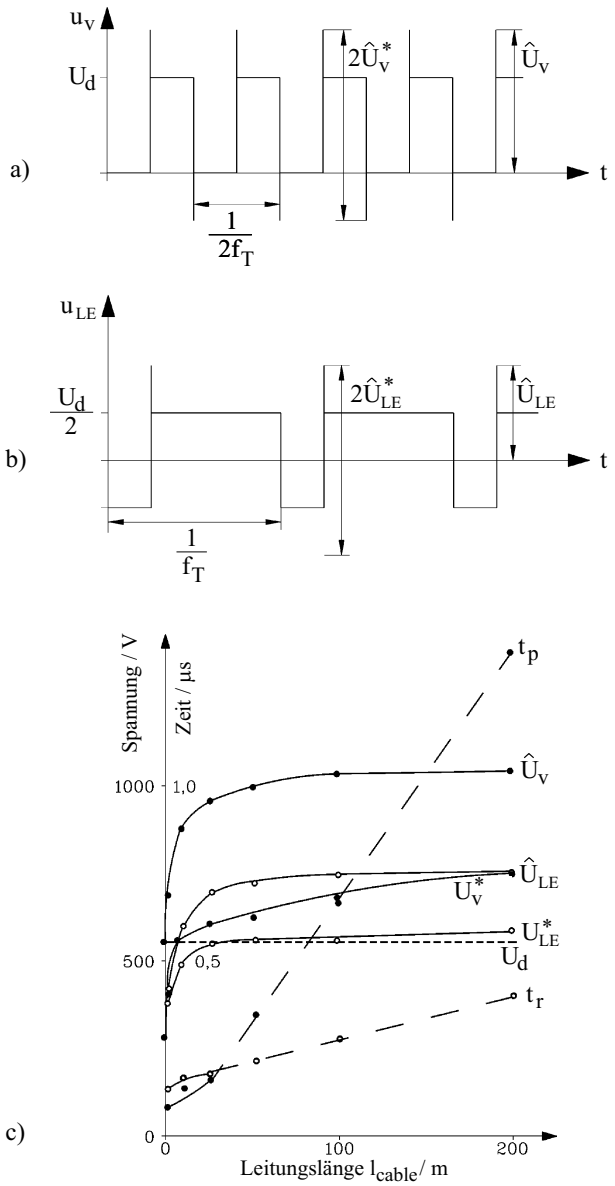


Abb. 8.123: *Spannungsbeanspruchung der Wicklung einer Asynchronmaschine bei Umrichterspeisung: Idealisiertes Spannungsmuster a) der verketteten Spannung u_v, b) der Leiter–Erd–Spannung u_{LE} bei 100% Reflexionsüberhöhung der Spannung ($r_{mot} = 1$), vgl. Abb. 8.121c) Meßwerte der Spannungsbeanspruchung bei unterschiedlicher Länge der Maschinenzuleitung l_{cable} (siehe Tab. 8.15), der Spannunganstiegszeit t_r an den Maschinenklemmen und der Wellenlaufzeit t_p*

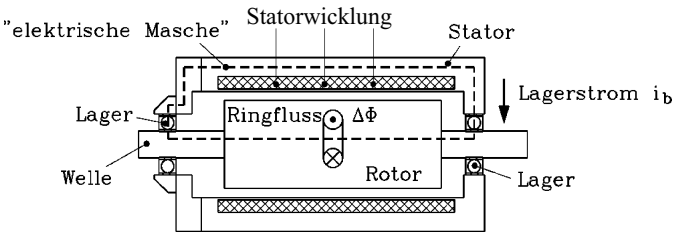


Abb. 8.124: *Induktion einer Wechselspannung in die „elektrische Masche“ durch einen magnetischen Ring–Wechselfluß $\Delta\Phi$, die als Wellenspannung zwischen den beiden Wellenenden der elektrischen Maschine messbar ist. Diese Spannung kann — speziell bei großen Maschinen — einen schädlichen niederfrequenten Lagerstrom i_b verursachen*

$$u_{M0}(t) = \frac{\varphi_R(t) + \varphi_S(t) + \varphi_T(t)}{3} - \varphi_E(t) \tag{8.297}$$

Da $u_{RE}(t) = \varphi_R(t) - \varphi_E(t)$, $u_{SE}(t) = \varphi_S(t) - \varphi_E(t)$, $u_{TE}(t) = \varphi_T(t) - \varphi_E(t)$ die Leiter–Erd–Spannungen an den drei Wicklungsklemmen R, S, T sind (siehe Kap. 8.10.4), ist die Gleichtaktspannung auch der arithmetische Mittelwert der drei Leiter–Erd–Spannungen:

$$u_{M0}(t) = \frac{u_{RE}(t) + u_{SE}(t) + u_{TE}(t)}{3} \tag{8.298}$$

In Kap. 8.10.4 wurde gezeigt, daß die Leiter–Erd–Spannung bei Umrichterspeisung im Fall der häufig eingesetzten Zweipunktwechselrichter nur die Werte $+U_d/2$, $-U_d/2$ (mit Schaltfrequenz wechselnd) annehmen kann. Daher schwankt die Gleichtaktspannung gemäß Tab. 8.16 mit dreifacher Schaltfrequenz zwischen $+U_d/2$, $+U_d/6$, $-U_d/6$, $-U_d/2$ (Abb. 8.125).

Tabelle 8.16: *Die Gleichtaktspannung als Mittelwert der drei Leiter–Erd–Spannungen nimmt bei Pulsweitenmodulation eines Zweipunkt–Wechselrichters die Werte $+U_d/2$, $+U_d/6$, $-U_d/6$, $-U_d/2$ an*

u_{RE}/U_d	1/2	1/2	1/2	1/2	-1/2	-1/2	-1/2	-1/2
u_{SE}/U_d	1/2	1/2	-1/2	-1/2	1/2	1/2	-1/2	-1/2
u_{TE}/U_d	1/2	-1/2	1/2	-1/2	1/2	-1/2	1/2	-1/2
u_{M0}/U_d	1/2	1/6	1/6	-1/6	1/6	-1/6	-1/6	-1/2

Die drei Strangspannungen $u_R(t) = \varphi_R(t) - \varphi_Y(t)$, $u_S(t) = \varphi_S(t) - \varphi_Y(t)$, $u_T(t) = \varphi_T(t) - \varphi_Y(t)$ werden vom Umrichter so eingeprägt, daß deren Summe zu jedem Zeitpunkt Null ist: $u_R(t) + u_S(t) + u_T(t) = 0$. Daher ist das Sternpunktpotential gleich dem Mittelwert der drei Klemmenpotentiale:

$$\varphi_Y(t) = \frac{\varphi_R(t) + \varphi_S(t) + \varphi_T(t)}{3} \tag{8.299}$$

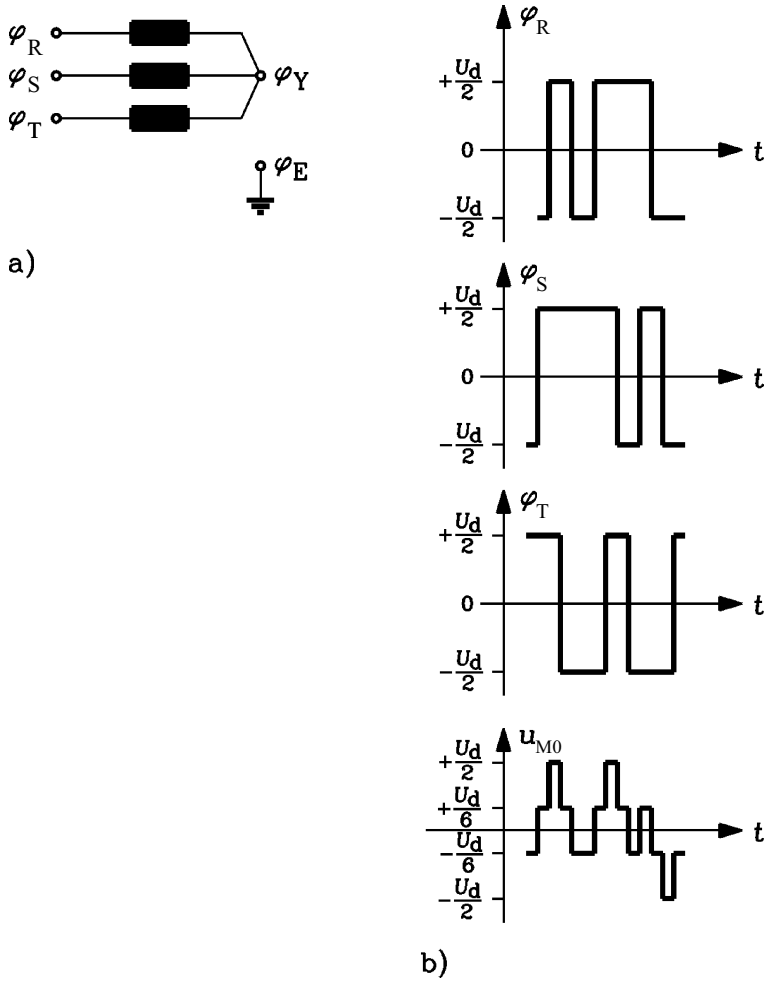


Abb. 8.125: *: Entstehung der Gleichtaktspannung u_{M0} der Statorwicklung gegen Erde: a) In Stern geschaltete dreisträngige Statorwicklung mit Klemmen-, Sternpunkt und Erdpotential, b) Bei pulsweitenmodulierten Strangspannungen eines Zweipunkt–Wechselrichters nimmt die Gleichtaktspannung die Werte $+U_d/2$, $+U_d/6$, $-U_d/6$, $-U_d/2$ an*

Die Gleichtaktspannung ist deshalb als Differenz zwischen Sternpunktpotential $\varphi_Y(t)$ und Erdpotential $\varphi_E(t)$ direkt messbar:

$$u_{M0}(t) = \varphi_Y(t) - \varphi_E(t) \tag{8.300}$$

Bitte beachten Sie, daß bei Speisung mit einem symmetrischem Sinus–Drehstromsystem die Klemmenpotentiale drei um 120° phasenverschobene Sinusfunktionen mit gleicher Amplitude sind. Daher ist deren Summe Null, so daß

auch das Sternpunktpotential Null ist. Folglich ist auch die Gleichtaktspannung Null.

Bei Dreieckschaltung der Statorwicklung bleibt Gl. (8.297) weiterhin zur Bestimmung der Gleichtaktspannung gültig.

Auf Grund der steilen Spannungsflanken dieser Gleichtaktspannung wirken die parasitären Kapazitäten der Wicklung gegen das geerdete Gehäuse C_{wh}, aber auch von der Wicklung zum Rotor C_{wr}, vom Rotor zum Statorgehäuse C_{rh} und parallel dazu vom Rotor über die Lagerkapazität C_b zum Gehäuse (Abb. 8.126b). Über diesen kapazitiven Spannungsteiler (Abb. 8.126c) tritt ein Teil der durch den Umrichter erzeugten Gleichtaktspannung der Maschinenwicklung an den Lagern bei intaktem Schmierfilm im Verhältnis des **„bearing voltage ratio BVR“**

$$\mathrm{BVR} = \frac{u_b}{u_{M0}} = \frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{rh} + 2C_b}$$

auf und kann bei elektrischem Durchbruch des Schmierfilms ($Z_n = 0$) schädliche Entladungsströme im Lager hervorrufen (Abb. 8.126a).

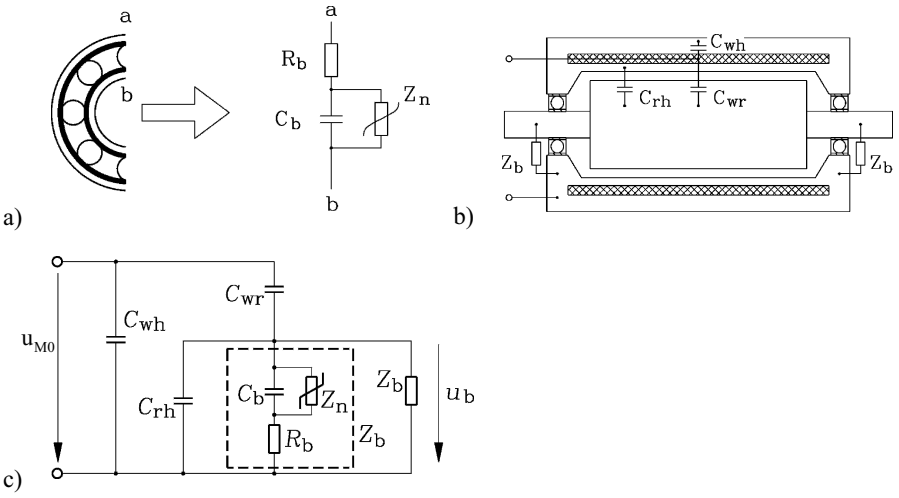


Abb. 8.126: *Parasitäre Maschinenkapazitäten, umgeladen durch die pulsfrequente Gleichtaktspannung u_{M0} bei Umrichterspeisung: a) Ersatzschaltbild des Lagers bei HF–Beanspruchung. Die nichtlineare Impedanz Z_n ist bei Schmierfilmdurchschlag Null, ebenso bei durchgedrücktem Schmierfilm bei kleinen Drehzahlen $n < 100$ /min, sonst unendlich groß, b) Parasitäre Kapazitäten zwischen Statorwicklung w, Rotoreisen r, Statorgehäuse h, c) Kapazitiver Spannungsteiler zu b). Die Impedanzen Z_b der beiden Lager wirken elektrisch parallel und bestehen jeweils aus den Elementen C_b, R_b, Z_n*

8.10.5.2 Entladeströme in den Lagern

An den Lagern treten gemäß dem Spannungsteiler aus Abb. 8.126c bei intaktem Schmierfilm ungefähr 3% ... 10% (BVR = 0.03 ... 0.1) dieser Spannung als Lagerspannung U_b auf. So kann bei z.B. $U_d = 600\,\mathrm{V}$ eine Spannung bis zu $U_b = \mathrm{BVR}\cdot(U_d/2) = 0.1 \cdot ((600\,\mathrm{V})/2) = 30\,\mathrm{V}$ am isolierenden Lagerschmierfilm anliegen, die zum Durchschlag des Schmierfilms führt. Aufgrund der kurzen Spannungsanstiegszeiten erfolgt der Spannungsaufbau am Schmierfilm wesentlich rascher als im Fall der niederfrequenten Wellenspannung, so daß anstatt bei 0.7 V der Schmierfilm erst bei höheren Spannungen (z.B. 12 V ... 30 V) durchbricht und eine höhere Energie $C_b U_b^2/2$ im Lichtbogen in Wärme umgesetzt wird. Es fließt ein **hochfrequenter Entladestrom i_b** über die Lager. Die Folge sind Aufschmelzkrater an den Lichtbogenfußpunkten in der Lauffläche und mechanische Lagerschäden wie z.B. Riffelbildung, erhöhte Laufgeräusche und Lagerüberhitzung. Diese schädliche Funkenerosion der Laufflächen (**Electric Discharge Machining = EDM**) tritt auch bei kleinen Maschinen (z.B. Achshöhe 80 mm) auf, wenn sie bei 600 V Zwischenkreisspannung betrieben werden. Diese Entladeströme sind als hochfrequente Gleichtakt–Lagerströme leicht von den zuvor erwähnten niederfrequenten Zirkular–Lagerströmen zu unterscheiden. Die Aufladung des Lagers auf ca. 7 V in Abb. 8.127 mit anschließendem Durchschlag des Schmierfilms führt zu einem hochfrequenten Lager–Entladestrom im nichtantriebsseitigen Lager mit etwa 0.4 A Amplitude. Die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten bewirken einen mit ca. 8 MHz gedämpft ausschwingenden Lager–Entladestrom. Dieser Entladestrom i_b ist mit dem Zeitverlauf des Erdstroms i_E von der Statorwicklung zum Gehäuse nicht korreliert, steht also in keinem ursächlichen Zusammenhang mit ihm. Ebenso ist der Entladevorgang von den Vorgängen im anderen, antriebsseitigen Lager weitgehend unabhängig.

8.10.5.3 Kapazitive Umladeströme

Bei jeder Änderung der Gleichtaktspannung fließen in den verschiedenen Parasitärkapazitäten der elektrischen Maschine hochfrequente Umladeströme. Die **kapazitiven Umladeströme** des intakten Schmierfilms selbst mit Schaltfrequenz sind wegen der geringen Lagerkapazität (im pF–Bereich) i.a. ungefährlich klein. Der kapazitive Umladestrom der Statorwicklung gegen Erde, der bereits in Kap. 8.10.3 besprochen wurde und zur nichtlinearen Spannungsverteilung längs der Wicklung führt, ist hingegen deutlich größer (Abb. 8.127).

Der **hochfrequente Erdstrom i_E** [681] von der Wicklung über die Erdkapazität $C_{wh} = C_E$ zum geerdeten Gehäuse nimmt mit steigender Maschinengröße zu, da die Erdkapazität der Wicklungsisolation infolge der größeren Flächen bei gleichem Spannungsniveau größer wird. Ihr Wert liegt im Bereich von Hunderten Nano–Farad (nF) bis einige Mikro–Farad (μF). Neben anderen unerwünschten Effekten (z.B. Fehlauslösungen von FI–Schutzschaltern) führt dieser HF–Erdstrom auch zu einem zusätzlichen Lagerkreisstrom.

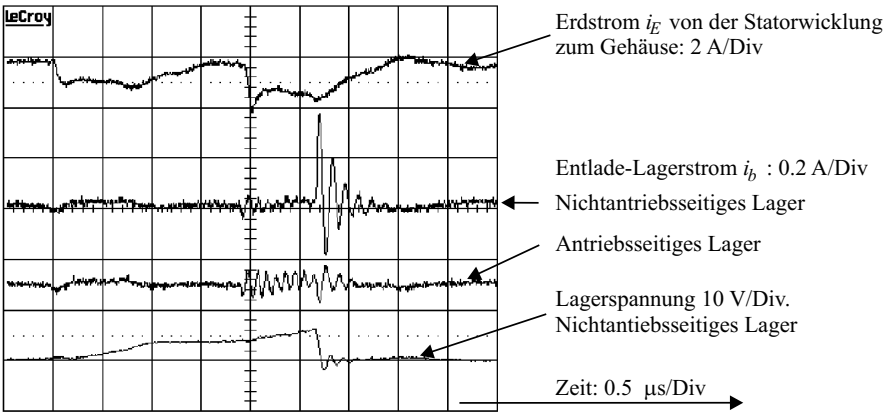
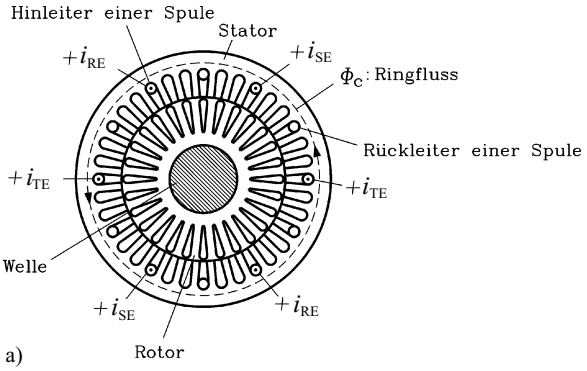


Abb. 8.127: *Messung von Entlade–Lagerströmen in einem leer laufenden, umrichtergespeisten Norm–Asynchronmotor (Achshöhe 160 mm, vierpolig, Nennleistung 11 kW) bei $f_s = 50\,Hz$ Grundschwingungsfrequenz, 1500/min; Lagertemperatur etwa 70 °C [680]*

8.10.5.4 Hochfrequenter über die Lager fließender Kreisstrom

Der hochfrequente Erdstrom i_E fließt in allen drei Wicklungssträngen gleichphasig ($i_{RE} = i_{SE} = i_{TE} = i_E/3$) über das Statorblechpaket und das Maschinengehäuse zur Erde ab. In Abb. 8.128a fließen die Wicklungs–Erdströme über die Hinleiter in die Spulen einer vierpoligen Einschichtwicklung mit zwei Parallelzweigen je Strang, verlassen aber die Wicklung nicht über die Rückleiter, sondern über das Blechpaket. Sie erregen daher in der Blechebene gemäß dem Ampere´schen Durchflutungssatz einen hochfrequenten magnetischen Ringfluß Φ_c um die Welle, der — wie der bereits beschriebene niederfrequente Ringfluß $\Delta\Phi$ zufolge magnetischer Unsymmetrie — in der „elektrischen Masche“ — gebildet aus Welle, Lagern, Lagerschilden und geblechtem Statorjoch bzw. Gehäuse — eine hochfrequente Wechselspannung induziert (Abb. 8.124) [668]. Wenn diese Spannung den Schmierfilm durchschlägt, fließt ein **hochfrequenter Lagerkreisstrom i_b** [665]. Dessen Amplitude nimmt mit sinkender Drehzahl wegen der dann geringeren Lagerimpedanz auf Grund der bei kleineren Drehzahlen kleineren Schmierfilmdicke zu und übersteigt den oben beschriebenen Entladestrom deutlich. Auf Grund des Transformatorprinzips mit sekundär kurzgeschlossener Wicklung (das ist die beschriebene „elektrische Masche“) ist der zeitliche Verlauf des Lagerkreisstroms i_b kongruent zum zeitlichen Verlauf des Erdstroms i_E; seine Amplitude beträgt etwa 10% bis 20% der Erdstrom–Amplitude [682]. Mit steigender Maschinengröße nimmt dieser Kreisstrom–Effekt zu und dominiert den Entladestrom, typisch ab einer Achshöhe von 200 mm [666]. Wie beim Kreisstrom infolge magnetischer Unsymmetrie hilft die einseitige Isolierung eines Lagers, diesen Stromfluß bis auf einen kapazitiven Reststrom zu unterbinden [675].



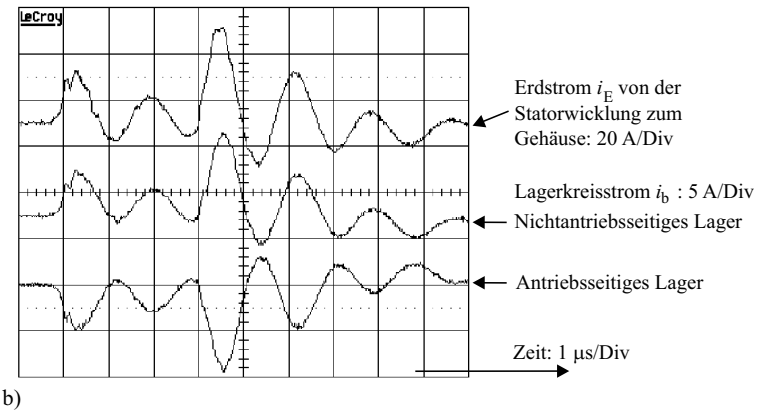


Abb. 8.128: *a) Entstehung eines hochfrequenten Ringflusses Φ_c, erregt durch den Stator–Erdstrom (Beispiel: Vierpolige Käfigläufer–Asynchronmaschine: Der Erdstrom $i_{RE} = i_{SE} = i_{TE} = i_E/3$ fließt je Strang über die Hinleiter in die Wicklung, verlässt sie aber nicht über die Rückleiter, sondern über das Blechpaket, so daß in der Maschinenquerschnittsebene nur eine Stromrichtung wirksam wird, die den Ringfluß erregt). b) Messung des Lagerkreisstroms in einem leer laufenden, umrichtergespeisten Norm–Asynchronmotor (Achshöhe 400 mm, zweipolig, Nennleistung 500 kW) bei $f_s = 50\,Hz$ Grundschwingungsfrequenz, 3000/min; Lagertemperatur etwa 70 °C [680]*

In Abb. 8.128b ist der gemessene Erdstrom i_E und der durch ihn hervorgerufene, etwa um den Faktor 5 kleinere Lagerkreisstrom i_b für einen 500–kW–Motor dargestellt. Bei dieser Maschinengröße ist der Lagerkreisstrom i.a. deutlich größer als der hochfrequente Entladestrom. Der Lagerkreisstrom ist auf Grund des induktiven Effekts ein Abbild des Zeitverlaufs des Erdstroms, ähnlich wie bei einem HF–Stromwandler. Als Kreisstrom hat der Lagerstrom in den beiden Lagern entgegengesetzte Polarität, aber gleiche Kurvenform. Bei jedem Potentialwechsel der Gleichtakt–Spannung fließt auf Grund des hohen du/dt ein kapazitiver Erdstromimpuls, wobei die verteilten Wicklungsinduktivitäten und -kapazitäten

einen verteilten Schwingkreis bilden, der in Abb. 8.128b zu einer gedämpften Schwingung des Erdstroms mit ca. 500 kHz führt, die auch im Lagerstrom auftritt.

8.10.5.5 Hochfrequenter Rotor–Erdstrom

In einem besonderen Fall kann auch der kapazitiv bedingte Erdstrom über die Lager fließen und diese schädigen, nämlich wenn er als Rotor–Erdstrom auftritt. In manchen Fällen ist die Erdverbindung des Gehäuses durch ein relativ langes Kabel realisiert, dessen Eigeninduktivität für den hochfrequenten Stator–Erdstrom bereits eine beträchtliche Impedanz Z_{hg} (h: housing, g: ground) darstellt. Wenn der Rotor der elektrischen Maschine — wie z. B. in Walzwerken — über die gekuppelte Arbeitsmaschine (z.B. das Getriebe und die Walzen) ebenfalls eine Erdverbindung mit ausreichend niedriger Impedanz Z_{rg} hat, teilt sich der von der Statorwicklung abfließende Erdstrom über die Gehäuse–Erdverbindung und über die Lager zur Rotor–„Erdverbindung“ über die gekuppelte Arbeitsmaschine [677]. Dieser dann auftretende beträchtliche Rotor–Erdstrom i_{rE}, der je nach Verhältnis von Rotor- zu Gehäuse–Erdimpedanz Z_{rg}/Z_{hg} auch 50% des gesamten Erdstroms betragen kann, schädigt die Lager in gleicher Weise wie der unter Kap. 8.10.5.4 erwähnte HF–Kreisstrom (Abb. 8.129). Eine elektrisch isolierende Kupplung zur Arbeitsmaschine kann diesen Stromfluß unterbrechen.

Abhilfemaßnahmen zur Verringerung oder Unterdrückung der umrichterbedingten Lagerströme werden in Kap. 8.10.6 besprochen.

Tabelle 8.17: *Klassifizierung der hochfrequenten Lagerströme bei IGBT–Umrichterspeisung nach Entstehungsursache und Gefährlichkeit*

Entladeströme	*Kapazitive Umladeströme*	*Kreisstrom*	*Rotor–Erdstrom*
Der elektrisch aufgeladene Schmierfilm entlädt sich.	Die Lagerkapazität wird umgeladen.	Ein vom Stator–Erdstrom erregter Ringfluß induziert eine Kreisspannung, die einen Kreisstrom auch über die Lager treibt.	Ein Teil des Erdstroms fließt von der Statorwicklung über den Rotor und die Lager zur Erde ab.
Manchmal gefährlich	ungefährlich	zumeist gefährlich	zumeist gefährlich

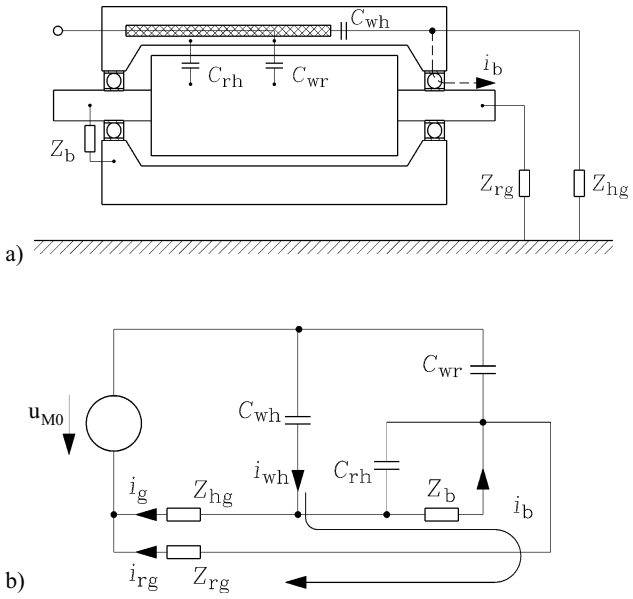


Abb. 8.129: *Strompfad über die Lager bei „guter“ Rotorerdung: a) Schematische Darstellung der parasitären Kapazitäten (vgl. Abb. 8.127) und der Erdungsimpedanzen Stator–Erde Z_{hg} und Rotor–Erde Z_{rg}, b) Ersatzschaltbild zu a), wobei im Unterschied zu Abb. 8.126 mit Z_b die Lagerimpedanz beider Lager (als elektrische Parallelschaltung) gemeint ist*

8.10.6 Systemauslegung von umrichtergespeisten Drehstromantrieben bei großem *du/dt*

8.10.6.1 Kapazitive Ladeströme der Maschinenzuleitungen

Die hohe Schaltfrequenz f_T der IGBTs und deren kurze Spannungssanstiegszeit t_r, also deren hohes du/dt, wirken auch auf die Längskapazitäten der drei Phasen der Maschinenzuleitung $C_{cable} = C'_{cable} \cdot l_{cable}$ und verursachen hohe Ladestromspitzen gemäß

$$i_C = C_{cable} \cdot \frac{du}{dt} \quad \approx \quad C_{cable} \cdot \frac{U_d}{t_r} \tag{8.301}$$

Speziell bei langen Motorzuleitungen l_{cable} sind wegen der großen Leitungskapazität je Phase $C_{cable} = C'_{cable} \cdot l_{cable}$ je Phase diese Ladestromspitzen groß. Dadurch wird der Umrichter neben dem Nutzstrom für die elektrische Maschine auch mit dem Ladestrom belastet, so daß im Extremfall bereits durch den Ladestrom die Umrichterstromgrenze erreicht wird. Durch verlustarme **Umrichterausgangsdrosseln** wird die Spannungsanstiegszeit t_r erhöht und damit der Ladestrom verringert. Diese Drosseln werden bei Leitungslängen ab (30 ... 50) m eingesetzt, um eine Überdimensionierung des Umrichters zu vermeiden, helfen aber wenig bei der Problematik der Spannungsüberhöhung an den Maschinen-

klemmen [662]. Sie vermindern zwar den Spannungsanstieg du/dt nach den Ausgangsdrosseln, was zu einer Verringerung der reflexionsbedingten Spannungsamplituden an den Maschinenklemmen führt, bewirken aber umgekehrt, daß für die reflektierte Spannungswelle der Umrichter nun mit der im hohen Frequenzbereich hohen Impedanz der Ausgangsdrosseln als Wellenimpedanz wirkt, so daß es auch an den Ausgangsdrosseln zu Spannungsreflexionen kommt. Die dadurch erhöhten Spannungsspitzen und die fehlende Umkehr der Polarität der Spannungswelle führt zu Reflexionen zwischen zwei hochimpedant abgeschlossenen Leitungsenden (Ausgangsdrosseln und Motorinduktivität), so daß die Verringerung der Spannungsbeanspruchung an den Motorklemmen nur geringfügig ist (Abb. 8.130).

Beispiel 8.10-10:
Vergleich zweier Spannungszwischenkreisumrichter A und B, die aus einem 400 V / 50 Hz–Netz einen leer laufenden 1.1 kW–Norm–Asynchronmotor mit 30 Hz Grundfrequenz über eine Maschinenzuleitung unterschiedlicher Länge (0 ... 200) m speisen.

Umrichter A: Bemessungsscheinleistung 7 kVA,
Ausgangsdrosseln 0.21 mH/Strang
Umrichter B: 4 kVA, keine Ausgangsdrosseln

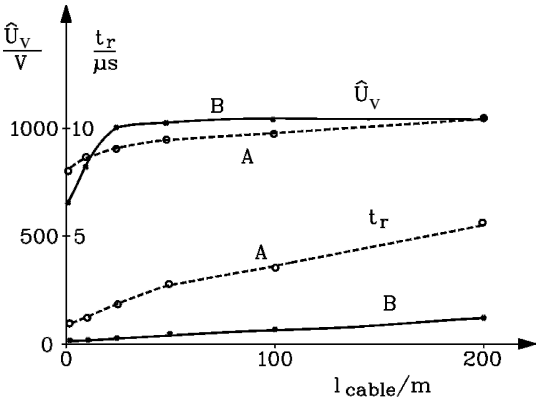


Abb. 8.130: *Gemessene Amplituden der verketteten Klemmenspannung $\hat{U}_v$ und Spannungsanstiegszeit t_r an den Klemmen eines 1.1 kW–Norm–Asynchronmotors bei Speisung aus einem 560 V–Zwischenkreis mit A: 7 kVA–Umrichter, Ausgangsdrosseln 0.21 mH/Strang, B: 4 kVA–Umrichter, keine Ausgangsdrosseln*

Während dank der Ausgangsdrosseln bei Umrichter A die Spannungsanstiegszeit auf etwa den 5–fachen Wert von B steigt, ist die Verringerung der Spannungsmaxima an den Motorklemmen deutlich geringer. Bei kurzer Maschinenzuleitungslänge (ca. 10 m) ist sogar im Fall A die Spannung an den Motorklemmen höher als bei B, was auf die Reflexionen an den Ausgangsdrosseln zurückzuführen ist. Zur Verringerung der Spannungsmaxima an den Maschinenklemmen infolge

Reflexionen sind daher anstelle der Ausgangsdrossel sogenannte Umrichterausgangsfilter erforderlich. Diese du/dt–Filter und Sinusfilter wirken auch bei der Verringerung bzw. nahezu gänzlichen Vermeidung der Leitungsladeströme, sind aber teurer.

Fazit:
Ausgangsdrosseln am Umrichterausgang eignen sich zur Verringerung der kapazitiven Ladeströme der Maschinenzuleitung, die sonst linear mit der Leitungslänge zunehmen. Zur Verringerung der Spannungsmaxima an den Maschinenklemmen infolge Reflexionen auf der Leitung sind sie nur bedingt geeignet.

8.10.6.2 Umrichterausgangs–Filter

Neben der Maßnahme eines verbesserten Isolationssystems der Wicklungen der Drehstrommaschine werden häufig Umrichter–Ausgangsfilter eingesetzt, speziell dann, wenn an den Drehstrommaschinen keine besonderen Maßnahmen zur Ertüchtigung für IGBT–Umrichterpeisung vorgenommen wurden.
Die Umrichterausgangs–Filter werden eingeteilt in

- ***du/dt*–Filter** und
- **Sinusfilter** [662].

Die du/dt–Filter sollen den steilen Spannungsanstieg du/dt verringern. Daher sind du/dt–Filter Erweiterungen der unter Kap. 8.10.6.1 erwähnten Ausgangsdrosseln. Unterschiedliche Konfigurationen sind am Markt erhältlich. Eine Lösung besteht aus in den Ausgangsleitungen des Wechselrichters angeordneten verlustarmen Ausgangsdrosseln (Induktivität L, Ersatz–Widerstand der Drosselwicklung und der Ummagnetisierungsverluste im Eisen- oder Ferrit–Drosselkern R_L), die über eine sechspulsige Diodenbrücke und zwei Widerstände R (Begrenzer–Schaltung) direkt an den Gleichspannungszwischenkreis des Umrichters angeschlossen sind (Abb. 8.131a).

Durch die Induktivität der Drosseln wird die Spannungsanstiegszeit erhöht, so daß du/dt sinkt, während durch die direkte Anbindung an den Zwischenkreis mit Hilfe der Dioden sichergestellt wird, daß durch die zurücklaufende Welle keine Reflexionsüberhöhung an den Ausgangsdrosseln auftritt. Durch die Dioden kann aber umgekehrt kein Energiefluß aus dem Zwischenkreis vorbei an den Ausgangsdrosseln zum Motor stattfinden. Im Umrichter herrscht somit weiter das schnelle verlustarme Schaltverhalten der IGBTs vor, während durch die längere Spannungsanstiegszeit t_r NACH den Ausgangsdrosseln die kritische Leitungslänge gemäß $l_{cable,crit} \approx c_0 \cdot t_r/4$ deutlich vergrößert wird. Dadurch werden die reflexionsbedingten Spannungsüberhöhungen an den Motorklemmen verringert und treten erst bei entsprechend größeren Längen der Motorzuleitung wieder in voller Höhe auf (Abb. 8.132).

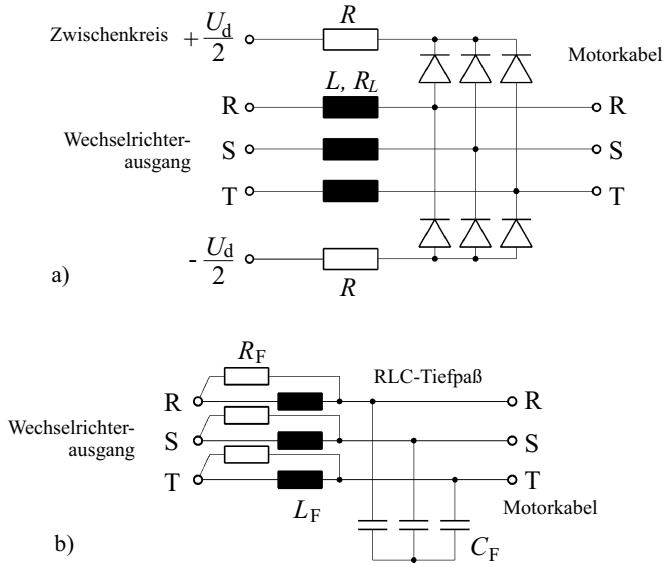


Abb. 8.131: *du/dt–Filter: a) Ausgangsdrosseln mit Diodenrückführung zum Zwischenkreis, b) RLC–Tiefpaß mit einer Resonanzfrequenz oberhalb der doppelten Schaltfrequenz*

Beispiel 8.10-11:
Speisung eines 4–poligen 1.1 kW–Norm–Asynchronmotors, 500 V, Y , 50 Hz, bei unterschiedlicher Länge der Motorzuleitung (0 ... 300) m mit einem PWM–Spannungszwischenkreis–Umrichter bei $f_T = 10\,\text{kHz}$ Schaltfrequenz, der am 500 V / 50 Hz–Netz betrieben wird (Zwischenkreisspannung $U_d = 750\,\text{V}$). Die Motorwicklung wird durch den in der verketteten Spannung mit doppelter Schaltfrequenz 20 kHz auftretenden weitenmodulierten Spannungspuls beaufschlagt. Die Speisung erfolgt

(1) ohne Ausgangsfilter

(2) über ein *du/dt*–Filter gemäß Abb. 8.131a

(3) über ein Sinusfilter ($L_F = 1$ mH, $C_F = 10\ \mu$F, $f_e = 1.6\,\text{kHz}$)

Mit dem *du/dt*–Filter treten dieselben Amplituden der reflexionsbedingten verketteten Maschinenklemmenspannung, die ohne Filter bereits bei 30 m Leitungslänge etwa 185% der Zwischenkreisspannung betragen, erst bei 200 m Leitungslänge auf, während mit Sinusfilter gar keine Reflexionen auftreten.

Eine alternative Ausführung eines *du/dt*–Filters ist der RLC–Tiefpaß (Abb. 8.131b), bestehend aus den Serien–Induktivitäten und Dämpfungswiderständen L_F und R_F sowie den Parallelkapazitäten C_F. Der aus L_F und C_F gebildete Serien–Resonanzkreis (siehe die ausführlicheren Erläuterungen beim

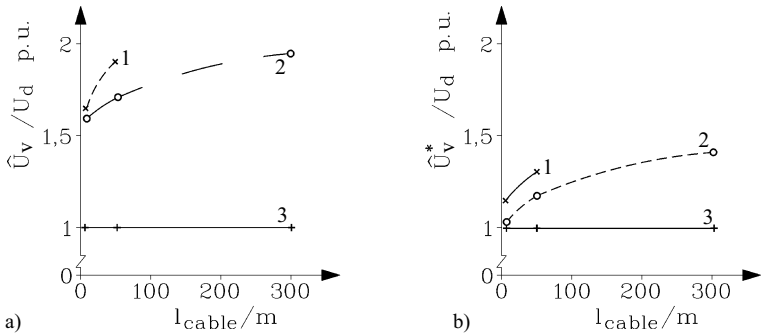


Abb. 8.132: *Gemessene Amplituden der a) Maxima der verketteten Spannung $\hat{U}_v$, b) der pulsfrequenten Wechselspannung $\hat{U}_v^*$, bezogen auf die Zwischenkreisspannung U_d = 750 V, an den Klemmen eines 1.1 kW Norm–Asynchronmotors bei PWM–Umrichterspeisung: 1: ohne Ausgangsfilter, 2: mit du/dt–Filter, 3: mit Sinusfilter*

Sinusfilter) überträgt unterhalb der Resonanzfrequenz $f_e = 1/(2\pi\sqrt{L_F C_F})$ (bei vernachlässigtem R_F) die Wechselrichterausgangsspannung nahezu unverändert, verstärkt sie deutlich im Frequenzbereich $0.7f_e < f < 1.3f_e$, und verringert sie für Frequenzen darüber mit 40 dB je Dekade; er wirkt also als Tiefpaß zweiter Ordnung. Durch die kleinen Induktivitätswerte L_F ist der Längsspannungsfall klein, so daß am Motor nahezu die unverminderte Wechselrichterausgangsspannung anliegt. Durch die kleinen Kondensatorwerte C_F liegt die Resonanzfrequenz (Eckfrequenz) deutlich über der doppelten Schaltfrequenz der Leistungstransistoren $f_e \gg 2f_T$, soll aber deutlich unterhalb der Einschwingfrequenz der Spannungsreflexionen $f_{d,cable} = 1/(4t_p) = 1/(4\sqrt{L_{cable}C_{cable}})$ liegen. Dadurch wird das Pulsmuster der pulsweitenmodulierten Wechselrichterausgangsspannung weitgehend ungestört übertragen, aber die Spannungsüberhöhungen durch Reflexion deutlich vermindert. Abhängig von der Umrichtergröße von typisch 1 kW bis 500 kW beträgt $2f_T$ ca. 20 kHz ... 4 kHz, während die Einschwingfrequenz abhängig von der Länge der Maschinenzuleitung, z.B. (50 ... 500) m zwischen 700 kHz und 70 kHz liegt. Die Eckfrequenz ist daher für den Bereich dazwischen zu dimensionieren, z.B. auf 50 kHz. Mit zunehmender Leitungslänge nähert sich die abnehmende Einschwingfrequenz der Eckfrequenz und die Abschwächung der reflexionsbedingten Spannungsspitzen gelingt schlechter. Ähnlich wie beim *du/dt*–Filter gemäß Abb. 8.131a ist somit bei großen Leitungslängen die Filterwirkung stark eingeschränkt.

Beispiel 8.10-12:
Einsatz eines *du/dt*–Filters gemäß Abb. 8.131b am Ausgang eines IGBT–Wechselrichters (600 V Zwischenkreisspannung), der einen Norm–Asynchronmotor über eine 100 Meter lange Maschinenzuleitung (l_{cable} = 100 m) speist.
a) Ohne Filter: $\hat{U}_v$ =1150 V, b) Mit *du/dt*-Filter: $\hat{U}_v$ = 950 V

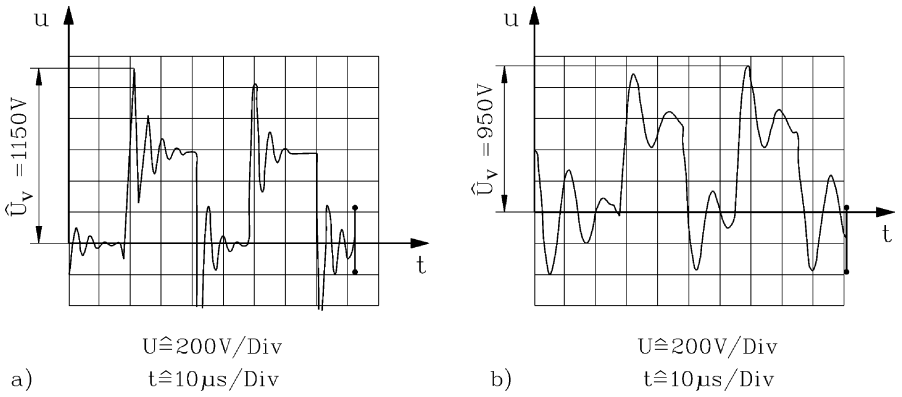


Abb. 8.133: *Gemessene verkettete Spannung $u_v(t)$ an den Klemmen eines Asynchronmotors bei Umrichterspeisung: a) ohne und b) mit du/dt–Filter gemäß Abb. 8.131b. Quelle: [689]*

Durch die *du/dt*–Filter wird — je nach Filterauslegung — bis zu einer Leitungslänge zur elektrischen Maschine von ca. (50 ... 70) m die Spannungsüberhöhung durch Reflexion an den Maschinenklemmen verringert und die Verteilung der Spannung längs der Maschinenwicklung linearisiert. Dafür entstehen an dem Filter ein zusätzlicher Spannungsabfall und zusätzliche Verluste, die aber wegen der kleinen Filtergröße i.a. gering sind.
Die geringeren *du/dt*–Werte auf der Maschinenzuleitung verringern auch die elektromagnetische Beeinflussung anderer, parallel liegender Leitungen (z.B. Geberleitungen, Steuerleitungen etc.) mit pulsfrequenter Störfrequenz.

Während die *du/dt*–Filter die kritische Leitungslänge nur zu größeren Längen verschieben, stellen Sinusfilter, also dreiphasige L_F–C_F–Kombinationen am Wechselrichterausgang, Tiefpaß–Filter dar, deren Eckfrequenz oberhalb der Grundschwingungsfrequenz liegt (Abb. 8.134). Sie übertragen die Grundfrequenz der Wechselrichterausgangsspannung nahezu ungedämpft an die elektrische Maschine, dämpfen aber die höherfrequenten Harmonischen der Wechselrichterausgangsspannung auf kleine Werte. Dadurch wird die verkettete Spannung an den Maschinenklemmen nahezu sinusförmig, so daß die Reflexionen infolge der steilen Spannungsfronten der Wanderwellen auf der Leitung entfallen. Somit werden die Spannungsüberhöhung an den Maschinenklemmen und die nichtlineare Spannungsverteilung längs der Maschinenwicklung vermieden. Allerdings muß die Resonanzfrequenz des Filters (= „Eckfrequenz“)

$$f_e = \frac{\omega_e}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \tag{8.302}$$

zwischen der Wechselrichterausgangs–Grundfrequenz f_s und der ersten harmonischen Frequenz (i.a. der fünften Harmonischen $5f_s$) mit entsprechendem Abstand

von ca. $0.3 f_e$ liegen, da sonst durch die Resonanzüberhöhung die Spannungsamplitude z.B. der fünften Harmonischen verstärkt wird. Da das Sinusfilter für die gesamte Verzerrungs–Scheinleistung (also die Scheinleistung aller Spannungs- und Stromoberschwingungen) bemessen sein muß, ist es relativ groß und daher i.a. deutlich teurer als die du/dt–Filter, genügt aber dafür den höchsten Ansprüchen an eine grundfrequent sinusförmige Speisung der elektrischen Maschinen. Es wird bevorzugt bei drehzahlveränderbaren Antrieben z.B. in der chemischen Industrie eingesetzt, wo dem Explosionsschutz und damit der Vermeidung von Teilentladungen in den Maschinenwicklungen große Bedeutung zukommt.

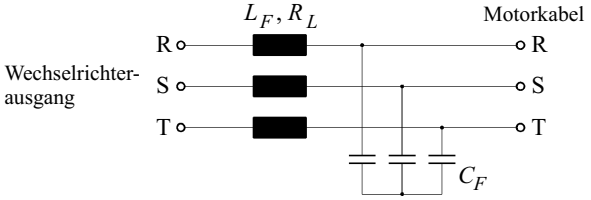


Abb. 8.134: *Anordnung eines Sinusfilters am Wechselrichterausgang (L_F: Filterinduktivität, R_L: Widerstand der Induktivität, C_F: Filterkapazität)*

Bei der Dimensionierung des Sinusfilters kann das einsträngige Ersatzschaltbild Abb. 8.135 verwendet werden, wobei die elektromagnetische Wirkung der Maschinenwicklung für die Spannungsoberschwingungen näherungsweise als Serienschaltung des wirksamen Maschinen–Widerstands R_{mot} und der wirksamen Induktivität L_{mot} betrachtet werden darf. Bei Asynchronmaschinen ist wegen der Rückwirkung des Rotorfelds — erregt von den harmonischen Oberschwingungsströmen — für L_{mot} die Gesamtstreuinduktivität $L_{mot} \approx L_{s\sigma} + L'_{r\sigma} \approx \sigma \cdot L_s$ (= Summe aus Stator- und Rotorstreuinduktivität) zu verwenden, für permanentmagneterregte Synchronmaschinen die Synchron–Induktivität $L_{mot} = L_d$. Wegen der hohen Frequenzen der Oberschwingungen kann der Spannungsfall an R_{mot} und R_L (Abb. 8.134) gegenüber dem induktiven Spannungsfall vernachlässigt werden. Die Maschinenzuleitung wird vereinfacht durch die konzentrierten Elemente L_{cable}, C_{cable}, R_{cable} ($L_{cable} = L'_{cable} \cdot l_{cable}$ usw.) dargestellt, wobei die Wirkung von R_{cable} ähnlich wie R_{mot} meist vernachlässigt werden kann. Die Induktivität L_{cable} der Zuleitung kann durch $L_{res} = L_{mot} + L_{cable}$ berücksichtigt werden, ist aber i.a. deutlich kleiner als L_{mot}, so daß in guter Näherung $L_{res} \approx L_{mot}$ gilt. Ähnlich ist $C_{cable} \ll C_F$, so daß i.a. $C_{res} = C_F + C_{cable} \approx C_F$ gilt. Mit dieser i.a. zulässigen Vernachlässigung der Zuleitungsparameter bei der Filterauslegung ergibt sich für die Spannung an den Motorklemmen U_{mot} bei einer sinusförmigen Spannungsoberschwingung mit der Kreisfrequenz ω und dem Effektivwert U_{inv} am Wechselrichterausgang

$$\frac{U_{mot}}{U_{inv}} = \frac{1}{1 + \dfrac{L_F}{L_{mot}} - \omega^2 \cdot L_F \cdot C_F} = \frac{1}{1 + \dfrac{L_F}{L_{mot}} - \left(\dfrac{\omega}{\omega_e}\right)^2} \tag{8.303}$$

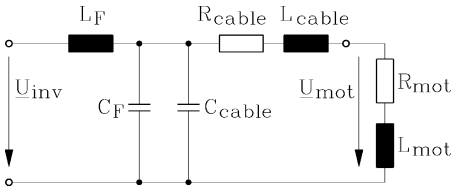


Abb. 8.135: *Einsträngiges Ersatzschaltbild des Sinusfilters (am Wechselrichterausgang), der Maschinenzuleitung und der elektrischen Maschine (Widerstand R_L der Induktivität L_F vernachlässigt)*

Die Größe des Spannungsfalls des mit der Grundfrequenz f_s pulsierenden Stator–Nennstroms I_{sN} der Maschine an der Filterinduktivität L_F sollte beispielsweise 2% nicht überschreiten, um die Maschine nicht mit Unterspannung zu betreiben. Durch diese Forderung ist L_F über die Nennstranggrößen U_{sN}, I_{sN} der elektrischen Maschine bestimmt.

$$\frac{\omega_s L_F I_{sN}}{U_{sN}} < 0.02 \tag{8.304}$$

Mit der Wahl von f_e oberhalb von $f_{s,max}$ folgt dann aus Gl. (8.302)) ein Wert für C_F.

Beispiel 8.10-13:
Ein vierpoliger ($2p = 4$) Norm–Asynchronmotor 1.1 kW, 400 V, Y, 50 Hz, 2.2 A, Anlaufstrom I_{s1} bei direkter Netzspeisung 5–fach, wird drehzahlvariabel zwischen (0 ... 3000) 1/min über einen PWM–Umrichter mit 10 kHz Schaltfrequenz betrieben.
Die Nennstrangsspannung beträgt $U_{sN} = 400/\sqrt{3} = 231$ V.
Die maximale Betriebsfrequenz $f_{s,max}$ ist durch das Produkt aus maximaler Drehzahl n_{max} und der Polpaarzahl des Drehfelds bestimmt, da dieses in die Statorwicklung die Spannung mit eben dieser Frequenz induziert.
Mit $f_{s,max} = n_{max} \cdot p = (3000/60) \cdot 2 = 100$ Hz folgt aus Gl. (8.304):
$L_F = 0.02 \cdot U_{sN}/(\omega_{s,max} \cdot I_{sN}) = 0.02 \cdot 231/(2\pi \cdot 100 \cdot 2.2) = 3.3$ mH. Gewählt wird eine kleinere (kostengünstigere) Drossel $L_F = 1$ mH. Mit einer Kapazität $C_F = 10$ μF ergibt sich eine Eckfrequenz $f_e = 1.6$ kHz $> f_{s,max} = 100$ Hz, die die Spannungsharmonischen mit den Frequenzen $f_T \pm 2f_s = 10000 \pm 2 \cdot 100 = 9800$ Hz; 10200 Hz und $2f_T \pm f_s = 20000 \pm 100 = 19900$ Hz; 20100 Hz wirkungsvoll abdämpft.
Der Einfluß der Motorinduktivität wird mit der Gesamtstreuinduktivität $L_{mot} \approx L_{s\sigma} + L'_{r\sigma} = L_\sigma$ bestimmt, die aus dem Einschaltstrom $I_{s1} = 5I_{sN}$ abgeschätzt wird mit $L_{s\sigma} + L'_{r\sigma} \approx U_{sN}/(\omega_N I_{s1}) = 230/(2\pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 2.2) = 66.5$ mH.

Das Verhältnis $L_F/L_{mot} = 1$ mH/66.5 mH $= 0.015$ ist somit vernachlässigbar klein und aus Gl. (8.303) folgt für das Verhältnis der k–ten Harmonischen der Motorklemmen- zur Umrichterausgangsspannung:

$$\frac{U_{mot,k}}{U_{inv,k}} \cong \frac{1}{1 - \left(k \cdot \frac{\omega_s}{\omega_e}\right)^2}$$

Die Amplituden $\hat{U}_{inv,k}, k > 1$, der $k = 11.$, 13., 17. und 19. Spannungsharmonischen liegen bei der o.g. PWM unter einem Volt. Die zugehörigen Frequenzen liegen mit 1100 Hz, 1300 Hz, 1700 Hz und 1900 Hz im Bereich $0.7f_e < f < 1.3f_e =$ (1120 ... 2080) Hz. Die zugehörigen Spannungen werden nicht abgeschwächt, sondern verstärkt. Die Größe der sich dadurch einstellenden Oberschwingungsströme wird mit $I_{s,k} = \hat{U}_{mot,k}/(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot k \cdot f_{s,max} \cdot L_\sigma)$ abgeschätzt.

Tabelle 8.18: *Berechnete Strom- und Spannungsoberschwingungen mit Frequenzen in der Nähe der Sinusfilter–Eckfrequenz*

$f/f_{s,max}$	11	13	17	19
f/f_e	0.69	0.81	1.06	1.19
$U_{mot,k}/U_{inv,k}$	1.9	2.94	-7.75	-2.43
$I_{s,k}/I_{sN}$	0.0013	0.0017	0.0035	0.001

Trotz der Verstärkung einiger Spannungsharmonischer durch das Sinusfilter sind die sich dadurch ergebenden Stromoberschwingungen ausreichend klein, so daß der Strom sehr gut der Sinusform folgt. Die Spannungskurvenform ist ebenfalls ausreichend gut sinusförmig; es treten keine steilen Spannungsflanken auf, so daß Reflexionen vermieden werden.

Bei **speziellen Motoren für hohe Drehzahl** — vor allem mit Permanentmagnetläufer — ist wegen der geringen Windungszahl je Strang und des großen magnetisch wirksamen Luftspalts die wirksame Motorinduktivität L_{mot} deutlich kleiner. In diesem Fall ist die Verstärkung einzelner Spannungsharmonischer durch das Sinusfilter kritischer, da die sich dann einstellenden Oberschwingungsströme zu hohe Amplituden aufweisen können, die zu erhöhten Verlusten in der Maschine führen. Wegen der Drehzahländerung über die variable Grundfrequenz ändert sich auch die Lage der Frequenzen der Oberschwingungen relativ zur Lage der Filtereckfrequenz. Um eine resonante Anregung des Filters sicher zu vermeiden, sind aktive Sinusfilter im Einsatz, bei denen über leistungselektronisch getaktete LC–Kreise die Filtereckfrequenz der Grundfrequenz nachgeführt wird.

Beispiel 8.10-14:
Ein vierpoliger ($2p = 4$) Permanentmagnet–Synchronmotor 30 kW, 330 V, Y, 800 Hz, 65 A, $L_d = 0.22$ mH wird drehzahlvariabel zwischen (0 ... 24000) 1/min

über einen PWM–Umrichter mit synchroner Taktung („15–fach–Taktung“: Schaltfrequenz $f_T = 15 f_s$) betrieben. Trotz der kleinen Filterinduktivität $L_F = 0.08$ mH ist der Spannungsfall bei Maximaldrehzahl und Nennstrom, bezogen auf die Nennstrangspannung $U_{sN} = 330/\sqrt{3} = 190\,\mathrm{V}$, immer noch mit 13.7% größer als der Wunschwert 2%.
$\omega_s L_F I_{sN}/U_{sN} = 2\pi \cdot 800 \cdot 0.08 \cdot 10^{-3} \cdot 65/190 = 0.137 > 0.02$
Dieser Induktivitätswert erlaubt aber mit einer Filterkapazität $C_F = 40\ \mu$F eine Eckfrequenz 2.8 kHz. Diese liegt oberhalb von $f_{s,max} = 800\,\mathrm{Hz}$ und unterhalb $5 f_{s,max} = 4\,\mathrm{kHz}$ der fünften Spannungsharmonischen, die als erste Oberschwingung im Frequenzspektrum bei synchroner Taktung auftritt. Eine Verringerung von L_F erfordert eine gleichzeitige Erhöhung von C_F und damit eine Verteuerung des Filters.

Der Einfluß der Motorinduktivität auf die Filterwirkung $L_F/L_{mot} = 0.08\,\mathrm{mH}/0.22\,\mathrm{mH} = 0.36$ ist nicht vernachlässigbar klein und wird in Gl. (8.303) für die Berechnung der k–ten Spannungsharmonischen an den Motorklemmen berücksichtigt.

$$\frac{U_{mot,k}}{U_{inv,k}} = \frac{1}{1 + \dfrac{L_F}{L_{mot}} - \left(k \cdot \dfrac{\omega_s}{\omega_e}\right)^2}$$

Die Größe der sich einstellenden Oberschwingungsströme wird mit $I_{s,k} = U_{mot,k}/(2\pi \cdot k \cdot f_{s,max} \cdot L_d)$ abgeschätzt.

Tabelle 8.19: *Berechnung der wichtigsten Strom- und Spannungsoberschwingungen bei $f_s = 800\,Hz$, $U_{mot,k=1} = 190\,V$ bei 100% Aussteuerung, 15–facher Synchrontaktung; Umrichterspeisung eines High–Speed–PM–Synchronmotors 24000 1/min, Sinusfilter–Eckfrequenz 2.8 kHz*

f	$5f_s$	$7f_s$	$f_T - 2f_s$	$f_T + 2f_s$	$2f_T - f_s$	$2f_T + f_s$
$k = f/f_{s,max}$	5	7	13	17	29	31
f/f_e	1.43	2.0	3.71	4.86	8.29	8.86
$U_{mot,k}/U_{inv,k}$	-1.46	-0.38	-0.08	-0.04	-0.015	-0.01
$U_{inv,k}$	0.4 V	1.3 V	63.1 V	63.4 V	36.9 V	36.1 V
$U_{mot,k}$	0.6 V	0.5 V	5.0 V	2.5 V	0.5 V	0.4 V
$I_{s,k}/I_{sN}$	0.002	0.001	0.005	0.002	0.0002	0.0002

Würde durch ungünstige Lage der Filtereckfrequenz eine resonante Verstärkung der fünften Spannungsharmonischen auf z.B. 30 V erfolgen, so betrüge der Oberschwingungsstrom $I_{s,k} = U_{mot,k}/(2\pi \cdot k \cdot f_{s,max} \cdot L_d) = 30/(2\pi \cdot 5 \cdot 800 \cdot 0.22 \cdot 10^{-3}) = 5.4$ A, also 8.5% des Nennstroms, welches bereits zu einer Verlusterhöhung (z.B. Wirbelstrombildung in den Rotormagneten durch das zusätzliche hochfrequente Magnetfeld) führen kann.

Die Ausgangsdrosseln bzw. Filterdrosseln sind bei kleinen Bemessungsleistungen typischerweise bis zu 20 A Bemessungsstrom mit Ferrit–Kernen ausgeführt,

die für die erforderlichen hohen Schaltfrequenzen von bis zu 20 kHz sehr geringe Ummagnetisierungsverluste aufweisen. Bei größeren Leistungen und damit Bemessungsströmen bis typisch 500 A ist die Schaltfrequenz in den zugehörigen größeren Umrichtern niedriger (typisch (3 ... 5) kHz). Es kommen geblechte Eisenkerne aus verlustarmem Elektroblech mit z.B. 0.2 mm oder 0.35 mm Blechdicke zum Einsatz.

Die Kosten von Motor, Umrichter, Filter bzw. Ausgangsdrossel sind ebenfalls ein wichtiger Aspekt bei der Systemgestaltung, was im folgenden Beispiel beleuchtet werden soll.

Beispiel 8.10-15:
Der Kundenpreis des Umrichters wird als Bezugswert für die Preise der anderen Antriebskomponenten, wie er sich aus einem aktuellen Angebot (Stand 2005) ergeben hat, dargestellt.

a) 100 kVA Spannungszwischenkreisumrichter mit PWM, 400 V / 146 A: Kundenpreis 100 %

b) Norm–Asynchronmotor 4–polig, 75 kW, Achshöhe 280 mm, 400 V / 50 Hz / 145 A: Kundenpreis 45 %

c) Sinusfilter für 100 kVA Durchgangsleistung / 146 A: Kundenpreis 70 %

d) du/dt–Filter für 146 A: Kundenpreis 55 %

e) Ausgangsdrossel (geblechter Eisenkern, max. Betriebsfrequenz $f_{s,max} = 300\,\text{Hz}$): Kundenpreis 7 %

Meist sind die Positionen 8.10-15 a und 8.10-15 b in größeren Stückzahlen gefertigt, so daß Kundenrabatte (hier eingerechnet) möglich sind, während die Stückzahl der Filter niedriger ist, so daß dort der Listenpreis ohne Rabatt zur Anwendung kommt. Während die „billigen“ Ausgangsdrosseln hauptsächlich eine Erhöhung der Leitungslänge zum Motor gestatten, ohne den Umrichter mit dem kapazitiven Ladestrom zu überlasten, begrenzt das du/dt–Filter die Spannungsspitzen an den Motorklemmen und wird daher für explosionsgeschützte umrichtergespeiste Antriebe oft gefordert. Das Sinusfilter erlaubt neben allen bereits genannten Vorteilen eine Verringerung des umrichterbedingten Motorengeräusches wegen des glatten Stromverlaufs, eine Vermeidung der erhöhten Wicklungsbeanspruchung unabhängig von der Leitungslänge und eine bessere Einhaltung der EMV–Grenzwerte für leitungsgeführte Störungen.

8.10.6.3 Motoreingangsimpedanzen zur Reflexionsvermeidung

Alternativ zu den Umrichterausgangsfiltern kann an den Maschinenklemmen eine dreisträngige Parallelimpedanz angebracht werden, die bewirken soll, daß die Maschinenzuleitung mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen wird. Da die Motorwellenimpedanz Z_{mot} deutlich größer als die Wellenimpedanz Z_{cable} ist,

kann der Abschlußwiderstand $R = Z_{cable}$ gewählt werden [672]. Der resultierende Wellenwiderstand an den Motorklemmen Z_{res} ist damit wegen $Z_{res} = R \cdot Z_{mot}/(R + Z_{mot}) \approx R$, $R = Z_{cable} \ll Z_{mot}$, gleich dem Wellenwiderstand der Zuleitung. Der Reflexionsfaktor an den Maschinenklemmen ist dann Null,

$$r_{mot} = \frac{Z_{res} - Z_{cable}}{Z_{res} + Z_{cable}} \cong \frac{Z_{cable} - Z_{cable}}{Z_{cable} + Z_{cable}} = 0$$

es treten keine Reflexionen auf. Die zusätzlichen Verluste $3u_v^2(t)/R$ in den drei Abschlußwiderständen müssen jedoch verringert werden. Daher wird in Serie zu R ein Kondensator C angeschlossen, der während des raschen Spannungsanstiegs du/dt wegen $i_C = C \cdot du/dt$ wie ein Kurzschluß wirkt, so daß „transient“ nur der Widerstand R wirksam ist. Wenn nach Abschluß des Spannungsanstiegs die Gleichspannung $u_v = U_d$ an den Motorklemmen erreicht ist, unterbricht der Kondensator C wegen $i_C = C \cdot dU_d/dt = 0$ den Stromfluß durch den Widerstand R und vermeidet so die sonst zu hohen Verluste. Die Zeitkonstante $R \cdot C$ ist deutlich länger als die Spannungsanstiegszeit t_r zu bemessen, so daß ausreichend lange ein Stromfluß durch R erfolgt, um die Reflexion zu vermeiden. Simulationen in [672] zeigen, daß $R \cdot C$ für typische IGBT–Umrichter etwa (2 ... 3) μs betragen sollte.

Der während der Zeit $R \cdot C$ fließende Ladestrom i_C führt zu den Verlusten $3 \cdot R \cdot i_C^2$. Die Änderung der Spannung $u_v(t)$ am R–C–Glied von Null auf U_d und von U_d auf Null führt jeweils zu einem mit der Zeitkonstante $R \cdot C$ exponentiell abklingenden Stromverlauf $i_C(t)$ mit dem Scheitelwert U_d/R. Daher tritt bei jeder Spannungsänderung die Verlustenergie $W = U_d^2 \cdot C/2$ im Widerstand R auf. Da die verkettete Spannung $u_v(t)$ ein Rechteckpuls mit der Frequenz f_p ist (= zwei Spannungsänderungen je Rechteckimpuls), ist die in den drei Widerständen R umgesetzte Verlustleistung $P = 3W \cdot 2f_p = 3 \cdot U_d^2 \cdot C \cdot f_p$.

Bei dreiphasiger Motorzuleitung ist im einfachsten Fall eine Sternschaltung oder Dreieckschaltung von drei identischen R–C–Gliedern parallel zu den drei Maschinenklemmen R, S, T anzuordnen. Nachteilig für diese Lösung sind die relativ hohen Verluste und die Unterbringung der R–C–Kombination an den Motorklemmen, sei es im Klemmenkasten oder in seiner Nähe, fallweise an schlecht zugänglichen Orten in der Arbeitsmaschine, wo die z.T. verteilten Antriebe integriert sind. Diese Lösung hat sich deshalb am Markt nicht in großer Breitenanwendung durchgesetzt [687].

Beispiel 8.10-16:
Auslegung eines R–C–Glieds als Abschlußimpedanz der Zuleitung an den Motorklemmen in Sternschaltung [672]:
Maschinenzuleitung H05RR–F4G0.75: 4 x 0.75 mm^2, (dreiphasig R, S, T mit einem PE–Leiter (protective earth)):
Induktivitätsbelag: $L'_{cable} = 0.35$ μH/m
Kapazitätsbelag: $C'_{cable} = 60$ pF/m
Widerstandsbelag: $R'_{cable} = 0.039$ Ω/m

Schaltfrequenz: $f_T = 10\,\text{kHz}$, Pulsfrequenz: $f_p = 20\,\text{kHz}$
Wellenwiderstand:

$$Z_{cable} = \sqrt[4]{\frac{(R'_{cable})^2 + (\omega L'_{cable})^2}{(\omega C'_{cable})^2}} = \sqrt[4]{\frac{0.039^2 + (2\pi \cdot 10^4 \cdot 0.35 \cdot 10^{-6})^2}{(2\pi \cdot 10^4 \cdot 60 \cdot 10^{-12})^2}} = 108\ \Omega$$

Da die Leitungsbeläge je Strang gelten, gilt dies auch für den Wellenwiderstand. Folglich ist für drei in Stern geschaltete R–C–Glieder (= Strangwerte) $R = Z_{cable}$ zu bemessen: $R = 108\ \Omega$. Aus der Forderung $R \cdot C = 3\ \mu$s folgt für $C = 28$ nF. Die mittlere Impulsdauer von $u_v(t)$ beträgt $1/(2f_p) = 50\ \mu$s. Der Stromfluß durch die Abschlußimpedanz beträgt somit nur etwa 6% der Impulsdauer.
Da U_d zwischen zwei Leitern auftritt, wird für die Verlustberechung die Sternschaltung von R–C in eine Dreickschaltung umgerechnet, so daß als wirksame Größen $R_\Delta = 3 \cdot R$, $C_\Delta = C/3$ zwischen zwei Leitern auftreten. Die umgesetzte Verlustleistung ist relativ hoch: $P = 3 \cdot U_d^2 \cdot C_\Delta \cdot f_p = 3 \cdot 560^2 \cdot (28 \cdot 10^{-9}/3) \cdot 20 \cdot 10^3 =$ 176 W.

8.10.6.4 Maßnahmen zur Verringerung oder Vermeidung von umrichterbedingten Lagerströmen

Die umrichterbedingten Lagerströme treten auf als

- hochfrequente Entladeströme, hervorgerufen durch das Aufladen der Lager über den kapazitiven Spannungsteiler über die Gleichtaktspannung,
- hochfrequente Kreisströme, hervorgerufen durch die Induktionswirkung des umrichterbedingten Stator–Erdstroms,
- über die Lager fließender Rotor–Erdstrom, der sich dank einer ausreichend niedrigen Rotor–Erd–Impedanz parallel zum Stator–Erdstromfluß ausbildet.

Entsprechend den drei unterschiedlichen Wirkmechanismen sind unterschiedliche Abhilfemaßnahmen zu empfehlen. In der Maschine werden Isolierungen an den Lagern oder Erdungsbürsten zur Überbrückung der Lagerspannung angewendet. Umrichterausgangsfilter sowie besondere Maßnahmen zur Erdung des Antriebs und zur Schirmung der Motorzuleitungen sind ebenfalls in Verwendung.

a) Maßnahmen an den Lagern:
Mit dünnen Isolierschichten (50 μm ... 250 μm) beschichtete Lageraußenringe oder in den Lagersitz eingelegte Isolierfolien gestatten eine elektrische Unterbrechung eines Gleichstromflusses oder eines niederfrequenten (50 Hz / 60 Hz) Stromflusses durch diese **isolierten Lager**. Allerdings ist die Kapazität der Isolierschicht so groß, daß hochfrequente kapazitive Restströme weiterhin fließen können. Die Gleichtaktspannung an den Lagern wird dadurch nur geringfügig vermindert, so daß Entlade–Lagerströme im Lager weiterin auftreten können. Lager–Kreisströme und Rotor–Erdströme

werden dank ihrer etwas niedrigeren Frequenz im Kilohertz–Bereich deutlich vermindert (Tab. 8.20). Als effektive Gegenmaßnahme im Motor hat sich der Einsatz von (allerdings teureren) **Hybrid- oder Keramiklagern** bewährt. Dabei sind entweder die Wälzkörper (beim Hybridlager) oder auch die Lagerringe, also das gesamte Lager (Keramiklager), aus hochfestem keramischen Werkstoff, der die elektrische Feldstärke im Schmierfilm soweit verringert, daß keine Schmierfilmdurchschläge mehr auftreten. Alle drei Arten von umrichterbedingten Lagerströmen werden wirkungsvoll unterdrückt [678]. Allerdings ist darauf zu achten, daß auch an den Maschinenrotor angekuppelte Geber mit isolierten Lagern ausgeführt werden, sonst kann sich eventuell dort parallel zu den Maschinenlagern ein schädlicher Lagerstromfluß ausbilden.

b) Erdungsbürsten:
Bei großen Maschinen wird durch eine elektrische Verbindung des Gehäuses mit auf der Welle gleitenden niederohmigen Kohlebürsten eine elektrische Aufladung des Schmierfilms vermieden. Entladeströme im Lager treten daher nicht auf, während jedoch Lagerkreisströme und Rotor–Erdströme auch über den Bürstenkontakt fließen können. Wegen der unsicheren Langzeitwirkung des Bürstenkontakts auf der Welle ist diese Maßnahme nur bei Großmaschinen, die einer regelmäßigen Wartung unterliegen, im Einsatz. Bei Großmaschinen kann auch eine statische Aufladung zu einem erheblichen elektrischen Rotorpotential führen, die mit Erdungsbürsten beherrscht werden kann.

c) Umrichter–Ausgangsfilter:
Mit den bereits erwähnten ***du/dt*–Filtern und Sinusfiltern** wird der Spannungsanstieg deutlich verringert, so daß der durch das du/dt hervorgerufene Stator–Erdstrom i_E — je nach Filterauslegung — um 30 % ... 50 % verringert wird (Abb. 8.136). In gleicher Weise werden damit der Lager–Kreisstrom und der Rotor–Erdstrom verringert. Spezielle **Strom–Gleichtakt–Unterdrückungsdrosseln** sind so ausgeführt, daß sie von allen drei Strangströmen gemeinsam magnetisiert werden. Da im Idealfall die Stromsumme aller drei Strangströme stets Null ist, wirkt dann die Drossel nicht. Durch den Abfluß des hochfrequenten Stator–Erdstroms über das Gehäuse ist die Stromsumme nicht mehr Null, sondern gleich dem Erdstrom. Nun wirkt die Strom–Gleichtakt–Unterdrückungsdrossel dank der hohen Frequenz des Erdstroms als große Impedanz im Strompfad des Erdstroms und verringert diesen auf typisch 10 %, und somit auch den Lager–Kreisstrom und Rotor–Erdstrom.

Alle diese Filter verringern aber nicht die Gleichtakt–Spannung u_{M0} am Wechselrichterausgang, so daß die Lageraufladung davon unberührt ist und Entlade–Lagerströme weiterhin auftreten können (Abb. 8.138a). Nur spezielle Umrichterausgangsfilter als **Spannungs–Gleichtakt–Unterdrückungsfilter (Common Mode Voltage–Filter)**, welche

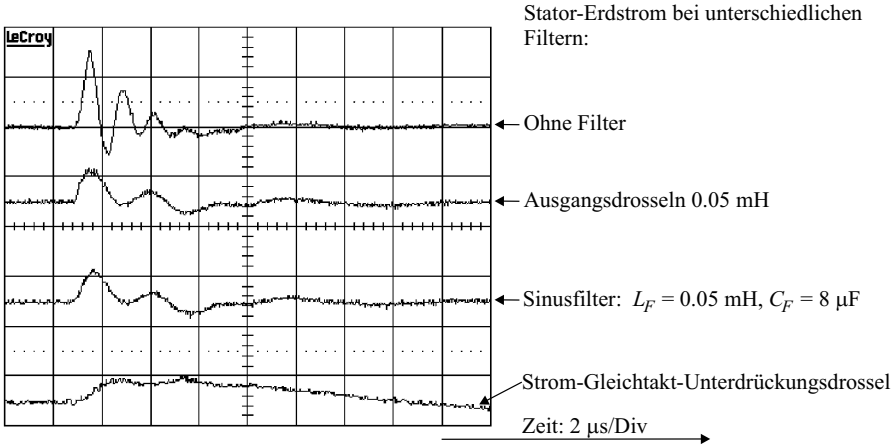


Abb. 8.136: *Gemessener Einfluß von unterschiedlichen Filtern auf den Erdstrom i_E von der Statorwicklung zum Gehäuse (20 A/Div) in einem leer laufenden, umrichtergespeisten Norm–Asynchronmotor (Achshöhe 400 mm, zweipolig, Nennleistung 500 kW) bei f_s = 50 Hz Grundschwingungsfrequenz, 3000 1/min [680]*

die Gleichtaktspannungsänderung du_{M0}/dt verringern, können die Lagerspannung auf ungefährlich kleine Werte verringern [678]. Eine mögliche Ausführung zeigt Abb. 8.137, nämlich ein Sinusfilter mit zwei parallelen Kapazitätszweigen in Sternschaltung, deren Sternpunktpotential jeweils an das Plus- bzw. Minuspotential des Zwischenkreises angeschlossen ist. Damit werden die höherfrequenten Gleichtakt–Spannungen direkt zur Entstehungsquelle zurückgeführt und belasten die Maschinenwicklung nicht, an der die Gleichtaktspannung nur noch stark verringert auftritt (Abb. 8.138b). Mit solchen Filtern werden sowohl die erhöhte Spannungsbeanspruchung der Wicklung als auch alle drei genannten Lagerstromarten wirkungsvoll vermieden. Allerdings ist der Strom in der Rückführung von der Schaltfrequenz und der Grundfrequenz abhängig und nimmt — da er an Stelle des Erdstroms fließt — dessen Größenordnung an [689].

d) Einsatz geschirmter Leitungen zwischen Maschine und Wechselrichter:
Häufig wird die Erdverbindung des Maschinengehäuses über den in der Maschinenzuleitung mitgeführten PE–Leiter durchgeführt, der das Maschinengehäuse mit dem Umrichtergehäuse verbindet (Abb. 8.139a). Das Umrichtergehäuse ist dann selbst niederohmig geerdet. Diese **ungeschirmte** vieradrige Verbindung (R, S, T, PE) kann durch eine **geschirmte** Maschinenzuleitung ersetzt werden, bei der entweder zusätzlich ein Leitergeflechtschirm das vieradrige Kabel umhüllt oder — wie bei kleineren Stromstärken üblich — anstelle eines PE das dreiadrige Kabel R, S, T umhüllt. Das leitfähige Geflecht muß mit gutem metallischen Kontakt vollflächig auf das

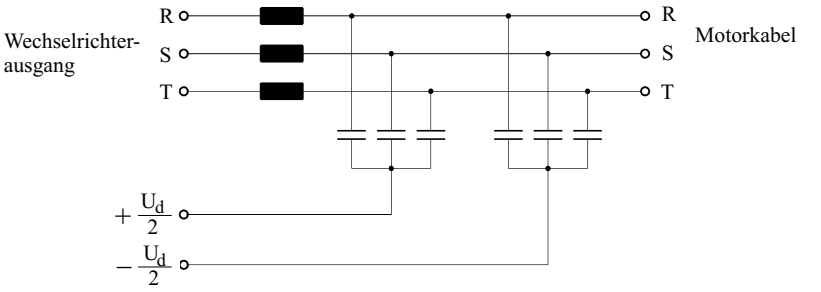


Abb. 8.137: *Spannungs–Gleichtakt–Unterdrückungsfilter, kombiniert als Sinusfilter zur Vermeidung von Gleichtakt–Effekten in der Maschine und erhöhten elektrischen Wicklungsbeanspruchungen [689]*

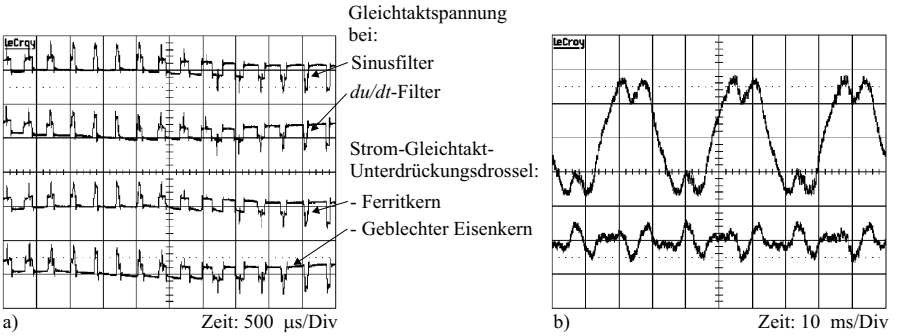


Abb. 8.138: *Gemessene Wirkung von Filtern auf die Gleichtaktspannung bei einem umrichtergespeisten, leerlaufenden Norm–Asynchronmotor 11 kW, vierpolig, Achshöhe 160 mm, 900 1/min [680]: a) Keine Verringerung der Gleichtaktspannung bei Einsatz von Sinusfilter, du/dt–Filter, Strom–Gleichtakt–Unterdrückungsdrosseln (500 V/Div) b) Wirkungsvolle Verringerung bei Einsatz eines Gleichtakt–Spannungs–Unterdrückungsfilters nach Abb. 8.137: Gemessene Leiter–Erd–Spannung (oben) und Gleichtakt–Spannung (unten, jeweils 200 V/Div)*

Maschinen- und Umrichtergehäuse aufgelegt werden. Bei ungeschirmten Maschinenzuleitungen fließt der hochfrequente Erdstrom über den PE zur Erde, bei den geschirmten Zuleitungen über den Schirm und — falls vorhanden — parallel über den PE. Durch die **geschirmte Maschinenzuleitung** kann der hochfrequente Erdstrom nahezu kein äußeres Magnetfeld erzeugen und die Gleichtaktspannung nahezu kein äußeres elektrisches Feld. Dadurch sind benachbarte, parallel verlegte Leitungen (z.B. Geberleitungen) gegen elektromagnetische Beeinflussung gut geschützt, so daß der Einsatz der (teureren) geschirmten Leitungen bei umrichtergespeisten Antrieben aus EMV–Gründen oft empfohlen wird. Der Schirm muß dabei durchgängig sein und an Verbindungsstellen zweier geschirmter Leitungen

vollflächig verbunden werden, was elegant durch EMV–gerechte Kupplungen möglich ist (Abb. 8.139b).

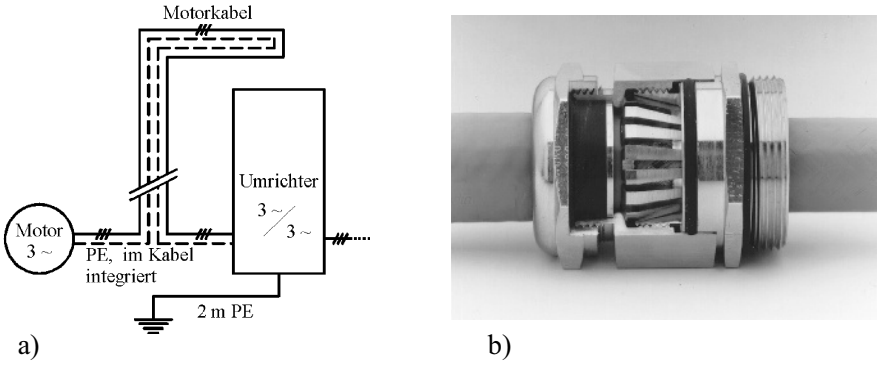


Abb. 8.139: *Erdung der elektrischen Maschine über den Umrichter: a) Beispiel einer Erdung des Maschinengehäuses über den PE–Leiter der Maschinenzuleitung (Motorkabel) und die Umrichtererdung (dort kurzer PE–Leiter zum Fundamenterder) b) Kabelkupplung zum Verbinden zweier geschirmter Teilstrecken einer Maschinen–Wechselrichter–Leitung (Quelle: Siemens AG)*

Die gegenüber ungeschirmten Leitungen geringere Nullimpedanz des geschirmten Kabels bewirkt, daß die Gleichtakt–Spannung (= Nullspannung) bei geschirmten Maschinenzuleitungen einen höheren Erdstrom (= Nullstrom) treibt. Daher nimmt der Effekt des Lager–Kreisstroms zu. Umgekehrt ist der Erdungswiderstand des Statorgehäuses, der von der Nullimpedanz der Maschinenzuleitung vor allem im Bereich höherer Frequenzen maßgeblich mitbestimmt wird, niedriger, so daß ein allfälliger Rotor–Erdstrom durch den Einsatz geschirmter Kabel verringert wird. Die Lager werden dann von diesem Erdstrom teilweise entlastet. Auf die Gleichtaktspannung selbst hat die Kabelnullimpedanz keinen Einfluß, so daß die Aufladung der Lager und die damit verbundenen Entlade-Lagerströme von der Wahl des Typs der Maschinenzuleitung unabhängig sind.

8.10.6.5 Fehlerstromschutzschalter bei umrichtergespeisten Antrieben

Kleinere umrichtergespeiste drehzahlveränderbare Drehstromantriebe mit IGBT–Wechselrichtern z.B. in Gewerbebetrieben sind am Niederspannungsnetz angeschlossen, das zusätzlich mit einem Fehlerstromschutzschalter (FI–Schutzschalter) ausgerüstet ist. Der durch die Umrichterspeisung verusachte Erdstrom i_E von der Wicklung zur Erde wird von dem FI–Schutzschalter als Fehlerstrom registriert, da er die Bedingung „Stromsumme aller Leiter ist Null“ verletzt: $i_R + i_S + i_T = i_E \neq 0$. Wenn er den Nennauslösewert (z.B. 30 mA beim

Tabelle 8.20: *Übersicht über Wirksamkeit von Abhilfemaßnahmen gegen umrichterbedingte Lagerströme in elektrischen Maschinen*

Lagerstromtyp Dominant bei	*Entladeströme* Kleine Maschinen: Achshöhe $\leq$ (132...160) mm	*Kreisströme* Größere Maschinen: Achshöhe $\geq$ (200...280) mm	*Rotor–Erdströme* durch ungünstig niedrige Rotorerdung bedingt
Maschinenzuleitung: Ungeschirmt oder geschirmt?	Kein Einfluß	Geschirmt: Geringfügige Zunahme des Lagerstroms	Geschirmt: Deutliche Verringerung des über die Lager fließenden Rotor–Erdstroms
Spannungs–Gleichtakt–Filter	Komplett unterdrückt	Komplett unterdrückt	
du/dt–Filter, Sinusfilter, Strom–Gleichtakt–Drossel	Wirkt nicht	Strom–Verringerung um (30 ... 90) %	
Isolierte Lager	Reduktion um (40 ... 60) %	Reduktion um 60 % / 80 % (ein / zwei isolierte Lager)	
Hybridlager	Komplett unterdrückt	Komplett unterdrückt	
Erdungsbürste (Wartungsbedarf)	Wirkt: Schließt Lagerspannung „kurz“	Wirkt: Übernimmt Lagerstrom, evtl. elektrisch überlastet	

Personenschutz) übersteigt, löst der FI–Schutzschalter aus. Es müßte daher in diesem Fall ein spezieller FI–Schutzschalter eingesetzt werden, der selektiv einen netzfrequenten Fehlerstrom und den hochfrequenten, betriebsmäßig auftretenden Erdstrom unterscheiden kann und nur auf den niederfrequenten Fehlerstrom reagiert. Selbst allstromsensitive FI–Schutzschalter [688], die neben Wechsel- auch Gleich–Fehlerströme erkennen, leisten dies nicht [667], da der Erdstrom hochfrequent ist. Bei dem für Brandschutz üblichen Nennauslösewert 300 mA tritt dieses unerwünschte Auslösen wegen der höheren Auslöseschwelle allerdings seltener auf. Alternativ dazu können für den Brandschutz Erdschlußwächter eingesetzt werden, die auf einem anderen Funktionsprinzip beruhen als die FI–Schutzschalter. In diesen Geräten ist über eine Frequenzcharakteristik eine Unterscheidung von niederfrequenten Erd–Fehlerströmen und hochfrequenten Erd–Betriebsströmen bedingt möglich, so daß selektiv bei Auftreten von niederfrequenten Erd–Fehlerströmen abgeschaltet werden kann.

9 Resonant schaltentlastete Wandler

In Kap. 7 wurden verschiedene Gleichspannungswandler vorgestellt. *Gleichspannungswandler erzeugen aus einer Eingangs–Gleichspannung eine wählbare Ausgangs–Gleichspannung.* In Kap. 7 waren diese Wandler vorwiegend zur Speisung von Gleichstrommaschinen vorgesehen; diese Aufgabenstellung bedeutete, daß aus einer annähernd konstanten Eingangs–Gleichspannung eine variable Ausgangs–Gleichspannung erzeugt wird.

Aufgrund der hohen Leistungen bei Gleichstromantrieben wurden in der Vergangenheit Thyristoren als Schalter verwendet, die allerdings nur einschaltbar sind. Um diese Thyristoren ausschalten zu können, müssen deshalb zusätzliche Kommutierungskreise (LC–Schwingkreise) vorgesehen werden, die den Strom im Thyristor auf Null abbauen und anschließend eine Sperrspannung am Thyristor erzeugen, um die Blockierfähigkeit des Thyristors sicherzustellen. Diese Technik war ausführlich dargestellt worden, weil bei den neuesten Entwicklungen der schaltentlasteten Stellglieder mit abschaltbaren Leistungshalbleitern wieder lineare oder nichtlineare LC–Schwingkreise genutzt werden.

[1)] Im vorliegenden Kapitel soll als Schwerpunkt in den beiden ersten Teilen eine andere Aufgabenstellung gewählt werden, nämlich die Speisung eines Verbrauchers mit einer konstanten Lastspannung. *In diesem Fall muß der Gleichspannungswandler bei variabler Eingangsspannung und bei allen Belastungen eine konstante Ausgangs–Gleichspannung liefern.* Diese Aufgabenstellung ist beispielsweise bei Stromversorgungsgeräten zu finden. Wenn in den Anwendungen der Aufwand und die Kosten maßgeblich von den passiven Bauelementen verursacht werden, wie typischerweise bei netzfreundlichen Gleichrichtern und potentialgetrennten elektronischen Stromversorgungen mit geringer Ausgangsspannungswelligkeit, so ist der Einsatz resonant schaltentlasteter Wandler sinnvoll. Eine sinnvolle Erhöhung der Schaltfrequenz kann nicht nur zu einer erheblichen Steigerung der Leistungsdichte von Stromversorungen führen, ohne Verlust an Wirkungsgrad, sondern auch zu einer Kostenminderung, denn Transformator, Tiefpaßfilter, EMV-Filter und Drosselspulen zur Leistungsfaktorkorrektur sind die Hauptkostentreiber der Stromversorgungen.

Die folgenden Unterkapitel sind gegliedert in „Zellenstruktur der Gleichspannungswandler“, „Resonante Schaltentlastung“, „Quasiresonante Zellwandler“,

[1)] Ich danke Herrn Dr.-Ing. N. Fröhleke, Paderborn, für die kritische Durchsicht und die Ergänzungen in diesem Kapitel.

„Multiresonante Zellwandler“, „Resonante Brückenwandler“ sowie „Transient–resonante Wandler“ und „Dreiphasige resonante Wechselrichter“.

Das zweite und insbesondere das dritte Unterkapitel sind sehr ausführlich, da die Darstellungen der resonanten Entlastungsvarianten zum Grundverständnis der folgenden Unterkapitel notwendig sind. Zu beachten ist aber, daß in diesen beiden Unterkapiteln von idealisierten Voraussetzungen ausgegangen wird. Die entscheidende Einschränkung ist die Vernachlässigung der parasitären inneren Halbleiterkapazitäten (Diffusionskapazität bzw. Sperrschichtkapazität). Diese Vernachlässigung erleichtert zwar das Grundverständnis der resonanten Schaltentlastung, führt aber zu kritischen Unterdimensionierungen der Leistungshalbleiter. Die Vermeidung dieser Einschränkungen führt dann folgerichtig zu den multi–resonanten Zellwandlern.

Generell muß weiterhin festgestellt werden, daß die Einfügung eines Resonanzkreises in den Hauptleistungspfad des Wandlers eine kritische Entscheidung ist, dies gilt somit sowohl für die quasi– als auch für die multi–resonanten Wandler. Die Kennzeichnung „kritische Entscheidung“ ist insbesondere durch die Verlustdaten und damit den Entwurf der Resonanzspule bedingt. Zwar wird mit zunehmender Frequenz die Baugröße der magnetischen Bauelemente bei konstanter Leistung abnehmen, allerdings steigen die Verluste aufgrund der Wirbelströme durch den Skin– und Proximity–Effekt mit zunehmender Frequenz an, so daß die Vorteile der Verringerung der Schaltverluste in den Leistungshalbleitern durch einen ungünstigen Entwurf der magnetischen Bauelemente schnell zunichte gemacht werden können. Der Entwurf der magnetischen Bauelemente ist somit eine sehr wichtige Aufgabenstellung, die aber in diesem Buch aus Platzgründen nicht auch noch abgehandelt werden kann.

Die Literatur zu diesem Thema ist umfangreich und wird zur weiteren Abrundung der Kenntnisse des geneigten Lesers auszugsweise genannt [713,727,758, 770,771].

Die Darstellungen in dem Unterkapitel „quasi– und multi–resonante Wandler“ verwenden als Ausgangsbasis die Dissertation Franck [709].

Wenn die Leistung des Wandlers im Kilowatt–Bereich ist, müssen Brückenwandler verwendet werden. Diese Darstellungen nutzen die Ergebnisse der Dissertationen Kirchenberger [729] und Fröhleke [710].

Bei allen diesen Wandlern ist der Resonanzkreis im Hauptleistungspfad angeordnet. Dies gilt auch für die in diesem Buch nicht abgehandelten Wechselrichter bzw. Umrichter mit resonantem Zwischenkreis zwischen der Einspeisung und dem lastseitigen Stromrichter.

Wenn die ursprünglichen Ansätze aus den sechziger Jahren bei den selbstgeführten Wechselrichtern mit eingeprägter Spannung und mit Thyristoren als Leistungshalbleitern auf die in diesem Kapitel behandelten Aufgabenstellungen übertragen werden, dann ergeben sich die „transient–resonanten“ Wandlertopologien. Bei diesen transient–resonanten Topologien ist der Resonanzkreis nicht mehr im Hauptleistungspfad angeordnet [734]. Wie bei den damaligen Ansätzen konzentrieren sich die Überlegungen auf Topologien mit möglichst wenigen tran-

sient wirksamen Entlastungskreisen, um den Aufwand zu begrenzen. Außer den schaltungstechnischen Lösungen an sich werden auch steuerungstechnische Maßnahmen wie die zeitvariante Ansteuerung (Phase–Shift–Ansteuerung) genutzt, um den schaltungstechnischen Aufwand zu begrenzen.

Aus Anwendersicht ist die „Phase shift control“ hinsichtlich des Entwurfs durch frühe Applikationsberichte sehr gut dokumentiert, die Zusatzkosten durch Verfügbarkeit eines entsprechenden ICs sind minimal, sie wird breit industriell eingesetzt.

Generell muß aber bei diesem transient–resonanten Wandlertopologien beachtet werden, daß „nur“ eine Verlustverschiebung von den Leistungshalbleitern im Hauptleistungspfad (damit größerer Anteil an Durchlaßverlusten bzw. Schaltfrequenzerhöhung gegenüber den Schaltverlusten möglich) zu den Leistungshalbleitern im Entlastungszweig (kein Durchlaßverlustanteil) erfolgt. Eine dramatische Verbesserung des Wirkungsgrades ist somit auch bei diesen Topologien nicht zu erwarten.

Zu beachten ist in diesem Zusammenhang die sehr kurze und damit kritische Belastung der Leistungshalbleiter im Entlastungskreis während des Entlastungsvorgangs. Diese sehr kurze Belastungsdauer ist notwendig, um den Stellbereich des eigentlichen Wandlers nicht zu sehr einzuschränken. Dies bedeutet, die Resonanzfrequenz der transient–resonanten Entlastungskreise muß deutlich höher als die Schaltfrequenz des eigentlichen Wandlers sein.

Wenn dies erfüllt ist, kann der eigentliche Wandler vorteilhaft mit der Pulsweitenmodulation betrieben werden. Die gleichen Überlegungen gelten für die resonanten Wechselrichter im letzten Unterkapitel mit dem Unterschied, daß sie aus Aufwandsgründen überwiegend frequenzgesteuert betrieben werden.

Alle diese Schaltungstopologien mit den entweder im Hauptleistungs- oder im Nebenpfad befindlichen Entlastungsschaltungen müssen sich letztendlich bezüglich Kosten, Aufwand, Volumen und Gewicht sowie Wirkungsgrad messen lassen gegenüber den herkömmlich beschalteten Wandlern. Dabei ist zu beachten, daß — wie in Band 3 dieser Buchreihe [60,61] beschrieben — es einerseits verbesserte Halbleiterstrukturen und andererseits Überlegungen zum beschaltungslosen Betrieb der Leistungshalbleiter und dazu bereits auch Realisierungen gibt. Die Einsatzgrenzen der Leistungshalbleiter Bauelemente haben sich somit durch ihre stete Verbesserung hinsichtlich Produkt aus Schaltleistung und Frequenz erhöht, wodurch dem Einsatz resonanter Schaltentlastung auf Anwendungen mit hohen Dynamik- und Leistungsdichteforderungen vorbehalten bleibt und bei Sonderanwendungen wie: Hochspannungsstromversorgungen oder die Speisung stark kapazitiver Lasten wie Ultraschallmotoren und -sonotroden. Bei diesen Anwendungen lassen sich die z.B. die Kapazitäten der Wickelgüter, UV–Lampen, piezoelektrischen Ultraschallwandler als Nutzelemente verwenden anstatt ihre Auswirkungen wie beim harten Schalten zu „bekämpfen“.

Zu den verbesserten Halbleiterstrukturen zählen u.a. die unterschiedlichen Diodenstrukturen wie die Speed–Diode oder Dioden mit transparentem Emitter und gezielt angeordneten Lebensdauerprofilen. Eine andere Variante können die

Trench–Elemente werden, bei denen beispielsweise der Reverse–Recovery–Effekt vermieden werden kann [721]. Zusätzlich sind die neuen Halbleitermaterialien wie Silizium–Carbid SiC zu bedenken.

Eine andere Chance ist der beschaltungslose Betrieb von Leistungshalbleitern, der mit „aktiven“ Ansteuerungen arbeitet. In diesem Anwendungsfall wird im allgemeinen die Spannung über den beiden Leistungsanschlüssen erfaßt; die Ansteuerung verarbeitet diese Spannung und steuert den Leistungshalbleiter so an, daß keine Überströme und Verluste, die zur Zerstörung der Bauelemente führen können, entstehen.

Die resonante Entlastung der Leistungshalbleiter von den Schaltverlusten führt somit nicht zu allgemein vorteilhaften und leicht anwendbaren Schaltungstopologien, die unbedenklich und zwangsläufig immer besser sind als herkömmliche Topologien. Es gibt aber bei sorgfältiger Abwägung durchaus Bereiche für die Anwendung derartiger Topologien. Dies sollte insbesondere auch im Hinblick auf verbesserte Halbleiterstrukturen und Halbleitermaterialien beachtet werden.

Zur zögerlichen Einführung der resonant schaltentlasteten Wandler lassen sich folgende Gründe anführen: Die quasi–resonanten Zellwandler mit Nullstrom (ZCS) oder Nullspannungschalten (ZVS) weisen keine durchweg überzeugenden Vorteile auf, weshalb sie nur bei speziellen Anwendern genutzt werden. Die multi–resonanten Zellwandler weisen eine hohe Blindleistungsaufnahme auf, haben nichtlineare Steuerkennlinien, sind nicht einfach zu regeln und schwierig zu analysieren.

9.1 Die Zellenstruktur der Gleichspannungswandler

Jeder Gleichspannungswandler muß mindestens einen steuerbaren Halbleiterschalter sowie eine Diode enthalten [735]. In diese Gruppe gehören die aus Kap. 7 bekannten Tiefsetzsteller und Hochsetzsteller. Ihre Funktionen in der hartschaltenden Version — also ohne resonante Schaltentlastung — sind in Kap. 7 bereits behandelt worden.

Im folgenden soll der Begriff des *Zellwandlers* eingeführt werden, um die Grundlagen für die weiteren Darstellungen zu erarbeiten.

In der einfachsten Ausführung mit nur einem steuerbaren Leistungs–Halbleiterschalter sowie einer Leistungsdiode existieren neben dem Tiefsetzsteller oder *Buck*–Wandler und dem Hochsetzsteller oder *Boost*–Wandler vier weitere Grundformen [735]: Der Drosselinvers–Wandler bzw. *Buck–Boost*–Wandler, der nach seinem Erfinder benannte *Ćuk*–Wandler, der **S**ingle **E**nded **P**rimary **I**nductor **C**onverter oder kurz *Sepic*–Wandler und schließlich als sechster der *Zeta*–Wandler.

Diese sechs Gleichspannungswandler–Grundformen werden *Zellwandler* genannt und sind in Abb. 9.1 in ihrer jeweiligen idealen hartschaltenden Struktur dargestellt.

In der linken Spalte von Abb. 9.1 sind die aus Kap. 7 bzw. aus der Literatur geläufigen Standard–Schaltungsstrukturen zusammengefaßt. Um den Übergang von der Standard– zur Zellenstruktur zu erleichtern, müssen in vier der sechs Wandler–Grundformen die Bauteilanordnungen abgewandelt werden. Die Wandlerfunktionen bleiben aber erhalten. Die rechte Spalte von Abb. 9.1 zeigt die sechs Wandler–Grundformen in Zellenstruktur.

Anhand der rechten Spalte in Abb. 9.1 wird der schaltungstechnische Ansatzpunkt zur weiteren mathematischen Behandlung dieser sechs Gleichspannungswandler deutlich:

Alle enthalten die gleiche *Zelle*, bestehend aus Leistungs–Halbleiterschalter S und –Diode D_F, begrenzt von den drei Anschlüssen **A** (active), **P** (passive) und **C** (common). Diese drei Punkte haben bei allen sechs in der Zellenstruktur dargestellten Schaltungen jeweils dieselbe Zuordnung.

Mit dem Anschlußpunkt **A** ist ein Leistungsanschluß des steuerbaren Halbleiters und immer auch der Pluspol der Eingangsspannung U_Q verbunden. Der Anschlußpunkt **C** ist der einzige, dessen Potential sich periodisch sprungförmig ändert, da an diesem Punkt sowohl der zweite Leistungsanschluß des steuerbaren Halbleiters als auch die Kathode der Diode und zumindestens eine Filterinduktivität, die den Strom einprägt und damit Spannungssprünge zuläßt, gemeinsam angeschlossen sind. Anschlußpunkt **P** schließlich ist der „Masseanschluß“ der Last und zugleich der Anoden–Anschluß der Diode.

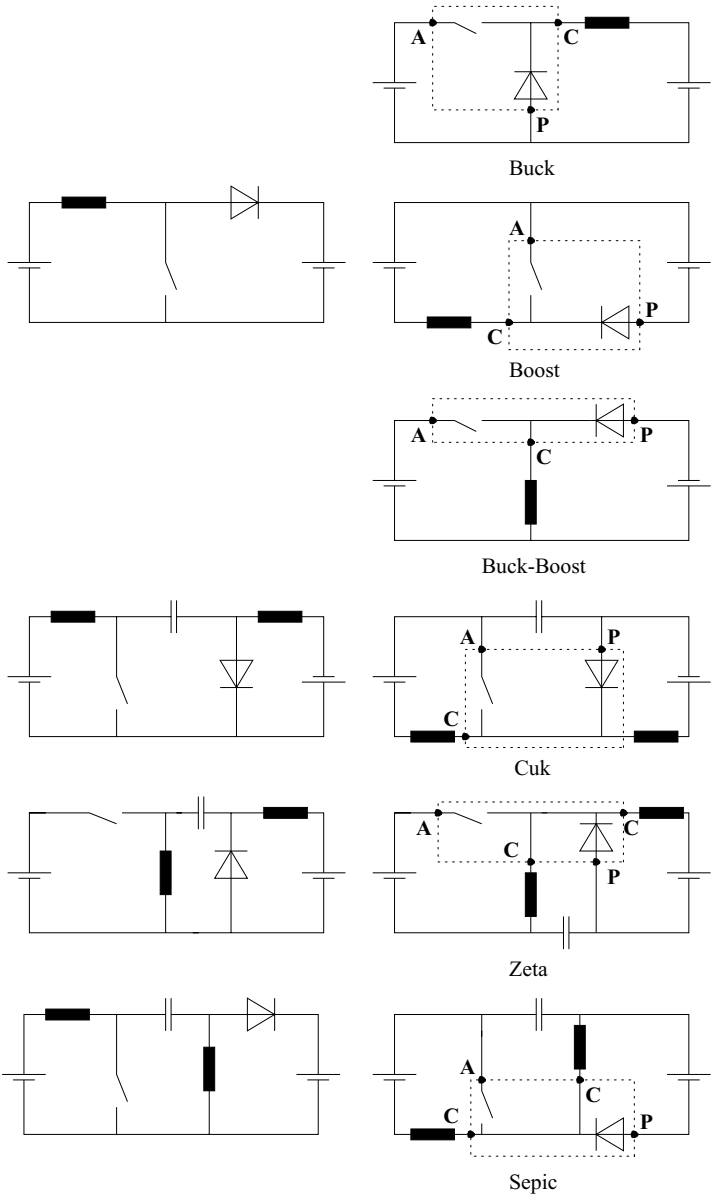
Alle sechs Wandler–Grundformen lassen sich somit zerlegen in die *Wandlerzelle*, die die Halbleiterbauelemente enthält, und in eine Umgebung, die aus den kapazitiven und induktiven Komponenten, eventuellen äußeren Filtern, der Spannungsquelle U_Q und der Last (die hier als Spannungsquelle U_V dargestellt ist) besteht [763]. Dies ist für die Bestimmung der stationären Spannungsübersetzung sowie aller Beanspruchungen innerhalb der Schaltung von großem Vorteil.

Als Eingangsspannung u_{ze} der Wandlerzelle wird die Gleichspannung zwischen den Punkten **A** und **P** definiert, als Ausgangsspannung die zeitvariante Sperrspannung u_{za} der Diode D_F. Als Ausgangsstrom i_{za} der Zelle ist die Summe der geglätteten Ströme definiert, die in den an Knoten **C** angeschlossenen Glättungsspulen eingeprägt sind.

Der Hauptvorteil der Wandleranalyse in Zellenstruktur ist die einfache Berechnung der stationären Steuerkennlinie aller sechs Wandler–Grundformen auf der Basis des aus Kap. 7 bekannten Übertragungsverhaltens des Tiefsetzstellers. Die Berechnung der stationären Spannungsübertragung des hartschaltenden Tiefsetzstellers (Abb. 9.1 rechts oben) sei hier kurz wiederholt:

Der Schalter S wird periodisch ein- und ausgeschaltet, wobei für die Auslegung der Filterelemente und der Kühlung die Schaltfrequenz ausschlaggebend ist (s. Kap. 9.2.1). Der stationäre Arbeitspunkt wird, wie in Kap. 7 bereits ausgeführt, über das Verhältnis von Einschaltdauer zu Periodendauer, über das Tastverhältnis a

$$a = \frac{t_e}{T} \tag{9.1}$$



a) Standardstruktur *b) Zellenstruktur*

u_{ze} zwischen **A P**, u_{za}: Sperrspannung der Diode D_F
i_{za}: Knoten **C**

Abb. 9.1: *Die sechs idealen hartschaltenden Einzelschalter–Wandler in Standard- und in Zellenstruktur*

eingestellt, wobei entweder t_e (*P*uls*w*eiten*m*odulation PWM) oder T (Pulsfolgesteuerung) oder beide Größen (direkte Hystereseband–Steuerung) variieren.

Wenn der Zellausgangsstrom i_{za} nicht lückt, wechseln sich der steuerbare Schalter S und die Diode D_F in der Stromführung ab. Pro Periode entsteht also in Sperrichtung zur Diode D_F die Spannungs–Zeit–Fläche $U_Q \cdot t_e$.

Da über der an Knoten **C** angeschlossenen und als ideal angenommenen Glättungsspule keine Gleichspannung abfällt, ist die Ausgangsspannung U_V gleich dem zeitlichen Mittel der zeitvarianten Dioden–Sperrspannung u_{za}. Für den idealen hartschaltenden Tiefsetzsteller gilt folglich:

$$U_V = \frac{U_Q \cdot t_e}{T} = U_Q \cdot a \tag{9.2}$$

Außerdem ergibt sich gemäß obiger Zellendefinition für die bei einigen Wandlerstrukturen zeitvariante Zelleingangsspannung (s. Abb. 9.1)

$$u_{ze} = U_Q \tag{9.3}$$

und für den Mittelwert der Zellausgangsspannung (kein Gleichspannungsabfall über der Glättungsspule)

$$U_{za} = U_V \tag{9.4}$$

Werden die beiden Ergebnisse in Gl. (9.2) eingesetzt und nach a aufgelöst, ergibt sich die allgemeingültige Definition der stationären Spannungsübertragung der Zelle, auch *innere Spannungsübertragung* genannt:

$$a = \frac{U_{za}}{u_{ze}} = m_z \tag{9.5}$$

Die Spannungsübertragung m_z der Zelle genügt, um die Spannungsübersetzungen

$$m = \frac{U_V}{U_Q} \tag{9.6}$$

aller sechs Wandler zu berechnen. Die dazu notwendigen Gleichungen werden aus Abb. 9.1 hergeleitet:

$$m_{Buck} = \frac{U_{za}}{u_{ze}} = m_z \tag{9.7}$$

$$m_{Boost} = \frac{u_{ze}}{u_{ze} - U_{za}} = \frac{1}{1 - \dfrac{U_{za}}{u_{ze}}} = \frac{1}{1 - m_z} \tag{9.8}$$

$$m_{Buck-Boost} = \frac{U_{za}}{u_{ze} - u_{za}} = \frac{\dfrac{U_{za}}{u_{ze}}}{1 - \dfrac{U_{za}}{u_{ze}}} = \frac{m_z}{1 - m_z} = \frac{1}{1 - m_z} - 1 \tag{9.9}$$

$$m_{Cuk} = m_{Zeta} = m_{Sepic} = m_{Buck-Boost} \tag{9.10}$$

Die Beziehung $m_z = a$ (Gl. (9.5)) gilt für alle sechs idealen hartschaltenden Zellwandler. Die für nichtlückende Zellausgangsströme gültigen Spannungsübersetzungskennlinien sind in Abb. 9.2 dargestellt. Der zweite Vorteil der Wandler-

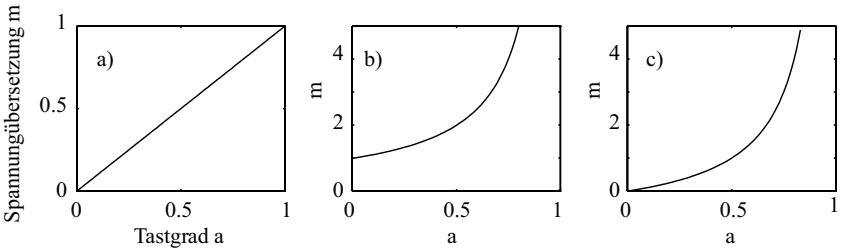


Abb. 9.2: *Steuerkennlinien der hartschaltenden Wandler im nichtlückenden Betrieb:* **a** *Tiefsetzsteller* **b** *Hochsetzsteller* **c** *Buck–Boost–, Ćuk–, Zeta– und Sepic–Wandler*

analyse in Zellenstruktur betrifft die Ermittlung der Elementebeanspruchungen, insbesondere für die Halbleiterelemente in der Zelle. Aus der rechten Spalte von Abb. 9.1 wird ersichtlich, daß in jeder der sechs Topologien die Zelleingangsspannung u_{ze} gleich der Sperrspannung der Diode D_F (steuerbarer Schalter S eingeschaltet) bzw. der Blockierspannung des Schalters S (Diode D_F leitfähig) ist, und der Zellausgangsstrom i_{za} gleich dem Strom ist, der vom Schalter bzw. von der Diode geführt werden muß.

Die zur Beanspruchungs–Ermittlung nötigten Kopplungsgleichungen der äußeren Größen, wie der Eingangsspannung U_Q, des Eingangsstroms i_Q, der Ausgangsspannung U_V und des Ausgangsstroms I_V, zu den inneren Größen u_{ze} und i_{za} der Zelle werden aus Abb. 9.1, rechte Spalte, hergeleitet und sind für den Buck–Wandler

$$u_{ze} = U_Q \ , \qquad i_{za} = I_V \ , \tag{9.11}$$

für den Boost–Wandler

$$u_{ze} = U_V = mU_Q \ , \qquad i_{za} = i_Q \tag{9.12}$$

und für die restlichen vier Wandler

$$u_{ze} = U_Q + U_V = (1+m)U_Q \ , \qquad i_{za} = I_V + i_Q \tag{9.13}$$

Die Untersuchung der Wandler kann somit aufgeteilt werden in die Analyse der aktiven Zelle und in die der passiven Umgebung. Ist das Verhalten der jeweiligen Zelle bekannt, kann das Verhalten des jeweiligen Wandlers schnell und einfach bestimmt werden [707, 763].

Eine wichtige Eigenschaft der vier hoch- und tiefsetzenden Zellwandler Buck–Boost, Ćuk, Zeta und Sepic ist, daß die Halbleiterelemente jeweils mit der *Summe* aus Eingangs- und Ausgangsspannung sowie Eingangs- und Ausgangsstrom beansprucht werden. Dies ist sozusagen der Preis für die Fähigkeit dieser Wandler,

die Spannungen sowohl tief- als auch hochsetzen zu können, und für eine weitere Eignung dieser vier Wandler: Alle vier können durch passive Komponenten wie Kondensatoren und Transformatoren so erweitert werden, daß der Ausgang vom Eingang galvanisch isoliert ist (s. Abb. 9.3). Die Minimalkonfiguration an Leistungshalbleitern bleibt dabei bewahrt, ebenso unverändert bleibt deren Belastung bei Anwendung eines 1:1–Transformators.

Der dritte Vorteil der Wandler–Analyse mit der Zellenstruktur ist die klare Definition, an welcher Stelle in der jeweiligen Topologie der Transformator eingefügt werden muß. Die einzigen Möglichkeiten sind Punkte mit Wechselspannungssignalen, somit in allen Strukturen (rechte Spalte von Abb. 9.1) nur der Knoten **C**.

Ist die Spannung zwischen Knoten **C** und dem Minuspol der Eingangsspannung U_Q eine reine Wechselspannung, und sind an Knoten **C** sowohl Eingangskreis als auch Ausgangskreis angeschlossen, so kann der entsprechende Wandler galvanisch isolierend ausgeführt werden.

Die erste Bedingung ist vom Boost– bis zum Sepic–Wandler erfüllt, die zweite jedoch nur vom Buck–Boost– bis zum Sepic–Wandler. Somit sind nur die vier sowohl hoch- als auch tiefsetzenden Zellwandler in ihrer Grundform isolierend ausführbar (Abb. 9.3).

Die Ziffern n und 1 an den Transformatorsymbolen in Abb. 9.3 geben die in diesem Kapitel angewandte Definition des Windungsverhältnisses n an.

Nachdem die Grundgedanken, die zur Zellenstruktur geführt haben, diskutiert worden sind, soll noch einmal auf Abb. 9.1 und auf die Ein- und Ausgangscharakteristika zurückgekommen werden. Aus der linken Spalte von Abb. 9.1 ist zu entnehmen, daß die Buck–, Buck–Boost– und Zeta–Wandler Spannungseingänge haben, d.h. der Schalter S ist direkt mit der Spannungsquelle U_Q verbunden. Die Boost–, Ćuk– und Sepic–Wandler haben dagegen einen Stromeingang, d.h. zwischen der Spannung U_Q und dem Schalter S ist eine Spule angeordnet. Unterschiedlich sind dagegen die Verhältnisse auf der Ausgangsseite. Die Buck–, Ćuk– und Zeta–Wandler haben jeweils am Ausgang eine Spule und somit einen Stromausgang. Die anderen drei Wandlerarten Boost, Buck–Boost und Sepic haben dagegen einen Spannungsausgang.

Jeweils gleiche Charakteristik an Ein- und Ausgang weisen demnach nur der Buck–Boost– und der Ćuk–Wandler auf.[2)] Beide sind sowohl hoch- als auch tiefsetzend, sind isolierend ausführbar, kehren jedoch in galvanisch gekoppelter Form die Spannungspolarität vom Eingang zum Ausgang um.

Alle anderen Topologien weisen in galvanisch gekoppelter Form positive Ausgangsspannungen auf, aber haben an Ein- und Ausgang jeweils unterschiedli-

[2)] Hier wird die Spannungsquelle eingangsseitig, sowie der Kondensator am Ausgang bei lückfreiem Betrieb des Buck–Boost Wandlers mit Stromblöcken belastet. Die Einfachheit der Originalschaltung wird durch notwendige Vor- bzw. Nachfilter mit hochwertigen Kondensatoren relativiert. Bei Ausgangsspannungen >5 V sind beim Ćuk–Wandler diese Filter wegen starker Wechselstrombelastung der Kondensatoren notwendig; der Ein- und Ausgangsstrom sind sehr geglättet.

che Charakteristik. Buck– und Boost–Wandler nehmen eine Sonderstellung ein, da sie nicht isolierend ausgeführt werden können, und da der Buck–Wandler die Spannung nur verkleinern, der Boost–Wandler die Spannung nur vergrößern kann. Die vom Buck–Wandler abgeleiteten isolierten Schaltungen — die sogenannten Flußwandlerschaltungen — sind die in der Praxis die weitverbreitetsten in elektronischen Stromversorgungen. Sie benötigen aber eine entsprechende Schaltungserweiterung, meist zur Entmagnetisierung der Hauptinduktivität des Transformators. Üblich sind entweder eine dritte Wicklung mit entsprechend gepolter Diode oder der sog. Zwei–Transistor–Flußwandler, der zur Entmagnetisierung zwei zusätzliche Dioden verwendet und sozusagen das „Arbeitspferd" der europäischen Stromversorgungsindustrie ist. Etwas entsprechendes gibt es auch zum Boost–Wandler, der sogenannte isolierte Boost–Vollbrücken–Wandler.

Mit den vier hoch- und tiefsetzenden Wandlern in isolierender Ausführung (s. Abb. 9.3) lassen sich alle Kombinationen aus Eingangscharakteristik, Ausgangscharakteristik und Polarität der Ausgangsspannung mit jeweils allen Spannungsübersetzungen erzeugen.

In [738] wird die Generierung und die Analyse weiterer hartschaltender Wandlertopologien gezeigt, die jedoch allesamt mehr als zwei Leistungshalbleiterelemente enthalten und somit hier nicht behandelt werden sollen.

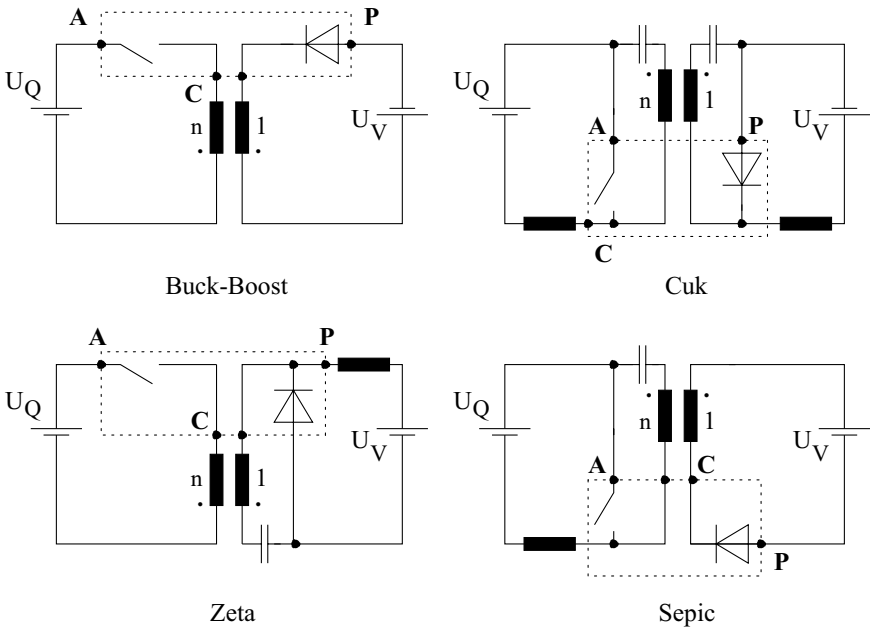


Abb. 9.3: *Die vier prinzipbedingt isolierend ausführbaren Zellwandler Buck–Boost, Ćuk, Zeta und Sepic.*

9.2 Resonante Schaltentlastung: Grundüberlegungen

9.2.1 Einführung

Wenn bei Gleichspannungswandlern eine Erhöhung der Leistungsdichte gefordert wird, ist eine Möglichkeit die Erhöhung der Schaltfrequenz. Die Schaltfrequenzerhöhung erscheint als naheliegende Lösung, da mit steigender Schaltfrequenz die Eckfrequenz der Ein- und Ausgangsfilter ebenso steigt, wodurch das Volumen und das Gewicht der Filterkomponenten entsprechend verringert wird. In gleicher Weise gilt dies für Glättungsspulen und Transformatoren, da mit steigender Frequenz und konstanter Spannung die zu übertragende Spannungszeitfläche pro Schaltperiode und damit der Flußhub abnehmen.

Die Erhöhung der Schaltfrequenz der Wandler hat allerdings ihre Grenze, die erstens durch die Schaltverluste in den Leistungshalbleitern bedingt ist. Mit zunehmender Schaltfrequenz müssen entweder die Durchlaßverluste entsprechend der Zunahme der Schaltverluste abgesenkt werden, wenn die abzuführende Verlustenergie konstant bleibt, oder es muß die Kühlfläche und damit das Kühlvolumen für die Halbleiter erhöht werden, um die erhöhten Schaltverluste abzuführen, oder es können beide Methoden kombiniert werden. Zweitens werden mit zunehmender Schaltfrequenz die parasitären Effekte in der Schaltung immer ausgeprägter (s. [60, 61] Schaltverhalten der verschiedenen Leistungshalbleiter), so daß aufgrund der gegenseitigen Beeinflussungen von passiven und Halbleiter–Komponenten zusätzliche Beanspruchungen entstehen, die zu Spannungs- und/oder Stromüberhöhungen führen, die wesentlich größer sein können als bei idealen Betriebszuständen.

Um diese gegenläufigen Tendenzen abzuschwächen, wurde die alte Idee der selbstgeführten Schaltungen mit nur einschaltbaren Leistungshalbleitern wieder aufgenommen, die resonante Löschkreise verwendeten. Der Ansatz ist die Verringerung bzw. Vermeidung der Schaltverluste der Leistungshalbleiter, indem durch resonante Entlastungsschaltungen der steuerbare Leistungshalbleiter entweder spannungslos eingeschaltet (Zero Voltage Switching, ZVS) oder stromlos ausgeschaltet (Zero Current Switching, ZCS) wird [723, 747]. Bei ZVS oder ZCS wird somit jeweils eine Schaltflanke von den Schaltverlusten (bis auf Ansteuerverluste) optimal entlastet. Wesentlich ist bei diesem Vorgehen, daß die parasitären Elemente wie die internen Kapazitäten der Halbleiter beim Schaltungsentwurf berücksichtigt und im allgemeinen um zusätzliche äußere Kondensatoren erweitert werden. Dies gilt ebenso für die parasitären Induktivitäten, beispielsweise für die Streuinduktivität des Transformators. Diese Überlegungen führen zu den quasi– und den multi–resonanten Wandlertopologien, wenn der Resonanzkreis bzw. die Resonanzkreise im Haupt–Leistungspfad liegen, und zu den transient–resonanten Wandlertopologien, wenn der oder die Resonanzkreise nur zeitweise eingeschaltet werden und außerhalb des Haupt–Leistungspfades liegen; dies sind die Lösungen, die in ähnlicher Form bereits bei den nicht–ausschaltbaren Leistungshalbleitern angewandt wurden.

Im Gegensatz zu hartschaltenden Topologien arbeiten einige resonante Zellwandler–Topologien auch dann korrekt, wenn keine elektrische Nutzleistung entnommen wird. Diese Eigenschaft ermöglicht u.a. die genaue Untersuchung der Verluste resonanter Schalter. In [714–716] werden Schaltungen vorgestellt, bei denen die Nutzleistungsauskopplung fehlt. Die Wirkleistung, die von der Schaltung dennoch aufgenommen wird, ist ein dann sehr exaktes Maß für die in den resonanten Schaltern (Halbleiter plus Schwingkreis) auftretenden Verluste.

9.2.2 Nullspannungsschalter (ZVS)

Ein Nullspannungsschalter soll nur dann einschalten, wenn die Spannung über ihm zu Null geworden ist. ZVS ist die Abkürzung der entsprechenden englischen Bezeichnung „**Z**ero **V**oltage **S**witching“. Diese Schalterart ist bereits in Band 3 dieser Reihe ([60, 61] Kapitel 5.7) kurz dargestellt. Die im allgemeinen variable Halbleiter–Kapazität wird durch einen parallelgeschalteten Kondensator mit der Kapazität C vergrößert, die Summe aus beiden ergibt die Kapazität C_r.

In Serie zu Schalter S und C_r ist die Resonanzinduktivität L_r geschaltet. Dies ist das Minimalnetzwerk, um einen Nullspannungsschalter zu erhalten. Die

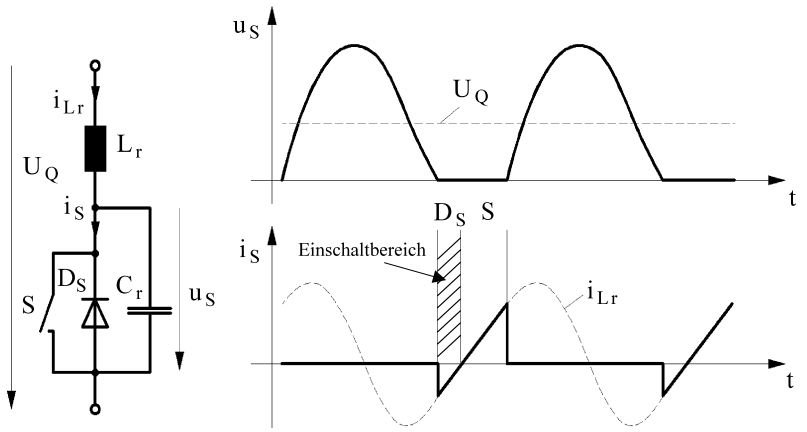


Abb. 9.4: *Der Nullspannungsschalter, Halbschwingungsversion*

Halbschwingungsversion hat eine antiparallel zum Schalter S angeordnete Diode D_S, hier kann der Schalter keine negativen Spannungen sperren; dieser Schaltertyp kann beispielsweise besonders vorteilhaft mit vertikalen MOSFETs realisiert werden (Abb. 9.4).

Solange der Schalter S eingeschaltet ist, steigt der Resonanzstrom i_{Lr} bei Spannungseinprägung mit konstantem $di_{Lr}/dt = U_Q/L_r$ an. Durch das Ausschalten des Schalters S kommutiert der Strom auf C_r, und es entsteht ein Serienschwingkreis, der als Anfangsbedingungen zum Zeitpunkt $t = 0$ den Strom $i_{Lr} = I_V$, und die Spannung $u_{Cr} = u_S = 0$ hat. Als Zusatzbedingung für

die folgenden Überlegungen ist die eingeprägte Spannung U_Q als äußere Spannung am Schwingkreis zu beachten, d.h. der konstanten Spannung U_Q ist die Spannung des Schwingkreises überlagert. Die Spannung u_S an der Schalterkapazität C_r und damit am Schalter S und an der antiparallelen Diode D_S ist durch den Serienschwingkreis bestimmt, der Scheitelwert von u_S übersteigt den Wert von U_Q deutlich. Nach etwas mehr als einer halben Schwingung wird die Schalterspannung zu Null, und die antiparallele Diode D_S übernimmt den zu diesem Zeitpunkt negativen Resonanzstrom i_{Lr} [762–764]. Solange D_S leitet, also solange i_{Lr} noch negativ ist, beträgt die Schalterspannung u_S nur die Durchlaßspannung der Diode D_S und ist somit ungefähr null; der Schalter kann (bis auf die Gateverluste) annähernd verlustfrei eingeschaltet werden (gestrichelter Bereich). Zwei Punkte müssen beachtet werden:

Der Spitzenwert der Spannung u_S ist deutlich höher als der Wert der Eingangsspannung U_Q. Diese Tatsache wird später bei der Optimierung quasi–resonanter (s. Kap. 9.3) und multi–resonanter Zellwandler (s. Kap. 9.4) noch zu berücksichtigen sein.

Der Schalter S wird ausgeschaltet, während er den Resonanzstrom i_{Lr} führt, er muß also vom stromführenden in den blockierenden Zustand wechseln. Dabei treten am Schalter kurzzeitig Strom und Spannung gleichzeitig auf, es entstehen im Schalter somit Ausschaltverluste. Allerdings sind diese Verluste reduziert, da der Resonanzstrom i_{Lr} nach dem Ausschalten von S auf die zum Schalter parallele Kapazität C_r kommutiert und diese auflädt. Dadurch wird der Spannungsanstieg am Schalter gegenüber hartschaltendem Betrieb deutlich verlangsamt, die Spannung am Ende der Zeit, in der der Schalter den Strom abbaut, ist wesentlich niedriger als ohne C_r. Das verlustbestimmende Flächenprodukt aus Schalterstrom und Schalterspannung ist deutlich kleiner.

Wenn der Schalter den Strom im Schalter S selbst schnell abbauen kann, damit der Strom i_{Lr} ebenso schnell auf den Kondensator kommutiert, dann ist die Ausschaltverlustleistung umso geringer, je schneller der Strom im Schalter abgebaut werden kann. Der Leistungs–MOSFET hat annähernd dieses Verhalten. Daher eignet sich dieser Halbleiterschalter auch am besten für diese Art der resonanten Schaltentlastung. Der vertikale MOSFET hat für die ZVS–Halbschwingungsversion den zusätzlichen Vorteil, daß die Inversdiode bereits im Schalter enthalten ist. Allerdings ist sie wegen ungeeigneter dynamischer Eigenschaften häufig nicht nutzbar.

Der Nullspannungsschalter hat einen weiteren entscheidenden Vorteil: Jeder Halbleiter kann im sperrenden oder blockierenden Zustand als eine nichtlineare Kapazität mit mehr oder weniger großem Serienwiderstand approximiert werden. Beim MOSFET in Trenchtechnologie wird beim harten Schalten zusätzlich Gewinn aus der extremen Nichtlinearität der Ausgangskapazität gezogen: Ihr minimaler Wert beim Einschalten verursacht nur geringe sogenannte „charge down“ Entladungsverluste, während der maximale Wert beim Ausschalten die Steilheit der wiederkehrenden Spannung und somit die Ausschaltverluste verringert.

Bei ZVS ist dem Schalter — und somit auch seiner inneren Kapazität — ein diskreter Kondensator direkt parallelgeschaltet. Damit wird die Schalter–Gesamtparallelkapazität größer und linearer. Die innere Schalterkapazität für sich genommen hat keinerlei störenden Einfluß mehr auf den resonanten Schalter, vielmehr wird sie im Entlastungs–Schwingkreis mitgenutzt. Dieser Vorteil bringt jedoch gleich einen Nachteil mit sich: Wird ein resonanter Nullspannungsschalter zu früh eingeschaltet, also solange an der Parallelschaltung aus Schalter, innerer und äußerer Kapazität noch eine Blockierspannung größer Null anliegt, sind die Einschaltverluste unter Umständen wesentlich höher als in einer hartschaltenden Topologie.

Die Vollschwingungsversion des Nullspannungsschalters (Abb. 9.5) unterscheidet sich von der Halbschwingungsversion dadurch, daß die Diode nicht antiparallel, sondern in Serie zum Schalter angeordnet ist, so daß der Schalter Spannungen sowohl blockieren als auch sperren kann. (Die Diode ist als Symbol für die Sperrfähigkeit des Schalters zu betrachten.) Der Schalter kann somit Spannungen in beiden Richtungen aufnehmen, den Strom jedoch nur in einer Richtung führen. Die grundsätzliche ZVS–Funktionsweise bleibt gleich, auch wenn der Einschaltpunkt von dem der Halbschwingungsversion abweicht.

Sobald der Schalter S ausgeschaltet ist, wirkt der Serienschwingkreis aus L_r und C_r. Beim Nulldurchgang der Schalterspannung u_S von Plus nach Minus ist der Resonanzstrom i_{Lr} negativ. Im Gegensatz zur Halbschwingungsversion bleibt der L_r–C_r–Serienresonanzkreis länger wirksam, da nur Schalter und Diode gemeinsam für eine Stromrichtung wirken können. In der Zeit mit negativen u_S–Werten (gestrichelter Bereich) kann der Schalter annähernd verlustfrei eingeschaltet werden, da die negative Spannung von der Seriendiode oder vom Schalter selbst gesperrt wird. Wenn der Schalter S während der Zeit mit negativen u_S–Werten eingeschaltet worden ist, dann müssen für die Stromführung des Schalters

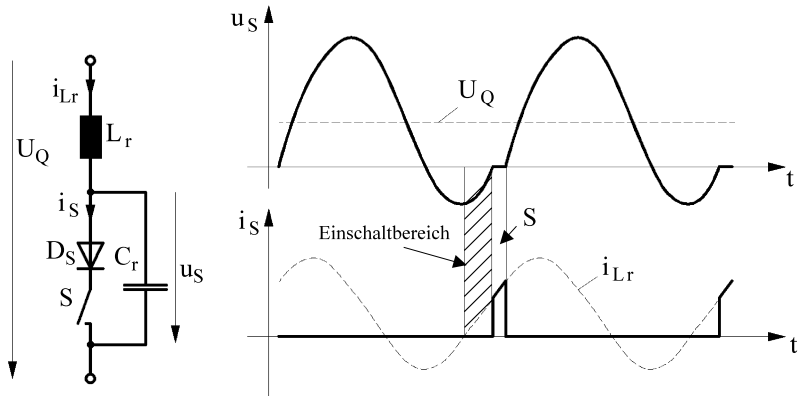


Abb. 9.5: *Der Nullspannungsschalter, Vollschwingungsversion*

S parallel ein positiver Strom i_{Lr} und eine positive Spannung u_S abgewartet werden, d.h. der Schalter S „wartet“ auf diese Kombination beider Größen, um die Stromführung von Kondensator C_r zu übernehmen. Eine genaue Analyse dieses Schaltertyps findet sich in Abschnitt 9.3.2.

Wie aus Abb. 9.4 und 9.5 zu entnehmen, ist für die korrekte Funktion des resonanten Nullspannungsschalters immer eine nahezu vollständige Schwingung eines Resonanzkreises nötig, die zu einer negativen Schalterspannung u_S führt, während der der Schalter S nahezu verlustlos eingeschaltet werden kann. Dieser Schwingkreis muß jedoch keineswegs in unmittelbarer Nähe des Schalters S angeordnet sein. Längere Zuleitungen zu Induktivitäten haben auf das Verhalten der Gesamtschaltung (fast) keinen Einfluß. Deshalb ist es auch nicht nötig, jedem einzelnen Schalter einen eigenen kompletten Schwingkreis zuzuordnen, wenn sich in einem Wandler mehrere resonante ZVS–Schalter befinden. Ein einziger Schwingkreis kann eine ganze Vollbrücke resonant schaltentlasten [726, 728, 729] (s. auch Abschnitt 9.5). Viel sinnvoller ist der flexiblere Ansatz, nicht die exakte Position der Resonanzelemente festzulegen, sondern die elektrischen Abschlußbedingungen für ZVS–Schalter zu formulieren.

Die interne Halbleiterkapazität wird durch einen äußeren Resonanzkondensator vergrößert. Damit die Resonanzspannung u_S auch tatsächlich der am Halbleiterschalter anliegenden Spannung entspricht, dürfen keine nennenswerten Verdrahtungsinduktivitäten zwischen dem äußeren Kondensator und dem Halbleiterschalter (samt Serien- oder Inversdiode) auftreten. Deshalb wird der Parallelkondensator dem Schalter zugerechnet (auch bzgl. des Layouts einer Wandlerschaltung), alle anderen Elemente zu seinem Abschluß. Dazu zählt im einfachsten Fall, wie in Abb. 9.4 und 9.5, die zur Vervollständigung des Schwingkreises nötige Resonanzinduktivität L_r. Sie ist in Serie zu Schalter und Parallelkapazität angeordnet, um eine evtl. außen anliegende Spannung (in Abb. 9.4 und 9.5 ist dies U_Q) von der durch C_r im inneren festgelegten Schalterspannung u_S zu entkoppeln.

Zur Bestimmung der Abschlußcharakteristik werden die elektrischen Größen über den Elementen des Abschlusses analysiert: Der Strom i_{Lr} in der Induktivität L_r eilt der Spannung $U_Q - u_S$ nach. Für die Funktion des Nullspannungsschalters ist somit ein stromeinprägender Abschluß notwendig, dieser Abschluß kann beispielsweise durch eine in Serie zum Nullspannungsschalter an sich angeordnete Induktivität erreicht werden (s. Abb. 9.5). Dies bedeutet weiterhin, daß dieser Serienschwingkreis — um den stromeinprägenden Abschluß zu erhalten — überresonant, d.h. mit Frequenzen oberhalb der Resonanzkreisfrequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, betrieben werden muß. Eine andere Variante des Abschlusses wäre ein unterresonant betriebener Parallelschwingkreis.

Also muß der Abschluß jedes resonanten ZVS–Schalters bei dessen Schaltfrequenz *induktiv* sein. Neben der einfachen Resonanzinduktivität in Abb. 9.4 und 9.5 sind auch überresonant betriebene Serienschwingkreise und unterresonant betriebene Parallelschwingkreise geeignete induktive Abschlußnetzwerke.

9.2.3 Nullstromschalter (ZCS)

Als erste resonante Schalter wurden die Nullstromschalter diskutiert, da anfangs nur einschaltbare Leistungshalbleiterschalter (Thyristoren) verfügbar waren. Die Bezeichnung ZCS ist die Abkürzung der englischen Übersetzung dieses Schaltprinzips: „**Z**ero **C**urrent **S**witching“. Eine kurze Beschreibung dieses Schalters findet sich auch in [60, 61]-Kapitel 4.9.

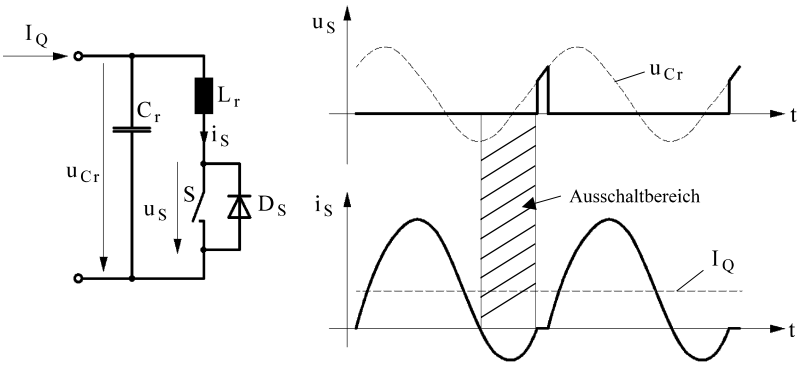


Abb. 9.6: *Der Nullstromschalter, Vollschwingungsversion*

Sind in Abb. 9.6 weder Schalter S noch antiparallele Diode D_S stromführend, ist auch der Strom i_S in der Resonanzinduktivität null, folglich ist die Schalterspannung u_S gleich der Spannung u_{Cr} am Resonanzkondensator. Wird der Schalter eingeschaltet, beginnt eine Sinus–Vollschwingung des Schalterstroms i_S über L_r und C_r; aufgrund der Serienschaltung aus Resonanzinduktivität L_r und Schalter S ist die Anfangsbedingung $i_S = 0$. Dual zur Eingangsspannung U_Q beim Nullspannungsschalter ist der Eingangsstrom I_Q beim Nullstromschalter, d.h. der Schwingkreisstrom i_r überlagert sich dem Eingangsstrom I_Q. Wird der Resonanzstrom i_S negativ, kommutiert er vom Schalter S auf die antiparallele Diode D_S (diskret oder integriert). Solange D_S Strom führt, kann der Schalter verlustfrei ausgeschaltet werden. Die Schwingung des Stroms i_S endet beim zweiten Nulldurchgang mit dem Abschalten der antiparallelen Diode D_S. Die Spannung u_S über S und D_S springt bei der ZCS–Vollschwingungsversion auf den gerade vorliegenden Wert von u_{Cr}.

Die Funktionsweise des ZCS–Halbschwingungsschalters entspricht derjenigen der ZCS–Vollschwingungsversion, lediglich der Ausschaltvorgang unterscheidet sich: Beginnt der Resonanzstrom i_S das erste Mal durch Null zu gehen, schaltet die Schalter–Seriendiode D_S ab, bzw. der Schalter selbst beginnt zu sperren. Die Sperrspannung ist die Resonanzkondensator–Spannung u_{Cr}, die zum Abschaltzeitpunkt negativ ist. Anschließend wird C_r durch den konstanten Eingangsstrom i_Q aufgeladen. Solange u_{Cr} negativ ist, kann S annähernd verlustfrei ausgeschaltet werden.

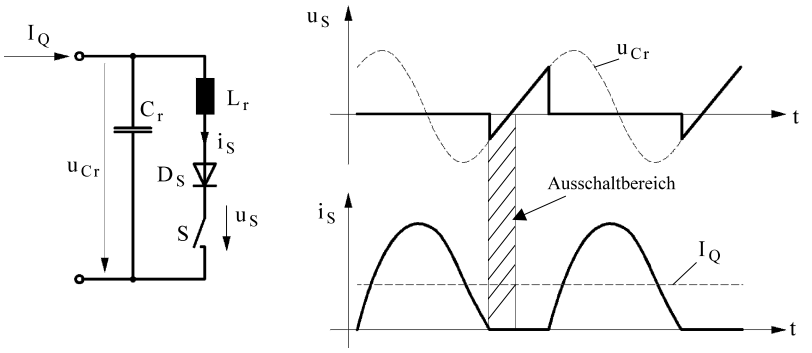


Abb. 9.7: *Der Nullstromschalter, Halbschwingungsversion*

Damit ist die Zuordnung der Diode zu Halb- bzw. Vollschwingungsversion genau umgekehrt wie bei den ZVS–Schaltern, da die Induktivität L_r das zum Schalter nächstliegende Resonanzelement ist und folglich nicht die Schalterspannung, sondern der Resonanzstrom zur Definition herangezogen wird. Eine zum Schalter antiparallel angeordnete Diode führt zur ZCS–Vollschwingungsversion, da der Resonanzstrom beide Richtungen haben kann (s. Abb. 9.6). Umgekehrt verhindert eine zum Schalter in Serie geschaltete Diode bzw. ein sperrfähiger Schalter den negativen Resonanzstrom, deshalb liegt dann die in Abb. 9.7 gezeigte ZCS–Halbschwingungsversion vor.

Die resonante ZCS–Schaltentlastung hat einen entscheidenden Vorteil: Nach dem Einschalten des Schalters S ist der Stromgradient begrenzt. Deshalb eignet sich dieser Schaltertyp besonders gut für (Frequenz–)Thyristoren und GTOs. In der Vollschwingungsversion können sogar *nicht*–abschaltbare Leistungshalbleiter zum Einsatz kommen.

Nachteilig ist, daß die Halbleiterkapazität im Schalter–Resonanzsystem *nicht* berücksichtigt ist. Wie aus Abb. 9.6 und 9.7 zu entnehmen ist, wird S immer dann eingeschaltet, wenn u_S größer Null ist, also immer dann, wenn in der Halbleiterkapazität Energie gespeichert ist. Die Energie wird bei jedem Einschaltvorgang in Verlustwärme umgewandelt. Außerdem entsteht beim Ausschalten des Schalters ein parasitärer Schwingkreis aus der internen Schalterkapazität und L_r, der dazu führt, daß die Schalterspannung u_S nicht abschnittsweise dem u_{Cr}–Verlauf folgt, wie in Abb. 9.6 und 9.7 dargestellt, sondern deutlich davon abweicht (s. dazu auch Abschnitt 9.3.5).

Beim Nullstromschalter (ZCS) ist die Zuleitungsinduktivität zum Schalter durch eine diskrete Induktivität vergrößert. Der Kondensator C_r parallel zu Schalter *und* Induktivität entkoppelt den im Inneren durch die Serieninduktivität definierten Schalterstrom von einem evtl. außen eingeprägten Strom (in Abb. 9.6 und 9.7 ist dies i_Q).

Für die korrekte Funktion eines resonanten ZCS–Schalters ist also auch ein vollständiger Schwingkreis nötig. Analog zum resonanten ZVS–Schalter ist es

günstiger, nicht die exakte Position der Resonanzelemente festzulegen, sondern die elektrischen Abschlußbedingungen des ZCS–Schalters zu formulieren.

Wie oben bereits angemerkt, zählt beim Nullstromschalter die Serieninduktivität L_r zum Schalter, der Kondensator C_r bereits zum Abschluß. Dort fließt der von außen eingeprägte Strom i_Q, reduziert um den Schalterstrom i_S. Aus Abb. 9.6 und 9.7 wird deutlich, daß der Abschluß–Strom $i_Q - i_S$ der Spannung u_{Cr} vorauseilt.

Dual zum Nullspannungsschalter muß daher der Nullstromschalter an sich spannungseinprägend abgeschlossen werden. Solche Abschlußnetzwerke sind, neben einfachen Kondensatoren wie in Abb. 9.6 und 9.7, auch unterresonant betriebene Serienschwingkreise und überresonant betriebene Parallelschwingkreise.

Zu beachten ist: Beim ZCS wird stets durch die Regeleinrichtung der Einschaltzeitpunkt gestellt und beim selbst einschaltenden ZVS der Ausschaltzeitpunkt. Weiterhin ist die Betriebsart „nicht lückend“ wesentlich, weil sonst die Analyseannahmen nicht stimmen

9.2.4 Quasi-resonante und multi-resonante Wandler – Eine Gegenüberstellung

In den vorherigen Kapiteln wurden die Zellwandler sowie der Nullspannungs– (ZVS) und Nullstrom–Schalter (ZCS) vorgestellt. Grundsätzlich kann jeder der sechs Einzelschalter–Wandler nach Abb. 9.1 (linke Spalte) mit einer der fünf Schalterarten kombiniert werden, d.h. dem „harten“ Schalter und den jeweils beiden Versionen der ZVS– oder ZCS–Schalter. Zusätzlich exisitiert als sechste Variante der multi–resonante Zellwandler, bei dem sowohl die Schalter- als auch die Diodenkapazität in den Resonanzvorgang eingebunden werden.

Zu beachten ist bei diesem Vorgehen, welche Art von Leistungschalter verwendet wird, d.h. ob ein Leistungs–MOSFET–Typ oder ein GTO–Typ vorgesehen ist. Bei den folgenden Überlegungen soll von dem Tiefsetzsteller entsprechend Abb. 9.1, einer parasitären Verdrahtungsinduktivität L_r und beiden Leistungshalbleitertypen ausgegangen werden. Ausgehend von dieser Ausgangsbasis ergeben sich sechs mögliche Schaltungsvarianten für den Tiefsetzsteller, die in Abb. 9.2.4 dargestellt sind. Bei den sechs Varianten ist der konfigurierende Unterschied, ob die interne Halbleiterkapazität des Schalters oder/und der Diode berücksichtigt wird oder nicht.

Beispielsweise ist in Abb. 9.2.4a angenommen, daß die interne Halbleiterkapazität des Schalters S und der antiparallelen Diode vernachlässigt werden kann, während die Freilauf–Diodenkapazität C_{DF} nicht vernachlässigt wurde bzw. eventuell um eine externe Kapazität erweitert wurde.

In Abb. 9.2.4b wird stattdessen angenommen, daß im Gegensatz zu Abb. 9.2.4a die umgekehrte Sachlage vorliegt und in Abb. 9.2.4c werden beide Kapazitäten berücksichtigt bzw. um externe Kapazitäten erweitert. In Abb. 9.2.4d bis f werden Leistungshalbleiter mit Thyristorverhalten angenommen.

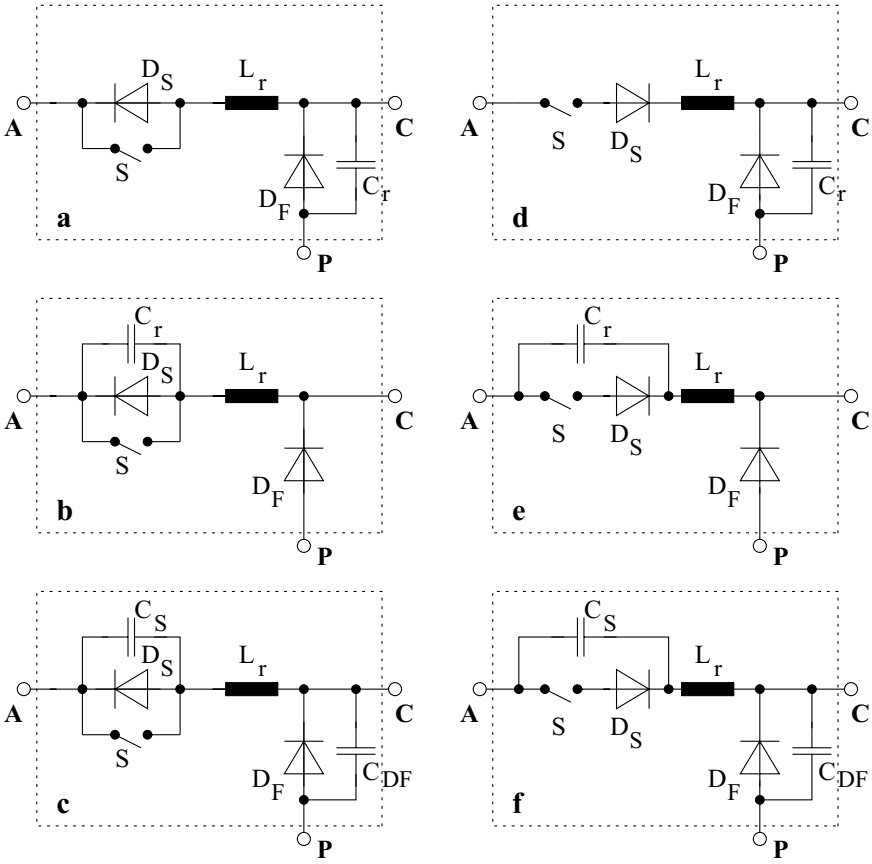


Abb. 9.8: *Die sechs grundlegenden resonanten Wandlerzellen:*
a *Quasi–resonant ZCS, Vollschwingungsversion*
b *Quasi–resonant ZVS, Halbschwingungsversion*
c *Multi–resonant ZVS, Halbschwingungsversion*
d *Quasi–resonant ZCS, Halbschwingungsversion*
e *Quasi–resonant ZVS, Vollschwingungsversion*
f *Multi–resonant ZVS, Vollschwingungsversion*

Zur Unterscheidung der quasi– und multi–resonanten Wandler kann folgende allgemeine Überlegung dienen. Wenn bei einem Leistungshalbleiter die interne Halbleiterkapazität berücksichtigt wird bzw. um eine externe Kapazität erweitert ist, dann sind diese Kapazitäten immer dann nicht wirksam, wenn der betreffende Leistungshalbleiter stromführend ist und damit die Spannung am Kondensator auf die Durchlaßspannung des Leistungshalbleiters begrenzt ist.

Im vorliegenden Fall wird somit die Kapazität C_{DF} unwirksam, wenn die Diode D_F stromführend ist; analoge Überlegungen gelten für den Schalter S.

Für Abb. 9.2.4a bedeutet dies, daß immer dann, wenn die Diode D_F gesperrt ist, die Kapazität C_{DF} wirksam ist und sich somit in diesem Betriebszustand der Diode ein Schwingkreis bestehend aus L_r und C_{DF} bildet; dies ist unabhängig davon, ob der Schalter S oder die antiparallele Diode D_S stromführend sind. Wenn diese beiden Betriebszustände:

Betriebszustand 1: „Diode D_F stromführend, kein Schwingkreis vorhanden“,

Betriebszustand 2: „Diode D_F gesperrt, Schwingkreis vorhanden“

bestehen, dann gibt es damit einen Betriebszustand ohne und einen Betriebszustand mit resonanten Verläufen der Spannungen und Ströme; dies ist das Kennzeichen der quasi–resonanten Wandler — entweder mit ZVS– oder ZCS–Schalter.

Wenn stattdessen Abb. 9.2.4c betrachtet wird, dann sind sowohl beim Schalter S als auch bei der Diode D_F die internen Kapzitäten und die eventuellen zusätzlichen externen Kondensatoren berücksichtigt. In diesem Fall sind drei resonante Frequenzen festzustellen, je nachdem ob entweder die Diode D_F stromleitend ist und damit C_S und L_r wirksam sind, oder ob der Schalter S Strom leitet und daher C_{DF} und L_r die resonanten Transienten bestimmen oder beide Halbleiter keinen Strom führen und somit C_S und C_{DF} und L_r aktiv sind. Dies bedeutet, daß während aller Schaltphasen des Wandlers immer resonante Transienten auftreten, das Kennzeichen der multi–resonanten Wandler. Wiederum können ZVS– und ZCS–Schalter eingesetzt werden.

9.3 Quasi-resonante Zellwandler

9.3.1 Die quasi-resonanten Wandlerzellen in der Phasenebene

Ersetzt man in der hartschaltenden Wandlerzelle (Abb. 9.1, rechte Spalte) den unbeschalteten Halbleiterschalter zwischen den Punkten **A** und **C** durch einen der resonanten Schalter gemäß Abschnitt 9.2.2 oder 9.2.3, liegt die entsprechende quasi–resonante ZVS– oder ZCS–Wandlerzelle vor. Die Resonanzelemente werden zur Zelle gerechnet, da sie zu den resonanten Schaltern gehören. Daraus folgt auch, daß jede resonante Zelle mindestens zwei verschiedene Resonanzelemente enthalten muß: Mit einer zusätzlichen Induktivität und einer zusätzlichen Kapazität sind die quasi–resonanten Zellen die einfachsten schaltentlasteten Zellen.

Sonderformen, in denen die Zelle nur durch eine Resonanzkapazität erweitert ist und die Resonanzinduktivität durch Verkleinerung der an Knoten **C** angeschlossenen Glättungsspule(n) gewonnen wird (sogenannte Quasi–Square–Wave–Zellen, Diode als „pseudo–active switch“) [746], werden hier nicht behandelt: Diese Zellen lassen sich nur eingeschränkt für galvanisch isolierende Wandler einsetzen, ihr Arbeitsbereich ist sehr stark eingeschränkt ($m_z > 0,5$), und die Bauteilnutzung ist schlechter als bei gut angepaßten resonanten Zellen.

Die zwei Resonanzelemente in der quasi–resonanten Zelle bewirken die optimale Entlastung *einer* Schaltflanke des steuerbaren Schalters S und mindestens einer Schaltflanke der Diode D_F. Die Schaltfrequenzen können — wie erwünscht

— höher sein als bei hartschaltenden Zellen. Damit ist es zulässig, den Zellausgangsstrom i_{za} als durch eine große Induktivität im Lastkreis eingeprägt anzusehen.

In jeder quasi–resonanten Zelle existieren zwei eingeprägte elektrische Größen. Es handelt sich also immer um Systeme zweiter Ordnung, die sich gut und übersichtlich in der Phasenebene — aufgespannt durch u_{Cr} und i_{Lr} — darstellen und analysieren lassen [723, 747].

Diese Grundüberlegungen hat zur Phasenebenen–Analyse geführt. Bei der Phasenebenen–Analyse werden die Lösungsgleichungen des Systems zweiter Ordnung geeignet transformiert um eine anschauliche Darstellung, die zur Visualisierung der Abläufe in der Topologie — und damit auch zur Erfassung der Spitzenbeanspruchungen der Komponenten — dient, zu erzielen.

Zu Beginn wird der Übergang von der Darstellung der elektrischen Größen im Zeitbereich zu der gewünschten Darstellung in der Phasenebene kurz erläutert. Ausgangspunkt ist ein ungedämpfter Schwingkreis bestehend aus der Parallelschaltung einer Induktivität L und einer Kapazität C.

Dieses System befindet sich entweder im Ruhezustand, oder die Gleichungen der periodischen elektrischen Schwingung lauten:

$$u_C = U_0 \cdot \cos \omega_0 t \quad \text{und} \quad i_L = I_0 \cdot \sin \omega_0 t \tag{9.14}$$

Ferner gilt im ungedämpften Schwingkreis, daß die Energie, die bei $u_C = 0$ in der Induktivität gespeichert ist, gleich der bei $i_L = 0$ in der Kapazität gespeicherten Energie ist:

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot U_0^2 = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_0^2 \tag{9.15}$$

Somit läßt sich der Stromscheitelwert I_0 durch den Spannungsscheitelwert U_0 und die Schwingkreisimpedanz Z ausdrücken:

$$I_0 = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot U_0 = \frac{U_0}{Z} \qquad \text{mit} \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}\,; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{9.16}$$

Eine Sinus– und eine Kosinus–Funktion lassen sich in einem Zeigerdiagramm zusammenfassen, wobei die Kosinus–Werte (im obigen Beispiel u_C) den x–Koordinaten und die Sinus–Werte (hier i_L) den y–Koordinaten der Zeigerspitze entsprechen. Die Zeitvarianz führt zu einer gleichmäßigen Rotation des Zeigers um seinen Fußpunkt im Ursprung des kartesischen Koordinatensystems. Die *Phasenkurve* ist die Trajektorie des Zeigerendpunkts im Verlauf einer Schwingungsperiode.

Diese Darstellung ist für die Wandler–Analyse in der Phasenebene besonders günstig, wenn die Phasenkurven aller resonanten Vorgänge *kreisförmig* sind, d.h. die Amplituden des Sinus– und des Kosinus–Anteils, hier also U_0 und I_0, abgesehen von der Dimension gleich sind. Bezogen auf obiges Beispiel wird dies erreicht, wenn an der y–Achse nicht i_L, sondern $Z \cdot i_L$ angetragen wird.

Schließlich sind geeignet normierte und somit dimensionslose Größen für eine universell einzusetzende Analysemethode unverzichtbar. Als Bezugsspannung wird die aus Kap. 9.1 bekannte Zelleingangsspannung u_{ze} gewählt. Damit steht die zur Phasenebenen–Analyse erforderliche *Normierung* fest:

$$v_x = \frac{u_x}{u_{ze}} \qquad \text{(normierte Spannung)} \tag{9.17}$$

$$j_x = \frac{Z_r}{u_{ze}} \cdot i_x \qquad \text{(normierter Strom)} \tag{9.18}$$

$$f_B = \frac{f_S}{f_r} = \frac{2\pi}{\omega_r T} \qquad \text{(normierte Schaltfrequenz)} \tag{9.19}$$

Dabei ist Z_r die Schwingkreisimpedanz des resonanten Schalters:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}; \qquad \omega_r = 2\pi \cdot f_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \tag{9.20}$$

$$f_S = \text{ Schaltfrequenz}; \quad T = \frac{1}{f_S} = \text{ Betriebsperiodendauer}$$

Die Spannungsübersetzung m_z entspricht wie bei der hartschaltenden Wandlerzelle aus Kap. 9.1 dem Verhältnis des Mittelwertes der Diodenspannung u_{DF} zur Zelleingangsspannung u_{ze}:

$$m_z = \frac{U_{DF}}{u_{ze}} = v_{DF} \tag{9.21}$$

9.3.2 Quasi-Resonant Zero-Voltage-Switching (QR ZVS)

a) Halbschwingungsversion

Hier ist der Freilaufdiodenstrom i_{DF} in *Sperrichtung* zur Diode D_F definiert. Der Grund für diese Wahl ist, daß i_{DF} in mehreren Schaltphasen — um den Zellausgangsstrom i_{za} reduziert — dem Zelleingangsstrom i_{ze} entspricht. Außerdem sind dann die Ströme in der Freilaufdiode D_F und in der zum Schalter antiparallel angeordneten Diode D_S in gleicher Richtung definiert.

A–Betrieb

Dieser Betriebsmodus liegt bei Spannungsübersetzungen $m_z \geq 0,1$ vor. Eine Periode läßt sich in vier eindeutig definierte Abschnitte (Schaltphasen) (s. Abb. 9.10) bei lückfrei angenommen Ausgangsstrom i_{za} gliedern:

Phase 1: Die quasi–resonante Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle befindet sich zu Beginn der betrachteten Periode in einem Ruhezustand. Die beiden Resonanzelemente L_r und C_r sind nicht wirkam, C_r wird durch den parallelliegenden, geschlossenen Schalter S überbrückt, L_r ist aufgrund des eingeprägten konstanten Zellausgangsstroms i_{za} inaktiv. Die Wandlerzelle entspricht der bereits ausführlich diskutierten hartschaltenden Zelle während der Leitzeit des Schalters.

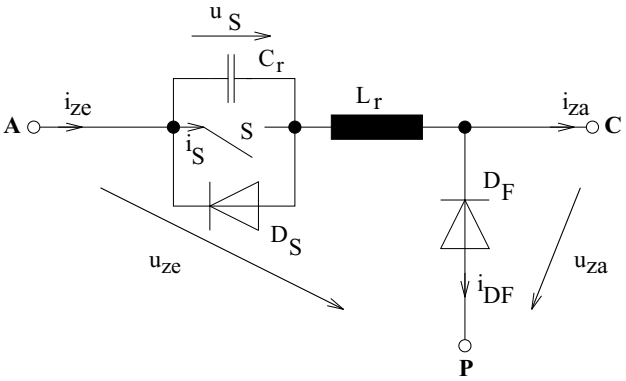


Abb. 9.9: *Die quasi–resonante Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle*

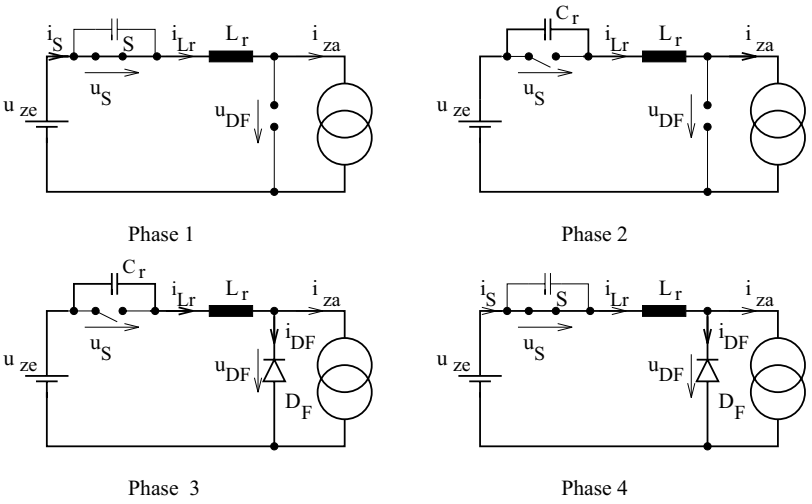


Abb. 9.10: *Phasenschaltbilder der Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

Phase 2: Mit dem Ausschalten von S (Zeitpunkt t_1) kommutiert der Strom i_{za} auf die Kapazität C_r und lädt diese linear von Null beginnend auf. Die Induktivität L_r ist aufgrund des nach wie vor konstanten Strom i_{za} immer noch nicht wirksam. Diese Phase endet sobald u_{Cr} der Eingangsspannung u_{ze} entspricht, und die Diode D_F in Vorwärtsrichtung beansprucht wird und somit leitfähig wird (Zeitpunkt t_2).

Phase 3: Mit dem Beginn der Stromleitung durch die Diode D_F bildet sich ein Serienschwingkreis mit den Komponenten C_r und L_r. Durch die Anfangsbedingungen $u_{Cr}(t_1) = u_{ze}$ und $i_{Lr} = i_{za}$ bedingt, wird während der *Phase 3* zuerst

die magnetische Energie von L_r abgebaut und die Spannung u_{Cr} aufgebaut, danach wird durch die Kondensatorspannung $u_{Cr} \geq u_{ze}$ der Strom in L_r negativ aufgebaut und damit der Kondensator C_r wieder entladen. Die resonante Schwingung dauert etwas länger als die Halbschwingung, da u_{Cr} noch größer Null ist und damit die Diode D_S noch gesperrt bleibt.
Nachdem $u_{Cr} = 0$ geworden ist und damit i_{Lr} etwas geringer als der negative Minimalwert, beginnt die Diode D_S zu leiten, damit ist der resonante Vorgang beendet (Zeitpunkt t_5).

Phase 4: Aufgrund der Stromführung der Diode D_S zu Beginn der *Phase 4* liegt die Eingangspannung u_{ze} an der Spule L_r an und der Strom $-i_{DF}$ steigt mit konstantem $di_{Lr}/dt = u_{ze}/L_r$ an.
Während der Stromführung durch die Diode D_S kann der Schalter S nahezu verlustlos einschalten und anschließend den positiven Strom übernehmen. Die *Phase 4* endet, wenn die Freilaufdiode D_F sperrt.

Typisch für den A–Betrieb ist die *Phase 1* mit einstellbarer Zeitdauer (siehe Abb. 9.11). Der Schalter S wird also erst ausgeschaltet, nachdem i_{ze} den Wert i_{za} erreicht hat, d.h. nachdem die Freilaufdiode ausgeschaltet hat.

Die Zeitverläufe in der ZVS–Wandlerzelle bestehen aus Geraden und Sinusausschnitten.

Faßt man die Signale j_{ze} und v_S in der Phasenebene zusammen, ergibt sich die für die halbschwingungs–nullspannungsschaltende quasi–resonante Zelle typische Phasenkurve (Abb. 9.12).

Hier läßt sich bereits die normierte *ZVS–Bedingung* ableiten, die für alle nullspannungs–schaltenden quasi–resonanten Einzelzell–Wandler gilt:

$$j_{za} \geq 1 \tag{9.22}$$

Die Folge einer Mißachtung dieser Bedingung wird in Abb. 9.13 deutlich: Der zum Schalter parallele Resonanzkondensator C_r wird nicht mehr vollständig entladen, der Schalter kann (strenggenommen) nie mehr eingeschaltet werden: Der Wandler „fällt außer Tritt“.

Daraus ergibt sich eine wichtige Eigenschaft aller der Gleichspannungswandler, die eine solche Zelle enthalten: Sie sind *kurzschlußfest*, jedoch *nicht leerlaufstabil*.

Die Zeitintervalle t_{II} bis t_{IV} der *Phasen 2* bis *4* sind durch die Resonanzelemente sowie durch u_{ze} und i_{za} bestimmt. Sie können aus der Phasenkurve abgelesen werden. Die Dauer t_I der *Phase 1* (Ruhelage) ist frei und stellt somit den einzigen möglichen Regeleingriff dar. Sie bestimmt die Pulswiederholfrequenz und damit wesentlich die Schaltfrequenz.

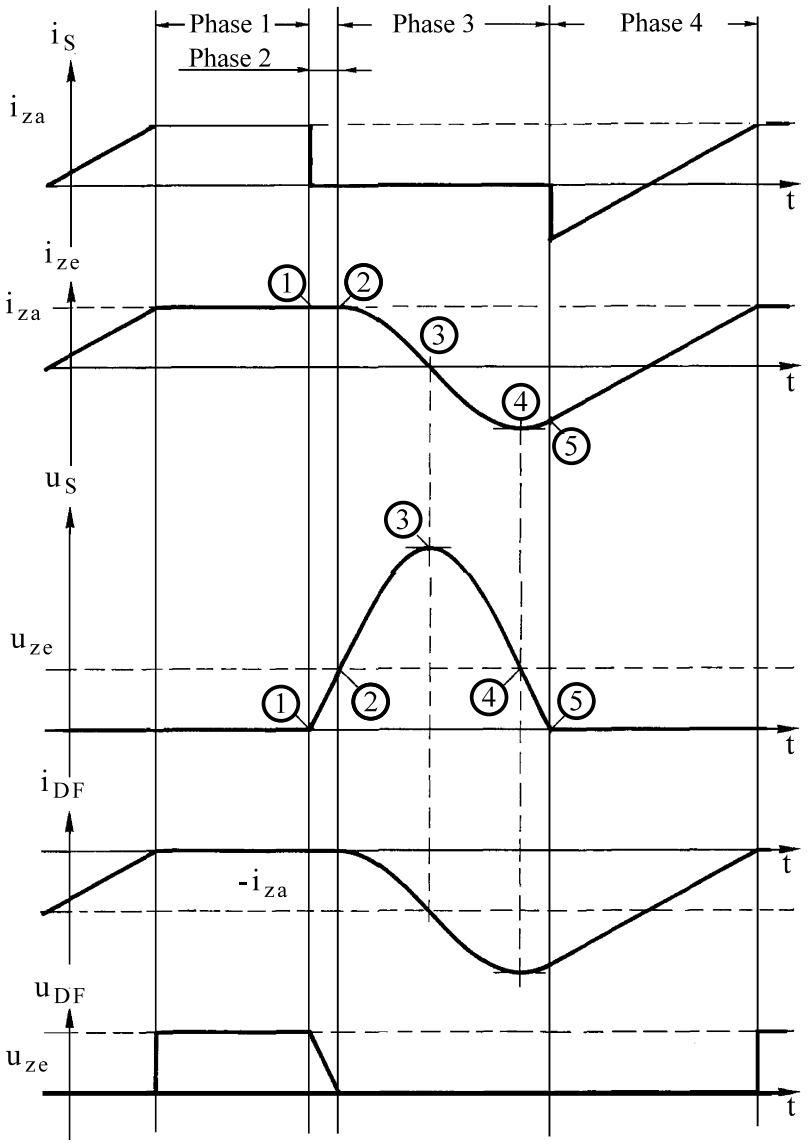


Abb. 9.11: *Zeitverläufe in der quasi–resonanten Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

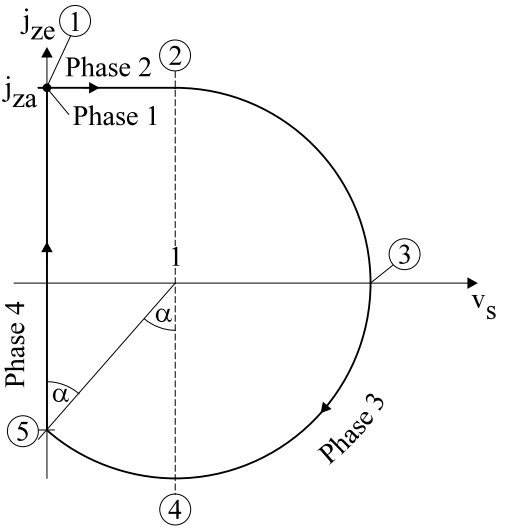


Abb. 9.12: *Phasenkurve der Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

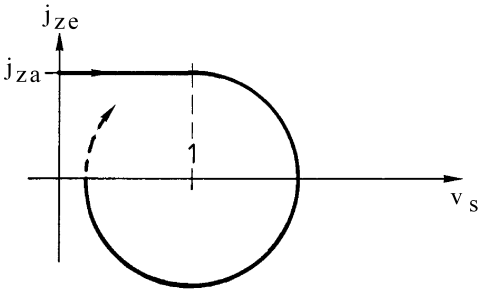


Abb. 9.13: *Phasenkurve bei nicht erfüllter ZVS–Bedingung*

Phase 2:

$$\frac{du_S(t)}{dt} = \frac{\Delta u_S}{t_{\mathrm{II}}} = \frac{u_{ze}}{t_{\mathrm{II}}} = \frac{i_{za}}{C_r} \tag{9.23}$$

$$\Rightarrow t_{\mathrm{II}} = \frac{C_r u_{ze}}{i_{za}} \tag{9.24}$$

$$\omega_r \, t_{\mathrm{II}} = x_{\mathrm{II}} = \frac{u_{ze}}{Z_S i_{za}} = \frac{1}{j_{za}} \tag{9.25}$$

Phase 3:

$$t_{\mathrm{III}} = \frac{\pi + \alpha}{\omega_r} \qquad \alpha = \arcsin \frac{1}{j_{za}} \tag{9.26}$$

$$\omega_r \; t_{\mathrm{III}} = x_{\mathrm{III}} = \pi + \alpha \tag{9.27}$$

Phase 4:

$$\frac{di_{ze}}{dt} = \frac{\Delta i_{ze}}{t_{\mathrm{IV}}} = \frac{u_{ze}}{L_r} \tag{9.28}$$

$$t_{\mathrm{IV}} = \frac{L_r \Delta i_{ze}}{u_{ze}} = \frac{L_r \dfrac{u_{ze}}{Z_S} \left(j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1} \right)}{u_{ze}} \tag{9.29}$$

$$t_{\mathrm{IV}} = \frac{1}{\omega_r} \left(j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1} \right) \tag{9.30}$$

$$\omega_r \; t_{\mathrm{IV}} = x_{\mathrm{IV}} = j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1} \tag{9.31}$$

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird nun nicht mehr mit der Periodendauer T, sondern mit der Periodenlänge $\omega_r T$ gerechnet:

$$\omega_r T_A = x_{\mathrm{I}} + x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}} \tag{9.32}$$

$$x_{\mathrm{I}} = \omega_r t_{\mathrm{I}} \qquad t_{\mathrm{I}} \text{ variabel} \tag{9.33}$$

Wie aus Abb. 9.11 erkennbar, entspricht die in einer Periode übertragene Energie dem Produkt aus i_{za} und der Spannungszeitfläche über der Diode.

$$\Delta E_{3A} = i_{za} \int_0^{T_A} u_{DF}(t)\, dt = i_{za} u_{ze} \left(t_{\mathrm{I}} + \frac{t_{\mathrm{II}}}{2} \right) \tag{9.34}$$

Die im stationären Betrieb übertragene Leistung errechnet sich zu

$$P_{3A} = \frac{\Delta E_{3A}}{T_A} = \frac{\omega_r \Delta E_{3A}}{\omega_r T_A} = u_{ze} i_{za} \frac{\left(x_{\mathrm{I}} + \frac{1}{2} x_{\mathrm{II}} \right)}{\omega_r T_A} \tag{9.35}$$

Damit läßt sich das Spannungsübersetzungsverhältnis m_A in Abhängigkeit von $\omega_r T$ und j_{za} bestimmen:

$$P_{3A} = u_{DF}\, i_{za} = m_A u_{ze} i_{za} \qquad \Rightarrow \qquad m_A = \frac{P_{3A}}{u_{ze} i_{za}} = \frac{x_{\mathrm{I}} + \frac{1}{2} x_{\mathrm{II}}}{\omega_r T} \tag{9.36}$$

Die letzte Gleichung kann nun noch so umgeformt werden, daß sie nur noch von den Konstanten x_{II} bis x_{IV} und der Periodenlänge abhängt:

$$m_A = 1 - \frac{\frac{1}{2} x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}}}{\omega_r T_A} \tag{9.37}$$

Mit dem Zusammenhang $\dfrac{1}{\omega_r T_A} = \dfrac{f_{BA}}{2\pi}$ ergibt sich die endgültige Form

$$m_A = 1 - \frac{f_{BA}}{2\pi}\left(\frac{1}{2}x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}}\right) \qquad f_{BA} \in [0;\,1] \tag{9.38}$$

Die bis hierhin aufgestellten Gleichungen gelten im A–Betrieb, d.h. der Schalter S wird erst dann ausgeschaltet, nachdem der Schalterstrom den Wert i_{za} erreicht hat. Für den A–Betrieb gilt also:

$$\omega_r t_{\mathrm{I}} = x_{\mathrm{I}} > 0 \tag{9.39}$$

Die untere Grenze dieses Betriebszustandes (Übergang zum B–Betrieb) ist dann erreicht, wenn $x_{\mathrm{I}} = 0$ ist. Diese Betriebsgrenze (s. Abb 9.17) wird mit j_{za} als unabhängigem Parameter berechnet durch

$$f_{BAB} = \frac{2\pi}{x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}}} = \frac{2\pi}{\dfrac{1}{j_{za}} + \pi + \alpha + j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1}} \tag{9.40}$$

$$m_{AB} = \frac{\frac{1}{2}x_{\mathrm{II}}}{x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}}} = \frac{1}{2j_{za}\left(\dfrac{1}{j_{za}} + \pi + \alpha + j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1}\right)} \tag{9.41}$$

B–Betrieb

Sind Zellspannungsübersetzungen $m_z < 0,1$ erforderlich (s. Abb. 9.17), muß der Schalter ausgeschaltet werden, *bevor* der Schalterstrom den Wert i_{za} erreicht hat; dies ist der B–Betrieb.

Im B–Betrieb entfällt die *Phase 1* in Abb. 9.11 , stattdessen wird die *Phase 5* eingefügt. Für den B–Betrieb ergeben sich die in Abb. 9.14 dargestellten Zeitverläufe sowie die anschließend abgebildete Phasenkurve (Abb. 9.15). Die *Phase 5* ist dadurch gekennzeichnet, daß der Schalter S ausschaltet, bevor die Freilaufdiode $\mathrm{D_F}$ sperrt; die Alleinzeit des Schalters S, d.h. die *Phase 1*, entfällt somit.

Wenn der Schalter S ausschaltet und die Freilaufdiode $\mathrm{D_F}$ noch stromführend ist, dann wird bereits zum Ausschaltzeitpunkt von S der Parallelresonanzkreis (wie in *Phase 3*) wirksam; die Kapazität C_r wird so lange resonant aufgeladen und damit der Stromaufbau in der Resonanzspule $\mathrm{L_r}$ verlangsamt, bis der Strom i_{Lr} in der Spule $\mathrm{L_r}$ gleich dem Zellausgangsstrom i_{za} ist. Zu diesem Zeitpunkt beginnt die Freilaufdiode $\mathrm{D_F}$ zu sperren. Es beginnt die bekannte *Phase 2*, die gekennzeichnet ist durch die weitere Aufladung der Kapazität C_r mit dem konstanten Strom i_{za}. Durch die weitere Aufladung von C_r in *Phase 2* wird die Spannung $\Delta\, u_{DF}$ auf Null abgebaut.

Die beim B–Betrieb in einer Periode übertragene Energie läßt sich ähnlich berechnen wie beim A–Betrieb:

$$\Delta E_{3B} = i_{za}\int_0^{T_B} u_{DF}(t)\,dt = \frac{1}{2}\Delta u_{DF}\, i_{za} t_{\mathrm{II}} \tag{9.42}$$

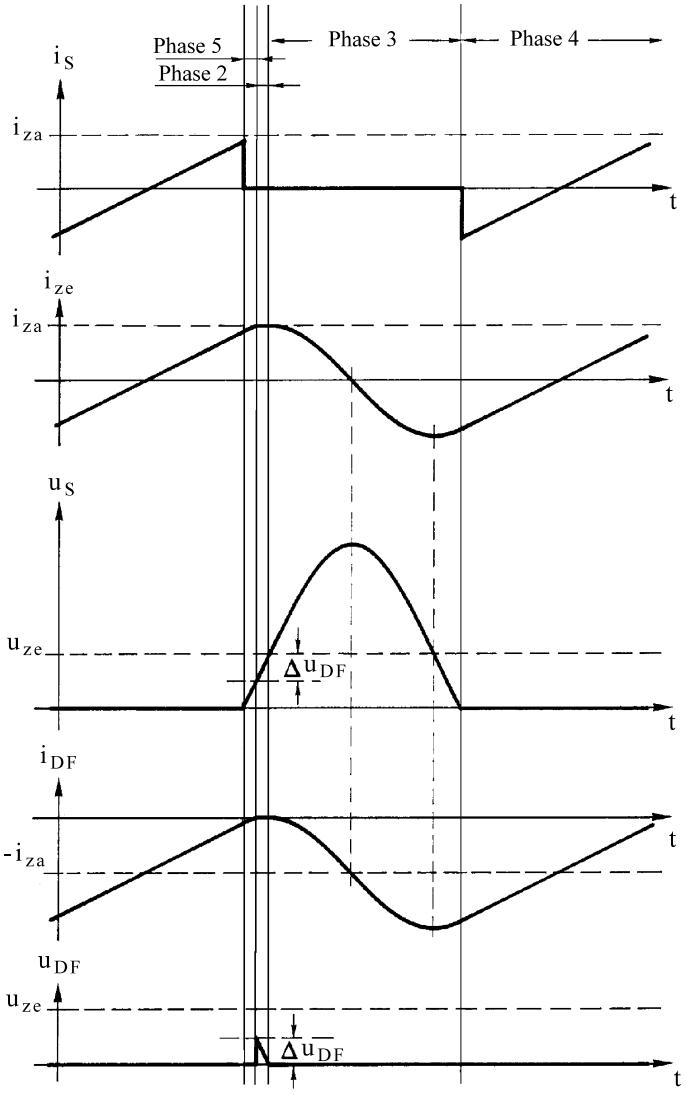


Abb. 9.14: *Zeitverläufe in der quasi–resonanten Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, B–Betrieb*

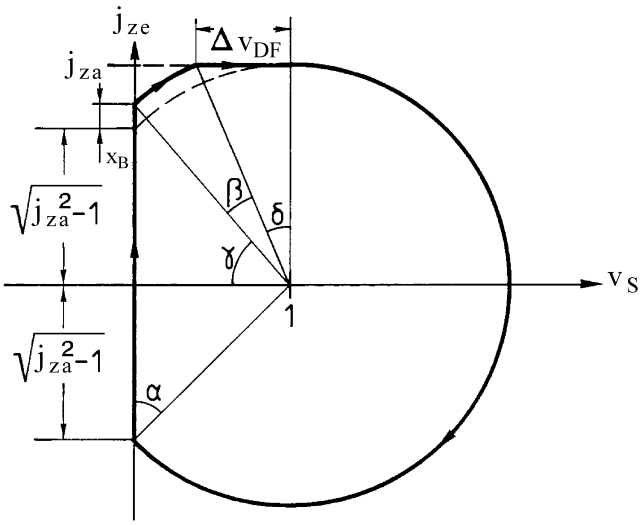


Abb. 9.15: *Phasenkurve der Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, B–Betrieb*

Daraus wird ersichtlich, daß die untere Grenze für den B–Betrieb erreicht ist, wenn $\Delta u_{DF} = 0$ ist (s. Abb. 9.16); denn dann ist $\Delta E_{3B} = 0$ und somit $m_B = 0$. Hieraus kann die kleinste Dauer der *Phase 4* abgelesen werden:

$$t_{\mathrm{IV}min} = \frac{L_r \Delta i_{ze}}{u_{ze}} = \frac{L_r \dfrac{2u_{ze}}{Z_r}\sqrt{j_{za}^2 - 1}}{u_{ze}} \tag{9.43}$$

$$t_{\mathrm{IV}min} = \frac{2}{\omega_r}\sqrt{j_{za}^2 - 1} \tag{9.44}$$

$$x_{\mathrm{IV}min} = 2\sqrt{j_{za}^2 - 1} \tag{9.45}$$

Die obere Grenze des B–Betriebs (Grenze zum A–Betrieb) ist erreicht bei

$$x_{\mathrm{IV}max} = j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1} \tag{9.46}$$

Der Regeleingriff innerhalb des B–Betriebs besteht also in der Variation von t_{IV} zwischen $\dfrac{2}{\omega_r}\sqrt{j_{za}^2 - 1}$ und $\dfrac{1}{\omega_r}\left(j_{za} + \sqrt{j_{za}^2 - 1}\right)$.
Deshalb wird t_{IV} beschrieben durch

$$t_{\mathrm{IV}} = \frac{2}{\omega_r}\sqrt{j_{za}^2 - 1} + t_B \tag{9.47}$$

$$x_{\mathrm{IV}} = 2\sqrt{j_{za}^2 - 1} + x_B \tag{9.48}$$

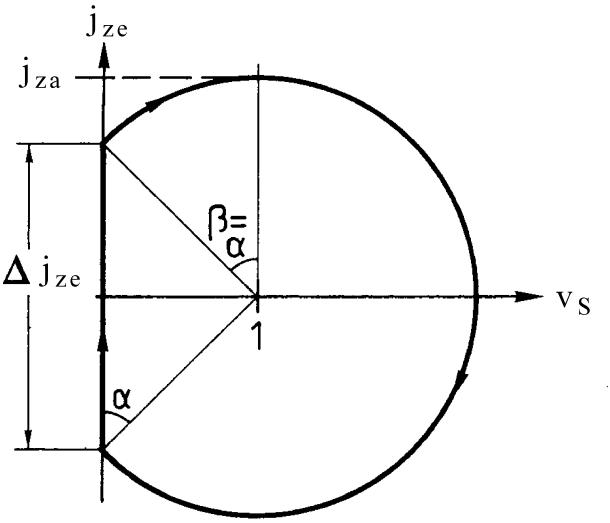


Abb. 9.16: *Phasenkurve an der Untergrenze des B–Betriebs*

$$x_B = \omega_r t_B \quad \in \quad \left[\, 0\,; \;\; j_{za} - \sqrt{j_{za}^2 - 1} \right] \tag{9.49}$$

Für den Spannungshub Δu_{DF} gilt (aus Abb. 9.15):

$$\frac{\Delta u_{DF}}{u_{ze}} = \sqrt{1 + \left(\sqrt{j_{za}^2 - 1} + x_B \right)^2 - j_{za}^2} \tag{9.50}$$

$$\Delta u_{DF} = u_{ze} \sqrt{x_B^2 + 2 x_B \sqrt{j_{za}^2 - 1}} \tag{9.51}$$

Damit läßt sich t_{II} berechnen:

$$t_{\mathrm{II}} = \frac{C_r \Delta u_{DF}}{i_{za}} = \frac{C_r u_{ze}}{i_{za}} \sqrt{x_B^2 + 2 x_B \sqrt{j_{za}^2 - 1}} \tag{9.52}$$

$$\omega_r t_{\mathrm{II}} = x_{\mathrm{II}} = \frac{u_{ze}}{Z_r i_{za}} \sqrt{x_B^2 + 2 x_B \sqrt{j_{za}^2 - 1}} \tag{9.53}$$

$$x_{\mathrm{II}} = \frac{1}{j_{za}} \sqrt{x_B^2 + 2 x_B \sqrt{j_{za}^2 - 1}} \tag{9.54}$$

Die *Phase 3* entspricht der des A–Betriebs. Anhand von Abb. 9.15 kann auch die Zeit t_{V} berechnet werden:

$$t_{\mathrm{V}} = \frac{\beta}{\omega_r} \qquad x_{\mathrm{V}} = \omega_r t_{\mathrm{V}} = \beta \qquad \beta = \frac{\pi}{2} - \gamma - \delta \tag{9.55}$$

$$\tan\gamma = \sqrt{j_{za}^2 - 1} + x_B \qquad \gamma = \arctan\left(\sqrt{j_{za}^2 - 1} + x_B\right) \tag{9.56}$$

$$\tan\delta = \frac{\Delta u_{DF}/u_{ze}}{j_{za}} \qquad \delta = \arctan\left(\frac{\sqrt{x_B^2 + 2x_B\sqrt{j_{za}^2 - 1}}}{j_{za}}\right) = \arctan x_{\mathrm{II}} \tag{9.57}$$

Nun sind alle Einzelgrößen bekannt, um das Spannungs–Übertragungsverhalten m_B für die Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle zu berechnen:

$$\omega_r T_B = x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}} + x_{\mathrm{V}} \tag{9.58}$$

$$\omega_r \Delta E_{3B} = \frac{1}{2}\Delta u_{DF} i_{za} x_{\mathrm{II}} = \frac{1}{2j_{za}} u_{ze} i_{za}\left(x_B^2 + 2x_B\sqrt{j_{za}^2 - 1}\right) \tag{9.59}$$

$$m_B = \frac{P_{3B}}{u_{ze} i_{za}} = \frac{\omega_r \Delta E_{3B}}{\omega_r T_B u_{ze} i_{za}} \tag{9.60}$$

$$m_B = \frac{x_B^2 + 2x_B\sqrt{j_{za}^2 - 1}}{2j_{za}\omega_r T_B} \tag{9.61}$$

$$\text{mit} \qquad \omega_r T_B = \frac{\sqrt{x_B^2 + x_B\sqrt{j_{za}^2 - 1}}}{j_{za}} + \pi + \alpha + 2\sqrt{j_{za}^2 - 1} + x_B + \beta \tag{9.62}$$

Dieser Zusammenhang läßt sich nicht mehr explizit nach $f_{BB} = 2\pi/\omega_r T_B$ auflösen.

Die Zellspannungsübersetzung m_z hängt außer von der Schaltfrequenz f_B (normiert) auch vom Zellausgangsstrom j_{za} (normiert) ab. Dies ist typisch für alle resonanten Wandlerzellen in Halbschwingungsversion.

Oberhalb der eingezeichneten Betriebsbereichsgrenze liegt der A–Betrieb vor. In diesem Bereich sind die einzelnen Kennlinien Geraden.

b) Vollschwingungsversion

Wie aus den Zeitverläufen in Abb. 9.19 zu erkennen ist, sind die *Phasen 1* und *2* sowie zu Beginn auch die *Phase 3* identisch mit den Zeitverläufen der Halbschwingungsversion.

Durch die Seriendiode D_S kann der Schalter S bei der Vollschwingungsversion beide Spannungspolaritäten aufnehmen. Dies bedeutet, die resonante Schwingung der *Phase 3* endet nicht wie bei der Halbschwingungsschaltung beim Nulldurchgang der Spannung u_S, sondern es kann sich auch der negative Spannungsverlauf in u_S ausbilden, d.h. während dieser Zeit der negativen Spannung an der Diode D_S kann der Schalter S nahezu verlustlos einschalten.

Wie aus Abb. 9.19 zu entnehmen ist, bildet sich fast eine volle Periode der resonanten Schwingung aus, die beendet wird, wenn die Spannung u_S positiv werden will, der Schalter S übernimmt den Strom ab diesem Zeitpunkt (Kapazität C_r unwirksam).

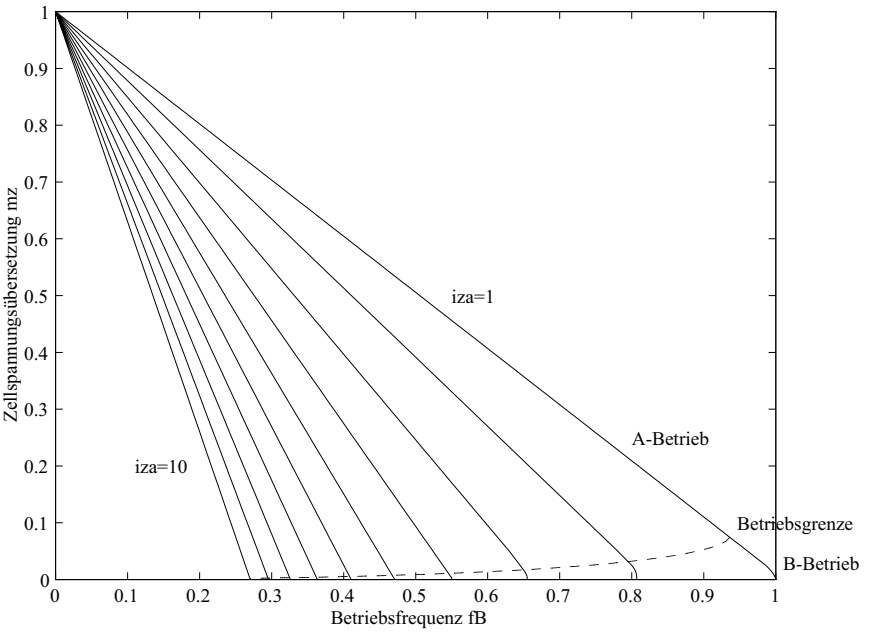


Abb. 9.17: *Kleinsignal–Steuerkennlinien für die Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle A–Betrieb und B–Betrieb*

Zum Zeitpunkt der Stromübernahme des Schalters S (Beginn der *Phase 4*) hat — aufgrund der nicht vollständigen ausgeführten Schwingung des Resonanzkreises — der Strom i_S noch nicht ganz i_{za} erreicht, so daß eine verkürzte *Phase 4* folgt.

Die Gleichungen für $\omega_r T_A$, $\omega_r T_B$, m_A und m_B für die Vollschwingungsversion der ZVS–Wandlerzelle werden nach dem gleichen Verfahren berechnet wie für die Halbschwingungsversion. Es ändern sich gegenüber dem A–Betrieb nur die Ausdrücke für x_{III} und x_{IV}:

$$x_{\mathrm{III}} = 2\pi - \alpha \qquad x_{\mathrm{IV}} = j_{za} - \sqrt{j_{za}^2 - 1} \tag{9.63}$$

Die Gleichung für m_A ist in beiden ZVS–Versionen gleich:

$$m_A = 1 - \frac{f_{BA}}{2\pi}\left(\frac{1}{2}x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}}\right) \qquad f_{BA} \in [0;\, 1] \tag{9.64}$$

Für die Grenze zwischen A– und B–Betrieb gilt jetzt:

$$\omega_r T_{AB} = x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}} = \frac{1}{j_{za}} + 2\pi - \alpha + j_{za} - \sqrt{j_{za}^2 - 1} \tag{9.65}$$

$$f_{BAB} = \frac{2\pi}{\omega_r T_{AB}} \tag{9.66}$$

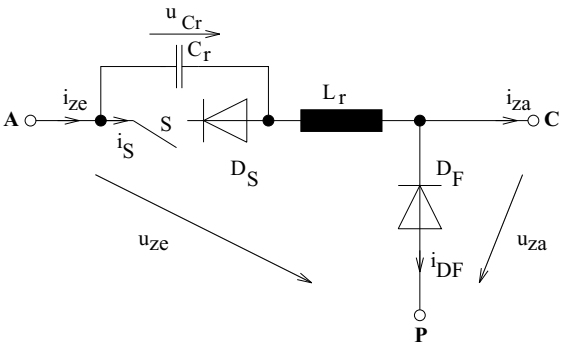


Abb. 9.18: *Die quasi–resonante Vollschwingungs–ZVS–Wandlerzelle*

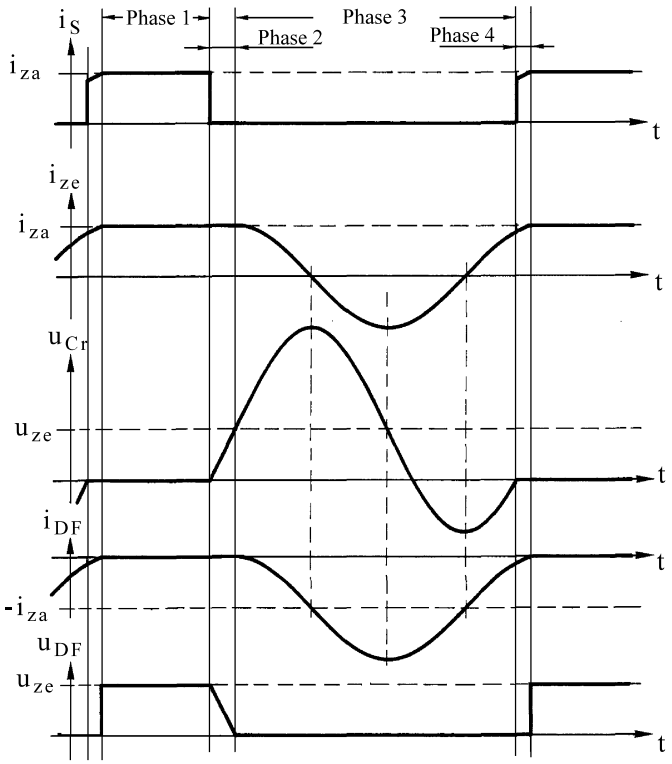


Abb. 9.19: *Zeitverläufe in der quasi–resonanten Vollschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

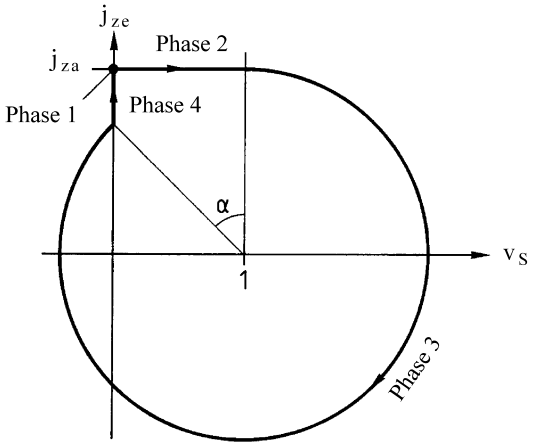


Abb. 9.20: *Phasenkurve der Vollschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

$$m_{AB} = \frac{1}{2j_{za}\omega_r T_{AB}} \tag{9.67}$$

Beim B–Betrieb ändern sich ebenso nur x_{III} und x_{IV}:

$$x_{\mathrm{III}} = 2\pi - \alpha \qquad x_{\mathrm{IV}} = x_B \tag{9.68}$$

$$m_B = \frac{x_B^2 + 2x_B\sqrt{j_{za}^2 - 1}}{2j_{za}\omega_r T_B} \tag{9.69}$$

$$\omega_r T_B = \frac{\sqrt{x_B^2 + 2x_B\sqrt{j_{za}^2 - 1}}}{j_{za}} + 2\pi - \alpha + x_B + \beta \tag{9.70}$$

Die Gleichung für m_B ist identisch mit der für die Halbschwingungsversion. Bei dem Wert von $\omega_r T_B$ ergeben sich allerdings Unterschiede. Vergleicht man Abb. 9.21 und Abb. 9.17, so fällt auf, daß die Steuerkennlinie der Vollschwingungs–ZVS–Wandlerzelle im Gegensatz zur Halbschwingungsversion annähernd *ausgangsstrom–unabhängig* ist.

Die Kennlinie für $j_{za} = 1$ ist bei der Vollschwingungs- und bei der Halbschwingungsversion gleich.

Anhand von Abb. 9.18 und 9.19 wird im folgenden ein spezifisches Problem der quasi–resonanten Vollschwingungs–ZVS–Zelle und damit des resonanten Vollschwingungs–Nullspannungsschalters analysiert, das dann eintritt, wenn der steuerbare Leistungshalbleiter keine Sperrspannung aufnehmen kann und somit eine Schalter–Serien–Diode nötig ist:

Die idealisierte Version dieses Schaltertyps besteht aus dem aktiven Schalter S, dem die Diode $\mathrm{D_S}$ in Serie geschaltet ist, und aus der Resonanzkapazität C_r parallel zur $\mathrm{D_S}$–Serienschaltung (Abb. 9.18). Aufgrund dieser Serienschaltung

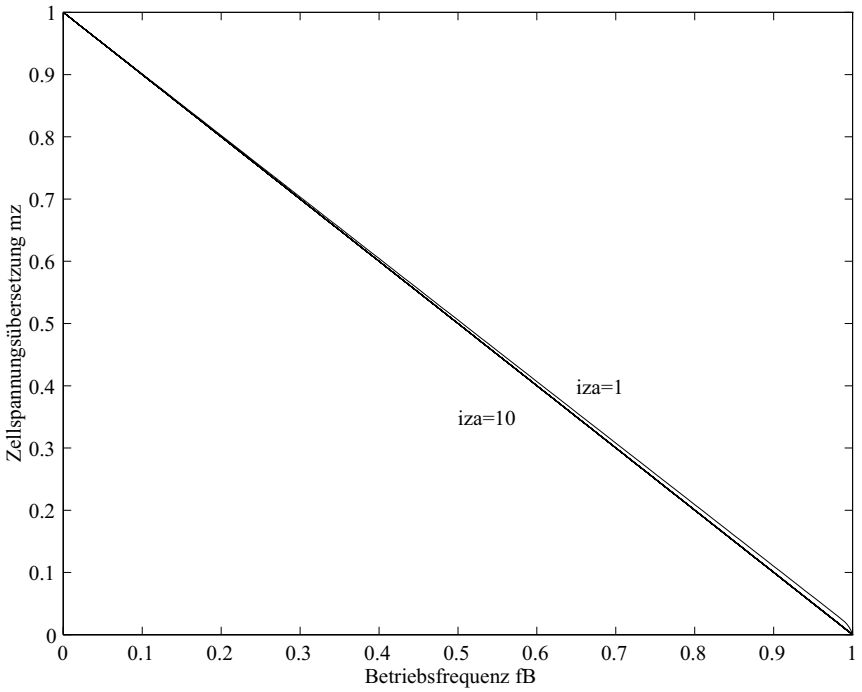


Abb. 9.21: *Kleinsignal–Steuerkennlinien für die Vollschwingungs–ZVS–Wandlerzelle A–Betrieb und B–Betrieb*

sind die Gesamtspannung über der Kombination aus Diode D_S und Schalter S nicht immer mit der Diodenspannung und der Schalterspannung identisch.

Das spezifische Problem ist die Auswirkung der inneren Halbleiterkapazitäten C_{jDF} und C_{jS} auf das Verhalten des Vollschwingungs–Nullspannungsschalters (Abb. 9.22). In Kap. 9.2.2 ist vereinfachend angenommen, daß diese beiden Kapazitäten in der Resonanzkapazität C_r enthalten sind. Tatsächlich befinden sich in diesem Schaltertyp jedoch *drei voneinander unabhängige* Kapazitäten.

Zunächst werden C_{jS} und C_{jDF} als gleich groß und nicht spannungsabhängig angenommen mit $C_{jDF} = C_{jS} = C_r/10$.

Die sich ergebenden Spannungsverläufe sind in Abb. 9.23 gezeigt. Im gesamten Zeitintervall, in dem die Spannung $u_{CS} < 0$ ist und der Schalter S per Definition (vgl. Kap. 9.2.2) verlustfrei einzuschalten sein soll, ist $u_{jS} > 0$ (senkrecht schraffierter Bereich). Obwohl also die äußere Spannung u_{CS} das Einschalt–Intervall anzeigt, ist die ZVS–Bedingung am Schalter selbst *nicht* gegeben.

Die Lösung dieses Problems ist in [717] dargestellt: Der Vollschwingungs–Nullspannungsschalter arbeitet nur dann zufriedenstellend, wenn C_{jDF} *deutlich größer* als C_{jS} ist. Anders ausgedrückt: Zusätzlich zum externen Kondensator C_S, der parallel zur Serienschaltung aus Schalter und Diode angeordnet ist, muß

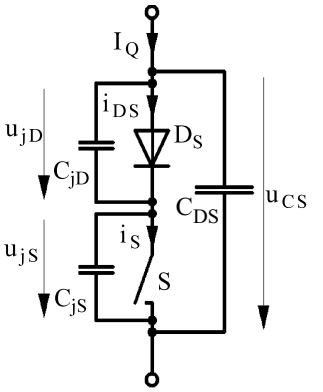


Abb. 9.22: *Vollschwingungs–Nullspannungsschalter mit C_{jDF} und C_{jS}*

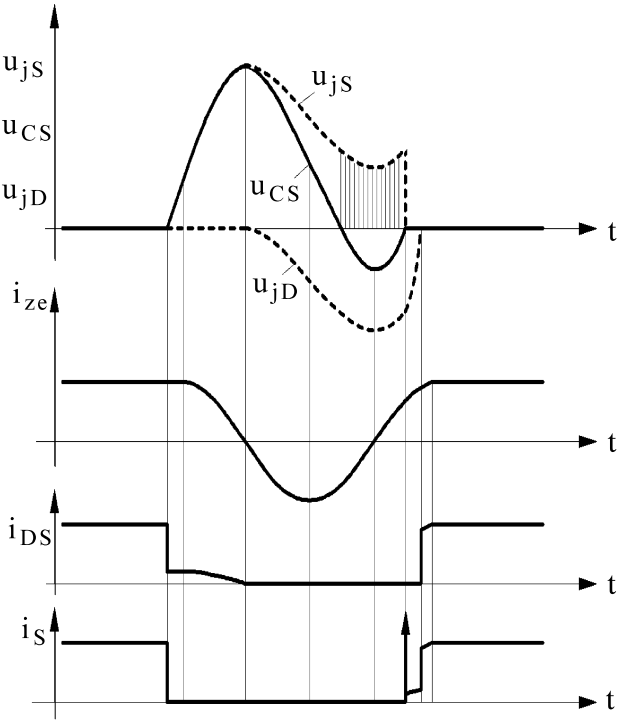


Abb. 9.23: *Zeitverläufe bei $C_{jDF} = C_{jS}$*

ein weiterer Kondensator C_{DS} parallel zur Diode D_S geschaltet werden, wobei gilt:

$$C_S > (C_{DS} + C_{jDF}) > C_{jS} \tag{9.71}$$

Damit ändern sich die die Zeitverläufe wie in Abb. 9.25 gezeigt.

Wird S kurz nach dem Nulldurchgang von u_{CS} eingeschaltet, ist die ZVS–Bedingung eingehalten. Dabei ist angenommen, daß der Schalter eine innere Inversdiode enthält, wie in Abb. 9.24 dargestellt. Zwei Schwierigkeiten werden deutlich:

Ist als Schalter S in Abb. 9.18 ein Leistungs–MOSFET vorgesehen, sind drei zusätzliche Elemente notwendig, um daraus einen Vollschwingungs–Nullspannungsschalter zu machen: D_S, C_{DS} und C_S (s. Abb. 9.24). Zusätzlich müssen die parasitären Induktivitäten zwischen allen vier Bauteilen möglichst klein sein, was hohe Anforderungen an das Layout der Schaltung stellt. (Der Halbschwingungs–Nullspannungsschalter mit MOSFET–Schalter dagegen erfordert außer der induktiven Umgebung lediglich ein zusätzliches Bauteil: den Schalterkondensator C_r.) Zweitens muß der Schalterstrom, der zur Energieübertragung beiträgt, immer auch durch D_S fließen, wodurch den Wirkungsgrad verschlechtert wird.

Deshalb werden beim Aufbau von resonanten ZVS–Wandlern die Serien–Kombinationen wenn möglich vermieden. Resonante Vollschwingungs–Nullspannungsschalter werden nur dann eingesetzt, wenn die Wandlerfrequenz komplementär zur Ausgangsspannung und zugleich fast unabhängig vom Ausgangsstrom sein soll (s. Abb. 9.21). Kann in dieser Topologie ein sperrender und blockierender Schalter eingesetzt werden, entfallen die Seriendiode und der Dioden–Parallelkondensator C_{DS}.

c) Maximale Bauelement–Beanspruchungen

Die Kombination der Darstellung aus Zeitverläufen und Phasenebene ist vorteilhaft, um die beschreibenden Gleichungen für die Wandlerzellen zu ermitteln. Durch die Normierung nach Abschnitt 9.3.1 erscheinen alle Resonanzvorgänge in der Phasenebene als Kreisbogenabschnitte. Damit können alle durch den Resonanzvorgang bestimmten Schaltpunkte, die *nicht* von außen gesteuert sind, direkt über trigonometrische Zusammenhänge ermittelt werden. Darin liegt der entscheidende Vorteil der Phasenebenenanalyse gegenüber der reinen Zeitbereichsanalyse.

Die von außen gesteuerten Schaltpunkte liegen jeweils am Ende der Zeitspannen t_I bzw. t_B. Es gibt also in jedem Betriebsmodus nur *einen* Schaltpunkt, über den die resonante Zelle und damit der Wandler gesteuert werden kann. Dies genügt jedoch, da die Steuerung nur *eine* Aufgabe hat: Die Einstellung der zu übertragenden Leistung bei konstanter Ausgangsspanung bzw. die Stabilisierung der Ausgangsspannung unabhängig vom Laststrom.

Die Phasenkurvenanalyse hat einen zweiten großen Vorteil: Die Ermittlung der maximalen Bauelement–Beanspruchungen ist einfach, die Ergebnisse sind gut übertragbar.

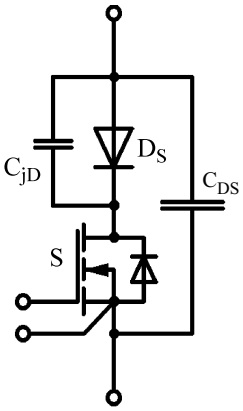


Abb. 9.24: *Funktionstüchtige Variante des Vollschwingungs–Nullspannungsschalters*

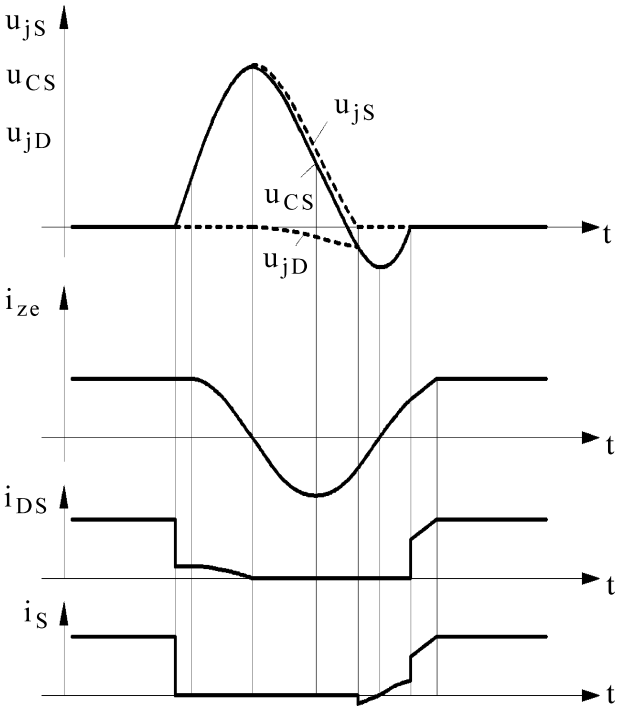


Abb. 9.25: *Zeitverläufe bei* $C_{jDF} > C_{jS}$

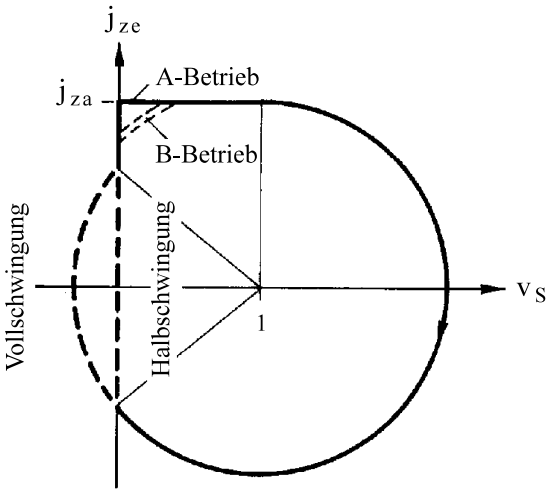


Abb. 9.26: *Verallgemeinerte Phasenkurve der quasi–resonanten ZVS–Wandlerzelle*

Aus einer Phasenkurve können die Maximalwerte der Signale, die die Resonanzelemente betreffen, ermittelt werden. Dies sind $u_{Cr} = u_S$ und $i_{Lr} = i_{ze}$. Die Spannung an der Kapazität C_r ist mit der Schalterspannung identisch. Der Resonanzstrom i_{ze} entspricht dem Schalterstrom, solange der Schalter leitet, die Phasenkurve sich also auf der Ordinate befindet. Einige Werte können somit direkt aus der Phasenebene ermittelt werden:

$$\hat{v}_S = \hat{v}_{Cr} = 1 + j_{za\,max} \tag{9.72}$$

$$\hat{j}_{ze} = \hat{j}_{Lr} = j_{za\,max} \tag{9.73}$$

$$\hat{j}_S = j_{za\,max} \tag{9.74}$$

Es fehlen noch der maximale Strom durch den Resonanzkondensator C_r, die maximale Spannung an der Resonanzspule L_r sowie die Maximalwerte von Spannung und Strom der Diode D_F. Diese Werte können unter Zuhilfenahme der Zeitverläufe (Abb. 9.11, 9.14, 9.19) bestimmt werden:

$$\hat{j}_{Cr} = j_{za\,max} \tag{9.75}$$

$$\hat{v}_{Lr} = j_{za\,max} \tag{9.76}$$

$$\hat{j}_{DF} = 2 \cdot j_{za\,max} \tag{9.77}$$

$$\hat{v}_{DF} = 1 \tag{9.78}$$

Zur Entnormierung der maximalen Schalterspannung sowie der maximalen Resonanzspulen–Spannung wird die ZVS–Bedingung (Gl. (9.22)) in Verbindung mit

der Stromnormierung (Gl. (9.18)) herangezogen:

$$j_{za} = \frac{Z_r i_{za}}{u_{ze}} \geq 1 \qquad \Rightarrow \qquad i_{za} \geq \frac{u_{ze}}{Z_r} \tag{9.79}$$

Der Zellausgangsstrom muß also mindestens so groß wie der Nennstrom u_{ze}/Z_r sein. Dies ist der kleinste zulässige Ausgangsstrom, die Zelle wird mittels Z_r an diese Bedingung angepaßt. Die Maximalbeanspruchungen treten beim höchsten spezifizierten Ausgangsstrom auf.

Somit sind bei der quasi–resonanten ZVS–Zelle die Bauelement–Belastungen durch die Zelleingangsspannung, den maximalen Zellausgangsstrom und den minimalen Zellausgangsstrom bestimmt. Es bietet sich an, das Verhältnis zwischen maximalem und minimalem Ausgangsstrom einzuführen:

$$\Delta i_{za} = \frac{i_{za\,max}}{i_{za\,min}} \tag{9.80}$$

Mit der Bedingung $i_{za\,min} = u_{ze}/Z_r$ wird daraus:

$$\Delta i_{za} = \frac{Z_r}{u_{ze}} i_{za\,max} \tag{9.81}$$

Die Impedanz des Schalterschwingkreises kann nun dargestellt werden durch

$$Z_r = \frac{u_{ze}\Delta i_{za}}{i_{za\,max}} \tag{9.82}$$

Die tatsächliche maximale Schalterspannung errechnet sich folgendermaßen:

$$\hat{u}_S = \hat{u}_{Cr} = u_{ze}(1 + j_{za\,max}) = u_{ze} + Z_r i_{za\,max} = u_{ze}(1 + \Delta i_{za}) \tag{9.83}$$

Daß die maximale Schalterspannung von der Zelleingangsspannung und von dem gefordertem Ausgangsstrombereich abhängt, ist eine typische Eigenschaft aller quasi–resonanten ZVS–Wandlerzellen, unabhängig vom Betriebsmodus (A oder B) und von der Schalterversion (Halb- oder Vollschwingung), und ist in ihrer fehlenden Leerlauffestigkeit begründet. Diese Zellen können umso günstiger ausgelegt werden, je kleiner der Ausgangsstrombereich ist. Bei konstantem Zellausgangsstrom und einem daran angepaßten Z_r liegt die niedrigste Schalterspitzenspannung vor: ihr Wert beträgt $\hat{u}_s = 2u_{ze}$.

Entsprechend der Schalterspitzenspannung ist die Resonanzspulen–Spitzenspannung gegeben durch

$$\hat{u}_{Lr} = \Delta i_{za} u_{ze} \tag{9.84}$$

Die restlichen tatsächlichen Maximalwerte lassen sich einfach durch Entnormierung bestimmen:

$$\hat{i}_S = i_{za\,max} \tag{9.85}$$

$$\hat{u}_{DF} = u_{ze} \tag{9.86}$$

$$\hat{i}_{DF} = 2i_{za\,max} \tag{9.87}$$

$$\hat{i}_{ze} = \hat{i}_{Lr} = i_{za\,max} \tag{9.88}$$

$$\hat{i}_{Cr} = i_{za\,max} \tag{9.89}$$

9.3.3 Quasi-Resonant Zero-Current-Switching (QR ZCS)

a) Halbschwingungsversion

Im Gegensatz zu den bisher besprochenen Zellen ist hier die Schalterspannung u_S *nicht* mehr identisch mit der Spannung u_{Cr} des Resonanzkondensators C_r, da die Resonanzspule L_r in Serie zum Schalter S und damit *zwischen* Schalter S (entweder selbst sperrfähig oder mit Seriendiode) und Resonanzkondensator C_r angeordnet ist. Zur Vereinfachung der Analyse wird angenommen, daß die Kapazitäten von S und D_F vernachlässigbar sind.

Wie in Abb. 9.27 zu erkennen, sind über den Eingangskreis mit der konstanten Spannung u_{ze} der Kondensator C_r und die Freilaufdiode D_F parallelgeschaltet. Es spielt für die Funktion dieser Zelle also keine Rolle, ob C_r wie in Abb. 9.27 oder, wie in der Literatur auch zu finden, direkt parallel zur Diode D_F angeordnet ist.

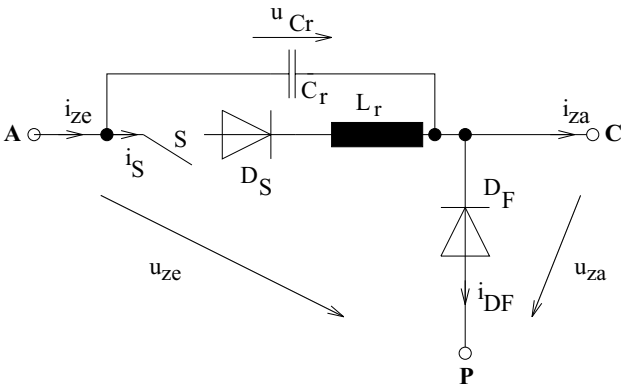


Abb. 9.27: *Die quasi–resonante Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle*

Auch bei dieser Schaltung gibt es — wie bei den Nullspannungszellen — zwei verschiedene Betriebsmodi mit je vier eindeutig definierten Schaltphasen innerhalb einer Periode. Im folgenden wird der A–Betrieb erläutert (Abb. 9.28 und Abb. 9.29).

Zum vereinfachten Verständnis der Funktion des QR–ZCS sei darauf hingewiesen, daß der QR–ZCS sich dual zum QR–ZVS verhält, d.h. beispielsweise entspricht i_S $(u_S, u_{DF}, ...)$ beim QR–ZCS den Signalen u_S $(i_S, i_{DF}, ...)$ beim QR–ZVS.

A–Betrieb

Phase 1 $(t_0 < t < t_1)$*:* Stationärer Zustand, der Schalter S ist ausgeschaltet, der Zellausgangsstrom i_{za} fließt durch die Freilaufdiode D_F, der Kondensator C_r ist auf die Zelleingangspannung u_{ze} aufgeladen.

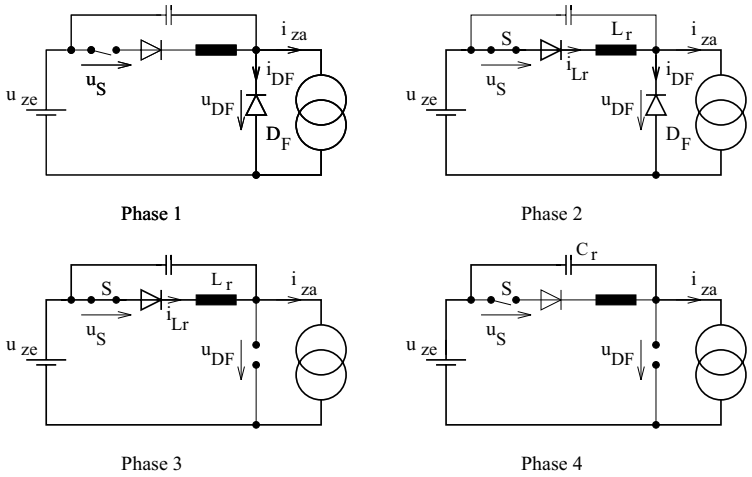


Abb. 9.28: *Phasenschaltbilder der Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

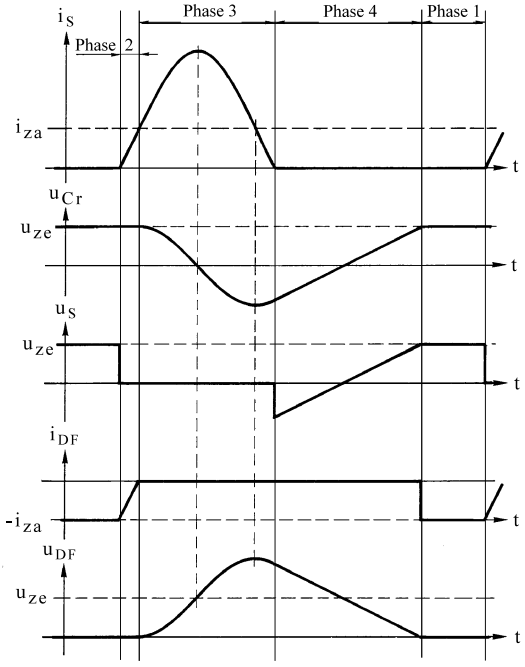


Abb. 9.29: *Zeitverläufe in der quasi–resonanten Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

Phase 2 ($t_1 < t < t_2$)*:* Die *Phase 2* beginnt mit dem Einschalten des Schalters S, die Spannung u_{ze} fällt an L_r ab, der Strom in Schalter S und in L_r steigt mit konstantem $di_S/dt = u_{ze}/L_r$ an und der Strom in der Freilaufdiode D_F nimmt entsprechend ab; die Spannung $u_{Cr} = u_{ze} = \text{const}$. Die *Phase 2* endet, bei $i_{DF} = 0$ und damit bei $i_S = i_{za}$.

Phase 3 ($t_2 < t < t_3$)*:* Nach dem Abschalten der Freilaufdiode D_F wird der Parallel–Schwingkreis mit den Komponenten L_r und C_r wirksam. Da $u_{Cr}(t_2) > u_{ze}$ ist, wird der Strom im Kondensator C_r in einer Halbschwingung — von Null ausgehend — aufgebaut; dies bedeutet in der Spule L_r ebenso eine Stromhalbschwingung, aber vom Strom i_{za} ausgehend. Bei $u_{Cr} = 0$ erreicht der Strom i_{Cr} sein Maximum. Der Schwingungsvorgang kann sich über die Halbschwingung solange fortsetzen, bis der Strom im Schalter S und der Seriendiode D_S sich in der Polarität umkehren will, zu diesem Zeitpunkt wird der Schwingvorgang unterbrochen, da die Diode D_S sperrt.

Aufgrund des Schwingvorgangs hat sich die Spannungspolarität von u_{Cr} gegenüber dem Anfangszustand umgekehrt und hat — nach dem negativen Spannungsmaximum zum Zeitpunkt des Endes der Halbschwingung — eine etwas geringere negative Spannung. Die Spannung u_{ze} und die Spannung u_{Cr} addieren sich, so daß die Freilaufdiode D_F in Sperrichtung beansprucht wird.

Phase 4 ($t_3 < t < t_4$)*:* Die *Phase 4* beginnt, nachdem die Diode D_S sperrt und die Freilaufdiode D_F ebenso gesperrt ist. Der Schalter S kann nahezu verlustlos ausschalten. Der konstante Strom lädt den Kondensator C_r solange um, bis die Spannung an der Freilaufdiode D_F Null wird und die Freilaufdiode den Strom i_{za} übernehmen kann; zu diesem Zeitpunkt gilt $u_{Cr} = u_{ze}$.

Zu beachten ist, daß die Entladung des Kondensators C_r mit einem Laststromanteil bereits nach dem Ende der Halbschwingung beginnt.

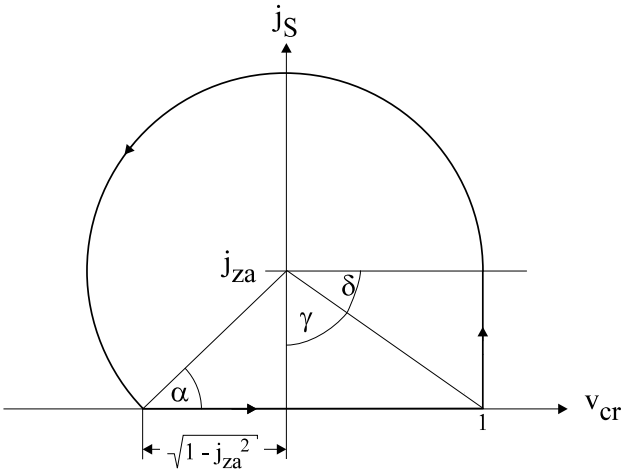


Abb. 9.30: *Phasenkurve der Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

Hier kann die *allgemeingültige, normierte ZCS–Bedingung* abgelesen werden:

$$j_{za} \leq 1 \tag{9.90}$$

Andernfalls wird der Strom i_{Lr} in der Resonanzspule und somit im Schalter nicht mehr zu null, der Schalter kann (strenggenommen) nie mehr abgeschaltet werden.

Ein Vorteil aller Gleichspannungs–Wandler, die eine solche Zelle enthalten, ist ihre *Leerlaufstabilität*.

Aus Abb. 9.29 und 9.30 können die Gleichungen, die zur Bestimmung von $\omega_r T_A$ und m_A benötigt werden, abgeleitet werden:

Phase 1: Variable Dauer

$$\omega_r t_{\mathrm{I}} = x_{\mathrm{I}} \tag{9.91}$$

Phase 2:

$$t_{\mathrm{II}} = \frac{L_r \Delta i_{ze}}{u_{ze}} = \frac{L_r i_{za}}{u_{ze}} = \frac{L_r \dfrac{u_{ze}}{Z_r} j_{za}}{u_{ze}} = \frac{j_{za}}{\omega_r} \qquad x_{\mathrm{II}} = j_{za} \tag{9.92}$$

Phase 3:

$$\alpha = \arcsin(j_{za}) \qquad t_{\mathrm{III}} = \frac{\pi + \alpha}{\omega_r} \qquad x_{\mathrm{III}} = \pi + \alpha \tag{9.93}$$

Phase 4:

$$t_{\mathrm{IV}} = \frac{C_r \Delta u_{Cr}}{i_{za}} = \frac{C_r u_{ze}}{i_{za}} \left(1 + \sqrt{1 - j_{za}^2}\right) \tag{9.94}$$

$$\omega_r t_{\mathrm{IV}} = x_{\mathrm{IV}} = \frac{u_{ze}}{Z_S i_{za}} \left(1 + \sqrt{1 - j_{za}^2}\right) = \frac{1}{j_{za}} \left(1 + \sqrt{1 - j_{za}^2}\right) \tag{9.95}$$

$$x_{\mathrm{IV}} = \frac{1}{j_{za}} + \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1} \tag{9.96}$$

Damit ist die Periodenlänge $\omega_r T_A$ bekannt.

Die pro Periode übertragene Energie wird hier besser indirekt berechnet (s. Abb. 9.29 und 9.30). Der Ansatz lautet, daß nur dann Energie übertragen wird, wenn kein Strom durch die Freilaufdiode fließt.

$$\Delta E_{3A} = u_{ze} \left(i_{za} T_A - \int_0^{T_A} i_{DF}(t)\, dt \right) = u_{ze} i_{za} \left(T_A - t_{\mathrm{I}} - \frac{t_{\mathrm{II}}}{2} \right) \tag{9.97}$$

$$\omega_r \Delta E_{3A} = u_{ze} i_{za} \left(\omega_r T_A - x_{\mathrm{I}} - \frac{x_{\mathrm{II}}}{2} \right) \tag{9.98}$$

$$m_A = \frac{P_{3A}}{u_{ze} i_{za}} = \frac{\omega_r T_A - x_{\mathrm{I}} - \frac{1}{2} x_{\mathrm{II}}}{\omega_r T_A} \qquad \frac{1}{\omega_r T_A} = \frac{f_{BA}}{2\pi} \tag{9.99}$$

$$m_A = \frac{f_{BA}}{2\pi} \left(\frac{x_{\mathrm{II}}}{2} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}} \right) \tag{9.100}$$

A–Betrieb bei Nullstromschaltern bedeutet, daß der Schalter S erst dann eingeschaltet wird, nachdem der Kondensator C_r auf u_{ze} aufgeladen ist. Gleichung (9.39) „$x_I > 0$“ gilt also im A–Betrieb sowohl für die ZVS– als auch für die ZCS–Zellen. Sollen jedoch Spannungsübersetzungen der Wandlerzelle nahe 1 (s. Abb. 9.33) erreicht werden, kann es nötig werden, S schon einzuschalten, *bevor* C_r die Spannung u_{ze} erreicht hat: B–Betrieb (s. Abb. 9.31 und 9.33). An der Grenze zwischen den Betriebsarten gilt $x_I = \omega_r t_I = 0$. Damit ergibt sich:

$$\omega_r T_{AB} = j_{za} + \pi + \alpha + \frac{1}{j_{za}} + \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1} \tag{9.101}$$

$$f_{BAB} = \frac{2\pi}{\omega_r T_{AB}} \tag{9.102}$$

$$m_{AB} = 1 - \frac{j_{za}}{2\omega_r T_{AB}} \tag{9.103}$$

B–Betrieb

Die *Phase 1*, der stationäre Betriebszustand im A–Betrieb, entfällt. An die Stelle der *Phase 1* tritt *Phase 5*. *Phase 5* ist dadurch gekennzeichnet, daß der Schalter S einschaltet, bevor u_{Cr} die Zelleingangsspannung u_{ze} in *Phase 4* des A–Betriebs erreicht hat; d.h. die Freilaufdiode D_F hat den Zellausgangsstrom i_{za} noch nicht übernehmen können.

Zu beachten ist in der *Phase 5*, daß erstens der konstante Zellausgangsstrom i_{za} den Kondensator C_r weiter auflädt und daß zweitens durch das Einschalten des Schalters S der Parallelschwingkreis aktiv wird, sich in Richtung i_{za} der Strom im Schalter S aufbaut und somit u_{Cr} entladen wird. Da aber zu Beginn der *Phase 5* der konstante Strom i_{za} größer als der sich aufbauende Strom des Resonanzkreises ist, wird resultierend u_{Cr} auf die Spannung u_{ze} aufgeladen und damit kann die Freilaufdiode D_F solange Strom führen, so lange $u_{Cr} = u_{ze}$ ist. Dies wird solange erfolgen, solange der Schwingkreisstrom kleiner als i_{za} ist (s. ΔI_{DF} in Abb. 9.31). Alle anderen Phasen entsprechen (im Prinzip) dem bereits behandelten A–Betrieb.

Wie schon in allen vorangegangenen Fällen, können auch hier aus den Zeitverläufen und der Phasenkurve die Gleichungen zur Bestimmung der Spannungsübersetzung m_B als Funktion von j_{za} und x_B hergeleitet werden:
Phase 2:

$$\Delta i_{DF} = \frac{u_{ze}}{Z_r}\sqrt{j_{za}^2 + \left(\sqrt{1 - j_{za}^2} + j_{za}x_B\right)^2 - 1} = \frac{u_{ze}}{Z_r}\sqrt{j_{za}^2 x_B^2 + 2j_{za}x_B\sqrt{1 - j_{za}^2}} \tag{9.104}$$

$$\Delta i_{DF} = \frac{u_{ze}}{Z_r} j_{za}\sqrt{x_B^2 + 2x_B\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1}} = i_{za}\sqrt{x_B^2 + 2x_B\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1}} \tag{9.105}$$

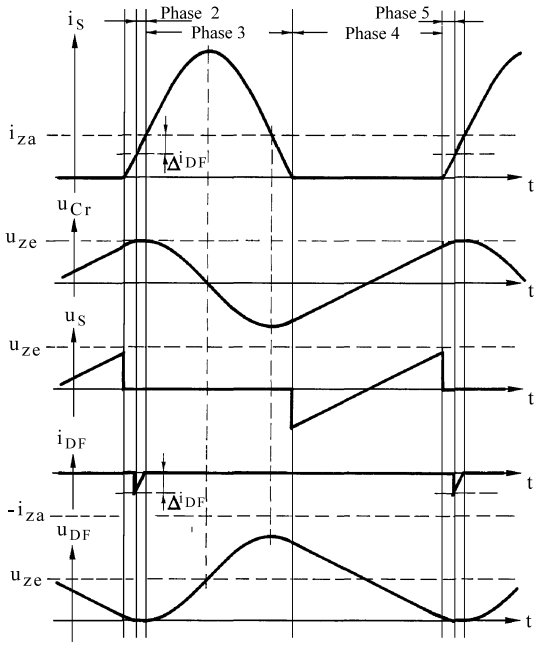


Abb. 9.31: *Zeitverläufe in der quasi–resonanten Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, B–Betrieb*

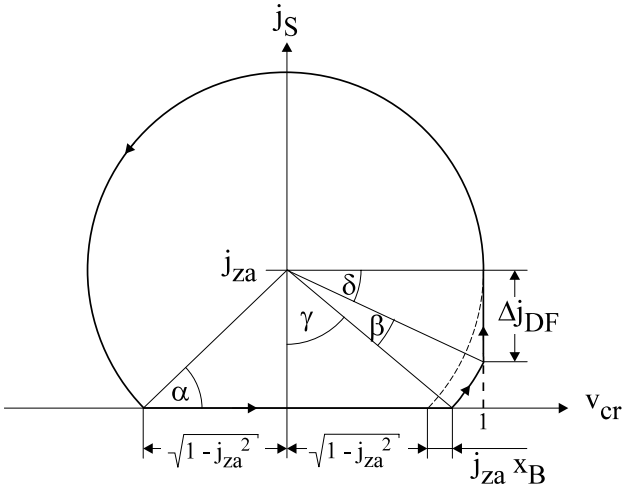


Abb. 9.32: *Phasenkurve der Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, B–Betrieb [709]*

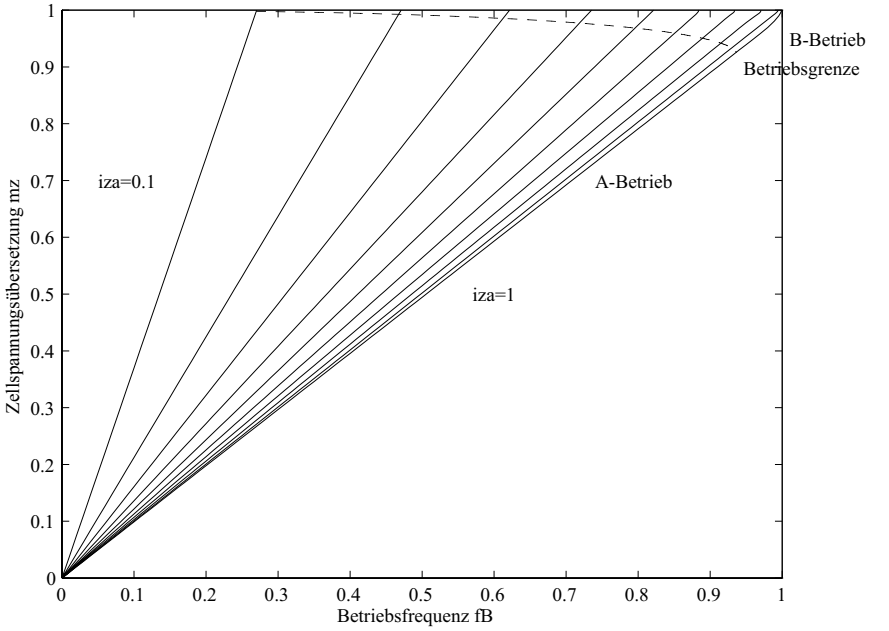


Abb. 9.33: *Kleinsignal–Steuerkennlinien für die Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle A–Betrieb und B–Betrieb*

$$t_{\mathrm{II}} = \frac{L_r}{u_{ze}} \Delta i_{DF} = \frac{L_r}{u_{ze}} i_{za} \sqrt{x_B^2 + 2x_B \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1}} \tag{9.106}$$

$$x_{\mathrm{II}} = j_{za} \sqrt{x_B^2 + 2x_B \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1}} \tag{9.107}$$

Phase 3 wie beim A–Betrieb:

$$x_{\mathrm{III}} = \pi + \alpha \tag{9.108}$$

Phase 4:

$$t_{\mathrm{IV}} = \frac{C_r}{i_{za}} \Delta u_{Cr} = \frac{C_r}{i_{za}} u_{ze} \left(2\sqrt{1 - j_{za}^2} + j_{za} x_B \right) \tag{9.109}$$

$$\omega_r t_{\mathrm{IV}} = \frac{1}{j_{za}} \left(2\sqrt{1 - j_{za}^2} + j_{za} x_B \right) \tag{9.110}$$

$$x_{\mathrm{IV}} = 2\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1} + x_B \qquad x_B \in \left[0\,;\ \frac{1}{j_{za}} - \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1} \right] \tag{9.111}$$

Phase 5:

$$\tan\gamma = \frac{\sqrt{1-j_{za}^2}+j_{za}x_B}{j_{za}} \qquad \gamma = \arctan\left(\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2}-1}+x_B\right) \tag{9.112}$$

$$\tan\delta = \frac{Z_r}{u_{ze}}\Delta i_{DF} \qquad \delta = \arctan\left(j_{za}\sqrt{x_B^2+2x_B\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2}-1}}\right) = \arctan x_{\mathrm{II}} \tag{9.113}$$

$$x_{\mathrm{V}} = \beta = \frac{\pi}{2}-\gamma-\delta \tag{9.114}$$

Die pro Periode $\omega_r T_B = x_{\mathrm{II}} + x_{\mathrm{III}} + x_{\mathrm{IV}} + x_{\mathrm{V}}$ übertragene Energie wird nach dem gleichen Prinzip wie beim A–Betrieb berechnet:

$$\Delta E_{3B} = u_{ze} i_{za} T_B - \frac{1}{2} u_{ze} \Delta i_{DF} t_{\mathrm{II}} \tag{9.115}$$

$$\begin{aligned} \omega_r \Delta E_{3B} &= u_{ze}\left(i_{za}\omega_r T_B - \frac{1}{2}\Delta i_{DF} x_{\mathrm{II}}\right) \\ &+ u_{ze} i_{za}\left(\omega_r T_B - \frac{j_{za}}{2}\left(x_B^2 + 2x_B\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2}-1}\right)\right) \end{aligned} \tag{9.116}$$

$$m_B = \frac{P_{3B}}{u_{ze} i_{za}} = 1 - \frac{j_{za}\left(x_B^2 + 2x_B\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2}-1}\right)}{2\omega_r T_B} \tag{9.117}$$

In der Nähe der Zellspannungsübersetzung $m_z = 1$ ist die Betriebsgrenze zwischen A–Betrieb (darunter) und B–Betrieb (darüber) eingezeichnet (Abb. 9.33). Die Spannungsübersetzung ist neben der Betriebsfrequenz f_B auch abhängig vom Zellausgangsstrom. Diese Eigenschaft ist auch bei der Halbschwingungs–ZVS–Zelle zu finden (s. Abb. 9.17).

b) Vollschwingungsversion

Im Gegensatz zum Halbschwingungs–Nullstromschalter (HS–ZCS) ist beim Vollschwingungs–Nullstromschalter (VS–ZCS) eine Diode $\mathrm{D_S}$ antiparallel zum Schalter angeordnet. Die zeitlichen Verläufe und damit die Phasenkurve verlaufen identisch zur Halbschwingungsversion in den *Phasen 1* und *2*, dies gilt ebenso für die *Phase 3* bis zum Nulldurchgang des Stroms i_S. Aufgrund der antiparallelen Diode $\mathrm{D_S}$ zum Schalter S verlängert sich bei der Vollschwingungsversion die Wirksamkeit des Resonanzkreises bis fast zur vollen Periodendauer des Resonanzkreises, da die Diode $\mathrm{D_S}$ den negativen Stromanteil des Stroms i_S übernimmt. Während der Stromflußdauer der Diode $\mathrm{D_S}$ kann der Schalter S nahezu verlustlos abgeschaltet werden und der Resonanzkreis wird inaktiv, wenn die Diode $\mathrm{D_S}$ beim Übergang vom negativen zum positiven Strom i_S sperrt.

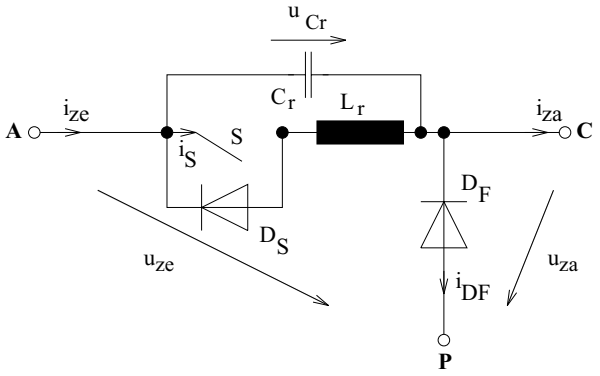


Abb. 9.34: *Die quasi–resonante Vollschwingungs–ZCS–Wandlerzelle*

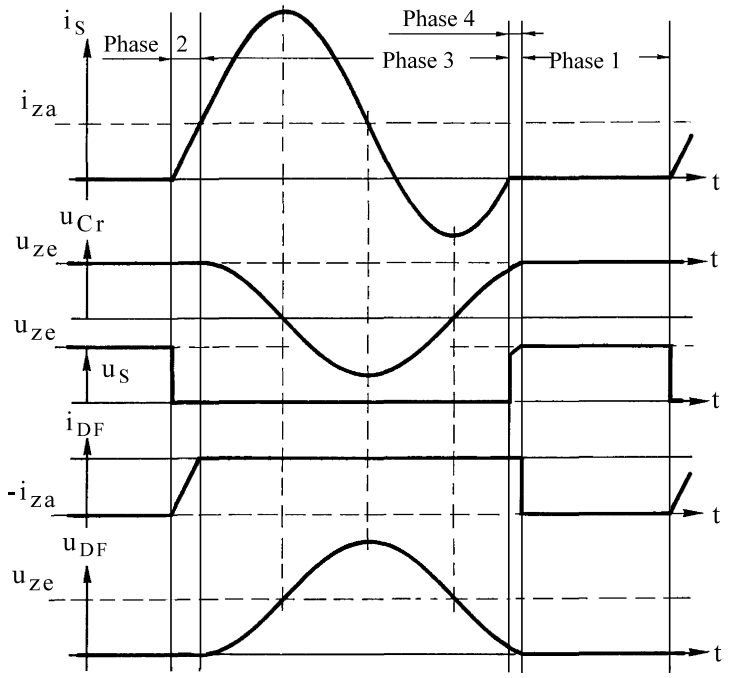


Abb. 9.35: *Zeitverläufe in der quasi–resonanten Vollschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

Die Kondensatorspannung u_{Cr} erreicht aufgrund der Wirksamkeit des Resonanzkreises von fast einer Periodendauer die Spannung $u_{Cr} < u_{ze}$; damit verkürzt sich die ursprüngliche *Phase 4* deutlich.

Dadurch kann die Kombination Schalter S und antiparallele Diode D_S negativen Strom führen, was im Zeitverlauf von i_{za} (Abb. 9.35) und im Kreisbogenabschnitt der Phasenkurve in der unteren Halbebene (Abb. 9.36) deutlich wird.

Analog zu den Halb– und Vollschwingungs–ZVS–Zellen ändern sich auch hier nur die Ausdrücke für die Schaltphasen x_{III} und x_{IV}, und somit nur die Periodenlängen $\omega_r T_A$ bzw. $\omega_r T_B$.

A–Betrieb:

$$x_{\mathrm{III}} = 2\pi - \alpha \qquad x_{\mathrm{IV}} = \frac{1}{j_{za}} - \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1} \tag{9.118}$$

$$\omega_r T_A = x_{\mathrm{I}} + j_{za} + 2\pi - \alpha + \frac{1}{j_{za}} - \sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1} \tag{9.119}$$

B–Betrieb:

$$x_{\mathrm{III}} = 2\pi - \alpha \qquad x_{\mathrm{IV}} = x_B \tag{9.120}$$

$$\omega_r T_B = j_{za}\sqrt{x_B^2 + 2x_B\sqrt{\frac{1}{j_{za}^2} - 1}} + 2\pi - \alpha + x_B + \beta \tag{9.121}$$

Die Gleichungen für m_A (Gl. (9.100)) und für m_B (Gl. (9.117)) der quasi–resonanten Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle gelten unter Berücksichtigung der geänderten Periodenlängen auch hier für die Vollschwingungs–ZCS–Zelle.

c) Maximale Bauelement–Beanspruchungen

Wie bei den ZVS–Zellen vereinfacht sich auch hier durch die Phasenkurvenanalyse die Ermittlung der maximalen Bauelement–Beanspruchungen erheblich. Aus dieser Phasenkurve können die Maximalwerte der Größen u_{Cr} und $i_{Lr} = i_{ze} = i_S$ abgelesen werden. Der Resonanzstrom i_{ze} entspricht immer dem Schalterstrom, da L_r direkt in Serie zu S geschaltet ist.

$$\hat{j}_S = \hat{j}_1 \;=\; 1 + j_{za\,max} \tag{9.122}$$

$$\hat{v}_{Cr} \;=\; 1 \tag{9.123}$$

Es fehlen noch die maximale Schalterspannung, der maximale Strom durch den Resonanzkondensator C_r, die maximale Spannung an der Resonanzspule L_r sowie die Maximalwerte von Spannung und Strom an der Diode D_F. Diese Werte können mit Hilfe der Zeitverläufe (Abb. 9.29, 9.31 und 9.35) bestimmt werden

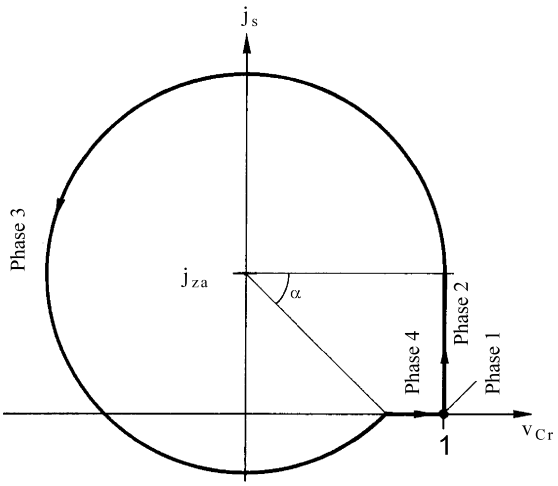


Abb. 9.36: *Phasenkurve der Vollschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

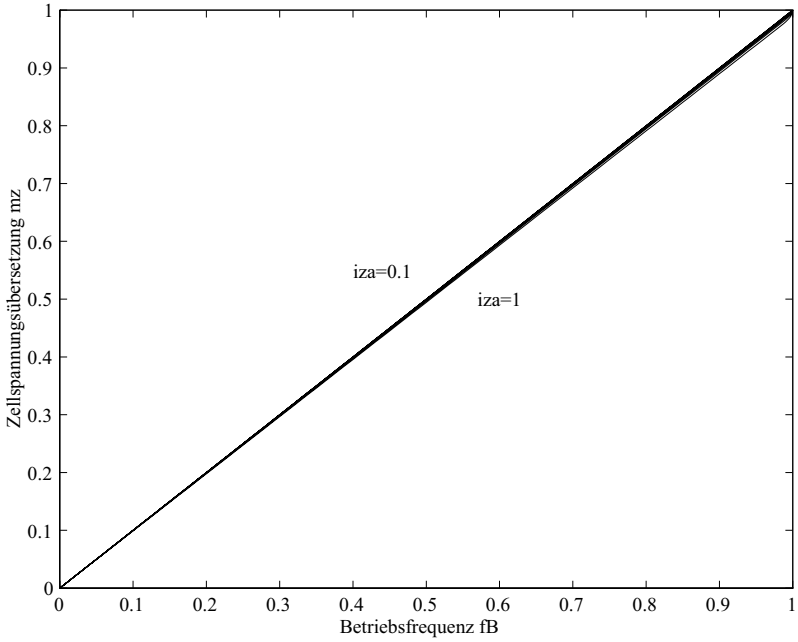


Abb. 9.37: *Kleinsignal–Steuerkennlinien für die Vollschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, A–Betrieb und B–Betrieb*

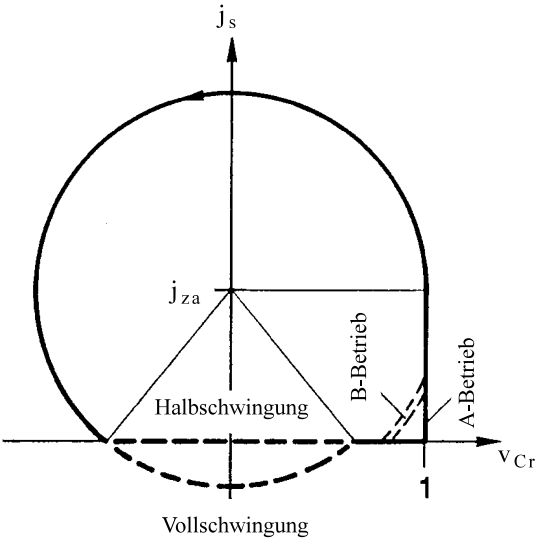


Abb. 9.38: *Verallgemeinerte Phasenkurve der quasi–resonanten ZCS–Wandlerzelle*

und ergeben in normierter Darstellung:

$$\hat{v}_S = 1 \tag{9.124}$$

$$\hat{j}_{DF} = j_{za\,max} \tag{9.125}$$

$$\hat{v}_{DF} = 2 \tag{9.126}$$

$$\hat{j}_{Cr} = 1 \tag{9.127}$$

$$\hat{v}_{Lr} = 1 \tag{9.128}$$

Zur Entnormierung des maximalen Schalterstroms sowie der Größe $\hat{j}_{Cr}$ wird jetzt die ZCS–Bedingung (Gl. (9.90)) in Verbindung mit der Stromnormierung (Gl. (9.18)) genutzt:

$$j_{za} = \frac{Z_r i_{za}}{u_{ze}} \leq 1 \qquad \Rightarrow \qquad i_{za} \leq \frac{u_{ze}}{Z_r} \tag{9.129}$$

Der Zellausgangsstrom darf also höchstens so groß wie der Nennstrom u_{ze}/Z_r sein; in diesem Arbeitspunkt treten die Maximalbeanspruchungen auf. Die Zelle wird mittels Z_r an diesen höchsten spezifizierten Ausgangsstrom angepaßt.
Der kleinste zulässige Ausgangsstrom ist Null.

Bei der quasi–resonanten ZCS–Zelle sind die Bauelementebelastungen nur durch die Zelleingangsspannung u_{ze} und den maximalen Zellausgangsstrom $i_{za\,max}$ bestimmt.

Es gilt beispielsweise die Forderung:

$$i_{za\,max} = \frac{u_{ze}}{Z_r} \tag{9.130}$$

Die Impedanz des Schalterschwingkreises kann dargestellt werden durch

$$Z_r = \frac{u_{ze}}{i_{za\,max}} \tag{9.131}$$

Der tatsächliche maximale Schalterstrom errechnet sich nun folgendermaßen:

$$\hat{i}_S = \hat{i}_{ze} = \frac{u_{ze}}{Z_r} + i_{za\,max} = 2i_{za\,max} \tag{9.132}$$

Daraus folgt, daß insbesondere bei variabler Eingangsspannung das ZCS sehr verlustreich ist, denn Z_r wird bei minimimaler Eingangsspannung dimensioniert, so daß bei maximaler Eingangsspannung sich auf den maximalen Laststrom noch die nun erhebliche Schwingstromkuppe überlagert.
Entsprechend lautet der tatsächliche Wert des Resonanzkondensatorstroms:

$$\hat{i}_{Cr} = i_{za\,max} \tag{9.133}$$

Die restlichen tatsächlichen Maximalwerte lassen sich einfach durch Entnormierung bestimmen:

$$\hat{u}_S = u_{ze} \tag{9.134}$$

$$\hat{i}_{DF} = i_{za\,max} \tag{9.135}$$

$$\hat{u}_{DF} = 2u_{ze} \tag{9.136}$$

$$\hat{u}_{Cr} = u_{ze} \tag{9.137}$$

$$\hat{u}_{Lr} = u_{ze} \tag{9.138}$$

9.3.4 Die Gleichungen aller quasi-resonanten Zellen

Die Dualität des Verhaltens der quasi–resonanten Zellen entsprechend der eingesetzten Schaltentlastung (ZVS bzw. ZCS) und gleichzeitig entsprechend der Version (Halb- oder Vollschwingung) spiegeln die Ähnlichkeiten der beschreibenden Gleichungen wieder: Alle quasi–resonanten Zellen und damit auch alle quasi–resonanten Zellgleichspannungswandler lassen sich mit einem einheitlichen Gleichungssatz beschreiben.

Ausgangspunkt ist der Vergleich der vier Kleinsignal–Steuerkennlinienfelder (Abb. 9.17: Halbschwingungs–ZVS, Abb. 9.21: Vollschwingungs–ZVS, Abb. 9.33: Halbschwingungs–ZCS und Abb. 9.37: Vollschwingungs–ZCS).

Im jeweiligen A–Betrieb sind die einzelnen Steuerkennlinien Geraden. Die einzige unabhängige Größe in den Formeln für m_A (Gl. (9.38) und (9.100)) ist

— neben dem vorgegebenen Parameter j_{za} — die auf der Abszisse aufgetragene normierte Betriebsfrequenz f_B. Bei den Varianten mit Vollschwingungsschaltern fällt auf, daß m_z fast nicht von j_{za} abhängt. Die Kennlinien sind bei den nullspannungsschaltenden Wandlerzellen mit steigendem f_B fallend, bei den nullstromschaltenden Wandlerzellen steigend.

Allen resonanten Wandlerzellen ist eine wichtige Eigenschaft gemeinsam: In einem Abschnitt der Schaltphasenabfolge fließt Energie zurück zur Quelle u_{ze}. Dieser Abschnitt ist der, in dem der Schalter negativen Strom führt (Halbschwingungs–ZVS, Vollschwingungs–ZCS) bzw. negative Spannung sperrt (Vollschwingungs–ZVS, Halbschwingungs–ZCS). Durch diese Energierückführung besteht ein Eingriff, um den internen Schwingkreis in einem kontrollierten, stabilen und von außen steuerbaren Zustand (Voraussetzung für ordnungsgemäßen Betrieb als regelbarer Gleichspannungs–Wandler) zu erhalten.

Durch Einführung der Größe ϑ lassen sich alle bisher erzielten Ergebnisse noch übersichtlicher zusammenfassen.
Dabei gilt für die Nullspannungsschalter

$$\vartheta = j_{za} \tag{9.139}$$

und für die Nullstromschalter

$$\vartheta = \frac{1}{j_{za}} \tag{9.140}$$

Daraus ergibt sich für alle Schalter und Betriebsmodi:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{1}{\vartheta}\right) \tag{9.141}$$

Gültig für alle resonanten Schalter, sind in den drei Tabellen 9.1, 9.2 und 9.3 die normierten Periodendauern für den A–Betrieb und für den B–Betrieb sowie die Spannungsübertragungen der quasi–resonanten Wandlerzellen zusammengefaßt.

9.3.5 Bewertung der quasi-resonanten Zellen

In den Abschnitten 9.3.2 und 9.3.3 sind jeweils am Ende die maximalen Bauelement–Beanspruchungen in den quasi–resonanten Wandlerzellen berechnet worden.

Tabelle 9.1: *Periodendauern der quasi–resonanten Zelle, A–Betrieb*

	x_I	x_II	x_III	x_IV
Halbschwingungsschalter	variabel	$\frac{1}{\vartheta}$	$\pi+\alpha$	$\vartheta+\sqrt{\vartheta^2-1}$
Vollschwingungsschalter	variabel	$\frac{1}{\vartheta}$	$2\pi-\alpha$	$\vartheta-\sqrt{\vartheta^2-1}$
$\omega_r T_A = x_\mathrm{I}+x_\mathrm{II}+x_\mathrm{III}+x_\mathrm{IV} \quad f_{BA}=\dfrac{2\pi}{\omega_r T_A}$				

Tabelle 9.2: *Periodendauern der quasi–resonanten Zellen, B–Betrieb*

$\beta=\dfrac{\pi}{2}-\gamma-\delta \quad \gamma=\arctan\left(\sqrt{\vartheta^2-1}+x_B\right) \quad \delta=\arctan x_\mathrm{II}$				
	x_II	x_III	x_IV	x_V
Halbschwingungsschalter	$\dfrac{1}{\vartheta}\sqrt{x_B^2+2x_B\sqrt{\vartheta^2-1}}$	$\pi+\alpha$	$2\sqrt{\vartheta^2-1}+x_B$	β
Vollschwingungsschalter	$\dfrac{1}{\vartheta}\sqrt{x_B^2+2x_B\sqrt{\vartheta^2-1}}$	$2\pi-\alpha$	x_B	β
$x_B\in\left[0;\vartheta-\sqrt{\vartheta^2-1}\right]$ $\omega_r T_B = x_\mathrm{II}+x_\mathrm{III}+x_\mathrm{IV}+x_\mathrm{V} \quad f_{BB}=\dfrac{2\pi}{\omega_r T_B}$				

Tabelle 9.3: *Spannungsübersetzungen aller quasi–resonanten Wandlerzellen*

	A–Betrieb	B–Betrieb
ZVS–Zellen	$m_A=1-\dfrac{f_{BA}}{2\pi}\left(\dfrac{1}{2}x_\mathrm{II}+x_\mathrm{III}+x_\mathrm{IV}\right)$	$m_B=\dfrac{x_B^2+2x_B\sqrt{\vartheta^2-1}}{2\vartheta\omega_r T_B}$
ZCS–Zellen	$m_A=\dfrac{f_{BA}}{2\pi}\left(\dfrac{1}{2}x_\mathrm{II}+x_\mathrm{III}+x_\mathrm{IV}\right)$	$m_B=1-\dfrac{x_B^2+2x_B\sqrt{\vartheta^2-1}}{2\vartheta\omega_r T_B}$

Eine für die ZVS–Zellen wichtige Gleichung aus Abschnitt 9.3.2 sei hier wiederholt:

$$\Delta i_{za} = \frac{i_{za\,max}}{i_{za\,min}} \tag{9.142}$$

Die Beanspruchungs–Werte sind in Tabelle 9.4 im Überblick dargestellt.

Tabelle 9.4: *Bauelement–Beanspruchungen in den quasi–resonanten Zellen*

	$\hat{u}_S$	$\hat{i}_S$	$\hat{u}_{DF}$	$\hat{i}_{DF}$	$\hat{u}_{Cr}$	$\hat{i}_{Cr}$	$\hat{u}_{Lr}$	$\hat{i}_{Lr} = \hat{i}_{ze}$
ZVS	κu_{ze}	$i_{za\,max}$	$u_{ze} \Uparrow$	$2i_{za\,max}$	κu_{ze}	$i_{za\,max}$	$\Delta i_{za} u_{ze} \Uparrow$	$i_{za\,max}$
ZCS	$u_{ze} \Uparrow$	$2i_{za\,max}$	$2u_{ze}$	$i_{za\,max}$	u_{ze}	$i_{za\,max}$	$u_{ze} \Uparrow$	$2i_{za\,max}$

mit $\kappa = 1 + \Delta i_{za}$

Diese Werte gelten für beide Betriebsmodi (A und B) und unabhängig von m_z. Dabei ist bei ZVS der höchste vorkommende Wert von u_{ze} einzusetzen, bei ZCS der niedrigste (s. Erläuterungen zu Gl. (9.145) und (9.146)). Unter realen Bedingungen sind die in Tabelle 9.4 durch den senkrechten Doppelpfeil gekennzeichneten Werte bis zu dreimal höher als angegeben. Im folgenden Text wird diese Problematik untersucht.

Die Maximalwerte der Ströme sind ausschließlich durch den größten spezifizierten Zellausgangsstrom $i_{za\,max}$ bestimmt. Die Ausnutzung der Zelle ist folglich um so höher, je mehr sich der tatsächlich vorliegende Strom i_{za} dem Strom $i_{za\,max}$ annähert. Ist die Wahrscheinlichkeitsverteilung für i_{za} bekannt, kann die Wandlerzelle bezüglich ihrer Dauerbelastbarkeit daraufhin ausgelegt werden. Ansonsten muß vom ungünstigsten Fall ausgegangen werden.

Die Spannungsspitzenwerte — auch diejenigen der Freilaufdiode — sind im wesentlichen durch die Zelleingangsspannung u_{ze} oder Vielfachen davon gegeben. Die Zelle ist also um so besser ausgenutzt, je näher m_z bei 1 liegt, d.h. je geringer die Differenz zwischen u_{ze} und u_{za} ist. (Es gilt immer $u_{ze} \geq u_{za}$.) Im Gegensatz zur Strombelastung kann die Spannungsbelastung gezielt minimiert werden, da die Ausgangsspannung fest und der Bereich der Eingangsspannung bekannt ist. Ist beispielsweise ein $m \ll 1$ gefordert, kann es sinnvoller sein, auf die isolierbaren hoch–tief–setzenden Topologien mit

$$m = \frac{n_{sek}}{n_{prim}} \left(\frac{1}{1 - m_z} - 1 \right) \tag{9.143}$$

auszuweichen als einen einfachen Tiefsetzsteller aufzubauen mit

$$m = m_z \tag{9.144}$$

Durch das Transformator–Windungsverhältnis läßt sich für jeden gewünschten Bereich von m der Wert von m_z in Richtung 1 optimieren. Dadurch wird

der Nachteil, daß sich u_{ze} in diesen Schaltungen aus $U_Q + (n_{prim}/n_{sek}) \cdot U_V$ zusammensetzt, oft mehr als ausgeglichen. Ist dies nicht der Fall, und ist keine Potentialtrennung gefordert, ist der einfache Tiefsetzsteller günstiger.
Für die quasi–resonanten ZCS–Zellen gilt wegen $j_{za} \leq 1$

$$Z_r = \frac{u_{ze}}{i_{za\,max}} \tag{9.145}$$

Dabei muß der kleinste auftretende Wert von u_{ze} eingesetzt werden. Betrachtet man Abb. 9.38 und setzt dort $j_{za\,max} = 1$ ein, so ergibt sich daraus direkt der in Tabelle 9.4 für die ZCS–Zelle eingetragene Wert $2i_{za\,max}$ für die Größen $\hat{i}_S$ und $\hat{i}_{ze}$. In diesem Fall würde der Kreisbogen für *Phase 3* die v_{CS}–Achse nur noch berühren (und nicht mehr schneiden, wie es dort dargestellt ist). Wird zusätzlich u_{ze} kleiner als in den Phasenkurvenbildern zugrundegelegt, schrumpft der Radius der Phasenkurve bei unverändertem Mittelpunkt (0;1): Die eben angesprochene Berührung ist nicht mehr gegeben — und damit auch nicht mehr die ZCS–Bedingung. Deshalb muß zur Z_r–Berechnung bei den ZCS–Zellen der kleinste vorkommende Wert von u_{ze} verwendet werden.

Die Größenordnung der tatsächlichen Schaltfrequenz ergibt sich aus den absoluten Größen von L_r und C_r.

Für die quasi–resonanten ZVS–Zellen gilt aufgrund $j_{za} \geq 1$

$$Z_r = \frac{u_{ze}}{i_{za\,min}} \tag{9.146}$$

Im Gegensatz zur ZCS–Zelle muß hier der größte eintretende Wert von u_{ze} verwendet werden. Dies wird in Abb. 9.13 deutlich: Die dort dargestellte Verletzung der ZVS–Bedingung kann auf zwei Arten zustandekommen. Entweder ist $j_{za} < 1$, oder die tatsächlich vorliegende Eingangsspannung u_{ze} ist größer als die zugrundegelegte Eingangsspannung.

Verglichen mit der idealen hartschaltenden Wandlerzelle aus Abb. 9.1, in der die Strombelastung beider Leistungshalbleiter dem Zellausgangsstrom i_{za} und die Spannungsbelastung beider Halbleiter der Zelleingangsspannung u_{ze} entspricht, treten bei den quasi–resonanten ZVS–Zellen über dem Schalter S, dem Resonanzkondensator C_r und über der Resonanzspule L_r deutlich höhere Scheitelspannungen auf, in der Freilaufdiode D_F deutlich höhere Scheitelströme. In der quasi–resonanten ZCS–Zelle sind Schalter und Resonanzinduktivität mit höheren Scheitelströmen, die Diode mit höheren Scheitelspannungen belastet.

Insgesamt überwiegen bei ZVS die Komponenten–Beanspruchung mit Scheitelspannungen $\geq u_{ze}$, entsprechend bei den ZCS–Zellen die Komponenten–Beanspruchung mit Scheitelströmen $> i_{za\,max}$.

Generell besteht bei quasi–resonanten Zellwandlern mit ZCS–Schaltern ein Vorteil gegenüber ZVS–Schaltern, da bei ZCS–Schaltern ein Element weniger mit höheren Scheitelwerten beansprucht wird als im Vergleich zur quasi–resonanten ZVS–Zelle. Zusätzlich sind in den ZCS–Zellen die Ströme nur im ungünstigsten Fall um den Faktor 2 überhöht, die Spannungen in den ZVS–Zellen jedoch nur im günstigsten Fall um den Faktor 2 (mit Ausnahme von $\hat{u}_{Lr}$):

Beträgt beispielsweise der minimale Zellausgangsstrom ein Achtel des maximalen Stroms, so liegen in den ZVS–Zellen die extrem überhöhten Spitzenwerte $\hat{u}_S = \hat{u}_{Cr} = 9u_{ze}$ und $\hat{u}_{Lr} = 8u_{ze}$ vor, unabhängig vom Absolutwert des Zellausgangsstroms $i_{za\,max}$. Diese Eigenschaft der quasi–resonanten ZVS–Zellen steht in direktem Zusammenhang mit ihrer fehlenden Leerlaufstabilität, dem zweiten großen Nachteil dieses Zellentyps.

Es gibt jedoch auch einen großen Vorteil: Die ZVS–Zelle in Halbschwingungsversion ist *inhärent kurzschlußfest*. Anhand Abb. 9.20 ist ersichtlich, daß sich der Strom ohne jede Stromüberwachung (und damit Frequenzerhöhung zwecks Leistungsreduktion) im Falle eines Kurzschlusses auf einen zwar höheren, jedoch stabilen Wert einstellt. Die ZVS–Schaltentlastung bleibt dabei immer erhalten.

Überschreitet dagegen der Ausgangsstrom i_{za} einer ZCS–Zelle den gemäß Gl. (9.145) durch ihr Z_r festgelegten zulässigen Maximalwert, ist resonante Schaltentlastung nicht mehr möglich (s. Gl. (9.129)). Der Kurzschluß kann dennoch beherrscht werden, indem der Strom überwacht und mit diesem Maximalwert verglichen wird; durch Reduzierung der Frequenz wird die Leistungsübertragung so weit vermindert, bis der Zellausgangsstrom wieder im zulässigen Bereich liegt. Idealer harter Kurzschluß bedeutet Freilauf von i_{za} über die Diode $\mathrm{D_F}$ und keinerlei Schaltaktion des Schalters S, also eine Schaltfrequenz $f_S = 0$.

Auf die gleiche Weise wird bei den ZCS–Zellen auch der Leerlauf erzielt. Da dann — genau wie beim Kurzschluß — keine Leistungsübertragung stattfindet, schaltet der Schalter S nur sehr selten oder gar nicht ein. Die Schaltfrequenz ist sehr klein bzw. Null. Ein typisches Merkmal aller quasi–resonant arbeitenden ZCS–Wandler im Teillastbetrieb bzw. Leerlauf sind die teils extrem niedrigen Schaltfrequenzen, womit das Ziel der Größen- und Gewichtsreduktion der Filterkomponenten durch Erhöhung der Schaltfrequenz unter Umständen nicht erreicht wird. Dieses gilt nur für den Halbschwingungsbetrieb, weshalb hier eine worst-case-Untersuchung durchzuführen ist, um den Betriebspunkt bei dem die den größten Schwankungen (z.B. des Filterstroms) auftreten, zu bestimmen. Das muß bei der Auslegung berücksichtigt werden.

In den quasi–resonanten ZCS–Zellen sind die Bedingungen beim Ausschalten der Freilaufdiode optimal, beim Ausschalten des aktiven Schalters suboptimal, da der Schalter S sofort nach dem Ausschalten die Spannung, auf die C_r gerade aufgeladen ist, aufnehmen muß. Der maximale Diodenstrom ist zuverlässig auf den Zellausgangsstrom i_{za} begrenzt. Die Einschaltbedingungen sind hier für beide Halbleiterelemente ungünstiger: Die Diode muß sofort nach dem Einschalten den Zellausgangsstrom i_{za} übernehmen, und der Schalter wird eingeschaltet, solange er die Zelleingangsspannung u_{ze} blockiert. Die in seiner inneren Parallelkapazität gespeicherte Energie wird bei jedem Einschaltvorgang in Verlustwärme umgewandelt. Ein detaillierter Vergleich erfolgt in [734].

Die quasi–resonanten ZVS–Zellen dagegen weisen günstigere Einschaltbedingungen für Schalter und Diode auf, jedoch ungünstigere Ausschaltbedingungen: Schalter S muß beim Ausschalten den Zellausgangsstrom i_{za} abbauen, beim Abschalten der Freilaufdiode entspricht der Sprung der Sperrspannung auf u_{ze} nicht

dem Ziel begrenzter Spannungssteilheiten. Im Gegensatz zur ZCS–Zelle ist hier nicht der Diodenstrom, sondern der maximale Schalterstrom auf i_{za} begrenzt.

Die bei ihrem Einsatz in quasi–resonanten Wandlern dominierende parasitäre Eigenschaft aller steuerbaren Schalter und Dioden ist, daß sie im ausgeschalteten Zustand eine Kapazität (C_{jS}, C_{jDF}, beide nichtlinear) darstellen. Die dadurch entstehenden parasitären Schwingungen verursachen Probleme, die eine große Verbreitung vom Gleichspannungswandlern mit quasi–resonanten Zellen verhindern. In Bild 9.39 sind die idealen Zeitverläufe für die Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle und die Ergebnisse einer Simulation gegenübergestellt, bei der die Freilaufdiode der Zelle sehr realitätsnah modelliert ist [1116]. Die größte Abweichung erscheint, wenn die Freilaufdiode abschaltet.

Um diesen Effekt näher zu erläutern, muß anhand der quasi–resonanten ZVS–Zelle die direkte Umgebung der Freilaufdiode untersucht werden. Damit können zugleich auch die Zeichen ⇑ in Tabelle 9.4 erklärt werden: Die Spitzen–Beanspruchungen $\hat{u}_{DF} = u_{ze}$ und $\hat{u}_{Lr} = \Delta i_{za} u_{ze}$ sind nur dann in den idealisierten Abbildungen richtig dargestellt, wenn die Diode *keine* Ausschalt–Rückstromspitze (Reverse Recovery) aufweist und auch *keine* Parallelkapazität besitzt. Der gemeinsame Knoten der beiden durch ⇑ gekennzeichneten Spannungen liegt zwischen D_F, L_r, dem Knoten **C**; am Knoten **C** fließt der Zellausgangsstrom i_{za} (s. Abb. 9.9). Die Diode ist also ausschließlich mit induktiven Zweigen verknüpft, wie es auch in der linken Spalte von Abb. 9.40 zu sehen ist. Da die Diode eine Rückstromspitze hat, ist ihr Strom beim Abschalten ungleich Null. Dieser Rückstrom ist durch die Induktivität L_r eingeprägt und würde zu sehr hohen Diodenspannunngen u_{DF} führen, wenn die Diode nicht eine interne Parallelkapazität C_{jDF} hätte. Diese setzt sich aus der Sperrschichtkapazität und der Diffusionskapazität zusammen. Die Diffusionskapazität ist wirksam, da im leitfähigen Zustand Hochinjektion in der Diode vorliegt. Der Diffusionsanteil in C_{jDF} begrenzt die Spannungsspitze bei positiven Spannungen und Stromführung, führt jedoch zu einer parasitären Schwingung mit den Komponenten L_r und C_{jDF}; sobald die Diode ausschaltet, ist bei negativen Spannungen die Sperrschichtkapazität wirksam (Beginn von *Phase 1*).

Die Frequenz dieser parasitären Schwingung ist durch $1/(2\pi\sqrt{L_r C_{jDF}})$ bestimmt und liegt meist im *MHz*–Bereich. Bei diesen Frequenzen ist die Impedanz der Induktivität(–en), durch die i_{za} fließt, unendlich: Das Abschaltverhalten der Diode wird hier durch die Last nicht beeinflußt. Ebensowenig spielt eine Rolle, daß während des gesamten oben beschriebenen Vorgangs zusätzlich der konstante Strom i_{za} in der Resonanzinduktivität fließt.

Analog zur Freilaufdiode besitzt auch der steuerbare Schalter interne nichtlineare Kapazitäten C_{jS}, die jedoch nur eine untergeordnete Rolle spielen, da der äußere Kondensator C_r parallelgeschaltet ist, dessen Kapazität im allgemeinen deutlich größer als C_{jS} ist; C_{jS} wird für den Resonanzvorgang mitgenutzt. Voraussetzung für diese Annahme ist jedoch, daß die Induktivität im Kreis aus S und C_r möglichst klein (am besten null) ist.

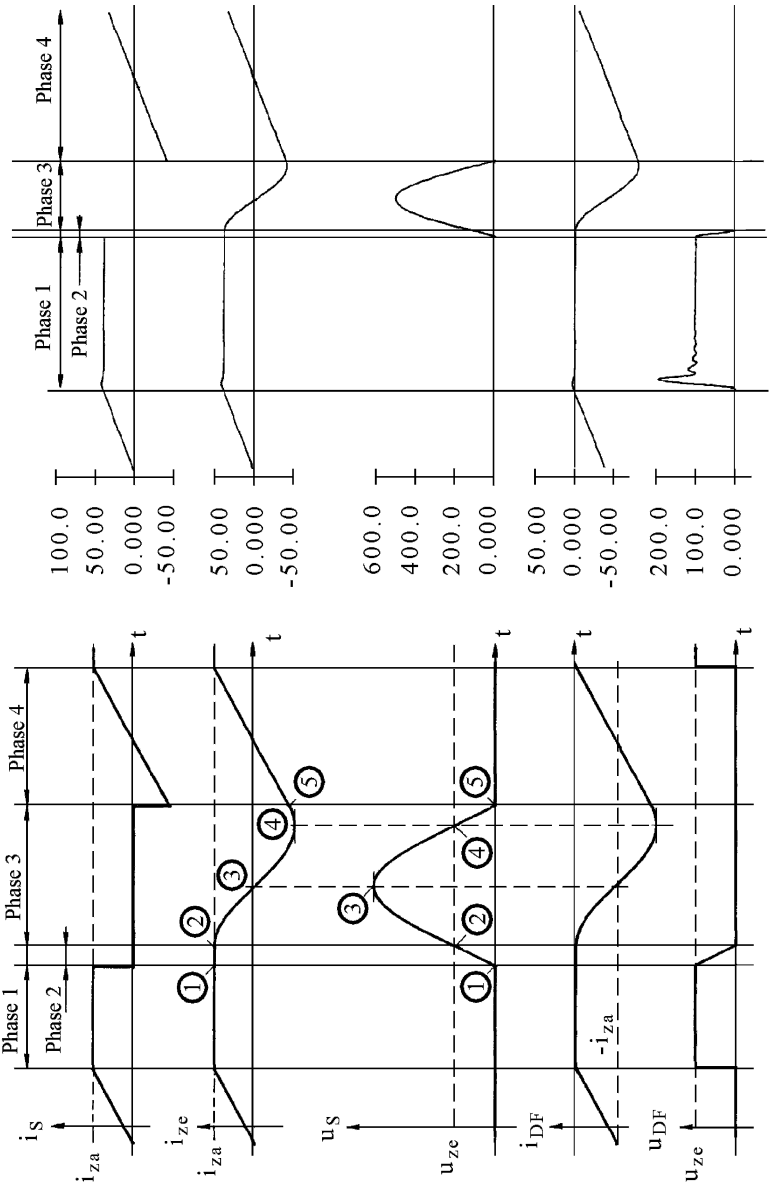


Abb. 9.39: *Simulierte (physikalische Modelle [857]) Zeitverläufe in der Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, A–Betrieb*

Zu Beginn der *Phase 2* wird der Schalter S ausgeschaltet. Der parasitäre Schwingkreis bleibt jedoch weiterhin über die Parallelschaltung aus C_r und C_{jS} geschlossen. Die Frequenz der parasitären Schwingung ändert sich nur wenig, da $(C_r + C_{jS}) \gg C_{jDF}$ gilt.

In Tabelle 9.4 ist das für die ZCS–Zelle gültige $\hat{u}_S = u_{ze}$ mit $\Uparrow$ versehen, ebenso der Wert für $\hat{u}_{Lr}$. Der gemeinsame Knoten der beiden Spannungen ist nun zwischen L_r und S zu finden (Abb. 9.27 oder Abb. 9.40, rechte Spalte). Wieder ist ein Halbleiterelement an dieser Stelle ausschließlich mit einem induktiven Zweig (der Resonanzspule L_r) verbunden (dadurch ist der ZCS–Betrieb von S definiert). Im Schalter ist also der Strom eingeprägt, und dieser bestimmt aufgrund der Halbleiterkapazitäten die Spannung, die während und nach dem Ausschalten über dem Halbleiterschalter auftritt. Da die Schalter–Dioden–Kombination der ZCS–Zelle ebenfalls eine Rückstromspitze aufweist und eine kleine interne Parallelkapazität enthält, ist das prinzipielle Verhalten der Schalterspannung u_S das gleiche wie bei u_{DF} in der quasi–resonanten ZVS–Zelle.

In *Phase 4*, die mit einem Nulldurchgang des Schalterstroms beginnt, entsteht der parasitäre Schwingkreis aus den Komponenten C_{jS} und L_r, geschlossen über die Parallelschaltung aus C_r und C_{jDF}. Auch hier gilt, ähnlich wie beim Nullspannungsschalter: $(C_r + C_{jDF}) \gg C_{jS}$.

Weiterhin wird in *Phase 1* die Freilaufdiode leitend, damit ist der parasitäre Schwingkreis im Gegensatz zu *Phase 4* direkt, d.h. ohne C_{jDF}, geschlossen. In den *Phasen 2* und *3* ist der Schalter leitend, wodurch der parasitäre Schwingkreis unwirksam ist.

Aufgrund der letzten Überlegungen liegt es nahe, in den Berechnungen der resonanten Wandlerzellen unabhängige Kapazitäten jeweils parallel zu Schalter *und* Diode vorzusehen. Mit dieser Anordnung kann man direkt an die Vorgehensweise des Kap. 9.2.4 anschließen, in dem als allgemein vollständiger Ansatz ein System mit drei Resonanzfrequenzen eingesetzt wurde. Eine Möglichkeit, die nun wesentlich komplexeren Abläufe dennoch sehr übersichtlich darzustellen, bietet der Übergang *von der Phasenebene zum Phasenraum* [707]. Die ersten zwei Achsen des Phasenraums werden, wie schon von der Phasenebene bekannt, durch u_S und i_{ze} aufgespannt, die dritte von der Diodensperrspannung u_{DF}. In der folgenden Abbildung sind die Resonanzabläufe der quasi–resonanten ZVS–Wandlerzelle im Phasenraum dargestellt, links mit $C_{jD} = 0$, rechts mit $C_{jD} > 0$. Dabei ist u_{ze} die Eingangsspannung der Zelle, i_{za} der Zellausgangsstrom.

Zunächst wird die Wirkung einer kleinen Kapazität C_{DF} parallel zur Freilaufdiode D_F in einer quasi–resonanten Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle untersucht. C_{DF} beträgt dabei ein Zehntel von C_r.

Wie in Abb. 9.39 für u_{DF} bei der QR–ZVS–Wandlerzelle, tritt direkt nach dem Abschalten der Diode D_F eine Schwingung von u_{DF} ein. Die analoge Schwingung in Abb. 9.42 ist ungedämpft, da die Verluste nicht berücksichtigt sind. Jedoch ist die Annahme bestätigt, daß der u_{DF}–Resonanzeffekt durch die parasitäre Kapazität C_{DF} verursacht wird.

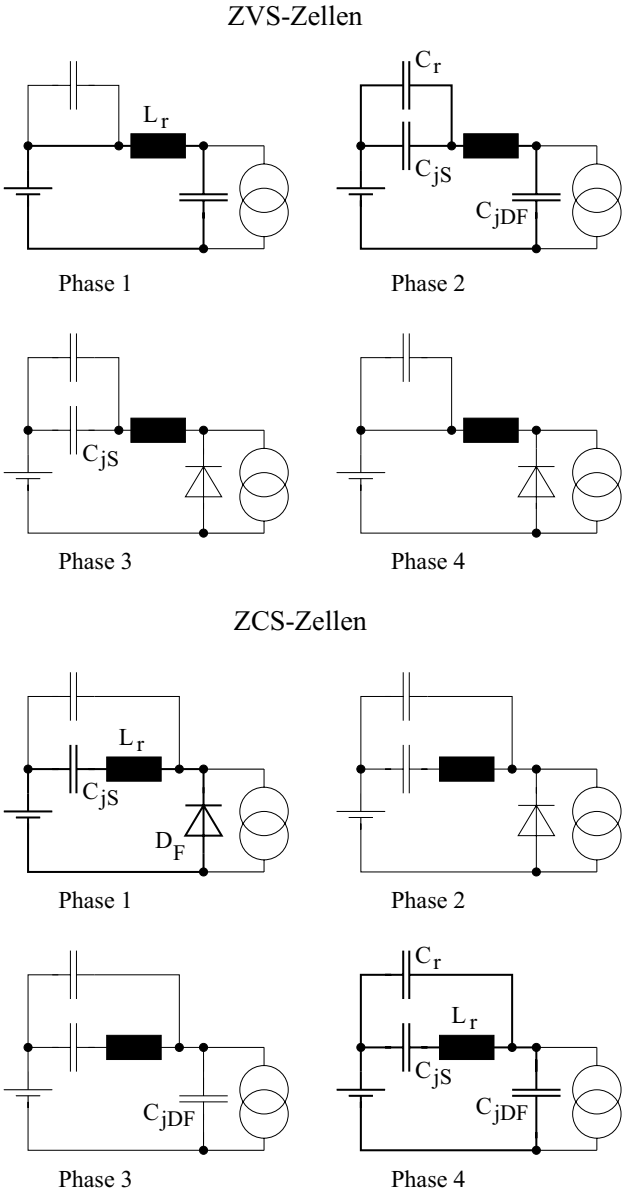


Abb. 9.40: *Parasitäre Schwingkreise in quasi–resonanten Wandlerzellen*

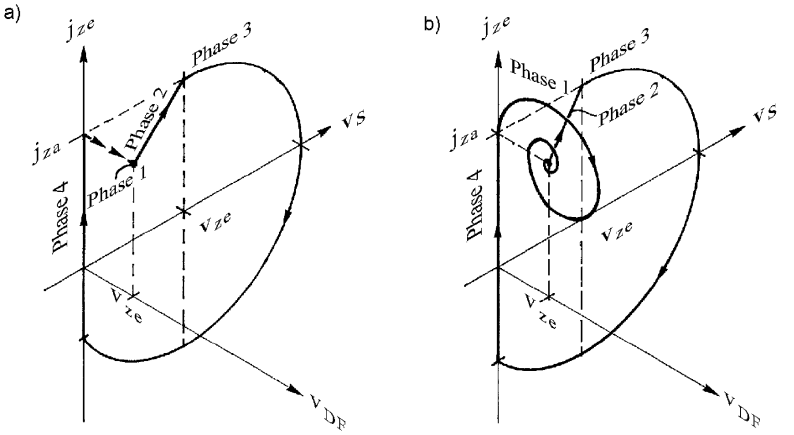


Abb. 9.41: *Die quasi–resonante Wandlerzelle im Phasenraum,*

a *mit* $C_{jDF} = 0$,
b *mit* $C_{jDF} > 0$ *(v_{ze}: normierte Spannung; $u_{ze} = v_{ze}$ (Abb. 9.17))*

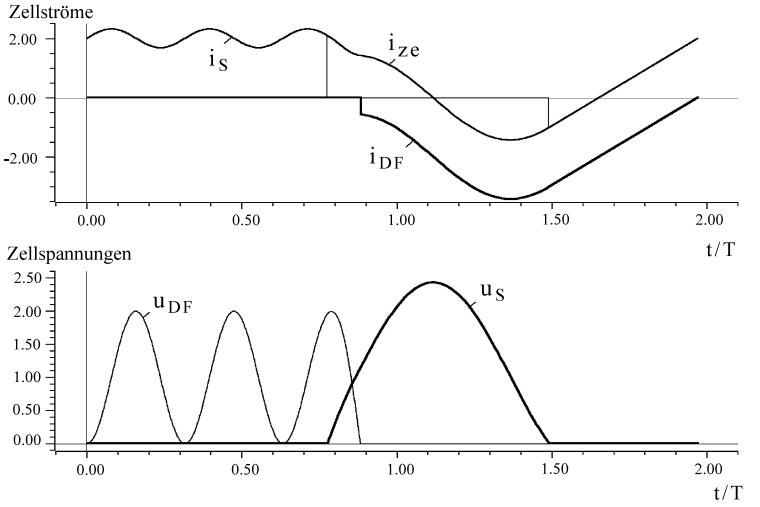


Abb. 9.42: *Zeitverläufe in einer verlustlosen quasi–resonanten ZVS–Wandlerzelle mit* $C_r = 10 \cdot C_{DF}$

Die Kapazität C_{DF} hat auch deutliche Auswirkungen auf die Kennlinienfelder der Zelle [764].

Der in Abb. 9.42 dargestellte Zeitverlauf ist an dem mit $\otimes$ gekennzeichneten Punkt des Kennlinienfeldes (Abb. 9.43) entnommen. Vergleicht man dieses Kennlinienfeld mit dem für $C_{DF} = 0$ (Abb. 9.17), so ergeben sich zwei äußerst ne-

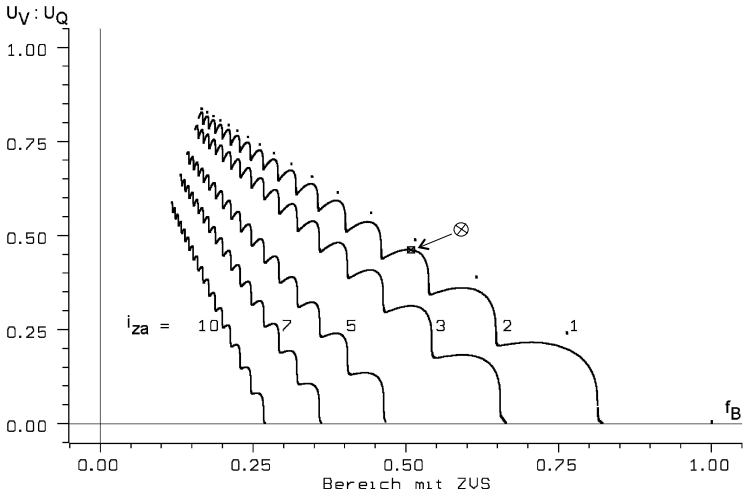


Abb. 9.43: *Kleinsignal–Steuerkennlinien für die quasi–resonante ZVS–Wandlerzelle mit* $C_r = 10\, C_{DF}$

gative Veränderungen, sobald — was der Realität viel näher kommt — $C_{DF} > 0$ gilt.

Erstens zerfällt die Kennlinie für $j_{za} = 1$ in einzelne, weit auseinanderliegende Punkte. Der kleinste mögliche normierte Ausgangsstrom ist also deutlich größer als 1, was die bereits bei den idealen quasi–resonanten ZVS–Zellen ($C_{DF} = 0$) vorliegende Teillastproblematik verschärft.

Zweitens zerfallen alle Kennlinien in Bereiche mit entweder positiver oder negativer Steigung, dies bedeutet, mit passiven Lasten ergeben die Bereiche mit negativer Steigung keine stabilen Arbeitspunkte. In Bereichen mit quasi unendlicher Steigung wirkt die Wandlerzelle als Stromquelle. Damit bestehen erhebliche Schwierigkeiten bei der Regelung dieser Wandler. Von den resonant–entlasteten Schaltervarianten ist der Halbschwingungs–Nullspannungsschalter derjenige mit den besten Erfolgsaussichten. Die Einbeziehung der Freilaufdiodenkapazität führt zur nullspannungsschaltenden multi–resonanten Zelle, die stellvertretend für alle anderen multi–resonanten Zellen im folgenden ausführlich behandelt wird.

9.4 Multi-resonante Zellwandler

In allen bisher ausführlich besprochenen Wandlerzellen wurde immer nur bei einem der beiden Leistungshalbleiter die innere Kapazität berücksichtigt bzw. um eine äußere Kapazität erweitert: bei quasi–resonanten ZVS–Zellen der steuerbare Schalter S und bei quasi–resonanten ZCS–Zellen die Freilaufdiode D_F. Dies führte zu deutlichen Abweichungen des idealisierten gegenüber dem realem Verhalten (s. a. Abb. 9.41 und Abb. 9.42). Der Grund für die Unterschiede ist, daß jeder der beiden Leistungshalbleiter innere Kapazitäten hat und somit nicht nur

ein Schwingkreis in der Schaltung vorhanden ist (s. Kap. 9.2.4). In einer allgemeingültigen Abhandlung müssen daher beide interne Kapazitäten, die jeweils um äußere Kapazitäten erweiterbar sind, berücksichtigt werden [709, 762].

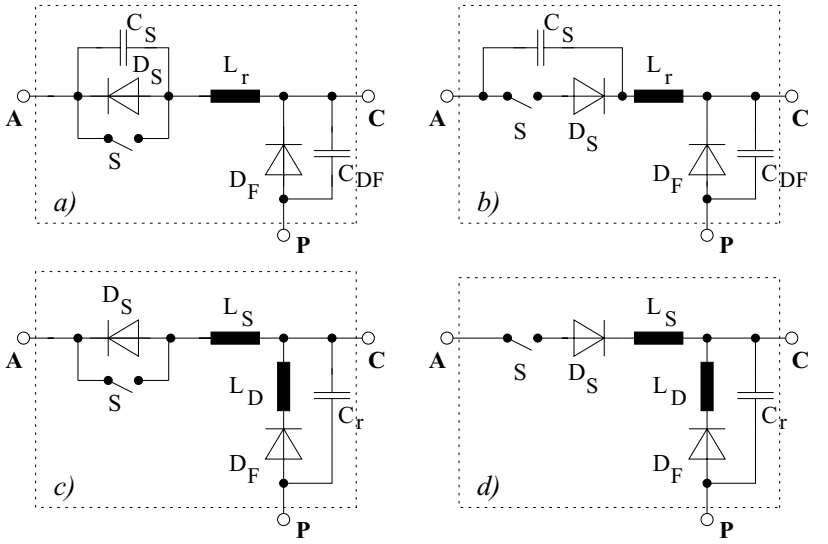


Abb. 9.44: *Die vier einfachsten multi–resonanten Wandlerzellen*

Damit ist die Gruppe der multi–resonanten Wandlerzellen definiert. Multi–resonante Wandler sind somit Systeme dritter Ordnung.

Statt der Berücksichtigung der zweiten internen Kapazität, die im eingeschalteten Zustand des jeweiligen Leistungshalbleiters im Großsignalverhalten unwirksam ist, kann eine entsprechende Induktivität eingefügt werden, dieser Wandler ist dann im ZCS–Modus zu betreiben. Diese Variante hat aber die diskutierten Nachteile, so daß sie nicht weiter diskutiert werden soll. Die einfachsten Abwandlungen zeigt Abb. 9.44. Die multi–resonanten Schaltungstopologien wurden in [762] vorgestellt und in [709] mit Hilfe der Phasenraum–Analyse detailliert untersucht und systematisiert.

Die zu analysierende multi–resonante ZVS–Zelle ist von der quasi–resonanten ZVS–Zelle abgeleitet. Wie sich in den Abschnitten 9.3.2 und 9.3.3 zeigt, ist von diesen quasi–resonanten Zellen nur die Halbschwingungsversion kurzschlußfest. Gleiches gilt auch für die multi–resonante ZVS–Zelle, weshalb im folgenden nur deren Halbschwingungsversion behandelt wird.

9.4.1 Die multi-resonante ZVS-Wandlerzelle im Phasenraum

Wie bei allen resonant schaltentlasteten Wandlerzellen unterteilt sich auch bei der multi–resonanten ZVS–Wandlerzelle ein Arbeitszyklus in mehrere Schaltphasen mit den dazugehörigen Phasenschaltbildern.

Die multi–resonante Halbschwingungs–ZVS–Zelle hat vier unterschiedliche Schaltphasen, die denjenigen der quasi–resonanten ZVS–Zelle sehr ähnlich sind (s. Kap. 9.3.2a). Bei der multi–resonanten Zelle ist es jedoch günstiger, mit der Erklärung bei *Phase 4* zu beginnen:

In der *Phase 4* (Abb. 9.45) gilt $i_{ze} < i_{za}$ (i_{za} ist der konstante Zellausgangsstrom), der Differenzstrom wird von der Freilaufdiode D_F geführt. Aufgrund dieser Schaltungskonfiguration fällt an der Resonanzspule L_r die Zelleingangsspannung u_{ze} ab und der Strom i_{ze} steigt mit konstantem $di_{ze}/dt = u_{ze}/L_r$ an.

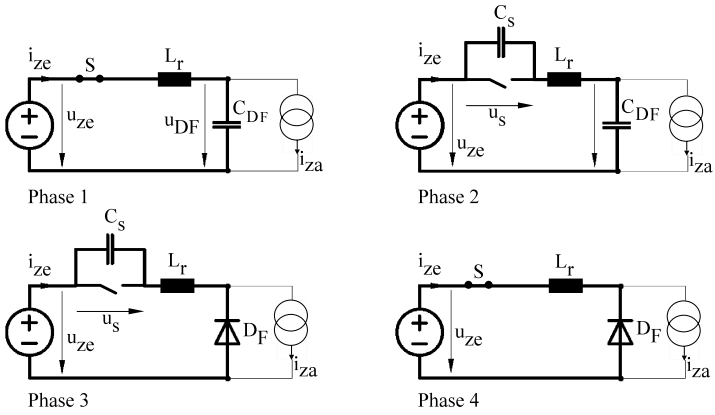


Abb. 9.45: *Die vier Schaltphasen der multi–resonanten ZVS–Wandlerzelle*

Wenn $i_{ze} = i_{za}$ wird, sperrt die Diode D_F und die *Phase 1* beginnt. Aufgrund des Sperrens der Diode D_F wird die interne Kapazität (vorzugsweise die Sperrschichtkapazität) und die eventuell zusätzliche äußere Kapazität wirksam, die durch die Kapazität C_{DF} repräsentiert werden sollen. Damit wird in *Phase 1* der erste Schwingkreis bestehend aus L_r und C_{DF} wirksam; die Anfangsbedingungen für die sich ausbildende Schwingung sind $u_{DF} = 0$ und $i_{ze} = i_{za} = i_{Lr}$. Die Kapazität C_{DF} wird in der gezeichneten Spannungspolarität aufgeladen. Wie aus den Erläuterungen zu dem ZVS–Schalter bekannt ist, schaltet der resonante ZVS–Schalter unter Laststrom ab, der Spannungsanstieg und damit die Ausschaltverluste sind allerdings gegenüber dem „harten“ Ausschalten verringert, da die zum Schalter parallele Kapazität C_S den Spannungsanstieg reduziert.

Im vorliegenden Fall endet die *Phase 1* — die erste Schwingungsphase — mit dem Ausschalten des Schalters S unter Laststrom und die *Phase 2* beginnt.

Aufgrund des Ausschaltens des Schalters S wird die zu dem Schalter S parallele Kapazität C_S wirksam, die aus der inneren Kapazität des Schalters S und einer weiteren zu Schalter S parallelen Kapazität bestehen kann. Damit entsteht eine zweite Schwingkreiskonfiguration, bei der die Kapazitäten C_S und C_{DF} in Serie geschaltet sind. Die Schwingkreisfrequenz muß sich somit gegenüber der *Phase 1* erhöhen. Aufgrund des positiven Stroms der Induktivität wird nun auch C_S in der gezeichneten Richtung geladen. In Abhängigkeit von den Kapazitätswerten

C_S und C_{DF} und der Amplitude des Stroms i_{Lr} in der Induktivität kehrt sich die Spannungspolarität an der Induktivität L_r um, der Strom in der Induktivität beginnt damit zu fallen und ändert in der *Phase 2* im allgemeinen auch seine Richtung und damit das Vorzeichen.

Wesentlich bei der Analyse der *Phase 2* ist die Superposition von zwei gleichzeitig ablaufenden Vorgängen. Den ersten Vorgang bewirkt der konstante Zellausgangsstrom i_{za}, der die Kapazität C_{DF} tendenziell entlädt und die Kapazität C_S lädt. Der zweite Vorgang ist die Resonanzschwingung. Bedingt durch diese Superposition wird somit die Kapazität C_S zu Beginn der *Phase 2* sowohl durch den Zellausgangsstrom i_{za} als auch durch den Schwingkreisstrom geladen. Dem gegenüber sind die Ströme für die Kapazität C_{DF} gegensinnig, so daß zu Beginn der *Phase 2* die Kapazität langsamer geladen wird und bei sinkendem Schwingkreistrom C_{DF} insgesamt schneller entladen wird als C_S. Aufgrund des zu Beginn der *Phase 2* positiven Stroms i_{ze} und der Aufladung der beiden Kapazitäten zu Beginn der *Phase 2* wird der Schwingkreisstrom abnehmen, während der Zellausgangsstrom i_{za} konstant bleibt. Dies bedeutet, daß während des Verlaufs der *Phase 2* die Kapazität C_{DF} immer schneller entladen wird und im allgemeinen Fall die Spannung an der Kapazität C_{DF} zu Null wird, bevor auch die Kapazität C_S vollständig entladen ist. Die Zeitdifferenz der beiden Entladezeitpunkte ist umso größer, je größer der Zellausgangsstrom i_{za} ist. Sobald $u_{DF} = 0$ ist, beginnt die Freilaufdiode $\mathrm{D_F}$ den Strom i_{za} zu übernehmen und die *Phase 3* beginnt.

In der *Phase 3* sind nur noch die Resonanzelemente L_r und C_S wirksam, damit hat sich die dritte Schwingkreiskonfiguration gebildet. Insgesamt haben sich damit drei unterschiedliche Konfigurationen gebildet, was zur Kennzeichnung dieser Wandlerarten als „multi–resonante Wandler“ geführt hat.

Wenn i_{ze} nicht schon in *Phase 2* das Vorzeichen gewechselt hat, geschieht dies in *Phase 3*. Der Grund ist in beiden Fällen die durch die Aufladung von C_{DF} und/oder C_S über der Resonanzspule erzeugte Gegenspannung. Aufgrund $i_{ze} < 0$ wird im Verlauf von *Phase 3* die Kapazität C_S vollständig entladen.

Bei $u_S = 0$ beginnt *Phase 4* von neuem, die Schalter–Inversdiode übernimmt den zu diesem Zeitpunkt negativen Strom i_{ze}, der Schalter S kann annähernd verlustfrei eingeschaltet werden.

Die in Abb. 9.45 mit starker Strichdicke gezeichneten Zweige zeigen die vier wirksamen Schaltungskonfigurationen; der konstante Zellausgangsstrom i_{za} wird durch eine Stromquelle symbolisiert.

Im Gegensatz zu den quasi–resonanten Zellen, in denen es immer nur zwei Betriebsmodi gibt, ist die Abfolge der Schaltphasen in der multi–resonanten Zelle deutlich abhängiger vom Arbeitspunkt des Wandlers und somit wesentlich vielseitiger. Eine Beschreibung der unterschiedlichen Betriebsarten findet sich in Abschnitt 9.4.2.

Das wichtigste Ziel der Analyse der multi–resonanten Zelle ist die Ermittlung ihrer Übertragungscharakteristik und in direkter Verbindung damit die Bestimmung der Maximalbeanspruchungen der Halbleiterbauelemente. Diese Beanspru-

chungen sind am größten, wenn die jeweiligen Schwingkreise innerhalb der Zelle ungedämpft sind.

Man ist bei der Berechnung der Halbleiterbeanspruchungen also auf der sicheren Seite, wenn die Verluste innerhalb der Wandlerzelle bei der mathematischen Beschreibung vernachlässigt werden. Dies vereinfacht die Analyse deutlich.

Um multi–resonante Zellen in verschiedenen Leistungs- und Frequenzbereichen mit einer einheitlichen analytischen Methode beschreiben zu können, wird die Normierung aus Abschnitt 9.3.1 folgendermaßen erweitert:

$$\zeta = \frac{C_{DF}}{C_S}; \qquad \omega_S = \frac{1}{\sqrt{C_S L_r}} \tag{9.147}$$

$$Z_{DF} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{DF}}} = \frac{Z_r}{\sqrt{\zeta}}; \qquad \omega_{DF} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{DF}}} = \frac{\omega_S}{\sqrt{\zeta}} \tag{9.148}$$

$$Z_{SD} = \sqrt{\frac{(C_{DF} + C_S) L_r}{C_S C_{DF}}} = Z_r \cdot \sqrt{\frac{1+\zeta}{\zeta}} \tag{9.149}$$

$$\omega_{SD} = \sqrt{\frac{C_{DF} + C_S}{L_r C_S C_{DF}}} = \omega_S \cdot \sqrt{\frac{1+\zeta}{\zeta}} \tag{9.150}$$

Die Größen $v_{s0} = v_s(x_1 = 0), v_{s1} = v_s(x_1 = \delta t_1), \ldots$, und analog für $j_{ze0} \ldots$ und $v_{DF0} \ldots$ sind die normierten Anfangsbedingungen der jeweiligen Phasen. Sie entsprechen den Endzuständen der vorausgegangenen Phase. Die Größen a_1 bis a_4 sind die Integrale über $v_{DF}(t)$ während der entsprechenden Phasen.

Die Gleichungen aus [762] für die einzelnen Schaltphasen ergeben in normierter Darstellung:

Phase 1:

$$t \in [0 \ldots \Delta t_1]; \quad x_1 = \omega_{DF} t; \quad X_1 = \omega_{DF} \Delta t_1 \tag{9.151}$$

$$v_S(x_1) = 0 \tag{9.152}$$

$$j_{ze}(x_1) = (j_{ze0} - j_{za}) \cos x_1 + \sqrt{\zeta}(1 - v_{DF0}) \sin x_1 + j_{za} \tag{9.153}$$

$$v_{DF}(x_1) = \frac{(j_{ze0} - j_{za})}{\sqrt{\zeta}} \sin x_1 - (1 - v_{DF0}) \cos x_1 + 1 \tag{9.154}$$

$$a_1 = \int_0^{\Delta t_1} v_{DF}(t)\, dt \tag{9.155}$$

$$= \frac{1}{\omega_{DF}} \left[\frac{(j_{ze0} - j_{za})}{\sqrt{\zeta}} (1 - \cos X_1) - (1 - v_{DF0}) \sin X_1 + X_1 \right]$$

Der Betrag X_1 ist der Steuereingriff für die variable Spannungsübersetzung der Wandlerzelle.

Phase 2:

$$t \in [0 \ldots \Delta t_2] \; ; \quad x_2 = \omega_{SD} t \; ; \quad X_2 = \omega_{SD} \Delta t_2 \tag{9.156}$$

$$\begin{aligned} v_S(x_2) &= v_{s0} + \sqrt{\frac{\zeta}{1+\zeta}} \left(j_{ze0} - \frac{j_{za}}{1+\zeta} \right) \sin x_2 + \\ &\left(\frac{\zeta}{1+\zeta} \right) (1 - v_{s0} - v_{DF0}) (1 - \cos x_2) + \sqrt{\frac{\zeta}{1+\zeta}} \left(\frac{j_{za}}{1+\zeta} \right) x_2 \end{aligned} \tag{9.157}$$

$$j_{ze}(x_2) = \left(j_{ze0} - \frac{j_{za}}{1+\zeta} \right) \cos x_2 + \sqrt{\frac{\zeta}{1+\zeta}} \Big(1 - v_{s0} - u_{DF0} \Big) \sin x_2 + \frac{j_{za}}{1+\zeta} \tag{9.158}$$

$$\begin{aligned} v_{DF}(x_2) &= v_{DF0} + \left(\frac{j_{ze0} - \frac{j_{za}}{1+\zeta}}{\sqrt{\zeta(1+\zeta)}} \right) \sin x_2 \\ &+ \left(\frac{1 - v_{s0} - v_{DF0}}{1+\zeta} \right) (1 - \cos x_2) - \sqrt{\frac{\zeta}{1+\zeta}} \left(\frac{j_{za}}{1+\zeta} \right) x_2 \end{aligned} \tag{9.159}$$

$$\begin{aligned} a_2 &= \int_0^{\Delta t_2} v_{DF}(t) \, dt \\ &= \frac{1}{\omega_{SD}} \left[v_{DF0} X_2 + \left(\frac{j_{ze0} - \frac{j_{za}}{1+\zeta}}{\sqrt{\zeta(1+\zeta)}} \right) (1 - \cos X_2) \right. \\ &\left. + \left(\frac{1 - v_{s0} - v_{DF0}}{1+\zeta} \right) (X_2 - \sin X_2) - \sqrt{\frac{\zeta}{1+\zeta}} \left(\frac{j_{za}}{1+\zeta} \right) \frac{X_2^2}{2} \right] \end{aligned} \tag{9.160}$$

Die „normierte Zeitdauer“ $X_2 = \omega_{SD} \Delta t_2$ von *Phase 2* muß iterativ berechnet werden, da Gl. (9.158) und (9.160) die implizite Variable x_2 enthalten.
Phase 3:

$$t \in [0 \ldots \Delta t_3] \; ; \quad x_3 = \omega_S t \; ; \quad X_3 = \omega_S \Delta t_3 \tag{9.161}$$

$$v_S(x_3) = 1 + j_{ze0}\sin x_3 - (1 - v_{s0})\cos x_3 \tag{9.162}$$

$$j_{ze}(x_3) = j_{ze0}\cos x_3 + (1 - v_{s0})\sin x_3 \tag{9.163}$$

$$v_{DF}(x_3) = 0 \quad \Rightarrow \quad a_3 = 0 \tag{9.164}$$

$$X_3 = \tfrac{3}{2}\pi - \arctan\sqrt{v_{s0}(v_{s0}-2) + {j_{ze0}}^2} + \arctan\frac{1 - v_{so}}{j_{ze0}} \tag{9.165}$$

Phase 4:

$$t \in [0 \ldots \Delta t_4]\,; \quad x_4 = \omega_S t\,; \quad X_4 = \omega_S \Delta t_4 \tag{9.166}$$

$$v_S(x_4) = v_{DF}(x_4) = 0 \quad \Rightarrow \quad a_4 = 0 \tag{9.167}$$

$$j_{ze}(x_4) = j_{ze0} + x_4 \tag{9.168}$$

$$X_4 = j_{za} - j_{ze0} \tag{9.169}$$

Das stationäre Spannungsübersetzungsverhältnis der multi–resonanten Zelle ist der Quotient aus der Summe aller beteiligten Integrale a_n und der Summe aus allen beteiligten Phasen–Zeitdauern Δt_n innerhalb eines Arbeitszyklus:

$$m_z = \frac{\sum a_n}{\sum \Delta t_n} \tag{9.170}$$

Das maximale Spannungsübersetzungsverhältnis ist $m_z = 1$. Die Gleichung für die normierte Schaltfrequenz lautet

$$f_B = \frac{f_S}{f_N} = \frac{1}{\sum \Delta t_n} \cdot \frac{2\pi}{\omega_S}\,. \tag{9.171}$$

Für den A–Betrieb (siehe auch Abschnitt 9.4.2) gilt

$$m_z = \frac{a_1 + a_2}{\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4} = \tag{9.172}$$

$$= \frac{\dfrac{1}{\omega_{DF}}\left[\dfrac{j_{ze0} - j_{za}}{\sqrt{\zeta}}\cdots\right] + \dfrac{1}{\omega_{SD}}\left[v_{DF0}X_2\cdots\right]}{\dfrac{X_1}{\omega_D} + \dfrac{X_2}{\omega_{SD}} + \dfrac{X_3}{\omega_S} + \dfrac{X_4}{\omega_S}} =$$

$$= \frac{\dfrac{\sqrt{\zeta}}{\omega_S}\left[\dfrac{j_{ze0} - j_{za}}{\sqrt{\zeta}}\cdots\right] + \sqrt{\dfrac{\zeta}{1+\zeta}}\left(\dfrac{1}{\omega_S}\right)\left[v_{DF0}X_2\cdots\right]}{\sqrt{\zeta}\left(\dfrac{X_1}{\omega_S}\right) + \sqrt{\dfrac{\zeta}{1+\zeta}}\left(\dfrac{X_2}{\omega_S}\right) + \dfrac{X_3}{\omega_S} + \dfrac{X_4}{\omega_S}}$$

und analog

$$f_B = \frac{1}{\sqrt{\zeta}\left(\frac{X_1}{\omega_S}\right) + \sqrt{\frac{\zeta}{1+\zeta}}\left(\frac{X_2}{\omega_S}\right) + \frac{X_3}{\omega_S} + \frac{X_4}{\omega_S}} \cdot \frac{2\pi}{\omega_S} \tag{9.173}$$

Die Kreisfrequenz ω_S kann in den beiden letzten Gleichungen gekürzt werden. Hier wird deutlich, daß das Kapazitätsverhältnis $\zeta = C_{DF}/C_S$ der wichtigste Designparameter der multi–resonanten Wandlerzelle ist. Die zweite relevante Dimensionierungsgröße ist aufgrund der Stromnormierung gemäß $j_x = Z_r i_X / u_{ze}$ die charakteristische Impedanz des Schalterschwingkreises $Z_r = \sqrt{L_r/C_S}$.

9.4.2 Die vier Betriebsmodi

Ausgehend von der in Abb. 9.41 aufgezeigten Möglichkeit, wird für die Darstellung des multi–resonanten Wandlers und der drei unabhängigen resonanten Größen v_S, j_{ze} und v_{DF} der *Phasenraum* verwendet, die folgenden Darstellungen nutzen [707] als Ausgangsbasis. Die drei orthogonalen Achsen sind skaliert mit v_S, j_{ze} und $v_{DF}^{\star} = v_{DF}\sqrt{\zeta}$ (s. Gl. (9.174)). Die Übergänge der Zustände v_S, j_{ze} und v_{DF} zwischen den einzelnen Schaltphasen (Schaltpunkte) sind stetig.

Die Auswertung der Gleichungen für die multi–resonante Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle ergab vier verschiedene Betriebsmodi:

Der am häufigsten auftretende **A–Betrieb** kommt bei allen Zellausgangsströmen größer Null vor und dominiert bei mittleren, hohen und sehr hohen Laststrőmen. Steigt die Spannungsübersetzung bei kleinem Zellausgangsstrom, geht der A–Betrieb in den zweithäufigsten **B–Betrieb** über. Im Leerlauf und bei sehr kleinen Zellausgangsströmen überwiegt dieser Betriebsmodus. A– und B–Betrieb sind bereits in [762] beschrieben. Unterschreitet die Schaltfrequenz bei mittleren und hohen Zellausgangsströmen eine bestimmte Grenze, wechselt der A–Betrieb in einen weiteren Betriebsmodus, den **C–Betrieb**. Wird bei Zellausgangsströmen größer Null die Spannungsübersetzung sehr klein, wechselt der A–Betrieb in den vierten Modus, den **D–Betrieb**. Dieser Betriebsmodus ermöglicht den mathematischen Nachweis der Kurzschlußfestigkeit der multi–resonanten Zelle mit Halbschwingungs–Nullspannungsschalter.

A–Betrieb

Anhand des A–Betriebs wird nun die Darstellung der Zeitverläufe im Phasenraum erläutert. Mit den Begriffen „Spannung“ und „Strom“ sind immer die auf die Zelle bezogen normierten Größen angesprochen. Der einheitliche Wert $\zeta = C_{DF}/C_S = 2$ ist für die Abbildungen dieses Abschnitts frei gewählt. Er ist nicht das Ergebnis einer Optimierung.

Während *Phase 1* ist nur der Schalter S leitend. Der erste Schwingkreis bestehend aus den Komponenten L_r und C_{DF} ist wirksam. Trägt man bei einer allge-

meinen ungedämpften LC–Schwingung den Spulenstrom i_L über der Kondensatorspannung u_C auf (Phasenkurve), entsteht ein Kreis, wenn die Stromwerte mit der charakteristischen Schwingkreisimpedanz $Z = \sqrt{L/C}$ multipliziert werden (vergl. Kap. 9.3.1). Die während der *Phase 1* wirksame Schwingkreisimpedanz $Z_{DF} = \sqrt{L_r/C_{DF}}$ ist im betrachteten Fall jedoch eine andere als die der Normierung von Abschnitt 9.3.1 zugrunde gelegte Impedanz $Z_r = \sqrt{L_r/C_S}$. Diese Unstimmigkeit wird beseitigt, indem, für die Darstellung im Phasenraum (und *nur* dafür) während *Phase 1* alle Werte von der normierten Spannung v_{DF} mit $\sqrt{\zeta} = \sqrt{C_D/C_S}$ (s. Gl. (9.148)) multipliziert werden:

$$v_{DF}^{\star} = \sqrt{\zeta} \cdot v_{DF} \tag{9.174}$$

Der zugehörige Phasenkurvenabschnitt liegt in der j_{ze}-$v_{DF}^{\star}$–Ebene, da die Größe $v_S = u_S/u_{ze}$ während der ganzen *Phase 1* gleich Null ist. Die Schwingung setzt in dem Augenblick ein, wenn j_{ze} den Wert j_{za} erreicht und die Diode $\mathrm{D_F}$ zu sperren beginnt. Für den Anfangswert der Kondensatorspannung gilt $v_{DF0} = 0$, der Anfangswert des Spulenstroms ist $j_{Lr0} = j_{ze0} = j_{za}$. Die Schwingungsverläufe in *Phase 1* sind der normierten Zelleingangsspannung $v_{ze} = 1$ und dem Zellausgangsstrom j_{za} überlagert; daher muß die Spannung v_{DF} den Verlauf $1 - \cos x$, der Strom j_{ze} den Verlauf $j_{za} + y \cdot \sin x$ haben. Um die Phasenkurve im Phasenraum einzeichnen zu können, ist die Anpassung gemäß Gl. (9.174) durchzuführen. Letztendlich erscheint die *Phase 1* als ein im Uhrzeigersinn laufender Kreisbogen in der $j_{ze} - v_{DF}^{\star}$–Ebene mit Mittelpunkt $(0\ ;\ j_{za}\ ;\ \sqrt{\zeta}\ )$, Startpunkt $(0\ ;\ j_{za}\ ;\ 0)$, Radius $\sqrt{\zeta}$, Endpunkt $(0\ ;\ j_{ze1}\ ;\ v_{DF1}^{\star})$ und Winkel $X_1 = \omega_S \Delta t_1$. Am Ende von *Phase 1* wird der Schalter S ausgeschaltet und die *Phase 2* beginnt.

In der *Phase 2* sind alle drei Resonanzelemente aktiv, d.h. es sind nun auch Werte größer Null auf der v_S–Achse möglich. Die *Phase 2* ist gekennzeichnet durch eine Schraubenlinie mit dem Startpunkt $(0\ ;\ j_{ze1}\ ;\ v_{DF1}^{\star})$ und durch den Teilraum, der durch $v_S \geq 0$ und $v_{DF1}^{\star} \geq 0$ definiert ist (da die Spannungen sowohl über der Diode $\mathrm{D_F}$ als auch — wegen der im Halbschwingungs–ZVS vorhandenen antiparallelen Diode des Schalters S — über dem Schalter nicht negativ werden können). Während *Phase 2* sind die Kapazitäten C_{DF} und C_S in Serie geschaltet, es ist also die Impedanz Z_{SD} (Gl. (9.149)) wirksam. Daher müssen — analog zu *Phase 1* — alle Werte von v_S und v_{DF} während *Phase 2* (*nur* zum Zwecke der Darstellung im Phasenraum) mit $\sqrt{\zeta/(1+\zeta)}$ multipliziert werden. Das Kennzeichen des *A–Betriebs* ist, daß die Diodenspannung $v_{DF}^{\star}$ *vor* der Schalterspannung v_S zu Null wird: Die Schraubenlinie erreicht in der v_S–j_{ze}–Ebene den Endpunkt $(v_{S2}\ ;\ j_{ze2}\ ;\ 0)$, dies ist der Einschaltpunkt der Diode $\mathrm{D_F}$ und der Beginn der *Phase 3*. Die Werte der normierten Zeit $X_2 = \omega_S \Delta t_2$ sowie von v_{S2} und j_{ze2} müssen iterativ berechnet werden (s. Gl. (9.156) bis (9.161)).

Die ZVS–Bedingung besagt, daß v_S am Ende von *Phase 3* zu Null werden muß, d.h. die Phasenkurve muß die j_{ze}–Achse schneiden oder berühren. Bereits hier kann die Einhaltung dieser Bedingung überprüft werden (s. Abb. 9.49).

Während *Phase 3* sind die Komponenten L_r und C_S aktiv, d.h. die Normierung von Abschnitt 9.3.1 liefert bereits einen Kreisbogen in der v_S–j_{ze}–Ebene

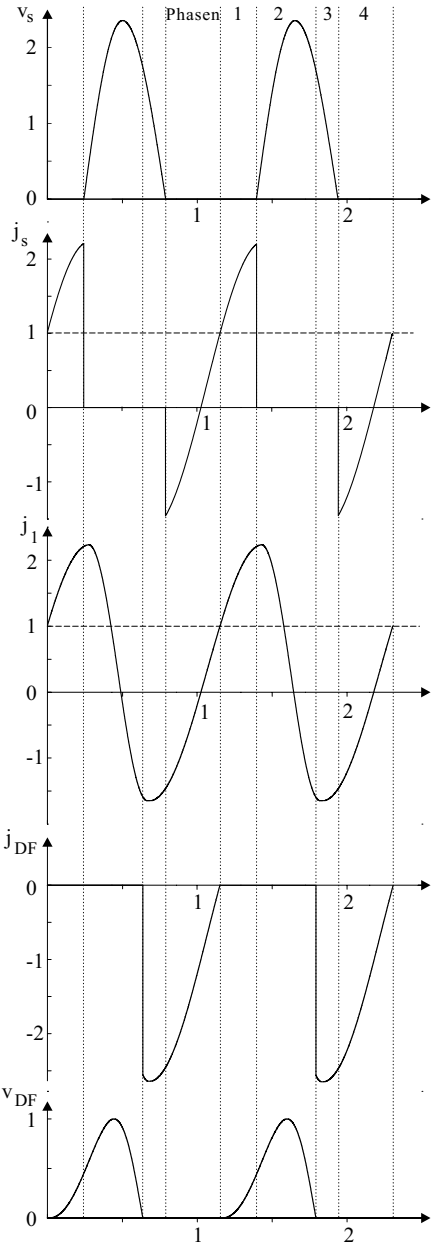


Abb. 9.46: *A–Betrieb mit $X_1 = \pi/3$ und $j_{za} = 1$, berechnete normierte Zeitverläufe*

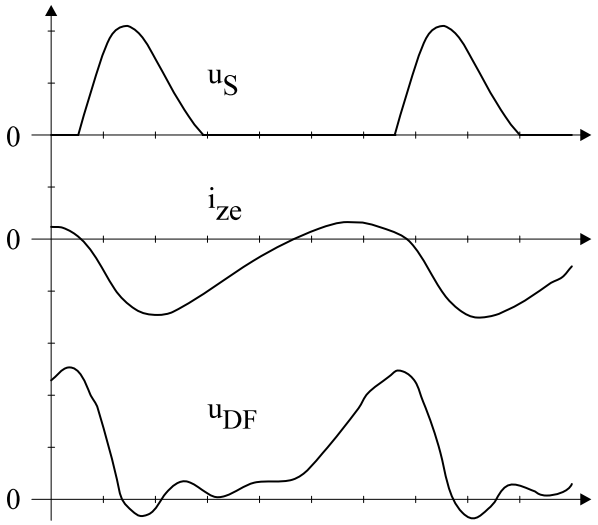


Abb. 9.47: *A–Betrieb, gemessene Zeitverläufe*

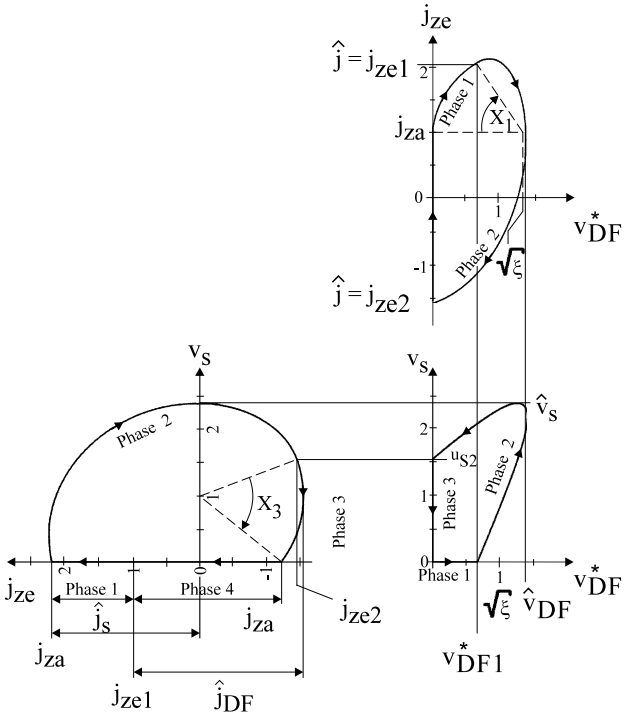


Abb. 9.48: *A–Betrieb mit $X_1 = \pi/3$ und $j_{za} = 1$, die drei Projektionen der Phasenkurve*

mit dem Startpunkt (v_{S2} ; j_{ze2} ; 0). Der Zellausgangsstrom j_{za} ist aufgrund der leitenden Diode D_F vom Schwingvorgang entkoppelt, der L_r–C_S–Schwingkreis ist über $v_{ze} = 1$ geschlossen. Daher liegt der Mittelpunkt des Kreisbogens von *Phase 3* bei (1; 0; 0). Sein Winkel ist gegeben durch X_3 (Gl. (9.165)). Der Radius ist bestimmt durch $\sqrt{(1 - v_{S2})^2 + {j_{ze2}}^2}$.
Wenn

$$(1 - v_{S2})^2 + {j_{ze2}}^2 \geq 1 \tag{9.175}$$

gilt, ist die ZVS–Bedingung erfüllt. Alle „Phasenübergangspunkte“ mit $v_{S2} < 0$ sind nicht möglich, ebenso alle mit $j_{ze2} > j_{za}$, da das Erreichen der v_S–j_{ze}–Ebene eine abnehmende Diodenspannung v_{DF} erfordert, die Diodenspannung jedoch bei allen $j_{ze} > j_{za}$ ansteigt.

Der Endpunkt (0 ; j_{ze3} ; 0) von *Phase 3* ist der Startpunkt von *Phase 4*. Der Zelleingangsstrom j_{ze} steigt mit dem konstanten Gradienten v_{ze}/L_r bis zum Wert von j_{za} an. Normiert lautet dies:

$$j_{ze}(t) = j_{ze3} + \frac{Z_r}{L_r} t = j_{ze3} + \omega_S t = j_{ze3} + x_4 \tag{9.176}$$

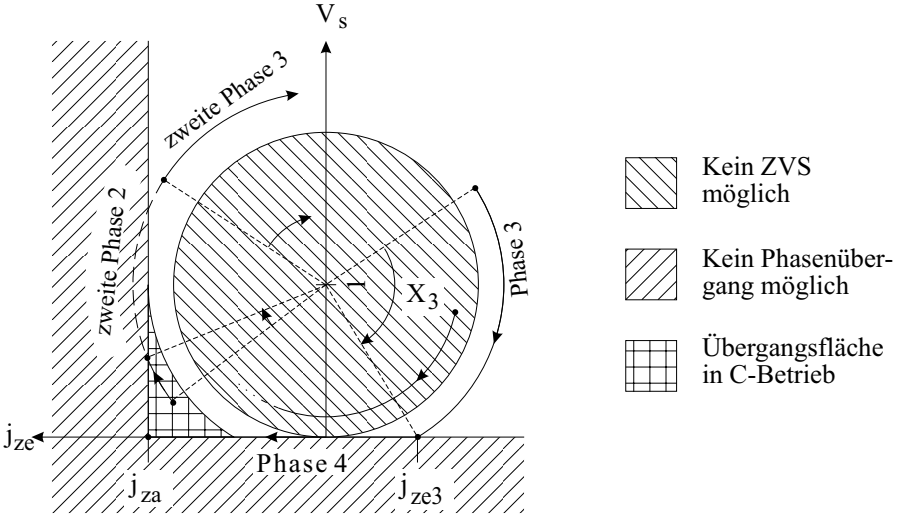


Abb. 9.49: *Verbotene und unmögliche Phasenübergangsflächen in der v_S–j_{ze}–Ebene*

B–Betrieb und Leerlauf

Endet die *Phase 2* nicht wie im A–Betrieb in der v_S–j_{ze}–Ebene, sondern in der $v^{\star}_{DF}$–j_{ze}–Ebene, befindet sich die multi–resonante Zelle im *B–Betrieb*. Das Kennzeichen dieses Betriebsmodus ist, daß sich der Kondensator C_S schon *vor* dem Kondensator C_{DF} entladen hat. Statt der *Phase 3* wie im A–Betrieb folgt auf *Phase 2* jetzt eine „zweite" *Phase 1.*

Das liegt zum einen daran, daß der Strom j_{ze} sein Maximum schon überschritten hat, wenn der Schalter S ausgeschaltet wird, und sich somit der Kondensator C_S nur auf geringere Spannungen aufladen kann als z.B. im A–Betrieb. Zum anderen ist der überlagerte normierte Zellausgangsstrom, der C_{DF} ebenfalls entlädt, klein (s. Abb. 9.65), und damit nicht relevant.

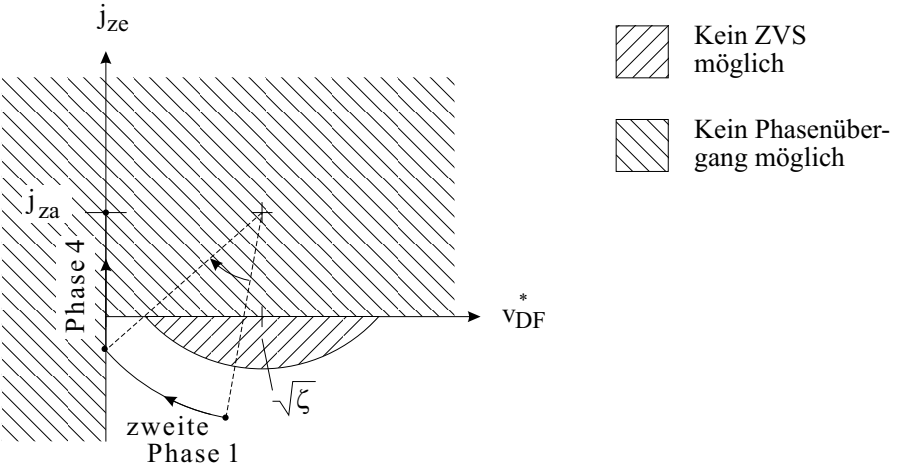


Abb. 9.50: *Verbotene und unmögliche Phasenübergangsflächen auf der $v^{\star}_{DF}$–j_{ze}–Ebene*

Auch im B–Betrieb kann die ZVS–Bedingung schon am Ende der *Phase 2* geprüft werden. Die Endpunkte der *Phase 2* liegen in jedem Fall im Bereich $j_{ze} \leq 0$, da sich der Kondensator C_S gegen Ende der *Phase 2* entladen muß, was einen negativen Strom j_{ze} erfordert. Umgekehrt führt ein $j_{ze} > 0$ bei ausgeschaltetem S zwangsläufig zum Aufladen von C_S. Also ist die „nicht zulässige Phasenübergangsfläche" für *Phase 2* in Abb. 9.50 gleich der Startfläche für die *Phase 2* im A–, B– und C–Betrieb. Aus Abb. 9.50 kann die ZVS-Bedingung für den B–Betrieb abgelesen werden:

$$\zeta \cdot (1 - v_{DF2})^2 + (j_{ze2} - j_{za})^2 \geq \zeta \tag{9.177}$$

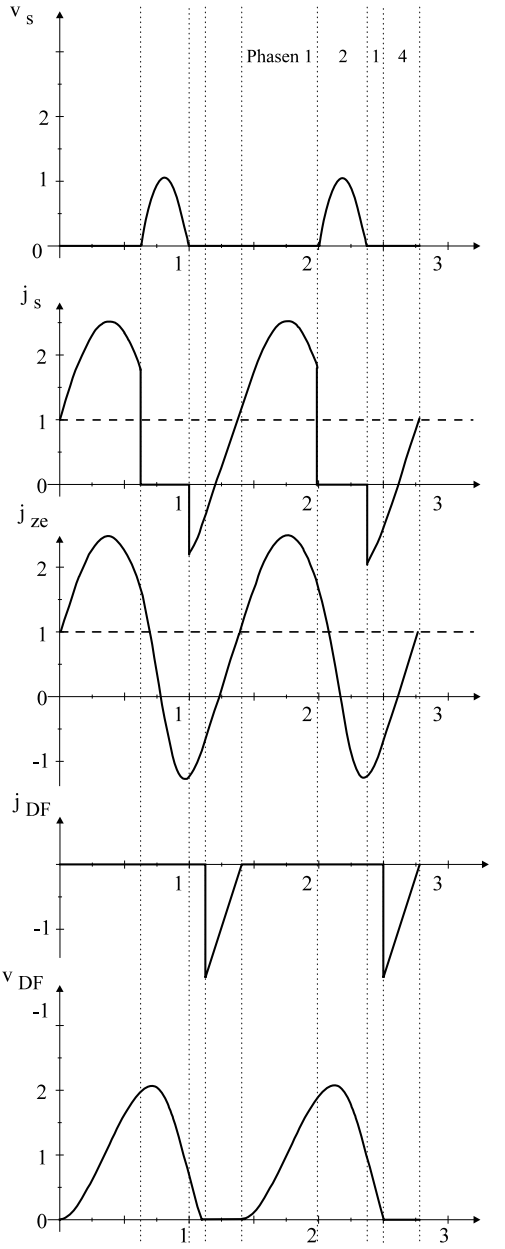


Abb. 9.51: *B–Betrieb mit* $X_1 = 5\pi/6$ *und* $j_{za} = 1$*, berechnete normierte Zeitverläufe*

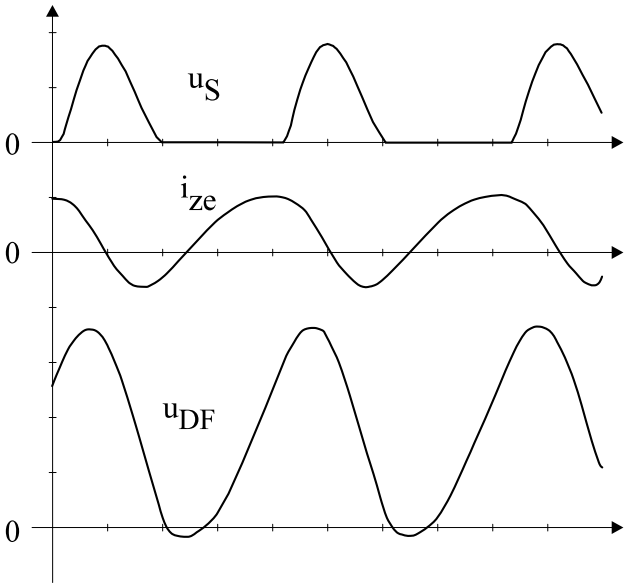


Abb. 9.52: *B–Betrieb, gemessene Zeitverläufe*

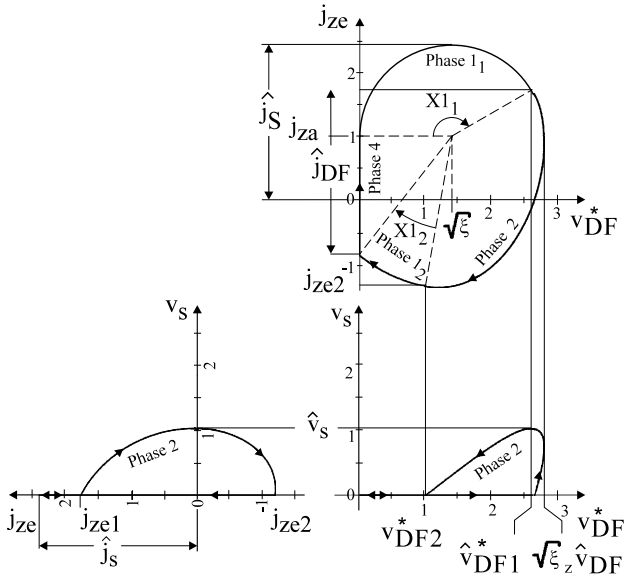


Abb. 9.53: *B–Betrieb mit* $X_1 = 5\pi/6$ *und* $j_{za} = 1$*, die drei Projektionen der Phasenkurve*

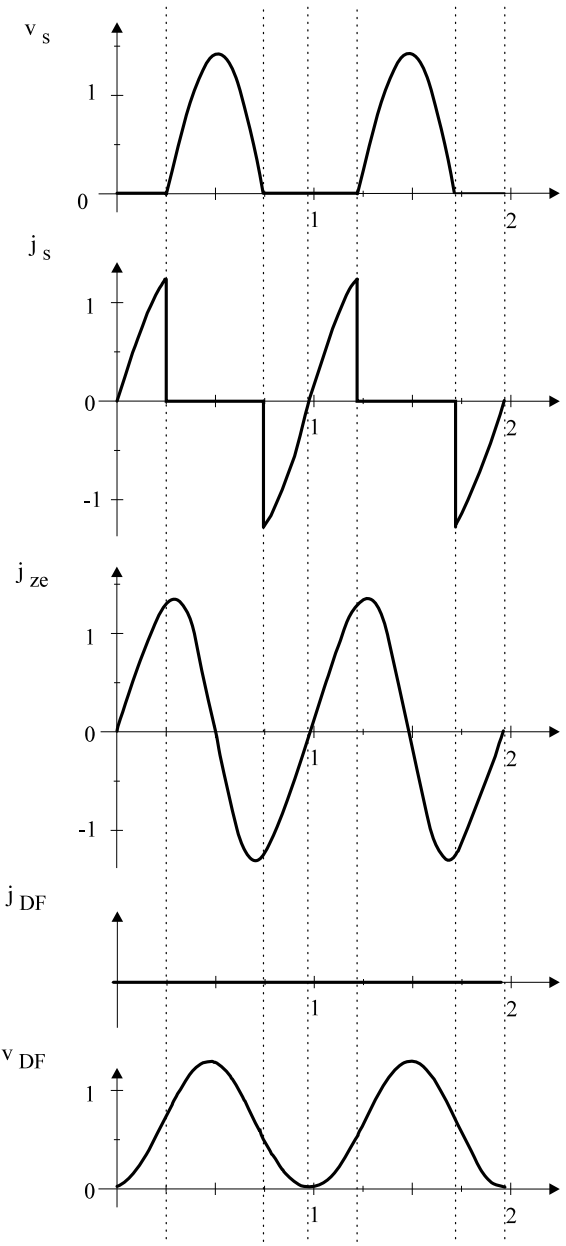


Abb. 9.54: *Leerlauf mit $X_1 = \pi/3$, berechnete normierte Zeitverläufe*

Leerlauf

Der Leerlauf ist eine Sonderform des B–Betriebs, dies wird an der Ähnlichkeit der Abb. 9.54 (Leerlauf) und 9.51 (B–Betrieb) deutlich. Aufgrund des fehlenden Zellausgangsstroms liegt der Startpunkt der *Phase 1* jetzt im Ursprung des Phasenraums. Aus dem gleichen Grund liegen Startpunkt und Endpunkt der *Phase 2* auf der $v_{DF}^{\star}$–j_{ze}–Ebene genau spiegelsymmetrisch zur $v_{DF}^{\star}$–Achse, ebenso die Kurvenabschnitte der ersten und zweiten *Phase 1*. Die *Phase 4* entfällt, die Diode $\mathrm{D_F}$ leitet nie, die Spannung v_{DF} berührt lediglich die Nullinie. An der gleichmäßigen Schwingung von v_{DF}, deren Mittelwert der Zellausgangsspannung entspricht, wird das stabile Leerlaufverhalten der multi–resonanten Wandlerzelle ersichtlich.

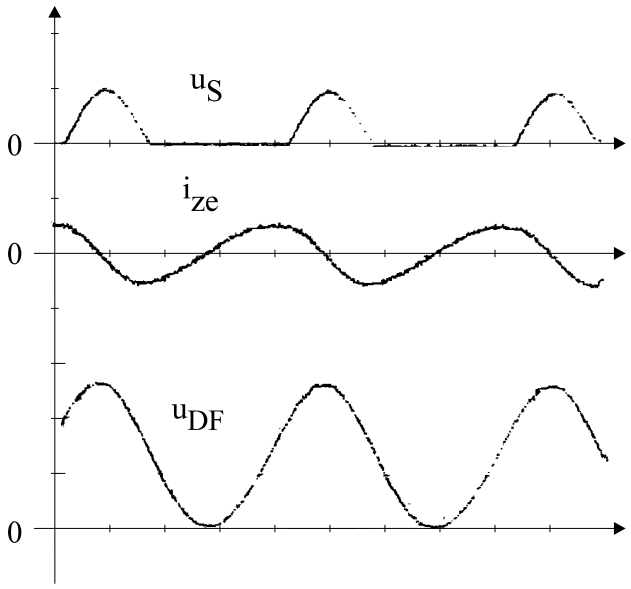


Abb. 9.55: *Gemessene typische Zeitverläufe im Leerlauf*

Die maximal erreichbare Spannungsübersetzung m_z der Wandlerzelle ist genauso wie bei $j_{za} > 0$ auch im Leerlauf gleich 1.

Ein für die Wandlerauslegung entscheidender Punkt ist die von ζ abhängige kleinstmögliche Spannungsübersetzung im Leerlauf. Es gilt:

$$m_{zmin}[j_{za} = 0] = \frac{1}{1+\zeta} \tag{9.178}$$

C–Betrieb

Wird $X_1 = \omega_{DF}\Delta t_1$ in *Phase 1* sehr groß (nahe 2π) gewählt, kann die *Phase 2* im linken unteren Bereich der zulässigen Phasenübergangsfläche der v_S–j_{ze}–Ebene enden. Dieser Bereich ist in Abb. 9.49 kariert dargestellt. Zieht man von einem

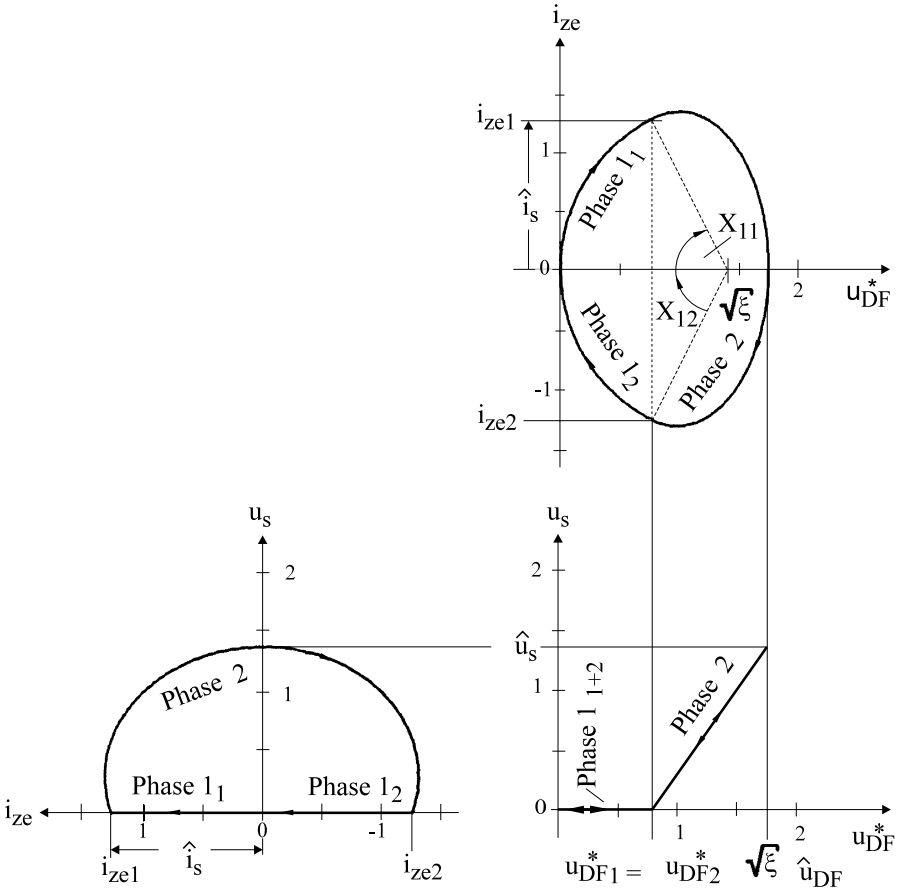


Abb. 9.56: *Leerlauf mit $X_1 = \pi/3$, die drei Projektionen der Phasenkurve*

Punkt (v_{S2} ; j_{ze2} ; 0) innerhalb dieses Bereichs einen Kreisbogen im Uhrzeigersinn um den Mittelpunkt (1 ; 0 ; 0), da es sich im Prinzip um eine *Phase 3* handelt, so wird j_{za} ein zweites Mal von j_{ze} überschritten (das erste Mal wurde j_{za} zu Beginn der *Phase 1* überschritten). Dies ist das Merkmal für den sogenannten *C–Betrieb*. Nach der ersten, sehr kurzen *Phase 3* folgt statt *Phase 4* die *Phase 2* zum zweiten Mal, allerdings jetzt mit den Anfangswerten (v_{S3} ; j_{za} ; 0) anstatt wie beim ersten Mal mit (0 ; j_{ze1} ; $v^{\star}_{DF1}$). Endet die „zweite“ *Phase 2* im unschraffierten Bereich der v_S–j_{ze}–Ebene (Abb. 9.49), verläuft die Phasenkurve von hier durch eine zweite lange *Phase 3* weiter wie im A–Betrieb.

Die Bezeichnung *C–Betrieb* wurde gewählt, da dieser Betriebsmodus als dritter in [709] analysiert und in die Beschreibung der multi–resonanten Wandlerzelle eingefügt wurde.

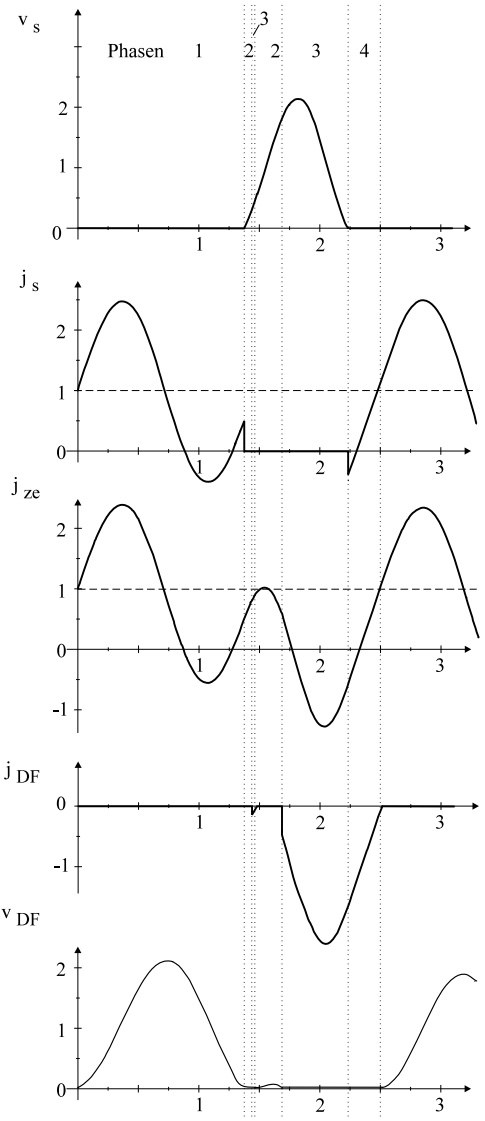


Abb. 9.57: *C–Betrieb mit* $X_1 = 17\pi/9$ *und* $j_{za} = 1$*, berechnete normierte Zeitverläufe*

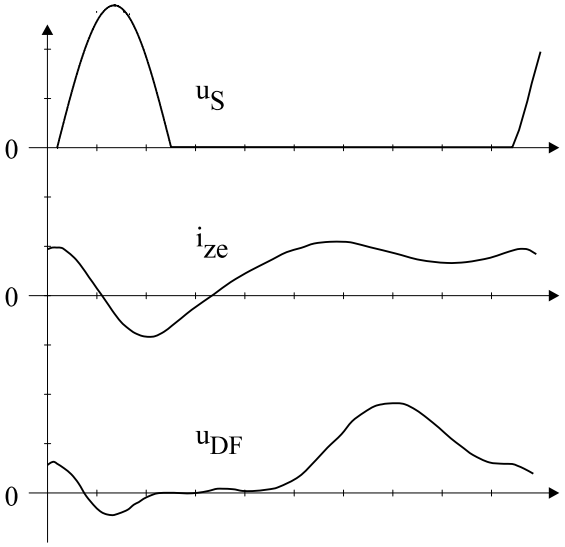


Abb. 9.58: *Gemessene Zeitverläufe an der Grenze zwischen A– und C–Betrieb*

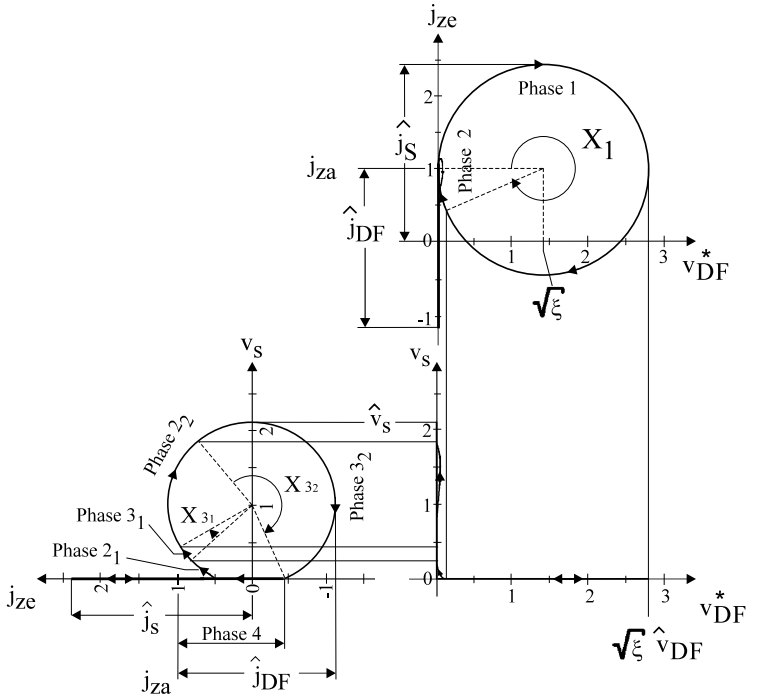


Abb. 9.59: *C–Betrieb mit $X_1 = 17\pi/9$ und $j_{za} = 1$, die drei Projektionen der Phasenkurve*

D–Betrieb und Kurzschluß

Bei allen bisher beschriebenen Betriebsarten mußte am Ende der *Phase 4* der Zelleingangsstrom j_{ze} den Zellausgangsstrom j_{za} erreichen, damit die Diode D_F ausschaltet und die *Phase 1* beginnen konnte. Am Ende der *Phase 1* wurde der Schalter S ausgeschaltet (Beginn der *Phase 2*). Ein vierter Betriebsmodus, der *D–Betrieb*, ergibt sich, wenn S ausgeschaltet wird, *während in Phase 4 die Diode D_F noch leitet*: Der Strom j_{ze} zum Ausschaltzeitpunkt ist damit kleiner als j_{za}. Wenn somit während der *Phase 4* mit der Bedingung $j_{ze} < j_{za}$ der Schalter S ausgeschaltet wird, dann wiederholt sich die Schaltungskonfiguration der *Phase 3* von der *Phase 4* aus zurückgehend anstelle der *Phase 1* im Anschluß an die *Phase 4* bei A–, B– oder C–Betrieb.

Damit die Diode D_F noch ausschaltet, d.h. damit am Zellenausgang noch eine Spannung entsteht, darf der Ausschaltstrom $j_{ze\,aus}$ des Schalters S den Wert $j_{ze\,min}$ nicht unterschreiten, dabei gilt (s. Abb. 9.60):

$$j_{ze\,min} = \sqrt{{j_{za}}^2 - 1} \quad \text{für} \quad j_{za} > 1 \tag{9.179}$$

$$j_{ze\,min} = 0 \quad \text{für} \quad j_{za} \leq 1 \tag{9.180}$$

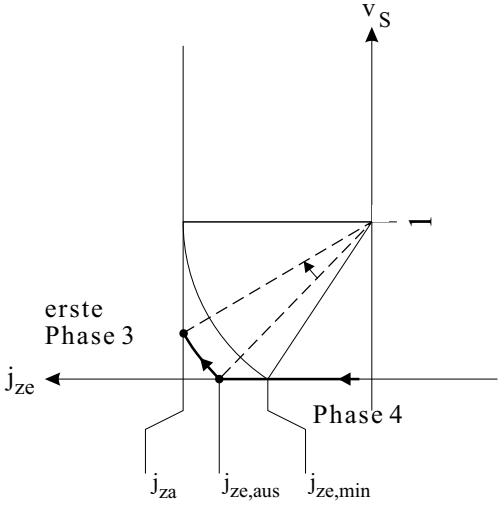


Abb. 9.60: *v_S–j_{ze}–Ebene beim D–Betrieb*

Ist die Diode D_F am Ende der ersten *Phase 3* nicht mehr stromführend, beginnt *Phase 2* mit den Anfangswerten (v_{S3} ; j_{za} ; 0) anstatt, wie in den anderen Betriebsmodi, mit (0 ; j_{ze1} ; $v^{\star}_{DF1}$). Von diesem Punkt ab verläuft der Arbeitszyklus wie im A–Betrieb, ebenso die Prüfung der ZVS–Bedingung am Ende von *Phase 2* anhand von Abb. 9.49.

Wie in Abb. 9.61 zu erkennen ist, ist die maximale Spannung v_{DF} über der Diode D_F und somit auch der Mittelwert $V_{DF}(= m_z)$ sehr klein. Der D–Betrieb kann nur bei niedriger Ausgangsspannung vorliegen (s. Abb. 9.65).

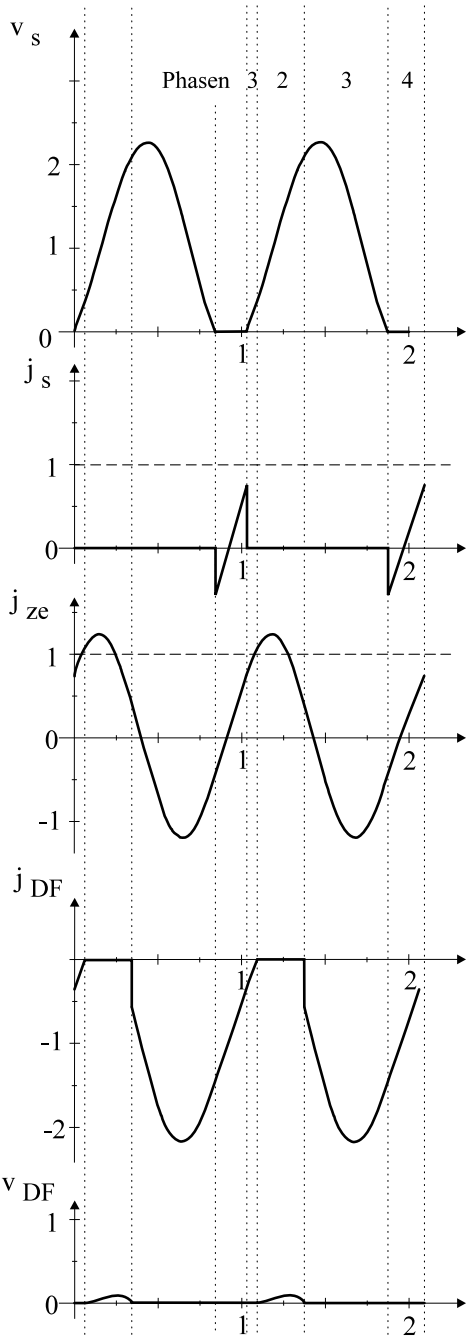


Abb. 9.61: *D–Betrieb mit $j_{ze\,aus} = 0,7$ und $j_{za} = 1$, berechnete normierte Zeitverläufe*

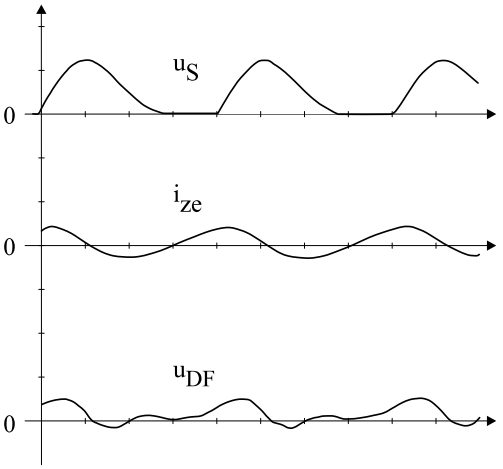


Abb. 9.62: *Gemessene Zeitverläufe an der Grenze zwischen A– und D–Betrieb*

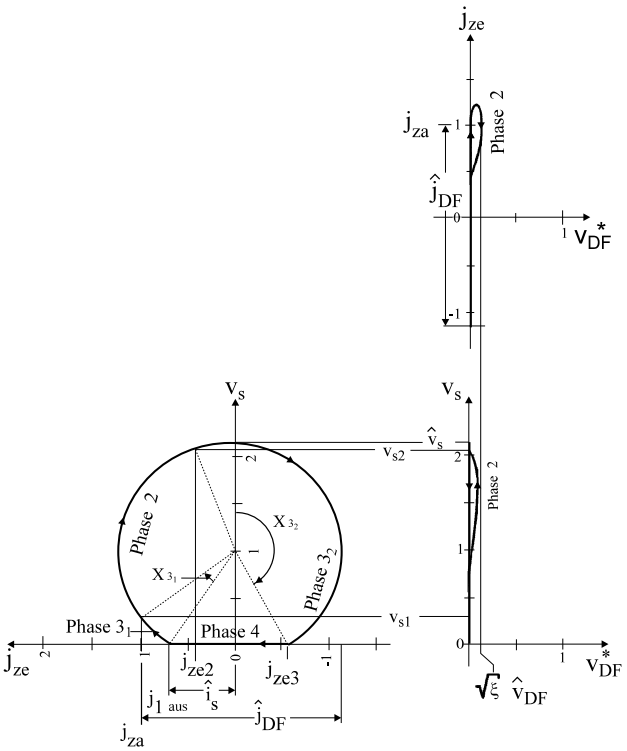


Abb. 9.63: *D–Betrieb mit $j_{ze\,aus} = 0,7$ und $j_{za} = 1$, die drei Projektionen der Phasenkurve*

Ausgangskurzschluß

Eine Sonderform des D–Betriebs ist der Kurzschluß am Ausgang der Zelle. Die Diode D_F ist in diesem Fall immer stromführend, die *Phase 1* und *2* treten nicht mehr auf. Die Phasenkurve verläßt hier die v_S–j_{ze}–Ebene nicht.

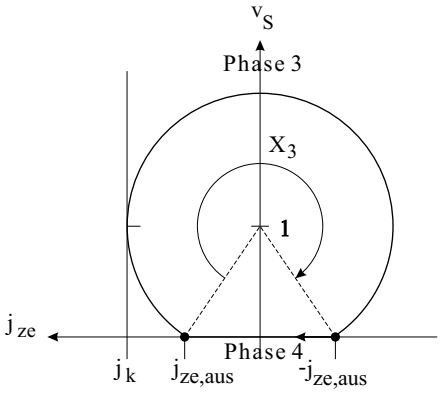


Abb. 9.64: *Phasenkurve für den Betrieb bei dem Kurzschlußstrom j_k*

Der Kurzschlußstrom ist definiert durch

$$j_k = \sqrt{j_{ze\,aus}^2 + 1} \tag{9.181}$$

Man erkennt, daß der minimal mögliche Kurzschlußstrom den Wert $j_{k\,min} = 1$ hat. Der Zusammenhang zwischen Kurzschlußstrom j_k und Frequenz f_B errechnet sich zu

$$f_B = \frac{2\pi}{\pi + 2\arctan\left(\dfrac{1}{\sqrt{j_k^2 - 1}}\right) + 2\sqrt{j_k^2 - 1}} \tag{9.182}$$

Zusammenfassung Phasenraum–Analyse

Durch die Betrachtung der verschiedenen Schaltphasen und Betriebsmodi einer multi–resonanten Wandlerzelle im Phasenraum können drei Merkmale wesentlich übersichtlicher dargestellt werden:

- Erstens kann die ZVS–Bedingung abhängig vom Betriebszustand mathematisch exakt beschrieben und graphisch dargestellt werden.
- Zweitens können die vier verschiedenen Betriebsmodi deutlich charakterisiert werden.
- Drittens ist eine genaue Formulierung der Entscheidungskriterien möglich, welcher Betriebszustand gerade vorliegt.

Mit Hilfe der oben beschriebenen mathematischen Ergebnisse werden die Kennlinien der Zell–Spannungsübersetzung m_z in Abhängigkeit von der normierten

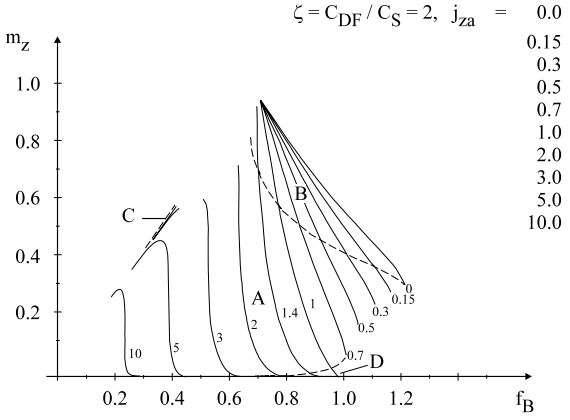


Abb. 9.65: *Kleinsignal–Steuerkennlinien für die multi–resonante Halbschwingungs-ZVS–Wandlerzelle mit $\zeta = 2$ (Scharparameter ist j_{za})*

Schaltfrequenz $f_B = f_S \cdot 2\pi \cdot \sqrt{C_S L_r}$ und dem normierten Zellausgangsstrom j_{za} als Scharparameter berechnet [762]. Der Wert von $\zeta = C_{DF}/C_S$, alle gewünschten Werte für j_{za} und der Wert $\hat{X}_1$ müssen vorgegeben werden. Das Kennlinienfeld gilt nur für einen ζ–Wert, der hier zu $\zeta = 2$ gewählt wurde. Die Überprüfung der ZVS–Bedingung sowie die Bestimmung der Betriebsart erfolgt getrennt für jeden einzelnen Punkt.

Der C–Betrieb ist sehr selten und hat technisch keine Bedeutung, da er in einem instabilen Bereich des Kennlinienfeldes liegt. Er wurde der mathematischen Korrektheit und Vollständigkeit halber berücksichtigt.

Es ergibt sich, daß die Kennlinien über alle Betriebsbereichsgrenzen hinweg stetig und stetig differenzierbar sind. Der Betrieb einer multi–resonanten Wandlerzelle innerhalb eines geschlossenen Regelkreises stellt daher keine Schwierigkeit dar. Lediglich die Maxima der Kennlinien für hohe Ströme (in Abb. 9.65 die Kennlinien für $j_{za} = 5$ und $j_{za} = 10$) sind Stabilitätsgrenzen, da alle Kennlinien einer Wandlerzelle, die Stellglied eines geregelten Systems ist, nicht nur stetig und stetig differenzierbar, sondern auch streng monoton abnehmend oder streng monoton zunehmend sein müssen (ZVS: streng monoton abnehmend).

Entwurf der multi–resonanten Wandlerzelle

Wie schon mehrmals erwähnt, ist das Dioden–Schalter–Kapazitätsverhältnis $\zeta = C_{DF}/C_S$ der wichtigste Entwurfsparameter der multi–resonanten Zelle. Der bislang eingesetzte Wert $\zeta = 2$ hatte nur Beispielcharakter. Es wird an vier zusätzlichen Beispielen gezeigt, daß die Wahl von ζ den Arbeitsbereich der Zelle und damit die Arbeitsbereiche der auf der Zelltheorie aufbauenden Wandler entscheidend beeinflußt. Für die Definition des Arbeitsbereichs gilt:

- Der Wandler und damit die Zelle muß leerlaufstabil sein. Die niedrigste mögliche Zellspannungsübersetzung ist durch das untere Ende der Leerlaufkennlinie (Linie für $j_{za} = 0$, vgl. hierzu auch Gl. (9.178)) gegeben.
- Der höchste Zellausgangsstrom wird für diesen Abschnitt auf den Wert $j_{za} = 5$ festgelegt.
- Die Zelle muß im gesamten Arbeitsbereich steuerbar sein: Kennlinienabschnitte mit zu kleiner negativer oder positiver Steigung scheiden aus, da die Steuerbarkeit einer resonanten ZVS–Zelle durch die negative Steigung der m_z–Kennlinien gegeben ist (vgl. Abb. 9.17, 9.21 und 9.65).

In vier der folgenden fünf Abbildungen sind zwei waagrechte Geraden eingezeichnet: Die obere Gerade beschreibt die höchste mögliche Spannungsübersetzung m_z beim größten Zellausgangsstrom $j_{za} = 5$, die untere Gerade die kleinstmögliche Übersetzung bei Leerlauf. Der Arbeitsbereich der Zelle ist somit eingeschlossen zwischen diesen zwei Waagrechten, der Leerlaufkennlinie und der Kennlinie für $j_{za} = 5$.

Zunächst wird, beginnend bei $\zeta = 1.5$, der Wert von ζ stufenweise erhöht. Wie an der Bildfolge 9.66 bis 9.69 zu erkennen ist, wächst der nutzbare Bereich der Zellspannungsübersetzung m_z. Außerdem wird der mögliche Frequenzstellbereich $\Delta f = (f_{Bmax} - f_{Bmin})/f_{Bmax}$, der zur Abdeckung des gesamten Arbeitsbereichs nötig ist, immer kleiner. Ferner ist der kleinste mögliche Kurzschlußstrom bei allen ζ–Werten gleich 1 (vgl. Abb. 9.64).

Die Folgen, wenn ζ deutlich kleiner als 1,5 gewählt wird, sind im Kennlinienfeld in Abb. 9.70 dargestellt:

Der Arbeitsbereich zerfällt in zwei Bereiche: Für alle $j_{za} < 1$ ist $m_z > 1/2$ und $f_B > 1$. Wird die Zelle in diesem Bereich betrieben, ist sie zwar leerlaufstabil, aber nicht kurzschlußfest. Umgekehrtes Verhalten zeigt diese Zelle bei $j_{za} \geq 1$. Die maximale Spannungsübersetzung ist $\hat{m}_z = 1/2$ und $f_B \leq 1$. Die Zelle ist in diesem Bereich zwar kurzschlußfest, jedoch nicht leerlaufstabil.

Abgesehen von Spezialanwendungen sollten daher Werte von $\zeta \leq 1$ vermieden werden. In [709] wird die Auslegung eines multi–resonanten Halbschwingungs–Tiefsetzstellers detailliert beschrieben, so daß hier nicht mehr auf die Auslegung eingegangen werden soll. Wie in dieser Arbeit ausgeführt wird, gibt es beim quasi–resonanten Wandler nur den freien Schaltungsparameter Z_r und wie bereits in Kap. 9.3 ausgeführt, damit keinen freien Optimierungsparameter. Bei multi–resonanten Wandlern bestehen zwei freie Parameter, die Schwingkreisimpedanz Z_r und der Parameter $\zeta = C_{DF}/C_S$, so daß diese beiden Parameter zur Optimierung genutzt werden können.

Das wesentliche Ergebnis dieser Optimierung ist, daß der untersuchte multi–resonante Tiefsetzsteller hinsichtlich der Bauelement–Beanspruchung zwischen den Beanspruchungen bei den idealisiert betrachteten quasi–resonanten ZVS– bzw. ZCS–Wandlern einzuordnen ist. Vorteilhaft ist beim multi–resonanten Wandler die Leerlaufstabilität und die Kurzschlußfestigkeit, nachteilig der erhebliche Mehraufwand für Analyse und Entwurf.

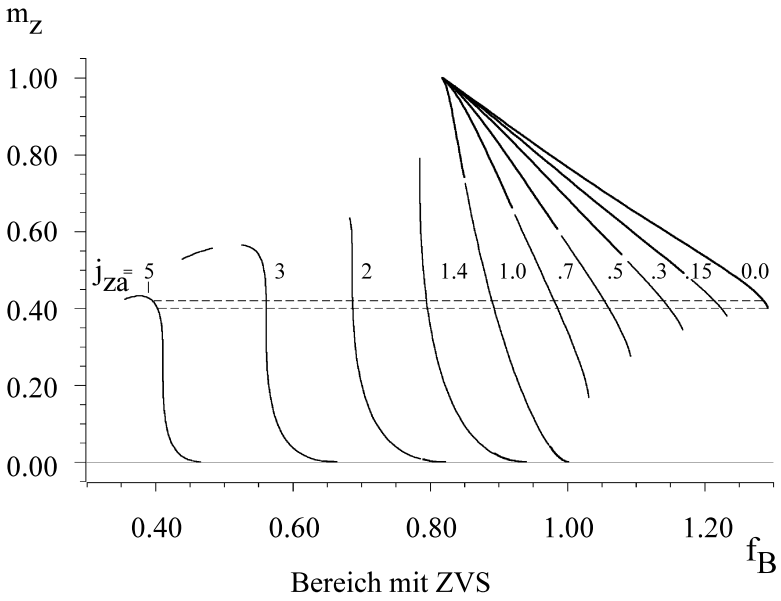


Abb. 9.66: *m_z–Kennlinienfeld für $\zeta = 1,5$*

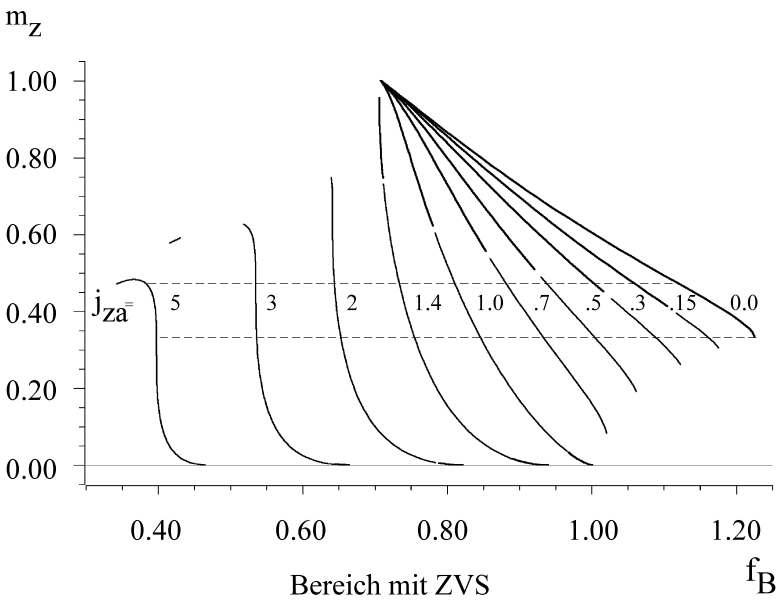


Abb. 9.67: *m_z–Kennlinienfeld für $\zeta = 2$*

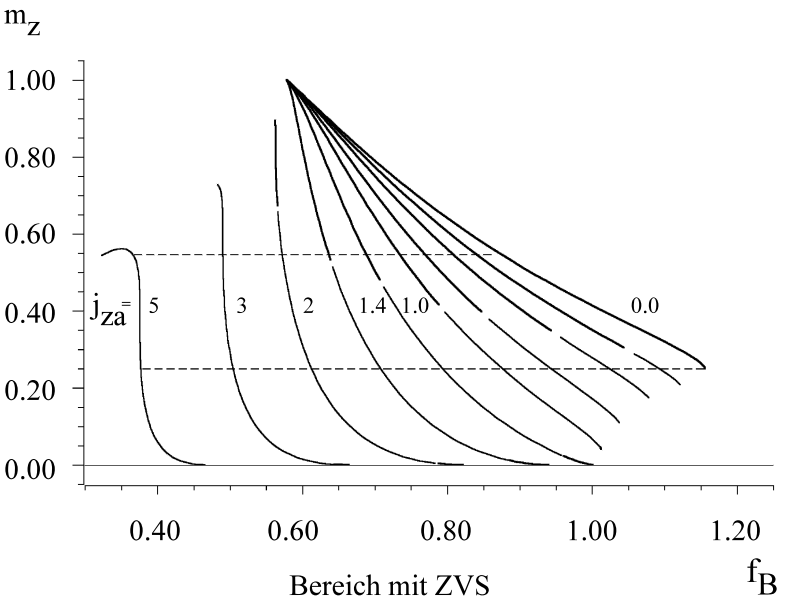


Abb. 9.68: *m_z–Kennlinienfeld für $\zeta = 3$*

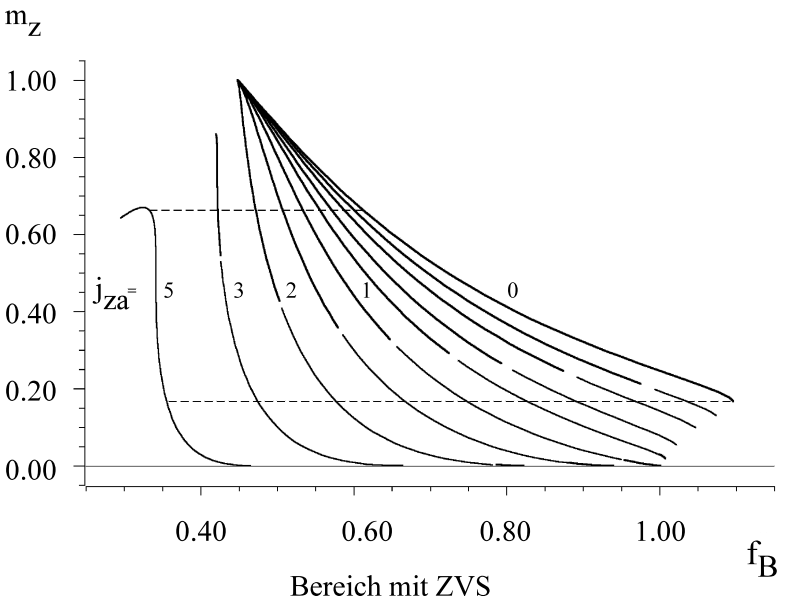


Abb. 9.69: *m_z–Kennlinienfeld für $\zeta = 5$*

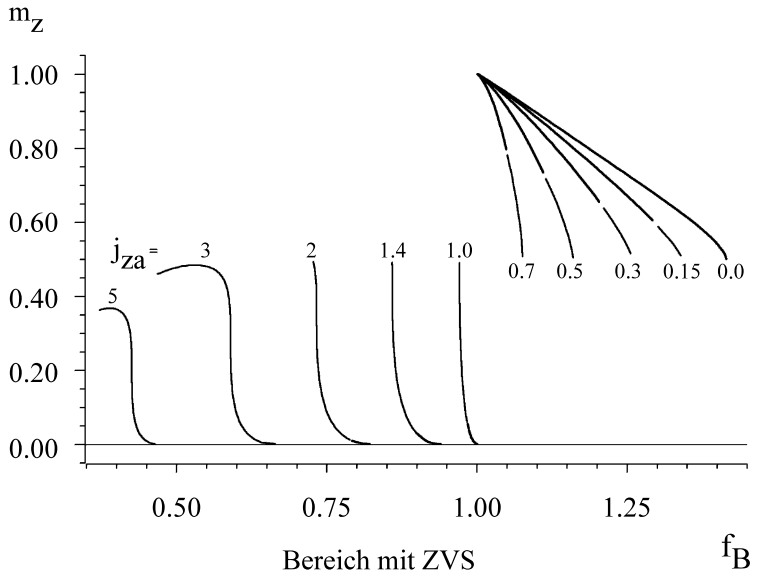


Abb. 9.70: *m_z–Kennlinienfeld für $\zeta = 1$*

9.5 Resonante Brückenschaltungen

Wie bereits ausführlich bei den Gleichspannungswandlern und auch bei den selbstgeführten Wechselrichtern mit eingeprägter Spannung hingewiesen wurde, können Gleichspannungswandler als Vier–Quadrant–Wandler bzw. selbstgeführte Wechselrichter statt eines Dreiphasensystems auch ein Wechselspannungssystem erzeugen. Abb. 9.71 zeigt einen Gleichspannungswandler in Brückenschaltung mit Gleichrichter und Ausgangsfilter, Abb. 9.72 die zugehörigen idealisierten Kurvenverläufe.

Wie aus Abb. 9.71 zu erkennen ist, wandelt die Brückenschaltung mit den aktiven Schaltern S_1 bis S_4 die Gleichspannung U_Q in eine Wechselspannung um, diese Wechselspannung wird mit einem Transformator Tr entsprechend dem Windungszahlenverhältnis transformiert und anschließend mit der Diodenbrücke gleichgerichtet. Durch Variation der Einschaltzeit t_e kann bei Änderungen der Eingangsspannung U_Q die Ausgangsspannung U_V auf einem konstanten Wert gehalten werden.

Die idealisierten Kurvenverläufe sind aber nur zu erreichen, wenn die parasitären Kapazitäten beispielsweise der Halbleiterschalter und die parasitären Induktivitäten der Verschaltung und die Streuinduktivität des Trafos sowie das reale Schaltverhalten der Leistungshalbleiter vernachlässigbar sind. Wie schon ausführlich in den vorherigen Kapiteln beschrieben, ist dies aber — insbesondere bei höheren Schaltfrequenzen — nicht zulässig.

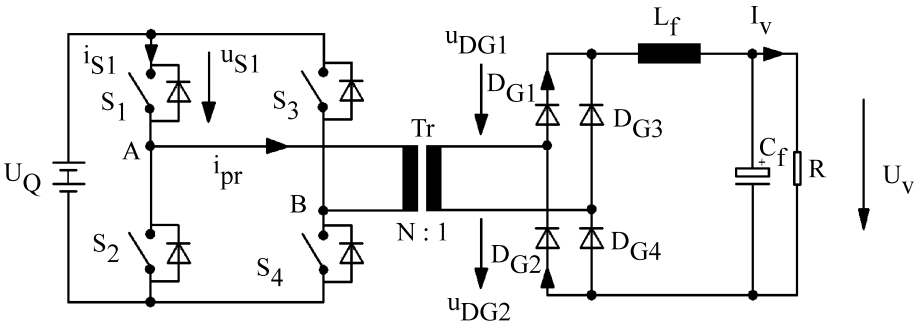


Abb. 9.71: *Schaltbild der Vollbrückenschaltung*

Abbildung 9.73 zeigt Verläufe von Simulationen mit genauen Modellen der Leistungshalbleiter, die mit den Vorkenntnissen der vorherigen Kapitel erklärbar sind. Beim Einschalten der Schalter S_1 bis S_4 muß beispielsweise der Reverse–Recovery–Strom der Dioden der Gleichrichterseite zusätzlich geführt werden; dieser Strom führt in Verbindung mit der Streuinduktivität des Transformators zu erheblichen Überspannungen an den Gleichrichterdioden.

Wenn die Brückenschaltung für höhere Ausgangsspannung ausgeführt werden soll, dann müssen Gleichrichterdioden höherer Sperrspannung (ungünstigerer Reverse–Recovery–Effekt) und Transformatoren mit angepaßter Übersetzung (höhere Streuinduktivitäten) verwendet werden, beides Effekte, die ungünstig sind.

Wie in den vorherigen Kapiteln wurden Lösungen gesucht, die einerseits Brückenschaltungen (Voll- oder Halbbrücke) zulassen und andererseits durch Einführung der resonanten Betrachtung die parasitären Komponenten wie Halbleiterkapazitäten und Induktivitäten sowie das Schaltverhalten der Halbleiter in den Auswirkungen zu eliminieren.

Wie bereits vorher ausgeführt, sind eine Vielzahl von Lösungsansätzen in den Veröffentlichungen und insbesondere der Buchreihe „Virginia Publication Series“ des Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, zu finden. Eine ausführliche Darstellung aller Varianten würde den Umfang sprengen.

Eine fundierte Zusammenstellung von Resonanztopologien ist in [694] gegeben. Welche dieser Topologien die geeignetste für die jeweilige Anwendung ist, ist in jedem Fall durch eine entsprechende Analyse zu klären, der unabdingbar eine optimierende Auslegung und Implementierung nachzuschalten ist. Diese Erkenntnis wurde in vieljähriger industrieller Praxis gewonnen. Generell hat sich die LCC–Resonanztopologie als sehr nützlich bei Hochspannungsanwendungen erwiesen, weil sie die Nutzung der parasitären Kapazitäten von Hochspannungstransformatoren und der Symmetrierkondensatoren von Hochspannungskaskadengleichrichtern erlauben. Mit der LLC–Topologie werden z.Z. die höchsten Wirkungsgrade und Kompaktheitsgrade bei dc/dc–Wandlern mit Ausgangsspan-

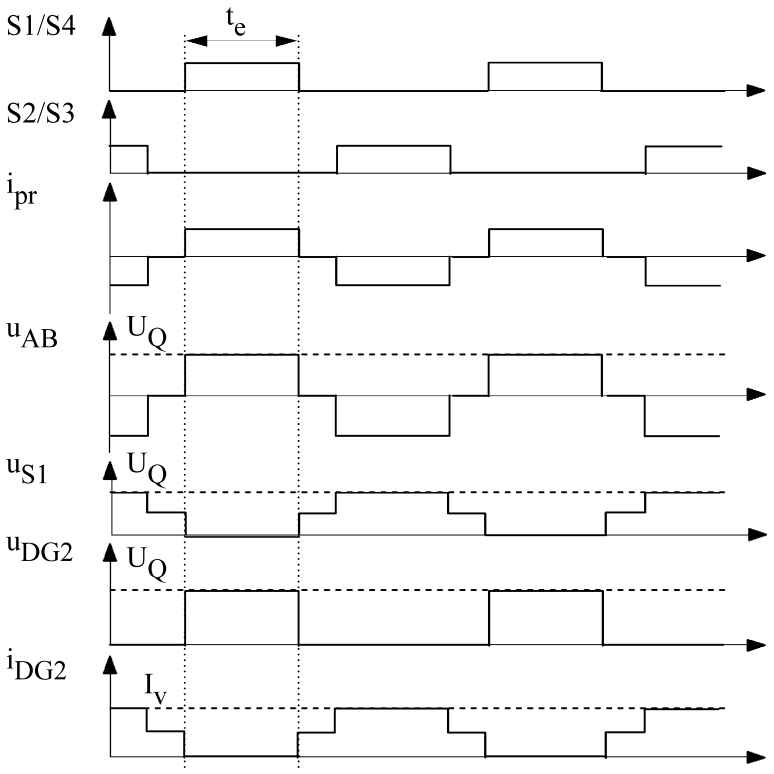


Abb. 9.72: *Idealisierte Kurvenverläufe der hartschaltenden Vollbrücke*

nungen von 12 V, 48 V bis zu 300 V erreicht, weil die parasitären Eigenschaften des Transformators voll ausgenutzt werden und die Schalteigenschaften aller Halbleiter über den ganzen Betriebsbereich ausgezeichnet ist, so daß sie bei einer Leistung von 500 W bis zu 1 MHz Schaltfrequenz betrieben werden [694].

Bei der Speisung von piezoelektrisch aktuierten Ultraschallmotoren, die als Wanderwellenmotoren oder als Mehrmassenmotoren ausgeführt sein können, sind in [755] verschiedene Resonanz Brückenschaltungen verglichen. Die piezoelektrischen Schwinger, ob Bond–, Zerstäubungs–, Werkzeugsonotrode oder Ultraschallmotor weisen allesamt ein ähnliches elektrisches Ersatzschaltbild auf: Einen Reihenschwingkreis, der das mechanische Schwingsystem nachbildet in Reihe mit einer komplexen Impedanz, die die mehr oder weniger starke Ankopplung an das Werkstück oder die Umgebung repräsentiert. Parallel dazu liegt noch eine Kapazität C_p, die das dielektrische Verhalten des Aktors wiedergibt, der noch ein Widerstand R_p parallelgeschaltet ist, der die Verluste im elektrischen Teilsystem wie Hysterese und dielektrische Verluste spiegelt. Letzte werden häufig

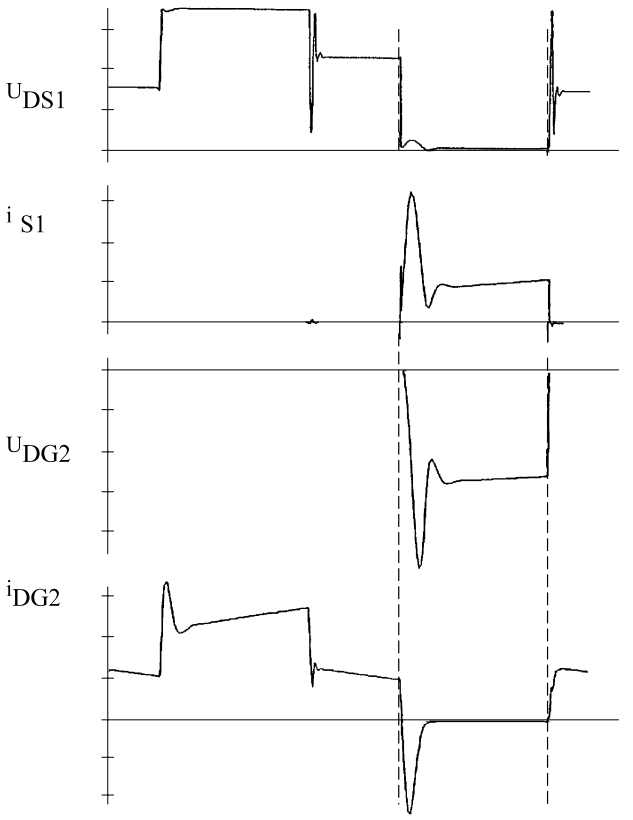
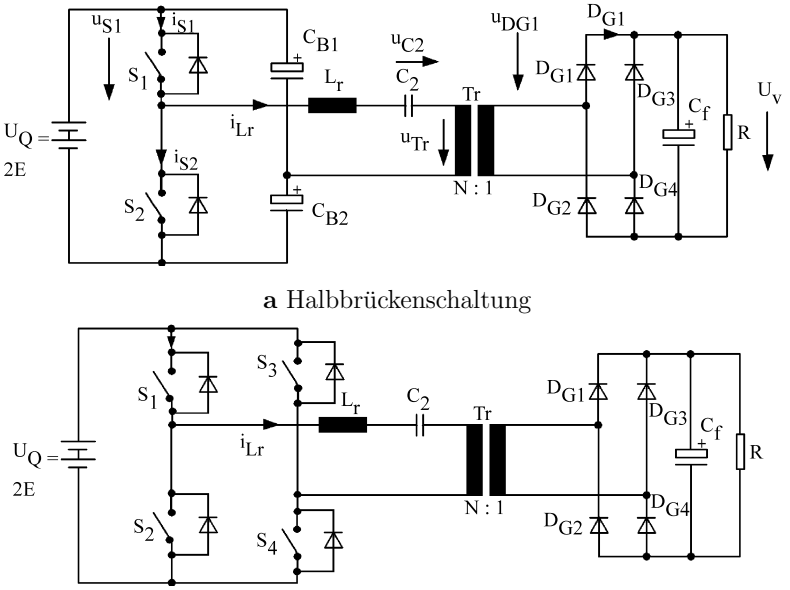


Abb. 9.73: *Kurvenverläufe einer Simulation mit genauen Modellen*

vernachlässigt, aber die kapazitive Last C_p läßt sehr gut durch durch resonante Brückenschaltungen in LLCC–Topologie speisen. Sie sind bedingt durch ihr Bandpaßverhalten robust gegenüber Parameterschwankungen, erreichen eine hohe Dynamik und eine Spule parallel zu C_p erlaubt eine lokale Blindleistungskompensation. Natürlich können Resonanzkonverter auch mit höherer Pulszahl zur Verringerung der Spulengröße(n)betrieben werden, was bei [755] und insbesondere [725] untersucht ist. Neben dem oben genannten Baugrößenvorteil lassen sich höherpulsige Resonanzkonverter auch zur breitbandigen Charakterisierung von Ultraschallschwingern einsetzen und es lassen sich gezielt Oberschwingungen vermeiden durch entsprechende Pulsmuster, damit in den mechanischen Schwingsystemen nicht erwünschte Moden angeregt werden. Aber auch bei der Speisung von Ultraschallsystemen gilt, daß sich keine Patentrezepte für alle Anwendungen finden lassen, denn die Dämpfung des mechanischen Schwingssystems hat maßgeblichen Einfluß auf die Betriebsart des Stromrichters und seiner Regelung. Es sollen deswegen nur zwei Varianten, die Serien–Resonanz–Brückenschaltung und

die Serien–Parallel–Brückenschaltung vorgestellt werden. Die Halb- und Vollbrückenschaltung der Serien–Resonanz–Version zeigt Abb. 9.74.



a Halbbrückenschaltung

b Vollbrückenschaltung

Abb. 9.74: *Serien–Resonanz–Wandler mit galvanischer Trennung*

Diese Schaltungen können entweder in der quasi–resonanten Lösung mit ZCS–Schaltern [769], unterresonant mit ZCS–Schaltentlastung [761] oder überresonant mit ZVS–Entlastung betrieben werden. Die idealisierten Kurvenformen der Betriebsweisen zeigt Abb. 9.75.

Die Funktionsweise des idealisierten Serien–Resonanz–Wandlers in Halbbrückenschaltung ohne Berücksichtigung der Schalterkapazitäten im überresonanten ZVS–Betrieb (s. Abb. 9.75c) soll genauer erläutert werden, da diese Betriebsweise später noch genauer vorgestellt wird.

Zum Zeitpunkt t_o beginnt die Schwingung mit eingeschaltetem Schalter S_1 beim Stromnulldurchgang in positive Richtung. Zu diesem Zeitpunkt ist die Spannung am Resonanzkondensator auf dem negativen Maximalwert. Vom Zeitpunkt t_o an liegt am Transformator die halbe Eingangsspannung $U_Q/2 = E$ an und das erste Gleichrichterdiodenpaar leitet. Zum Zeitpunkt t_1 wird der Schalter S_1 ausgeschaltet und der Strom kommutiert auf die antiparallele Diode von S_2. Im Zeitraum zwischen t_1 und t_2 leitet die Diode von S_2 und die Spannung an Schalter S_2 ist Null (bzw. um die Diodenflußspannung negativ). Damit ist die Bedingung für das verlustlose ZVS–Einschalten erfüllt. Das Einschalten von S_2 erfolgt frühestens zum Zeitpunkt t_1 und spätestens bei t_2.

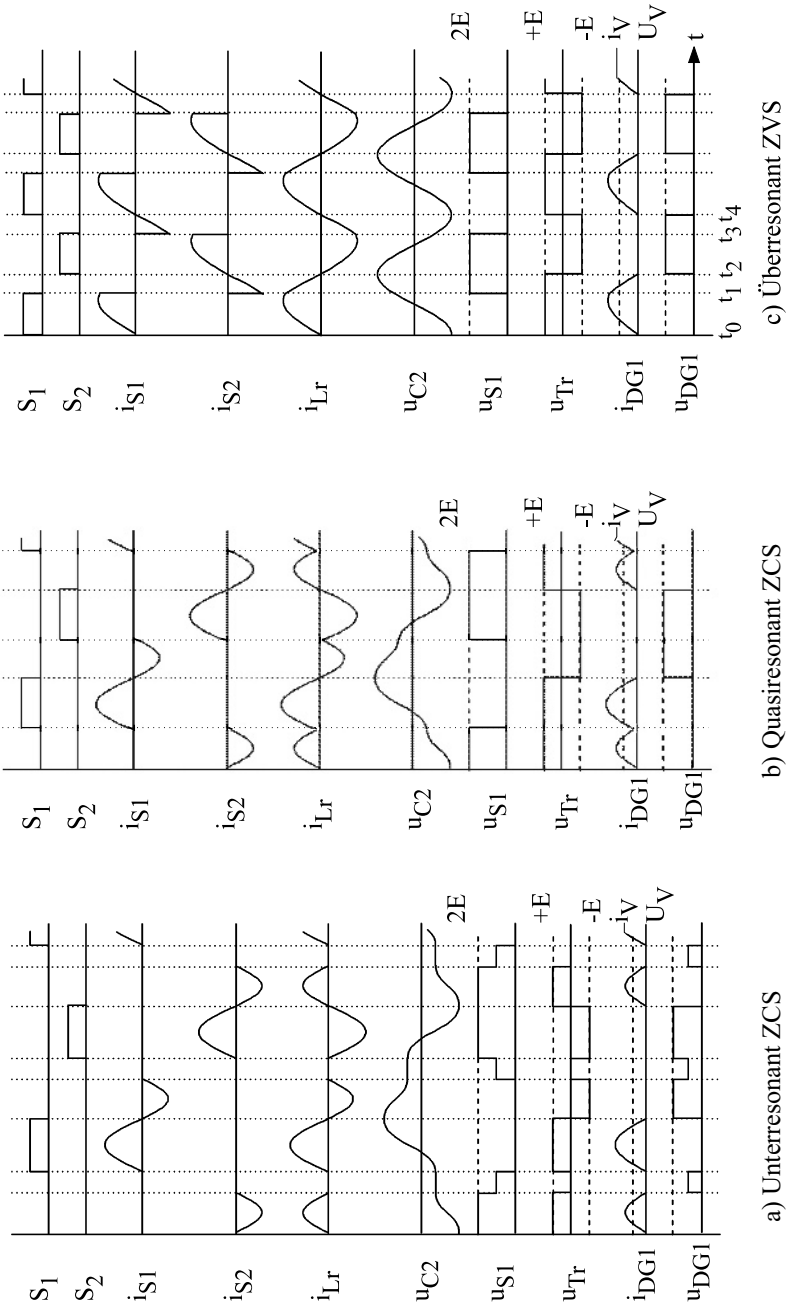


Abb. 9.75: *Betriebsarten des Serien–Resonanz–Wandlers*

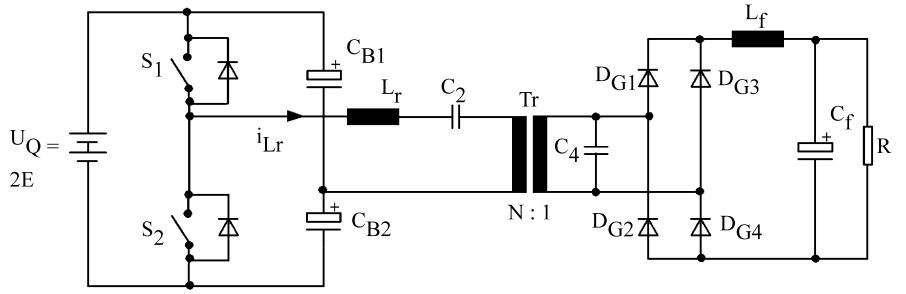
Zwischen t_2 und t_4 wiederholt sich die Halbperiode mit umgekehrten Vorzeichen. Deutlich zu sehen ist das Abschalten der Schalter bei vollem Strom, während die Dioden bei den Nulldurchgängen des sinusförmigen Stroms ausschalten. Durch die geringe Stromsteilheit wird der Reverse–Recovery–Effekt der Dioden annähernd vermieden. Die Schalterspannung entspricht der Eingangsspannung, die Diodensperrspannung der Ausgangsspannung. Die Spannungs- und Leistungsregelung erfolgt über die Veränderung der Schaltfrequenz. Bei kleinerem Spannungsübersetzungsverhältnis und/oder bei kleinerer Ausgangsleistung wird bei überresonanten ZVS–Brückenschaltungen die Schaltfrequenz erhöht. In realen Schaltungen besitzen die Schalter immer Ausgangskapazitäten, z.B. bei MOSFETs die Drain–Source–Kapazität, die Miller– und die Gate–Source–Kapazität und meistens zusätzliche Entlastungskapazitäten zur Reduktion der Ausschaltverluste. Diese Kapazitäten führen während des Ausschaltvorgangs zu einer neuen Resonanzfrequenz, weshalb der Wandler auch multi–resonanter Serien–Resonanz Wandler genannt wird. Diese Kapazitäten wirken sich insbesondere bei hohen Schaltfrequenzen auf die Steuerkennlinien der resonanten Wandler aus.

9.5.1 Serien-Parallel-Resonanz-Brückenschaltung

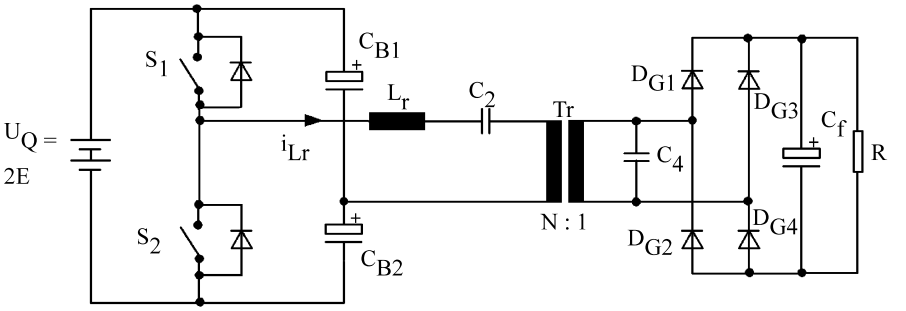
Der beschriebene Serien–Resonanz–Wandler kann durch einen Kondensator parallel zur Lastauskopplung, d.h. parallel zu den Gleichrichterdioden und dem Transformator erweitert werden (C_4 in Abb. 9.76). Dieser Kondensator hat zweierlei Auswirkungen. Zum einen wird die Spannungssanstiegsgeschwindigkeit auch an den Gleichrichterdioden begrenzt, was insbesondere bei hohen Ausgangsspannungen zu einer Reduktion der Diodenschaltverluste, und bei Serienschaltung von Dioden (Spannungsfestigkeit) zur dynamischen Spannungssymmetrierung an den Dioden führt. Zum anderen wird bei kleinen Leistungen oder Leerlauf ein Pfad für den Schwingkreisstrom geschaffen. Ein gravierender Nachteil des im letzten Abschnitt beschriebenen Serien–Resonanz–Brückenwandlers ist nämlich der Verlust der Steuerbarkeit der Ausgangsspannung bei Leerlauf. Dieser Nachteil kann durch entsprechende Dimensionierung der Parallelkapazität C_4 behoben werden.

Der Serien–Parallel–Resonanz–Brückenwandler (SPRC, häufig auch als LCC−−Resonanzkonverter in der Literatur bezeichnet) kann sowohl mit einem zweistufigen induktiv–kapazitiven Ausgangsfilter (SPRC–I), Abb. 9.76a, als auch mit einem rein kapazitiven Ausgangsfilter(SPRC–K) wie in Abb. 9.76b ausgeführt werden. Auch hier ist je nach Leistungs- und Spannungsbereich eine Halb- oder Vollbrückenkonfiguration möglich.

Beide Schaltungen besitzen unterschiedliche Anwendungsbereiche. Der Wandler mit induktiv-kapazitiver Glättung [711, 752, 759] ist für niedrige Ausgangsspannungen und höhere Ströme geeignet. Die Diodensperrspannung ist je nach Auslegung der Schwingkreisimpedanz und des Kapazitätsverhältnisses deutlich höher als die Ausgangsspannung, weshalb die Schaltung für große Ausgangsspannungen nicht geeignet ist. Die unterresonante Betriebsart (ZCS) ist bei der



a Induktiv–kapazitives Ausgangsfilter



b Kapazitives Ausgangsfilter

Abb. 9.76: *Verschiedene Filterkonfigurationen für Serien–Parallel–Resonanz–Wandler*

Verwendung von abschaltbaren Leistungshalbleiterbauelementen sehr nachteilig, weil der Transistor dann auf die noch leitende Diode eines Brückenzweigs schaltet, was außerordentlich nachteilig ist und zusätzliche Schaltungsmaßnahmen zum Schutz gegen Brückenkurzschluß erfordert.

Der SPRC–K [692, 728] dagegen ist gut geeignet für mittlere und hohe Ausgangsspannungen. Die Gleichrichterdioden haben, wie auch beim Serien–Resonanz Wandler, die Ausgangsspannung als maximale Sperrspannung. Die hohe Strombelastung des kapazitiven Filters (48 % des Ausgangsstromes) beeinträchtigt die Eignung dieser Konfiguration für niedrige Ausgangsspannungen und hohe Ausgangsströme, aber auch bei mittleren Ausgangsspannungen (12...48 V) und hohen Leistungen (mehrere kW), wenn es nicht eine Lösung für den synchronen Parallelbetrieb gäbe. (Patentmeldung H. Figge). Die Regelung der Ausgangsgrößen erfolgt wie beim Serien–Resonanz Wandler durch Variation der Schaltfrequenz. Die Schaltung kann sowohl mit ZCS–Schaltentlastung (kapazitive Betriebsart), als auch mit ZVS–Entlastung (induktive Betriebsart) betrieben werden.

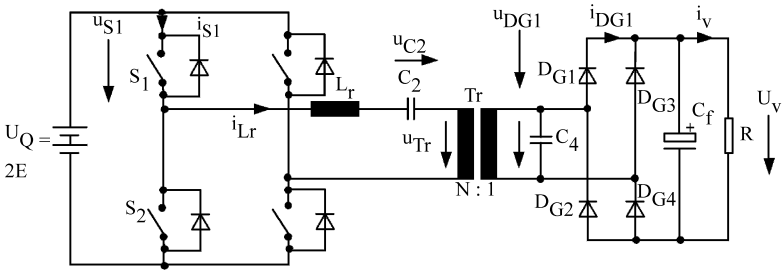


Abb. 9.77: *Schaltbild des Serien–Parallel–Resonanz–Wandlers mit konstanter Schaltfrequenz*

9.5.2 Serien-Parallel-Resonanz-Brückenschaltung mit konstanter Schaltfrequenz

Während die oben beschriebenen Brückentopologien sowohl in Vollbrücken- als auch in Halbbrückenkonfiguration zu realisieren sind, ist der Serien–Parallel-Resonanz–Converter mit konstanter Schaltfrequenz (CSPRC) nur als Vollbrückenschaltung möglich. Die CSPRC–Topologie ist mit der Vollbrückenversion des SPRC identisch, und ist im Prinzipschaltbild Abb. 9.77 gezeigt.

Der Unterschied zwischen SPRC und CSPRC entsteht durch die Ansteuerung. Die Regelung des CSPRC erfolgt durch eine Phasenverschiebung (Phase–Shift–Control) der beiden Brückenzweige [706, 736, 751, 767] und insbesondere [766]. Diese Verschiebung bewirkt eine Regelung des Mittelwertes der Eingangsspannung. Es gibt drei prinzipielle Betriebsarten der Schaltung mit dieser Regelung. Entweder alle vier Schalter werden mit ZCS–Schaltentlastung oder mit ZVS–Entlastung betrieben. Die dritte Möglichkeit ist ein gemischter Betrieb. Dabei werden die Schalter des führenden Brückenzweiges, d.h. der zuerst ein- und ausschaltet, mit ZVS–Entlastung betrieben, während die nachfolgenden Schalter ZCS entlastet sind. Bei der Regelung mit konstanter Schaltfrequenz bewirkt der Betrieb nahe an der Resonanzfrequenz die gemischtentlastete Betriebsart.

Neben dem positiven Merkmal der phasengesteuerten Vollbrücke, resonantes Schalten mit minimalem Aufwand zu erreichen, ist der Verlust eben dessen bei geringer Leistungsabgabe und an Spannungszeitfläche an L_r nachteilig, ebenso wie der verlustreiche Freilaufzustand.

Die Suche nach resonanten Brückenschaltungen, die ohne Zusatzkomponenten für eine weiche Kommutierung auskommen, hat neben der phasengesteuerten Vollbrücke noch die asymmetrischen Brücken nach [722] hervorgebracht. Obwohl der Transformator prinzipbedingt dann mit höherem Luftspalt ausgeführt werden muß und die Schaltung nichtlineare Steuerkennlinien besitzt, so diente sie bis in jüngster Zeit als Referenz hinsichtlich erreichter Wirkungsgrade.

Ein Kompromiß beider letztgenannter Ansteuerarten wird in [704] als asymmetrische Phasensteuerung genannt.

9.5.3 Analyse resonanter Schaltungen

Die Analyseverfahren derartiger Schaltungen entsprechen den Verfahren, die in den vorhergehenden Kapiteln dargestellt wurden, so daß hier nicht mehr im Detail darauf eingegangen werden soll. Eine Einführung für die Brückenschaltungen ist in [729] zu finden. Grundsätzlich gibt es die Grundschwingungsanalyse bzw. komplexe Wechselstromanalyse im Frequenzbereich [711, 765]. Die Schaltung wird dabei durch die Wechselstrom–Ersatzschaltbilder angenähert und ergibt eine Näherung für das stationäre Übertragungsverhalten sowie der Elementebelastungen.

Bei der Zeitbereichsanalyse werden die unterschiedlichen Schaltzustände berücksichtigt, und es werden für diese Schaltzustände Ersatzschaltbilder erarbeitet [711, 752]. Diese Methode erfordert es zunächst, die einzelnen Schaltphasen und deren genaue Ersatzschaltbilder zu bestimmen. Zu jeder Schaltphase werden die Zustandsdifferentialgleichungen aufgestellt und gelöst, sowie die Anfangswerte ermittelt. Dabei stimmen die Anfangswerte der neuen Phase jeweils mit den Endwerten der vorherigen Phase überein. Im allgemeinen können die Anfangswerte nur mittels numerischer Iteration ermittelt werden.

Die Zustandsvariablen sind die Spannungen an Kapazitäten und Ströme in Induktivitäten. Die Methode ist für alle vorgestellten Wandler gültig.

Die Schalterkapazitäten können in der als zusätzliche Schaltphase eingeführten Kommutierungsphase mit einem eigenen Zustand, der Schalterspannung, berücksichtigt werden. Dann entsteht, wie in Kap. 9.4 eingeführt, der multiresonante Betrieb. Diese Analyse kann erweitert werden, indem verlustbehaftete Bauelemente durch eine Ersatzschaltung aus idealem Bauelement und ohmschen Widerständen modelliert werden. Spannungsabfälle wie in Gleichrichterdioden werden durch Spannungsquellen repräsentiert und können in die Filterspannungen eingerechnet werden.

Zur Vereinfachung der Analyse werden Ein- und Ausgangsfilter als ideale Filter angenommen, was bei den meisten Anwendungen eine sehr gute Näherung darstellt. Damit werden kapazitive Filter durch Spannungsquellen ersetzt und induktive Filter durch Stromquellen. In Spezialfällen [708] können durch Erweiterung der Analyse um die Zustandsvariablen Filterspannung bzw. Filterstrom auch die Eigenschaften realer Filter berücksichtigt werden.

Am Beispiel des Serien–Resonanz Wandlers aus Abb. 9.74a wird die prinzipielle Vorgehensweise bei der Zeitbereichsanalyse vorgeführt. Zunächst werden die einzelnen Schaltphasen und die dazugehörigen Ersatzschaltbilder (Abb. 9.78) bestimmt. Dabei entsprechen die Phasen 1 und 2 der ersten Halbperiode, die Phasen 3 und 4 der zweiten Halbperiode. In dem vorliegenden Fall unterscheiden sich die einzelnen Schaltphasen nur durch ihre Anfangswerte und die Spannungsquellen.

Die Struktur der Schaltung und die Resonanzkreisfrequenz bleiben beim Serien-Resonanz–Wandler ohne Berücksichtigung der Schalterkapazitäten in allen Phasen konstant. Damit kann für die Differentialgleichungen die allgemeine Form des Ersatzschaltbildes Abb. 9.79 hergeleitet werden. Die Werte von U_1 und die Anfangswerte i_{Lr0} und u_{C20} der Zustandsgrößen i_{Lr} und u_{C2} in den einzelnen Phasen sind in Tabelle 9.5 zusammengefaßt. Die unbekannten Anfangswerte sind mit einem Fragezeichen gekennzeichnet und müssen im allgemeinen iterativ gelöst werden. Nur in dem einfachen Beispiel des verlustlosen Serienresonanzkreises könnte auch eine geschlossene Lösung für die Anfangswerte angegeben werden.

Tabelle 9.5: *Zuordnungen der Spannungen U_1; Anfangswerte der Ströme und Spannungen zu den Phasen*

Phase	U_1	Anfangswert Strom i_{Lr0}	Anfangswert Spannung u_{Cr0}
1	$+E-U_V$	$i_{Lr0\,a}=0$	$u_{Cr0\,a}=-u_{Cr\,max}$
2	$-E-U_V$	$i_{Lr0\,b}=?$	$u_{Cr0\,b}=?$
3	$-E+U_V$	$i_{Lr0\,c}=0$	$u_{Cr0\,c}=+u_{Cr\,max}$
4	$+E+U_V$	$i_{Lr0\,d}=?$	$u_{Cr0\,d}=?$

Die Zeitbereichsanalyse kann in die Zustandsebenen–Darstellung überführt werden, d.h. in eine geometrische Darstellung [761], dies erfolgt speziell für den SRC in [773,774]; eine derartige Darstellung ist immer dann anwendbar, wenn das

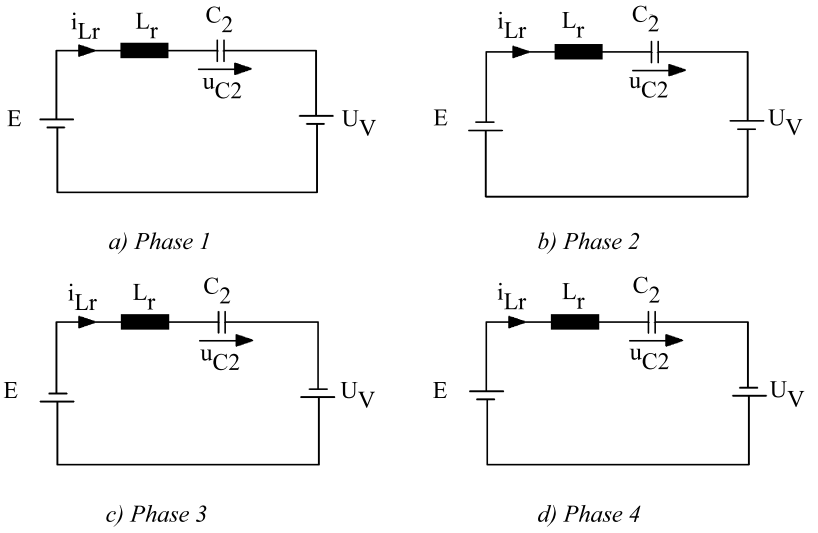


Abb. 9.78: *Phasenersatzschaltbilder des Serien–Resonanz–Wandlers*

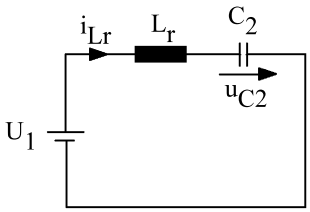


Abb. 9.79: *Allgemeines Ersatzschaltbild für eine Stromrichtung*

System maximal zweiter Ordnung ist. Die Zustandsraumanalyse [707,709] ist eine logische Weiterentwicklung für Systeme dritter Ordnung. Ohne an dieser Stelle auf die komplexen Zusammenhänge im Detail einzugehen, soll auf die folgenden Veröffentlichungen [726, 728–730, 732] hingewiesen werden.

Ganz generell soll hier zusammenfassend festgestellt werden, daß bei der Analyse zumindestens folgende Vereinfachungen verwendet werden.

- Ein- und Ausgangsfilterkapazitäten sind groß, so daß die Spannungen während eines Schwingungszyklus als konstant angenommen werden.
- Schalterkapazitäten werden als konstant betrachtet, obwohl die Schalterkapazitäten bei modernen, für verlustärmeres Ausschalten optimierte Halbleiter (speziell CoolMOS-Typen) extrem nichtlinear sind.
- Ohmsche Verluste werden durch einen konstanten Spannungsabfall als Reduktion der Eingangsspannung gemittelt angenähert.
- Die Hauptinduktivität des Transformators wird unendlich groß angenommen, dies stellt bei verlustoptimierten Transformatoren im interessanten Frequenzbereich eine sinnvolle Näherung dar.
- Die Streuinduktivität des Transformators ist in der Resonanzinduktivität enthalten.
- Die Dioden sind ideal, ihre Verluste können durch eine konstante Flußspannung angenähert werden.

Die Schaltung bei Berücksichtigung der obigen Näherungen zeigt Abb. 9.80, die zugehörigen Zeitverläufe Abb. 9.81.

In erster Näherung sind diese Vereinfachungen sinnvoll, um den Aufwand der Analyse nicht zu groß werden zu lassen. Durch diese geringfügigen Anpassungen an die Realität ergeben sich bereits deutliche Änderungen zu den idealen Kurvenverläufen in Abb. 9.75.

9.5.4 Serien-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsweise (ZVS)

Anhand des idealisierten Zeitverlaufs der wichtigsten Ströme und Spannungen des multi–resonanten Serien–Resonanz–Wandlers, Abb. 9.81, wird die Funktionsweise beschrieben.

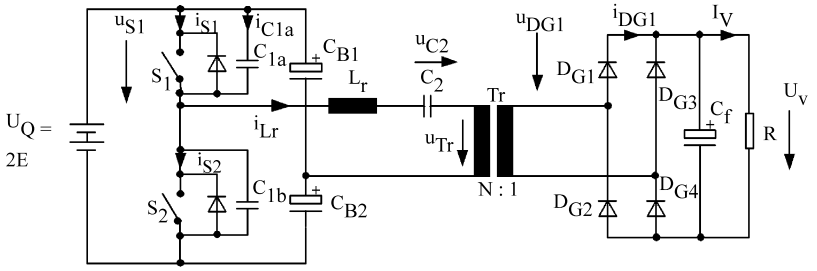


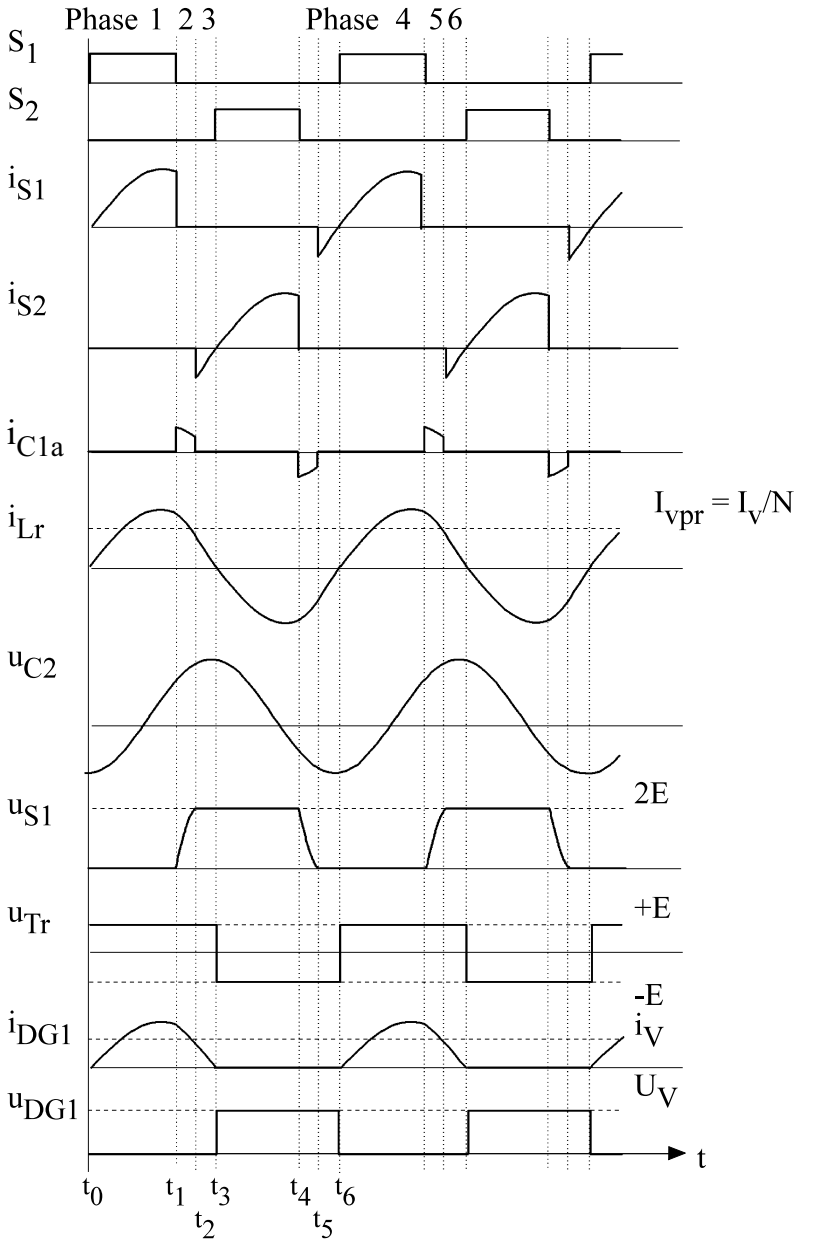
Abb. 9.80: *Serien–Resonanz–Wandler mit Schalterkapazitäten*

Die Zeitverläufe und damit die Schaltphasen sind denen des reinen Serien–Resonanz–Wandlers ohne Schalterkapazitäten in Abb. 9.75c sehr ähnlich. Die zusätzlichen Umladephasen *Phase* 2 bzw. *Phase* 5, in der die Schalterkapazitäten C_{1a} und C_{1b} um den Betrag der Eingangsspannung umgeladen werden, kennzeichnen den Unterschied.

Von t_0 bis t_1 ist der Schalter S_1 eingeschaltet. Die *Phase* 1 beginnt mit dem Stromnulldurchgang des Resonanzstroms i_{Lr} in positiver Richtung. Die Spannung u_{C2} an der Resonanzkapazität hat als Startwert mit $-u_{C2max}$ den negativen Maximalwert . Der Resonanzstrom schwingt sinusförmig an, während die Resonanzspannung cosinusförmig zunimmt. Das Ende der *Phase* 1 ist erreicht, wenn der Schalter S_1 ausschaltet.

Es wird angenommen, daß der Strom im Schalter sofort zu Null wird und der Resonanzstrom von den Schalterkapazitäten beider Schalter (und ihren parallelen Entlastungskapazitäten) C_{1a} und C_{1b} übernommen wird. Der Strom durch C_{1a} und C_{1b} ist unter der Annahme, daß die Kapazitäten gleich groß sind, jeweils der halbe Resonanzstrom. Die Umlade- oder Kommutierungsphase *Phase* 2 dauert so lange, bis die Spannung an Schalter S_1 auf die Eingangsspannung von $2 \cdot E$ aufgeladen ist und die Spannung an S_2 Null ist (bzw. die Flußspannung der Inversdiode überschritten wurde). Bei t_2 beginnt die Inversdiode von S_2 zu leiten. Wird statt der Halbbrücke eine Vollbrückenschaltung eingesetzt, werden in dieser Phase die Kapazitäten aller vier Schalter gleichzeitig umgeladen.

In der Diodenphase *Phase* 3 wird der Resonanzstrom auf Null abgebaut. Da in dieser Phase die Spannung am Schalter S_2 Null ist, kann er verlustlos eingeschaltet werden. Phase 3 endet bei t_3, sobald der Resonanzstrom die Richtung wechselt und damit der zweite Halbzyklus mit umgekehrten Vorzeichen beginnt. Die *Phasen* 4 – 6 entsprechen den *Phasen* 1 – 3.



siehe auch Abb. 9.80

Abb. 9.81: *Idealisierte Zeitverläufe des multi–resonanten Serien–Resonanz–Wandlers*

In *Phase* 1 wird Energie aus der Quelle in den Schwingkreis übertragen. In *Phase* 3 wird ein Teil der Energie, die im Resonanzkreis gespeichert ist, an die Quelle zurückgeliefert. In allen drei Phasen wird Leistung über den Transformator übertragen und an den Ausgangsfilterkondensator und die Last geliefert.

Für Schalterkapazitäten ungleich Null muß die Dauer der *Phase* 1 immer kürzer als die halbe Periodendauer der Schwingung sein, die durch die Gleichung $\omega_r = 1/\sqrt{L_r \cdot C_2}$ definiert ist. Damit ist der Wert des Schalterstroms im Abschaltmoment größer als Null.

Der Grenzfall des überresonant schaltentlasteten ZVS–Betriebs ist erreicht, wenn die Spannung über dem Schalter S_2 während der Umladephase gerade zu Null wird und die Diodenphase nicht mehr existiert.

Die Regelung der Ausgangsspannung bzw. der Ausgangsleistung erfolgt durch Veränderung der Schaltfrequenz. Je höher die Schaltfrequenz desto niedriger ist die Ausgangsspannung oder die Ausgangsleistung.

Zur Analyse der Schaltung werden wiederum die Ersatzschaltbilder der Schaltphasen erarbeitet (Abb. 9.82).

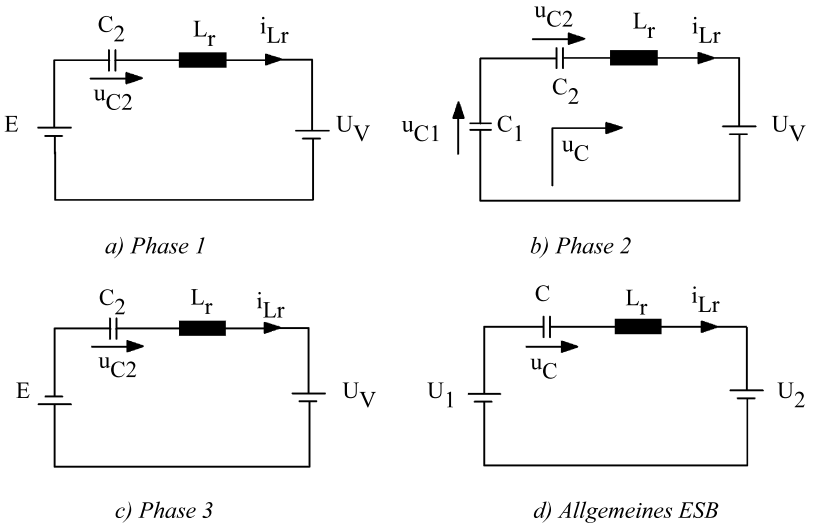


Abb. 9.82: *Ersatzschaltbilder des MSRC*

Da beide Halbzyklen identisch mit umgekehrten Vorzeichen sind, werden nur die ersten Phasen gezeigt. Die Ersatzschaltbilder der *Phase* 1 und *Phase* 3 sind vom Serien–Resonanz–Wandler aus dem vorherigen Abschnitt bekannt. Die Kommutierungsphase ist die neue *Phase* 2. Die beiden Schalterkapazitäten C_{1a} und C_{1b} werden genau gegensinnig geladen. Sofern die Kapazitäten gleich groß sind, teilt sich der Resonanzstrom symmetrisch auf.

Tabelle 9.6: *Zuordnungen der Spannungen U_1, U_2, Kapazität C; Anfangswerte der Ströme und Spannungen zu den Phasen des MSRC*

Phase	U_1	U_2	C	Anfangswert Strom i_{Lr0}	Anfangswert Spannung u_{C0}
1	$+E$	$-U_V$	C_2	$i_{Lr0\,a} = 0$	$u_{C0\,a} = -u_{C\,max}$
2	0	$-U_V$	C_{12}	$i_{Lr0\,b}$	$u_{C0\,b} = E + u_{C20b}$
3	$-E$	$-U_V$	C_2	$i_{Lr0\,c}$	$u_{C0\,c} = +u_{C20c}$
4	$-E$	$+U_V$	C_2	$i_{Lr0\,d} = 0$	$u_{C0\,d} = u_{C2\,max}$
5	0	$+U_V$	C_{12}	i_{Lr0e}	$u_{C0e} = -E + u_{C20e}$
6	$+E$	$+U_V$	C_2	i_{Lr0f}	$u_{c0f} = u_{C20f}$

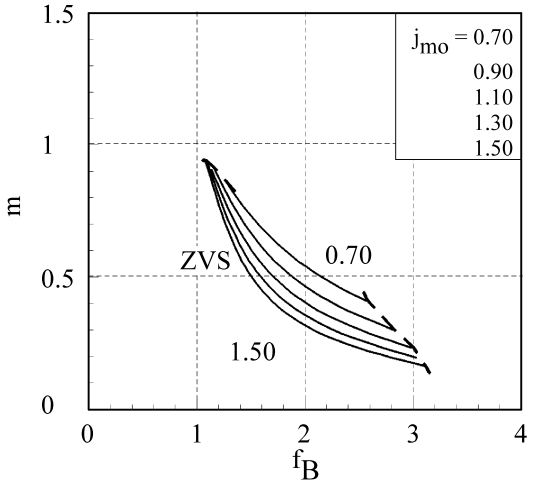


Abb. 9.83: *Normierte Steuerkennlinien des MSRC mit Berücksichtigung der Schalterkapazitäten, $\zeta = 0,1 = C1/C2$*

Damit gelten für die *Phasen* 1 – 3 des MSRC die drei Phasenersatzschaltbilder nach Abb. 9.82a bis c; die *Phasen* 4 – 6 entsprechen den *Phasen* 1 – 3 bei umgekehrten Vorzeichen von E und U_V.

Das sich ergebende allgemeine Ersatzschaltbild ist in Abb. 9.82d gezeigt und die Anfangswerte der Zustandsgrößen i_{Lr} und u_c sind in Tabelle 9.6 zusammengefaßt. Die Kapazität C_{12} ist die Serienschaltung von $C_1 = C_{1a} + C_{1b}$ und C_2.

Ohne auf die weitergehenden Überlegungen hinsichtlich der Bauelement–Belastungen und der Optimierung im einzelnen einzugehen, sollen abschließend noch die Steuer- und Lastkennlinien an einem Beispiel gezeigt werden. Die Parameter in den Abbildungen sind der normierte Laststrom $j_{mo} = Z_r/R_{prim}$ (mit der Impedanz Z_r des Resonanzkreises und dem auf die Primärseite des Transformators umgerechneten Lastwiderstand R_{prim}), das Spannungsübersetzungsverhältnis $m = U_V/(U_Q/2)$ (mit der Ausgangsspannung U_V und der variablen

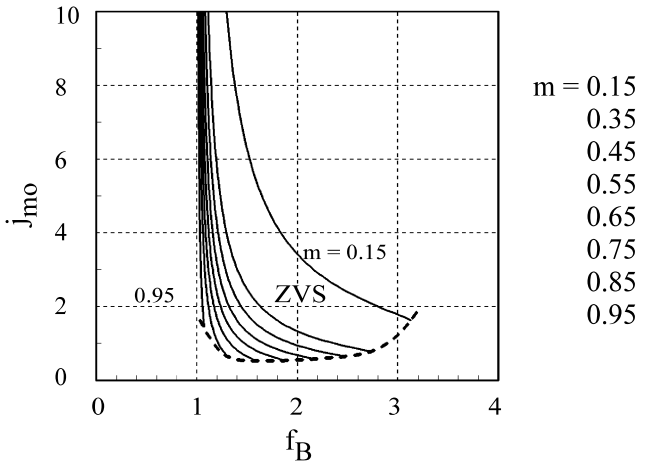


Abb. 9.84: *Normierte Lastkennlinien des MSRC mit Berücksichtigung der Schalterkapazitäten,* $\zeta = 0,1$

Eingangsspannung U_Q) und die normierte Schaltfrequenz $f_B = f_S/f_r$ (mit der Schaltfrequenz f_S und der Resonanzfrequenz f_r des Schwingkreises).

Abbildung 9.83 zeigt die Steuerkennlinien und Abb. 9.84 die Lastkennlinien. Aus Abb. 9.83 ist zu erkennen, daß nur große Lastströme zulässig sind, d.h. die Schaltung ist nicht leerlauffest. Außerdem ist das Spannungsübersetzungsverhältnis auf $m < 1$ eingeschränkt. Bei der Lastkennlinie ist zu entnehmen, daß bei hohen Lasten der Wandler sich wie eine Spannungsquelle verhält; bei niedriger Last und hohen Schaltfrequenzen ist dagegen eher eine Stromquellen–Charakteristik überwiegend.

In gleicher Weise kann die Analyse des Serien–Parallel–Resonanz–Wandlers (SPRC) — auch multi–resonanter SPRC (MSPRC) genannt — erfolgen. Abbildung 9.85 zeigt das Schaltbild des MSPRC.

9.5.5 Serien-Parallel-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsart (ZVS)

Der Serien–Parallel–Resonanz–Wandler ergibt sich aus dem im vorhergehenden Kapitel behandelten multi–resonanten Serien–Resonanz–Wandler durch Hinzufügen des Kondensators C_4 parallel zum Transformator und damit parallel zur Last. Es wird gezeigt, daß bei richtiger Dimensionierung der Kapazität von C_4 über einen weiten Eingangsbereich Leerlauffestigkeit erreicht werden kann. Bei höheren Ausgangsspannungen wird diese Kapazität auf der Sekundärseite des Transformators angeordnet, wenn nicht bereits die durch die Wicklung verursachte Eigenkapazität ausreichend ist, wodurch dessen Streuinduktivität als Teil der Resonanzinduktivität und nicht als störende parasitäre Induktivität wirkt.

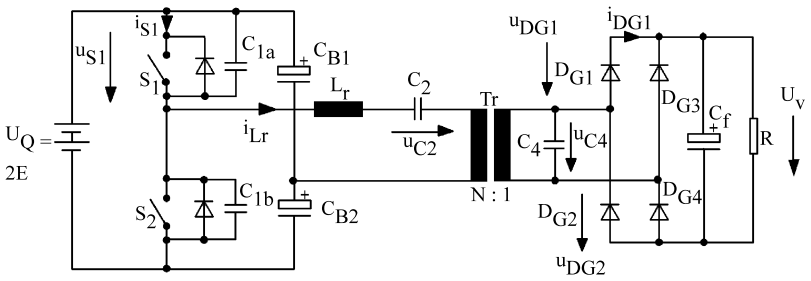


Abb. 9.85: *Multi–resonanter Serien–Parallel–Resonanz–Wandler (MSPRC)*

Eben diese Parallelkapazität kann auch durch zu speisende Lampen oder von Piezoaktoren gestellt sein.

Bei höheren und hohen Ausgangsspannungen ist außerdem, wie in der Einleitung beschrieben, eine kapazitive Ausgangsfilterung vorteilhaft. Diese Variante aus Abb. 9.85 soll daher hier behandelt werden.

Die Zustandsraumanalyse basiert auf der genauen Kenntnis des Betriebsverhaltens der Schaltung. In diesem Abschnitt wird die Betriebsweise der Schaltung im überresonanten Bereich, d.h. mit ZVS–Entlastung, erläutert.

Die Annahmen, die für die Analyse getroffen werden, sind die gleichen, die für die Analyse des MSRC beschrieben wurden. Die Analyse wird für eine Halbbrückenschaltung gezeigt, ist aber durch entsprechende Anpassung der Eingangsspannung auch auf die Vollbrücke übertragbar.

Im Gegensatz zum MSRC besitzt der MSPRC im überresonanten Bereich drei unterschiedliche Betriebsmodi. Diese Modi unterscheiden sich durch unterschiedliche Schaltphasen und deren Abfolge.

In Abb. 9.86 sind die idealisierten Zeitverläufe der drei Betriebsmodi dargestellt. *Modus* 1 tritt bei höheren Lasten und einem sinnvoll dimensionierten Parallelkondensator C_4 auf. Es handelt sich dabei um die häufigste Betriebsart. Bei kleineren Ausgangsleistungen tritt *Modus* 2 und bei sehr kleinen Lasten *Modus* 3 auf.

Anhand der Zeitverläufe von *Modus* 1 in Abb. 9.86 soll die Funktionsweise erläutert werden.

Phase 1 beginnt bei t_0 mit dem Nulldurchgang des Resonanzstroms i_{Lr}, der Schalter S_1 ist eingeschaltet. Zu diesem Zeitpunkt ist der Resonanzkondensator C_2 auf seinen negativen Maximalwert $-u_{C2\,max}$ aufgeladen und die Spannung an C_4 auf die negative Ausgangsspannung $-U_V$. Zum Zeitpunkt t_0 kommutiert der Resonanzstrom von den Gleichrichterdioden und der Last auf den Kondensator C_4 und beginnt diesen ebenso wie den Kondensator C_2 umzuladen.

Phase 1 endet bei t_1, wenn C_4 auf die positive Ausgangsspannung (plus der Flußspannung der Gleichrichterdioden) aufgeladen ist. In diesem Moment wird die Spannung an C_4 begrenzt und die *Phase* 2a beginnt. Während dieser Phase

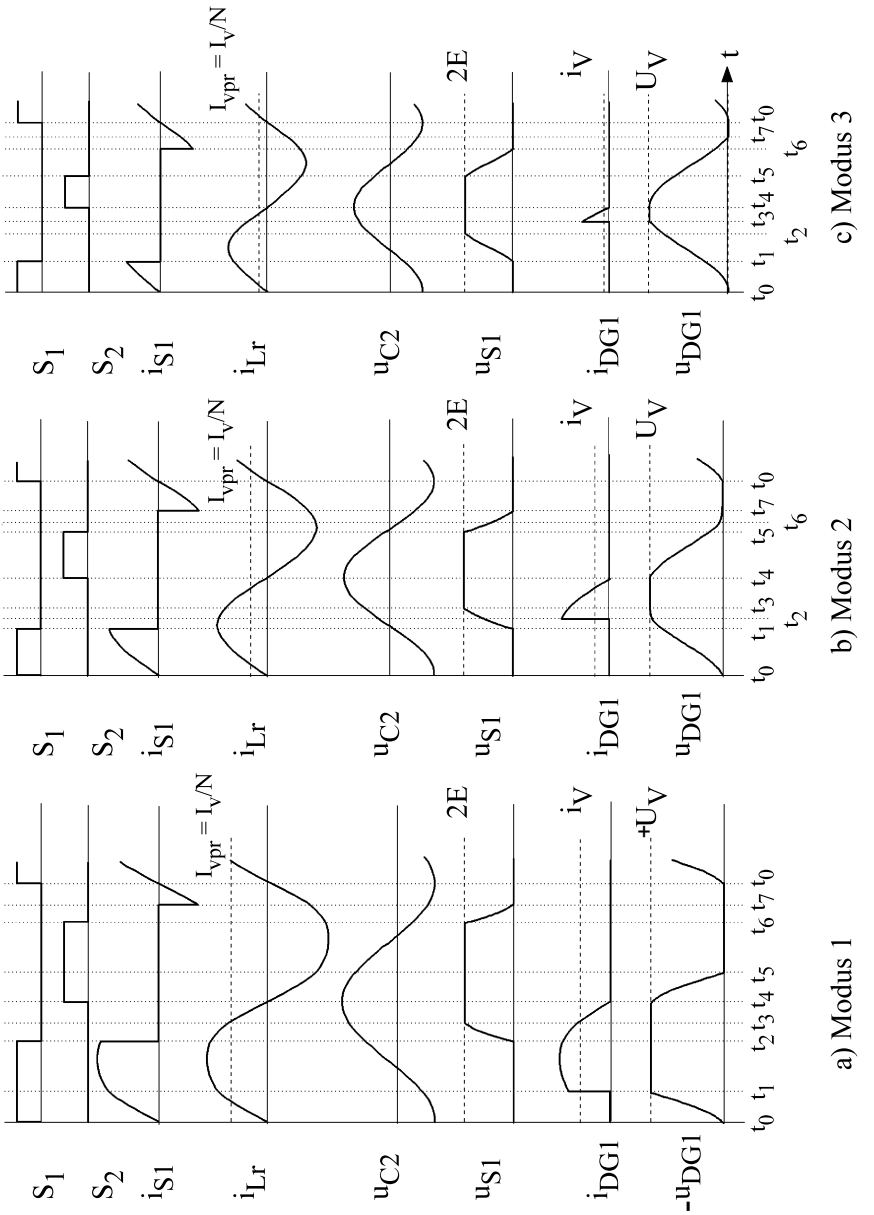
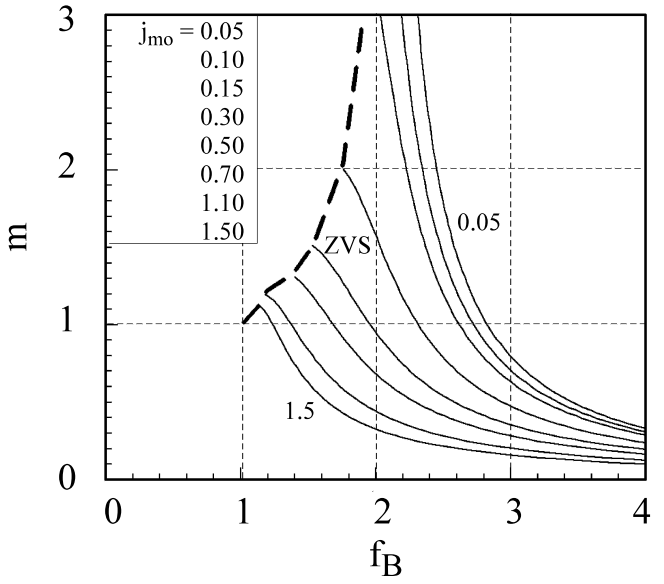
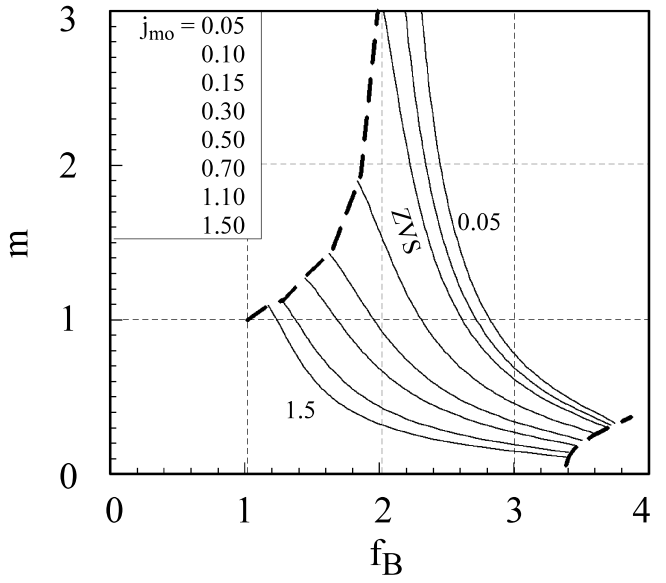


Abb. 9.86: *Zeitverläufe des MSPRC in drei Betriebsmodi*



a) $\zeta = 0,0$



b) $\zeta = 0,1$

Abb. 9.87: *Steuerkennlinien des MSPRC mit* $\sigma = 0,3$

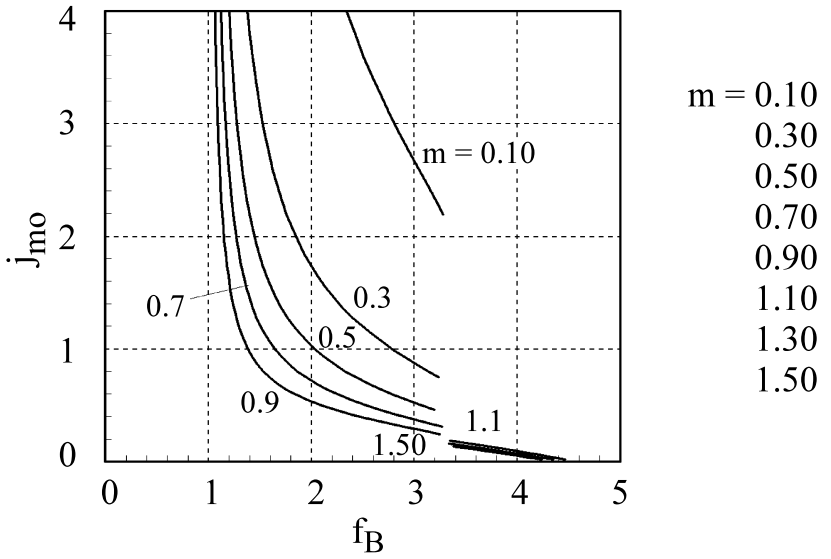


Abb. 9.88: *Lastkennlinien des MSPRC mit* $\zeta = 0,1$ *und* $\sigma = 0,1$

ist nur der Resonanzkondensator C_2 aktiv, der Resonanzstrom fließt wie beim Serien–Resonanz–Wandler in die Last bzw. in das Ausgangsfilter. *Phase* 2a endet, wenn S_1 ausschaltet.

Zum Zeitpunkt t_2 kommutiert der Resonanzstrom auf die Schalterkapazitäten C_{1a} und C_{1b}. Die Dauer von *Phase* 3a wird von der Umladezeit der Schalterkapazitäten bestimmt.

Bei t_3 beginnt die antiparallele Diode von S_2 zu leiten. In der Diodenleitphase während der *Phase* 4 schwingt die Spannung an C_2 auf ihren positiven Maximalwert und der Resonanzstrom wird zu Null abgebaut. Mit dem Zeitpunkt t_4 beginnt der zweite Halbzyklus.

In den *Phasen* 2a, 3a und 4 wird Leistung aus dem Schwingkreis an die Last abgegeben; in *Phase* 1 tritt dagegen nur Blindleistung auf.

Die übrigen Modi unterscheiden sich von dem ersten durch die Umladedauer des Kondensators C_4. Während in *Modus* 1 der Kondensator umgeladen wird, solange der Schalter S_1 eingeschaltet ist, wird in den anderen Modi der Schalter ausgeschaltet, bevor u_{C4} auf die Ausgangsspannung aufgeladen ist.

Wie in Abb. 9.86b zu sehen ist, wird der Kondensator C_4 während der *Phase* 2b vollständig umgeladen, solange die Schalterkapazität C_1 wirksam ist.

In Abb. 9.86c ist *Modus* 3 gezeigt. Aufgrund des wesentlich geringeren Resonanzstroms benötigt der Kondensator C_4 noch länger, bis er umgeladen ist. In diesem Modus wird C_1 in *Phase* 2c vollständig umgeladen, bevor u_{C4} die Ausgangsspannung bei t_3 erreicht, während bereits die antiparallele Diode von S_2 leitet. Der Grenzfall von *Modus* 3 ist der Leerlauf. Im Leerlauf bleibt C_4 während des gesamten Zyklus wirksam, die Gleichrichterdioden leiten nicht.

Die Zustandsanalyse erfolgt wie im vorigen Beispiel und soll deswegen nicht noch einmal erfolgen [729]. Ohne auf die komplexen Berechnungen neu einzugehen, die durch geeignete Normierungen wie beispielsweise $\zeta = C_1/C_2$ und $\sigma = C_4/C_2$ den MSPRC etwas verständlicher werden lassen, sollen zwei Ergebnisse, die Steuerkennlinien und die Lastkennlinien, gezeigt werden.

Abbildung 9.87 zeigt die Steuerkennlinien $m = f(f_B)$ und Abb. 9.88 die Lastkennlinien $j_{mo} = f(f_B)$ des Serien–Parallel–Resonanz–Wandlers, mit dem normierten Laststrom

$$j_{mo} = \frac{Z_r}{R_{prim}} = \frac{j_m}{m}$$

sowie mit der Resonanzkreis–Impedanz Z_r, dem auf die Primärseite des Transformators umgerechneten Lastwiderstand R_{prim}, dem Spannungsübersetzungsverhältnis $m = U_V/(U_Q/2)$ (mit der Ausgangsspannung U_V und der Eingangsspannung U_Q) und der normierten Schaltfrequenz $f_B = f_S/f_r$ (mit der Resonanzfrequenz f_r des Schwingkreises und der Schaltfrequenz f_S).

Aus den Abbildungen ist zu erkennen, daß erstens die Kennlinien wiederum hochgradig nichtlinear sind, zweitens aufgrund des Parallelkondensators C_4 nun auch ein großer Schwankungsbereich der Eingangsspannung (Spannungsübersetzung m) bei variablem Ausgangsstrom j_{mo} zulässig ist. Allerdings wird bei abnehmenden σ der zulässige Bereich von m und j_{mo} sehr schnell eingeschränkt, d.h. der Wandler ist für $\sigma < 0,2$ nicht mehr leerlauffest.

Ganz allgemein kann somit festgehalten werden, daß durch $\sigma > 0,2$ ein Parallelpfad zur Last geschaffen wird und damit der Lastwiderstand auch ∞ sein darf. Allerdings ist bei Vollast der Parallelpfad auch eine zusätzliche Belastung der Schaltung, so daß σ — in Funktion von m, ζ und j_{mo} — so klein wie möglich gehalten werden muß.

Eine genaue Optimierung muß die Verluste in den Komponenten berücksichtigen und ist deshalb nur noch per Rechner und Variationsrechnung möglich. Auf diese Erweiterung soll aber hier nicht mehr eingegangen werden.

Abschließend soll noch auf eine mögliche Variante des Serien–Parallel–Wandlers mit ZCS–Schaltentlastung hingewiesen werden. Dieser Ansatz erscheint sehr sinnvoll, da anstelle von MOSFETs als Schalter nun IGBTs mit einer wesentlich höheren Leistungsklasse verwendet werden können. Allerdings ist bei diesem Ansatz zu beachten, daß bei ZCS–Schaltentlastung der Wandler unterresonant betrieben werden muß, d.h. bei Variation von m und j_{mo} wird die Schaltfrequenz abgesenkt. Dies hat zwei mögliche Auswirkungen, erstens der Strom kann lücken (diskontinuierlicher Resonanzstrom), damit nimmt die zulässige Variation von m über der Schaltfrequenz sehr ab, d.h. bei einer Variation von m muß die Schaltfrequenz sehr stark reduziert werden. Analoge Überlegungen gelten für die Lastvariation. Zweitens müssen die Filter auf die tiefste Arbeitsfrequenz ausgelegt werden. Bei induktiven Filtern ist der ZCS–Betriebszustand wegen des kurzzeitigen Brückenkurzschlusses durch die noch leitfähigen Dioden zu vermeiden. Damit ist diese Variante doch nicht so aussichtsreich, wie sie anfänglich erscheint.

9.5.6 Zusammenfassung resonante Gleichspannungswandler

Aus den vorherigen Kapiteln ist zu entnehmen, daß die grundsätzliche Idee der resonanten Schaltentlastung eine Faszination ausübt, da durch die Schaltentlastung eine höhere Schaltfrequenz erzielbar ist. Somit können der Filteraufwand gering gehalten und Transformatorenvolumen und –gewicht deutlich reduziert werden.

Wenn allerdings quasi– und multi–resonante Schaltungsvarianten verwendet werden, dann muß bedacht werden, daß der Schwingkreis im Hauptleistungspfad liegt und seine Belastung im allgemeinen durch Blindleistung noch erhöht wird ($j_{mo} < 1$). Damit sind diese Komponenten in der Dimensionierung äußerst wichtig. Außerdem ist noch zu beachten, daß die Auslegung der Resonanzdrossel aufgrund der Skin– und Proximity–Effekte äußerst kritisch ist und bei nicht optimaler Auslegung dieser Komponente erhebliche Verluste in der Spule auftreten können, so daß der Wirkungsgrad der Schaltungen negativ beeinflußt werden kann.

Wie sich aus den Darstellungen weiter ergeben hat, ist das Verständnis sowie auch die Optimierung der Schaltungen aufwendig und erfordert mindestens ebenso große Sorgfalt, wie man sie für das sogenannte „Tuning“ der hart schaltenden Gleichstromumrichter bisher aufbringt. Industrielle Erfahrungen zeigen, daß die nicht sorgfältige Auswahl der Bauteile, unoptimierte Synchrongleichrichteransteuerungen etc. und eine unfachmännische Schaltungsimplementierung den Wirkungsgradverlauf einer Schaltung mindestens genauso beeinflussen wie die richtige Schaltechnik (ZVS, ZCS oder ZVZCS) und Schaltung (Halbbrücke, Flußwandler, Vollbrücke, ...).

Eine gewisse Entschärfung schien durch die transient–resonanten Entlastungen möglich, da der Resonanzkreis nicht mehr im Hauptleistungspfad liegt. Allerdings muß bei diesem Ansatz beachtet werden, daß die Resonanzfrequenz bei der transient–resonanten Lösung gegenüber der Schaltfrequenz des Wandlers hoch bis sehr hoch sein sollte, um die Regelung mit dem Modulationsansatz der Pulsweitenmodulation uneingeschränkt nutzen zu können. Dies bedeutet aber für den Entlastungsschalter sehr hohe Ströme in kurzer Zeit zu schalten, dies kann zu Schwierigkeiten bei der Auslegung des Entlastungskreises führen. Allerdings ist der Zusatzaufwand zu beachten, so daß die transienten Schaltungen kaum konkurrenzfähig sind.

Dies gilt nicht für die resonanten Brückenschaltungen (Kap. 9), die vor der industriellen Einführung stehen.

9.6 Transient-resonante Gleichspannungswandler

9.6.1 Einführung

Wie in den vorhergehenden Abschnitten (Kap. 9.3 und 9.4) dargestellt, beruht das Entlastungsprinzip der quasi– und multi–resonanten Wandler auf einer Veränderung der Strom- und Spannungsverläufe der Schalter durch einen Resonanzkreis, der im Hauptleistungspfad angeordnet ist. Die resultierenden, aus Sinusabschnitten zusammengesetzten Verläufe der Spannungen und Ströme während der Schaltperiode erlauben ein spannungsloses (ZVS) oder ein stromloses (ZCS) Schalten und damit u.a. eine Verringerung der Schaltverluste. Die sinusförmigen Strom- und Spannungskurven wirken sich aufgrund der erhöhten Effektiv- und Spitzenbelastungen der Halbleiterelemente aber auch negativ aus. Es ergibt sich eine zwingend notwendige Überdimensionierung der Leistungshalbleiter im Vergleich zu dem hartschaltenden Grundtyp sowie erhöhte ohmsche Verluste in allen Wandlerkomponenten.

Die Entlastung nach dem transient–resonanten Prinzip verfolgt einen anderen Ansatz, um entlastetes Schalten zu erreichen. Die Strom- und Spannungsverläufe im Leistungsteil bleiben während einer Schaltperiode grundsätzlich trapezförmig wie in einem hartschaltenden Wandler. Durch einen aktiv zuschaltbaren Resonanzkreis in einem Parallelpfad zum Schalter wird während des zu entlastenden Schaltvorgangs dem Laststrom durch den Schalter ein sinusförmiger Strom aus dem Parallelpfad überlagert. Diese Vorgehensweise entspricht in ihrem Konzept den bereits vorgestellten Thyristor–Löschschaltungen. Der Hilfskreis ist aber aufgrund der modernen ausschaltbaren Leistungshalbleiter nicht mehr zwingend für den Betrieb an sich notwendig, sondern dient nur der Entlastung des Schaltvorgangs. Aufgrund der Abschaltfähigkeit der Schalter kann mit dieser Technik nicht nur eine Abschaltentlastung realisiert werden, sondern auch eine z.B. für MOSFETs günstigere Einschaltentlastung. Der aus der Überlagerung von Laststrom und Resonanzstrom resultierende Gesamtstrom durch die Leistungshalbleiter erlaubt wieder ein nahezu verlustfreies ZVS– oder ZCS–Schalten. Der nur kurzzeitig während der Schaltvorgänge aktive transient–resonante Entlastungskreiskreis hat gegenüber der quasi– oder multi–resonanten Entlastung eine deutlich bessere Nutzung der Leistungshalbleiter zur Folge.

Vorgestellt wurde diese Entlastungstechnik und ihre grundsätzliche Funktionsweise für die Gruppe der Zellwandler erstmals in [719, 720]. Weitere Varianten der Bauteilanordnung innerhalb der transient–resonanten Erweiterung, die hier nicht näher betrachtet werden sollen, finden sich in [698, 760, 772]. Die Umsetzung auf die bei höheren Ausgangsleistungen notwendigen Brückentopologien, sowie Ansätze zur Optimierung wurden in [739, 740] gezeigt.

In den folgenden Abschnitten sollen die Funktionsweisen der transient–resonanten Einschaltentlastungen (engl. **Z**ero–**V**oltage–**T**ransition, ZVT) und Abschaltentlastungen (engl. **Z**ero–**C**urrent–**T**ransition, ZCT), sowie die Vor- und

Nachteile dieses Entlastungsansatzes an einigen Beispielen für Wandlertopologien detailliert betrachtet werden.

9.6.2 Die transient-resonanten Schalter

a) Der Zero–Current–Transition Schalter

Das Grundprinzip des ZCT-Schalters ist in Abb. 9.89 dargestellt. Dem zu entlastenden Schalter S kann mittels des Hilfsschalters S_h ein Serienschwingkreis bestehend aus einer Resonanzspule L_r mit der Induktivität L_r und einem Kondensator C_r mit der Kapazität C_r parallel geschaltet werden. Im folgenden werden sowohl die elektrisch wirksame Induktivität und Kapazität, als auch die Bauelemente Spule und Kondensator mit den Abkürzungen L_r und C_r bezeichnet. Die konkrete Bedeutung ergibt sich jeweils aus dem Kontext.

Weitere wesentliche Elemente sind die zum Schalter S inverse Diode D_S, sowie die Freilaufdiode D_h, die abhängig vom jeweiligen Wandlertyp mit einem weiteren Knoten der Schaltung verbunden wird. Diese Drei–Pol–Struktur, die auch bei dem zum ZCT–Schalter dualen ZVT–Schalter besteht, ist ein wesentlicher Unterschied zu den bisher behandelten hartschaltenden oder resonanten Schaltern, die eine Zwei–Pol–Struktur besitzen.

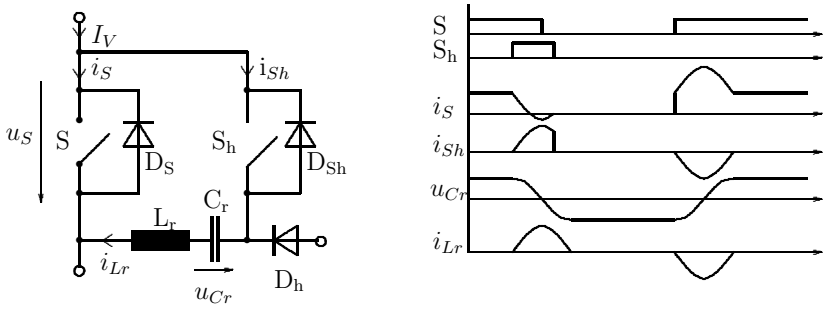


Abb. 9.89: *Schalter mit Zero–Current–Transition–Entlastung (ZCT)*

Der Entlastungsvorgang beginnt bei eingeschaltetem Schalter S, der den Laststrom I_V führt; der Entlastungskreis ist vor diesem Zeitpunkt nicht aktiv. Mit Einschalten des Hilfsschalters S_h wird der jetzt zu S parallel liegende Schwingkreis aus L_r, C_r wirksam, die treibende Spannung ist u_{Cr} für die zum Schaltzeitpunkt $u_{Cr} > 0$ gilt. Der resultierende ansteigende Resonanzstrom i_{Lr} überlagert sich dem Laststrom I_V durch Schalter S und der Gesamtstrom i_S durch S sinkt entsprechend. Überschreitet die Amplitude des Resonanzstroms i_{Lr} die des Laststroms I_V, beginnt die Inversdiode D_S zu leiten. Der Schalter S führt dann keinen Strom mehr und kann somit, bis auf die unvermeidlichen Ansteuerverluste, verlustfrei abgeschaltet werden. Die Diode D_S wechselt kurz danach den Schaltzustand von Durchlaßbetrieb in den Sperrbetrieb; gleichzeitig mit dem Sperren

der Diode wird auch der Hilfsschalter S_h abgeschaltet. Die Schwingung des Hilfskreises wird über die Freilaufdiode D_h nach einer Halbschwingung beendet. Um die Grundbedingung des stationären Zustands — alle Anfangsbedingungen wie Strom- und Spannungswerte sind vor jeder Schaltperiode gleich — einzuhalten, ist eine weitere Halbschwingung notwendig, in der die Spannung über dem Kondensator C_r wieder auf die ursprüngliche Polarität zurückgeführt wird. Diese Halbschwingung erfolgt nach dem Einschalten des Hauptschalters unter Einbeziehung der Inversdiode D_{Sh} des Hilfsschalters S_h.

Das vorgestellte Entlastungsverfahren erlaubt eine Verlagerung des strombehafteten Abschaltvorgangs von dem Hauptschalter S auf den Hilfsschalter S_h. Diese Technik der Entlastung ist demnach besonders für Schalter S, die ein ungünstigeres Abschalt- als Einschaltverhalten besitzen, wie z.B. IGBTs oder GTOs, geeignet. Die Kombination eines solchen Schalters mit einem Hilfsschalter S_h, der zwar schlechtere Durchlaßeigenschaften besitzt, dafür aber sehr gute Abschalteigenschaften, kann bei einer geeigneten Dimensionierung aller Bauelemente zu einem verbessertem Verhalten der Gesamtanordnung führen.

b) Der Zero–Voltage–Transition Schalter

Die Entlastung nach der Zero–Voltage–Transition (ZVT) Methode verwendet einen Parallelschwingkreis an Stelle des Serienschwingkreis bei dem Schalter mit ZCT–Entlastung. Aufgrund der Anordnung des Kondensators C_r parallel zu Schalter S ist die parasitäre Ausgangskapazität des Schalters Bestandteil der wirksamen Resonanzkapazität und wirkt nicht mehr störend.

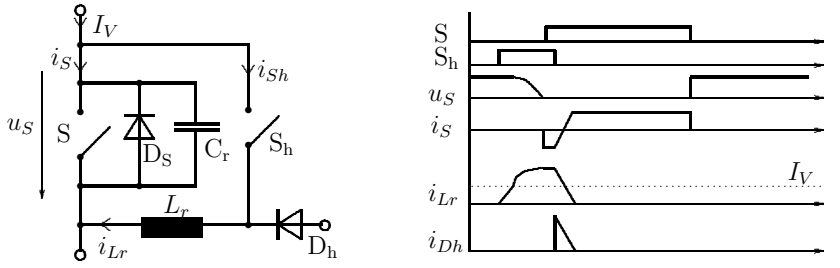


Abb. 9.90: *Schalter mit Zero–Voltage–Transition–Entlastung (ZVT)*

Die Kapazität C_r ist bei diesem Schaltertyp nur während eines Teilabschnitts des Entlastungsvorgangs aktiv, da bei eingeschaltetem Schalter S oder leitender Diode D_S der Kondensator C_r kurzgeschlossen ist. Ansonsten ist nur die Induktivität L_r allein wirksam. Die Kurvenverläufe setzen sich damit aus linearen und sinusförmigen Abschnitten zusammen.

Der Entlastungsvorgang beginnt bei geöffnetem Schalter S mit Schließen des Hilfsschalters S_h. Zu diesem Zeitpunkt ist in einem Gleichspannungswandler mit nichtlückendem Laststrom I_V ein weiteres Schaltelement des Wandlers, beispielsweise in dem später noch behandelten Tiefsetzsteller (s. Seite 902) die Freilaufdiode D_F, stromführend. Dieses Schaltelement führt den Laststrom I_V und hält

die Spannung über S und C_r, je nach Wandlertyp auf den Wert der Eingangs- oder der Ausgangsspannung; die Kapazität C_r ist somit nicht wirksam. Es folgt ein linearer Stromaufbau im Entlastungszweig, dessen Anstiegsgeschwindigkeit durch die Induktivität L_r und der anliegenden, konstanten Spannung bestimmt wird. Sobald der Strom i_{Lr} im Entlastungszweig die Amplitude des Laststroms I_V erreicht hat und der transient–resonante Schalter damit den Laststrom I_V vollständig übernommen hat, endet die Durchlaßzeit des externen Schaltelements und die jetzt wirksame Kapazität C_r bildet zusammen mit der Induktivität L_r einen Resonanzkreis. Die folgende Sinusschwingung entlädt die Kapazität C_r und endet nach einer Viertelperiode wenn die Schalterinversdiode D_S in Durchlaßrichtung beansprucht wird und damit die Kapazität C_r kurzgeschlossen wird.

Wird der Wandler mit ZVT–Schalter in einer Anwendung mit lückendem Laststrom verwendet, ist die Kapazität C_r sofort wirksam und die Phase des linearen Stromaufbaus im Entlastungszweig entfällt.

Der Strom i_{Lr} im Entlastungszweig und damit auch der Strom in der Diode D_S fließt, da nun bei idealisierten Bauelementen keine Spannung mehr an L_r anliegt, als konstanter Kreisstrom weiter, und der Hauptschalter S kann bei Nullspannung (bis auf die Ansteuerverluste) verlustfrei eingeschaltet werden. Diese Phase endet erst mit Abschalten des Hilfsschalters S_h, nachdem S bereits eingeschaltet ist. Der Strom i_{Lr} kommutiert von S_h auf die Freilaufdiode D_h und baut sich linear ab.

Da sich der Resonanzkreis des ZVT-Schalters nach Ablauf der Entlastung wieder im Anfangszustand befindet, ist im Gegensatz zum Schalter mit ZCT–Entlastung keine weitere Schwingung in der Schaltperiode notwendig.

9.6.3 Transient-resonante Zellwandler

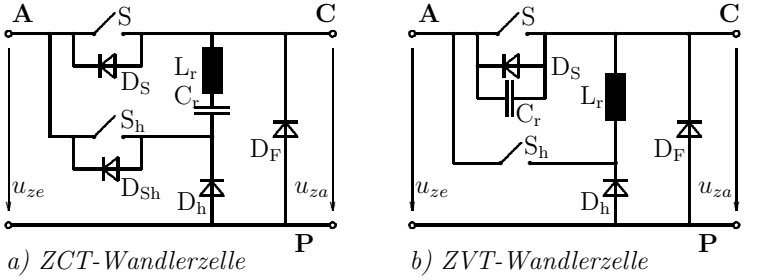


Abb. 9.91: *Transient–resonante Wandlerzellen*

Durch Kombination des transient–resonanten Schalters mit einer weiteren Diode läßt sich eine Wandlerzelle aufbauen, die nach außen eine T-Struktur mit drei Anschlüssen **A**ctive, **P**assive und **C**ommon hat. Diese Struktur erlaubt die Einbindung der transient–resonanten Entlastung in die Systematik und Theorie der Zellwandler, die bereits bei den hartschaltenden und den resonanten Gleichspannungswandlern ausführlich vorgestellt wurde (s. Kap. 9.1).

Insbesondere die aus der Zellwandlertheorie folgenden einfachen algebraischen Zusammenhänge zwischen dem Steuer- und Übertragungsverhalten der Zelle und dem stationären Übertragungsverhalten der sechs grundlegenden Wandlertopologien vereinfachen und systematisieren die Analyse dieser Gruppe der Gleichspannungswandler. Mögliche Ausführungsformen der transient–resonanten Wandlerzellen sind in Abb. 9.91 gezeigt.

Die genaue Funktionsweise soll zum besseren Verständnis aber wie bereits bei den resonanten Zellwandlern am Beispiel eines Tiefsetzstellers oder auch Buck–Wandlers erfolgen. In diesen Fall entspricht das Verhalten des Wandlers direkt dem Zellverhalten. Die Erkenntnisse aus der Betrachtung des Tiefsetzstellers sind problemlos auf die weiteren fünf Zellwandler übertragbar.

a) Der Zero–Current–Transition Tiefsetzsteller

Die Grundschaltung eines Tiefsetzstellers mit Zero–Current–Transition (ZCT) Entlastung ist in Abb. 9.92 dargestellt. Der als Ausgangspunkt der Überlegungen dienende hartschaltende Wandler ist um die gestrichelt markierten Bauelemente ergänzt worden. Zusätzlich ist eine zu dem Schalter S im Hauptkreis antiparallele Diode erforderlich.

Um den Zusammenhang zwischen der bereits vorgestellten ZCT–Wandlerzelle und der Tiefsetzstellerschaltung zu verdeutlichen, sind in Abb. 9.92 die drei Anschlußpunkte **A**, **P** und **C** der Zelle eingetragen.

Die Arbeitsperiode des ZCT–Tiefsetzstellers kann in sechs Schaltphasen zerlegt werden, deren Ersatzschaltbilder in Abb. 9.94 zu finden sind. Die während der einzelnen Phasen wirksamen Bauelemente sind jeweils durch dickere Strichstärken gekennzeichnet.

Anhand der Kurvenverläufe in Abb. 9.93 und der Ersatzschaltbilder der einzelnen Schaltphasen in Abb. 9.94 soll die Funktionsweise der Entlastung in dieser Anwendung noch einmal detailliert erläutert werden. Die Schalter und Dioden werden für diese Betrachtung als ideal angesetzt, d.h. insbesondere werden parasitären Elemente und nicht–ideales Schaltverhalten der Halbleiterelemente wie z.B. der Reverse–Recovery–Strom der Leistungsdioden vernachlässigt. Die Auswirkungen solch realer Bauelemente mit nicht–idealem Verhalten auf die Funktionsweise und die Topologie werden später betrachtet.

Phase 0 ($t < t_0$): Vor Beginn der betrachteten Schaltperiode führt der Schalter S den Laststrom I_V. Das Zero–Current–Transition Entlastungsnetzwerk ist zu diesem Zeitpunkt nicht aktiv, und der Kondensator C_r ist im eingeschwungenen Zustand auf die Spannung + $\hat{u}_{Cr}$ geladen. Das Ersatzschaltbild entspricht dem des hartschaltenden Tiefsetzstellers bei leitendem Schalter S (s. Kap. 7.2). Der erstmalige Aufbau der Spannung über dem Kondensator C_r während des Übergangs in den stationären Zustand erfolgt analog der Tröger–Schaltung (s. Kap. 7.2.1).

Phase 1 ($t_0 < t < t_1$): Die erste Schaltphase beginnt mit dem Schließen des Hilfsschalters S_h, damit wird der Serienschwingkreis aus L_r und C_r über die Schalter S und S_h aktiviert und der Entlastungsvorgang beginnt. Die ein-

setzende Schwingung baut einen sinusförmigen Strom i_{Lr} in L_r und C_r auf. Dieser Resonanzstrom fließt ebenfalls durch S und zwar entgegengesetzt zum Laststrom I_V. Der aus der Überlagerung resultierende Gesamtstrom i_S durch den Schalter nimmt dementsprechend mit Aufbau des Resonanzstroms ab.

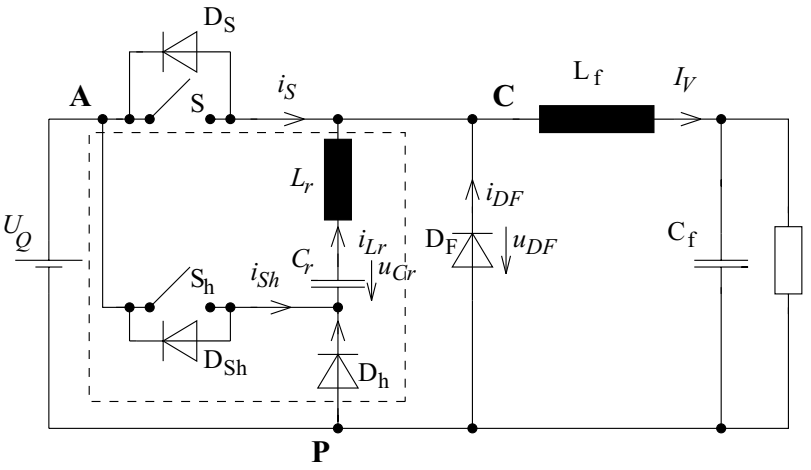


Abb. 9.92: *Grundschaltung des Zero–Current–Transition Tiefsetzstellers*

Phase 2 ($t_1 < t < t_2$): Ab dem Zeitpunkt t_1 ist der Strom i_{Lr} im Hilfskreis größer als der Laststrom I_V, und die Inversdiode D_S des Hauptschalters übernimmt den Differenzstrom zwischen I_V und i_{Lr}. Der Schalter S führt somit keinen Strom mehr und wird mit Erreichen des maximalen Werts von i_{Lr} (bis auf die Ansteuerverluste) verlustfrei abgeschaltet werden. Diese Schaltphase endet mit Abschalten des Schalters S_h zum Zeitpunkt t_2.

In den Zeitabschnitten $t_2 - t_0$, in Abb. 9.93 als t_{e1} markiert, ist entweder der Schalter S oder die dazu antiparallele Diode D_S leitend. Da während t_{e1} Leistung von der Eingangs- auf die Ausgangsseite übertragen wird, ist durch t_{e1} ein Mindesttastverhältnis vorgegeben und somit auch die minimal mögliche Spannungsübersetzung des Tiefsetzstellers eingeschränkt. Die Zeitverschiebung t_d zwischen dem Abschalten der beiden Schalter S und S_h wird dabei von der Ansteuerschaltung fest vorgegeben. Die Spannung über dem Kondensator C_r wird von der Zeitverschiebung t_d im stationären Zustand so bestimmt, daß zum Zeitpunkt t_2 der Schalterstrom i_{Sh} exakt dem Laststrom I_V entspricht. Damit endet die Durchlaßphase der Diode D_S gleichzeitig mit dem Abschalten von S_h. Erreicht wird dieses gleichzeitige Abschalten durch zwei zusätzliche Schaltphasen, auf die später noch eingegangen wird, die dem Resonanzkreis aus L_r und C_r Energie zuführen bzw. entnehmen, sollte bei t_2 der Schalterstrom i_{Sh} nicht I_V entsprechen. Die Spannung u_{C_r} wird dabei während dieser Phasen so verändert,

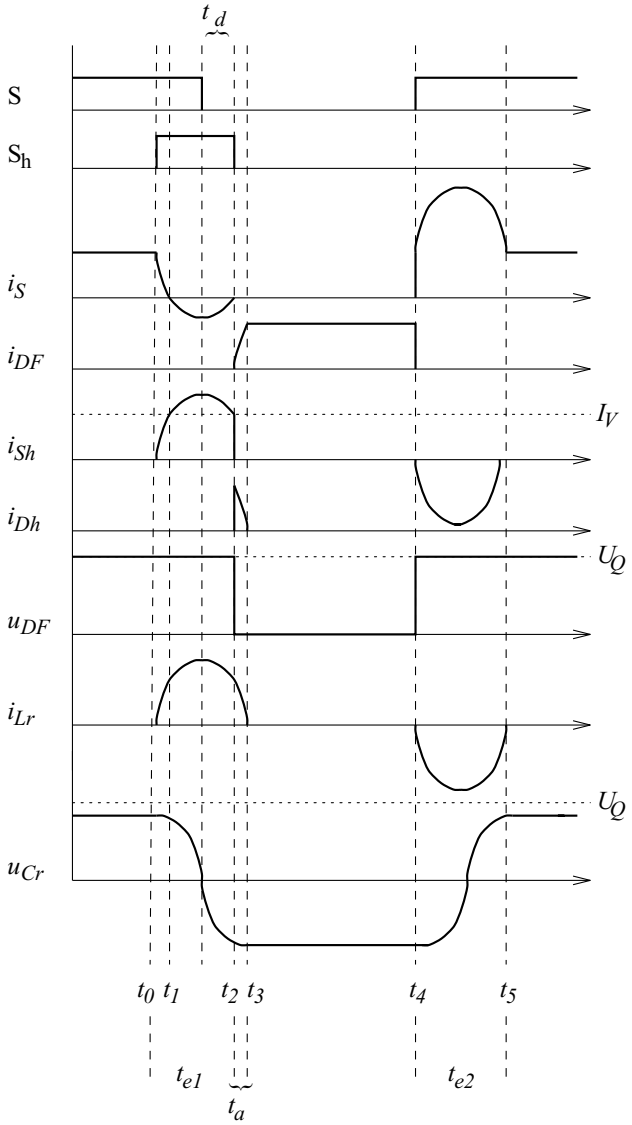


Abb. 9.93: *Strom- und Spannungsverläufe in einem ZCT–Tiefsetzsteller*

daß der dem Resonanzstrom i_{Lr} entsprechende Schalterstrom i_{Sh} bei t_2 wieder dem Laststrom entspricht.

Phase 3 ($t_2 < t < t_3$): Nach dem Öffnen des Schalters S_h zum Zeitpunkt t_2 kommutiert der positive Strom i_{Lr} im Hilfskreis vom Schalter S_h auf die Hilfskreisdiode D_h. Da der Resonanzstrom weiter fällt, der Laststrom I_V

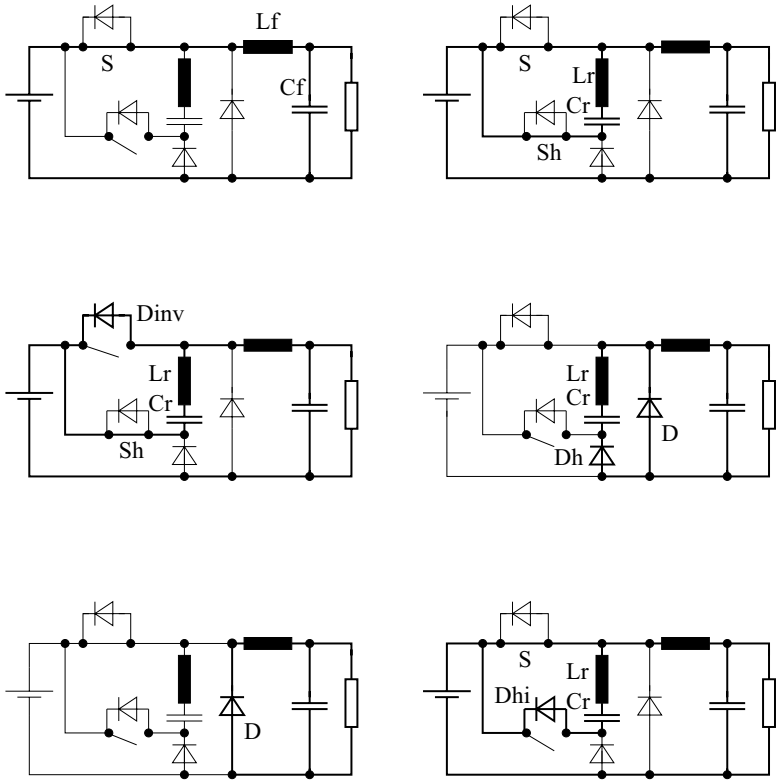


Abb. 9.94: *Ersatzschaltbilder des ZCT–Tiefsetzstellers während einer Schaltperiode*

aber annähernd konstant ist, beginnt die Freilaufdiode D_F des Hauptkreises zu leiten und übernimmt den Laststrom I_V von der Entlastungsschaltung. Zum Zeitpunkt t_3 ist der Strom im Entlastungskreis vollständig abgebaut und die Diode D_F führt den gesamten Laststrom. In dem Zeitraum $t_a = t_3 - t_2$ findet keine Leistungsübertragung statt, damit bestimmt t_a die Mindestauszeit für den Schalter S, d.h. eine Grenze für das maximal zulässige Tastverhältnis der Topologie.

Phase 4 ($t_3 < t < t_4$): In dieser Phase ist der ZCT-Entlastungskreis inaktiv und der ZCT–Tiefsetzsteller verhält sich wie der bereits bekannte hartschaltende Tiefsetzsteller bei wirksamer Freilaufdiode D_F.

Phase 5 ($t_4 < t < t_5$): Zum Zeitpunkt t_4 wird der Hauptschalter S eingeschaltet, und es wird Energie von der Eingangs- auf die Ausgangsseite übertragen. Der Resonanzkreis der Entlastung wird über den geschlossenen Schalter S und die Inversdiode des Hilfsschalters D_{Sh} wieder aktiviert, da u_{Cr} negativ ist. Der Resonanzstrom i_{Lr} addiert sich in dieser Halbschwingung zu dem durch den Schalter S fließenden Laststrom I_V, so daß während dieser Zeit eine Erhöhung der

Strombelastung des Schalters S gegenüber einem Wandler ohne Entlastung auftritt. Diese Halbschwingung des Resonanzkreises bewirkt neben der Zeitdauer t_{e1} eine zusätzliche Beschränkung des Tastverhältnisses nach unten. Die Gesamtmindesteinzeit des Schalters S setzt sich somit zu $t_{e\,min} = t_{e1} + t_{e2}$ zusammen. Gegenüber der hartschaltenden Grundform des Tiefsetzstellers kann nicht mehr der gesamte Bereich des Tastverhältnisses zwischen 0 und 1 genutzt werden.

Phase 6 ($t_5 < t < t_6$): Der Umschwingvorgang endet zum Zeitpunkt t_5, wenn die Diode D_h in Sperrichtung beansprucht wird. Das Verhalten entspricht jetzt einem hartschaltenden Tiefsetzsteller mit aktivem Schalter. Das Ersatzschaltbild der *Phase 6* , sowie die Strom- und Spannungswerte, entsprechen dem Ersatzschaltbild der Schaltung in *Phase 0*, so daß mit den vorgestellten sechs Abschnitten eine Schaltperiode vollständig beschrieben ist.

Die Schaltbedingungen für die einzelnen Leistungshalbleiter, sowie die auftretenden Spitzenbelastungen sind in Tabelle 9.7 zusammengefaßt.

Tabelle 9.7: *Schaltbedingungen in einem ZCT–Tiefsetzsteller*

	Einschalten	Abschalten	max. Spannung	max. Strom
S	hart	aktiv entlastet	U_Q	$I_V + \frac{\hat{u}_{Cr}}{Z_r}$
S_h	hart	hart	U_Q	$\frac{\hat{u}_{Cr}}{Z_r}$
D_F	aktiv entlastet	hart	U_Q	I_V
D_h	hart	aktiv entlastet	U_Q	I_V

mit der Schwingkreisimpedanz $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$

Nach der qualitativen Beschreibung der Funktionsabläufe innerhalb des ZCT–Tiefsetzstellers soll nun die quantitative Beschreibung der wichtigsten Strom- und Spannungsgrößen betrachtet werden. Hauptpunkt dieser Betrachtungen ist, wie bei den resonanten Wandlern, die Bestimmung der Grenzen des Arbeitsbereichs, die durch den Einsatz der Entlastungsschaltung auftreten. Der Arbeitsbereich wird in diesem Fall festgelegt durch die minimal und maximal erzielbaren Tastverhältnisse a_{min} und a_{max}, welche wiederum die erreichbare Spannungsübersetzung des gesamten Wandlers bestimmen, sowie durch den möglichen maximalen Laststrom für den noch ein entlastetes Schalten möglich ist.

Der mögliche Arbeitsbereich des ZCT-Tiefsetzstellers wird im wesentlichen durch zwei Parameter bestimmt:

- der Schaltverschiebung t_d zwischen dem Abschalten des Haupt- und des Hilfsschalters,
- sowie der Schwingkreisimpedanz $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ im Entlastungskreis.

Die mathematische Beschreibung des Zusammenhangs zwischen der maximalen Spannung $\hat{u}_{C_r}$ des Resonanzkondensators C_r mit den Größen Schwingkreisimpedanz Z_r, Schaltverschiebung t_d und Laststrom I_V resultiert in der bestimmenden Gleichung für den ZCT–Zellwandler:

$$\hat{u}_{Cr} = \frac{Z_r I_V}{\cos\left(2\pi \frac{t_d}{T_r}\right)} \qquad \text{mit} \qquad \begin{aligned} &\hat{u}_{Cr} \leq U_Q \\ &T_r = \sqrt{L_r C_r} \end{aligned} \tag{9.183}$$

Ihre Bedeutung erhält diese Gleichung aus der zugehörigen Beschränkung von $\hat{u}_{Cr}$ auf Werte kleiner der Zelleingangsspannung, in unserem Beispiel also der Wandlereingangsspannung. Wird durch die Ansteuerung eine Zeitverschiebung t_d vorgegeben, die nach Gl. (9.183) eine maximale Kondensatorspannung $\hat{u}_{Cr}$ größer als die Eingangsspannung U_Q ergeben würde, erfolgt kein vollständiges Umschwingen der Kondensatorspannung u_{Cr} während *Phase 5*. Wie in der Funktionsbeschreibung bereits erläutert, endet die Durchlaßzeit der Diode D_{Sh} sobald die Spannung über dem Schwingkreis aus L_r und C_r der Eingangsspannung entspricht. Ab diesem Zeitpunkt übernimmt die Freilaufdiode D_h des transient–resonanten Entlastungszweigs den Strom i_{Lr}; der Serienschwingkreis liegt parallel zur Eingangsspannungsquelle U_Q. Damit ist die maximale Spannung über dem Schwingkreis und somit auch die maximale Kondensatorspannung $\hat{u}_{Cr}$ auf die Eingangsspannung U_Q begrenzt.

Wird Gl. (9.183) geeignet umgeformt, ergibt sich der Zusammenhang zwischen Laststrom und dem auftretenden Spitzenstrom im Entlastungskreis.

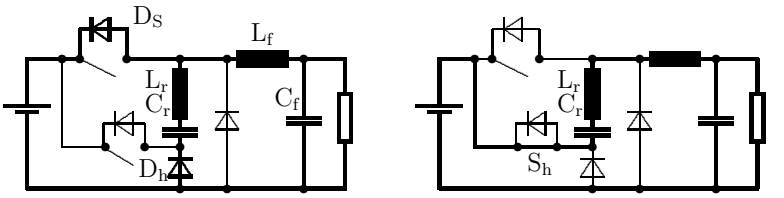
$$\hat{i}_{Lr} = \frac{I_V}{\cos\left(2\pi \frac{t_d}{T_r}\right)} \geq I_V \tag{9.184}$$

Diese Gleichung zeigt zwei grundlegende Eigenschaften der Gleichspannungswandler mit ZCT–Entlastung, erstens ist der maximale Resonanzstrom $\hat{i}_{Lr}$ unabhängig von der Eingangsspannung und immer größer gleich dem Laststrom I_V. Die Nullstrom–Bedingung für das entlastete Schalten ist somit immer erfüllt, solange die Beschränkung in Gl. (9.183) eingehalten wird.

Zweitens ist das Verhältnis zwischen maximalem Resonanzstrom $\hat{i}_{Lr}$ und Laststrom I_V konstant und nur von der Abschaltverschiebung t_d abhängig; d.h. die im Resonanzkreis gespeicherte Energie muß bei einer Änderung des Laststroms entsprechend angepaßt werden.

Diese Änderung der in C_r gespeicherten Energie erfolgt ohne Eingriff durch die Ansteuerung mittels einer zusätzlichen Schaltphase zwischen den Phasen 2 und 3. Die Ersatzschaltbilder für eine Reduzierung bzw. eine Erhöhung der gespeicherten Energie sind in Abb. 9.95 gezeigt.

Bei einer Absenkung des Laststroms I_V wird der Hilfsschalter S_h bereits abgeschaltet, während die Inversdiode D_S des Hauptschalters noch leitend ist. Der Differenzstrom zwischen dem Laststrom I_V und Hilfsschalterstrom i_{Lr} zum Abschaltzeitpunkt t_2 fließt über die Diode D_h in die Eingangsspannungsquelle



a *Reduzierung der Spannung* u_{Cr} **b** *Erhöhung der Spannung* u_{Cr}

Abb. 9.95: *Anpassung der im Schwingkreis gespeicherten Energie*

zurück. Damit wird Energie aus dem Schwingkreis entnommen und an die Eingangsspannungsquelle zurückgespeist. Die Spannung über dem Kondensator C_r, und damit auch der maximale Resonanzstrom in der folgenden Schaltperiode, ist am Ende der Periode entsprechend erniedrigt.

Eine Erhöhung des Laststroms bewirkt, daß die Diode D_S bereits vor dem Abschaltzeitpunkt des Hilfsschalters S_h sperrt. Der Schwingvorgang wird unterbrochen, und der im Resonanzkreis fließende Strom bleibt bis zum Abschaltzeitpunkt von S_h konstant auf dem Wert des Laststroms (Abb. 9.95b). Dem Schwingkreis wird dabei Energie zugeführt und der Kondensator C_r auf eine höhere Endspannung geladen.

Werden die bisher angenommenen Idealisierungen aufgehoben und reale Bauelemente mit parasitären Komponenten und nicht–idealem Schaltverhalten bei den Halbleiterelementen betrachtet, fallen vor allem zwei Unterschiede auf.

Die ohmschen Verluste an den parasitären Widerständen erzwingen die in Abb. 9.95b gezeigte Ladephase des Kondensators in jeder Schaltperiode. Ansonsten würde die im Resonanzkondensator C_r gespeicherte Energie innerhalb weniger Schaltperioden auf Null absinken, und damit keine Entlastung des Schalters S mehr stattfinden.

Der zweite gravierende Unterschied ist der auftretende Reverse–Recovery–Strom durch das unentlastete Abschalten der Diode D_F bei t_4. Da dieses Problem aber auch bei dem schon eingehend untersuchten hartschaltenden Wandler auftritt, liegen eine Vielzahl unterschiedlicher Lösungsansätze vor [60, 61].

Unterschiedliche Optimierungsansätze führten bei Zellwandlern mit ZCT–Entlastung immer zu demselben Resultat: Die Zeitdauer der transient–resonanten Entlastung sollte so kurz wie möglich sein. Es ist demnach keine echte Optimierung möglich, sondern die Komponentenwerte L_r, C_r werden durch die Schaltzeiten der Leistungshalbleiter und von den Mindestwerten der parasitären Resonanzelemente L_r und C_r vorgegeben.

b) Der Zero–Voltage–Transition Tiefsetzsteller

Die Grundschaltung eines Tiefsetzstellers mit einer Wandlerzelle nach dem Zero–Voltage–Transition Ansatz ist in Abb. 9.96 dargestellt. In dieser Topologie wird der Schalter S im Hauptkreis erst eingeschaltet wenn die Spannung über ihm zu Null geworden ist und die antiparallele Diode D_S stromführend ist. Der Einschaltvorgang ist damit, bei Vernachlässigung der Ansteuerverluste, verlustfrei.

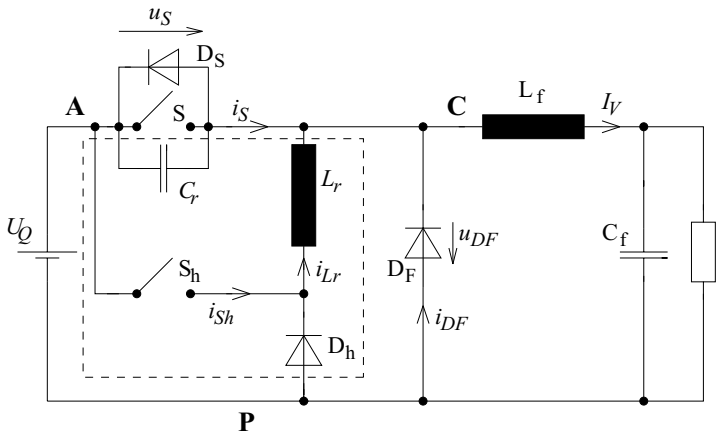


Abb. 9.96: *Grundschaltung des Zero-Voltage-Transition Tiefsetzstellers*

Eine weitere Reduzierung der Schaltverluste ergibt sich aus der im allgemeinen Fall vorliegenden Parallelschaltung der Kapazität eines externen Kondensators zu der parasitären Ausgangskapazität des Schalters S, die zusammen die Schalterparallelkapazität C_r bilden. Der abzuschaltende Strom kann somit auf den externen Kondensator kommutieren und der Abschaltvorgang wird durch den verzögerten Spannungsanstieg über dem Schalter S passiv entlastet.

Eine Schaltperiode gliedert sich bei einem ZVT–Tiefsetzsteller in sieben Abschnitte, deren Ersatzschaltbilder in Abb. 9.98 dargestellt sind. Die jeweils aktiven Bauelemente sind verstärkt gezeichnet.

Zur Erläuterung der Funktionsweise werden wiederum alle Bauelemente in ihrem Verhalten idealisiert.

Phase 0 ($t < t_0$): Die Freilaufdiode D_F führt vor Beginn der betrachteten Schaltperiode den Laststrom I_V. Die zum Schalter S parallel liegende Kapazität C_r ist durch die leitende Diode D_F der Eingangsspannungsquelle parallelgeschaltet und somit nicht wirksam.

Phase 1 ($t_0 < t < t_1$): Der Entlastungsvorgang wird mit Einschalten des Hilfsschalter S_h eingeleitet. Über der Induktivität L_r liegt die konstante Eingangsspannung U_Q, und es baut sich linear der Strom i_{Lr} auf, so daß S_h mit begrenztem di_{Sh}/dt eingeschaltet wird. Der Strom durch die Filterspule L_f kann aufgrund ihrer großen Induktivität während einer Schaltperiode als nahezu kon-

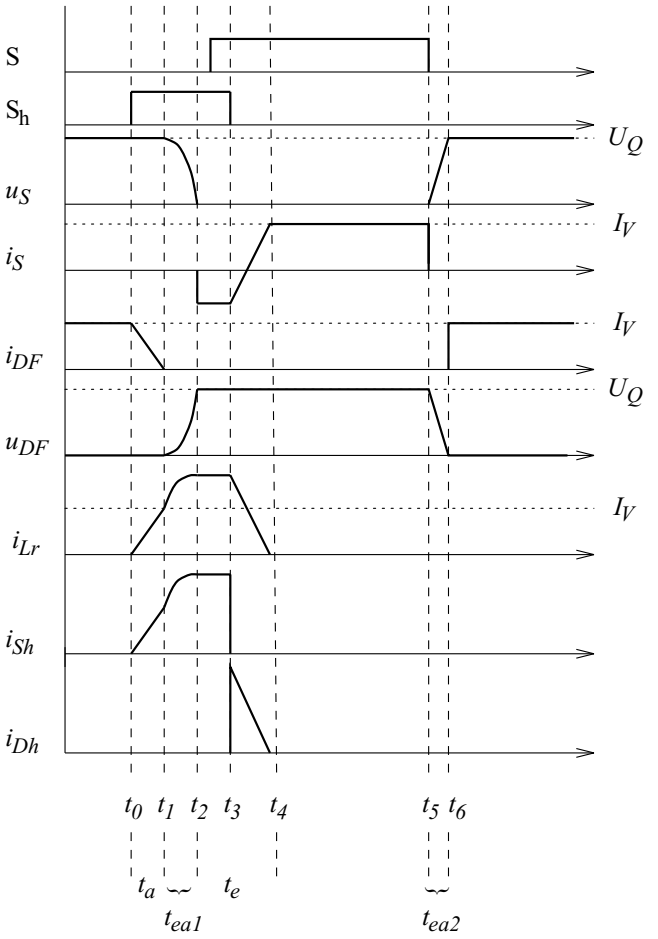


Abb. 9.97: *Strom- und Spannungsverläufe in einem ZVT–Tiefsetzsteller*

stant betrachtet werden. Aus der Knotengleichung für Punkt **C** folgt somit, daß sich gegenläufig zu dem Stromaufbau in L_r der Strom durch die Freilaufdiode D_F abbaut.

Der durch die Induktivität L_r begrenzte Gradient des Diodenstroms während *Phase 1* führt zu einem „weichen“ Ausschalten der Diode D_F zum Zeitpunkt t_1. Bei dieser Art des Abschaltens ist der auftretende Reverse–Recovery–Strom der Leistungsdiode D_F, hauptsächlich durch den begrenzten Gradienten des Stroms bedingt, so gering, daß er problemlos vernachlässigt werden darf. Die zusätzlichen Verluste während des Schaltvorgangs, die in einem Gleichspannungswandler ohne Entlastung durch diesen unerwünschten Diodenrückwärtsstrom sowohl in der Diode als auch im aktiven Schalter auftreten, entfallen bei einer Entlastung nach dem ZVT–Prinzip.

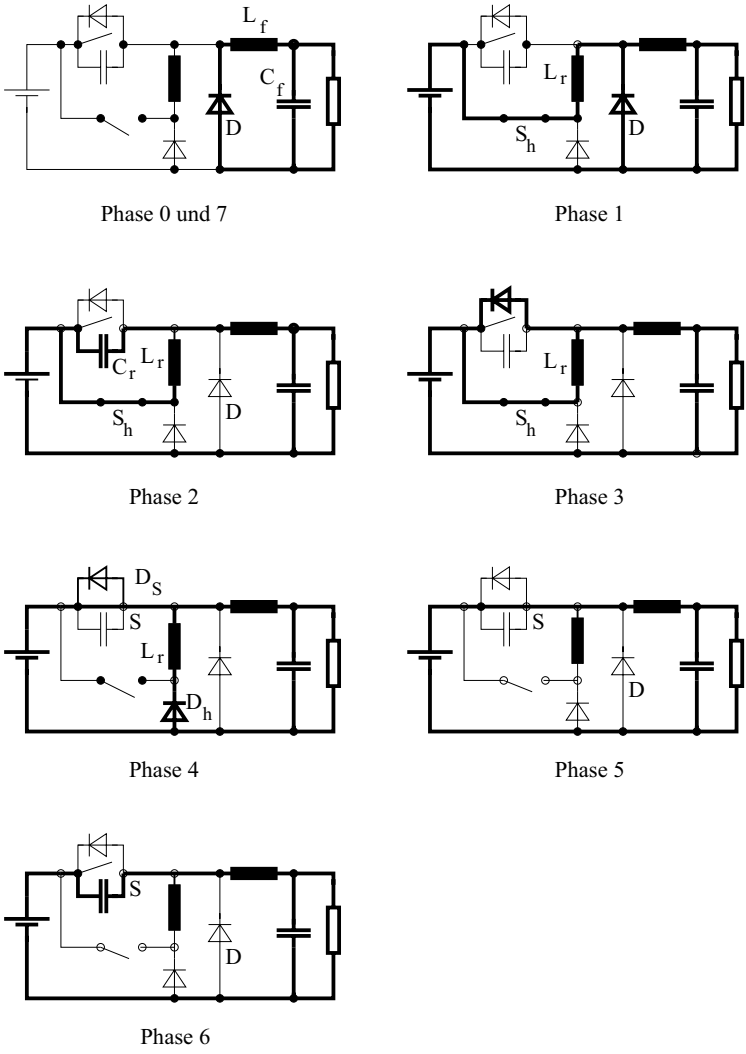


Abb. 9.98: *Ersatzschaltbilder des ZVT–Tiefsetzstellers während einer Schaltperiode*

Phase 2 ($t_1 < t < t_2$): Zum Zeitpunkt t_1 erreicht der Strom i_{Lr} im Entlastungszweig die Amplitude des Laststroms I_V. Aus der bereits erwähnten Knotengleichung folgt, daß der Diodenstrom i_{DF} Null ist, die Freilaufdiode D_F sperrt. Die Kapazität C_r ist damit nicht mehr parallel zur Eingangsspannungsquelle angeordnet und bildet ab diesem Zeitpunkt mit der Induktivität L_r einen Parallelschwingkreis. Die einsetzende Schwingung entlädt die Kapazität C_r, die zum Zeitpunkt t_1 auf U_Q geladen ist, wobei sich der Strom i_{Lr} weiter erhöht.

Dieser Resonanzvorgang endet nach einer Viertelperiode zum Zeitpunkt t_3 sobald die Spannung u_{Cr} Null ist. Die Schalterinversdiode D_S ist ab dem Zeitpunkt t_2 in Durchlaßrichtung gepolt und schließt die Kapazität C_r kurz.

Phase 3 ($t_2 < t < t_3$): Der Strom i_{Lr} fließt nun, durch die Induktivität L_r aufrecht gehalten, als konstanter Kreisstrom durch L_r, D_S und S_h weiter. Die Spannung über S bleibt dabei durch die leitende Inversdiode D_S auf die Durchlaßspannung der Diode begrenzt. Der Schalter S kann in dieser Phase, bis auf die unvermeidlichen Ansteuerverluste, verlustfrei bei Nullspannung eingeschaltet werden.

Phase 4 ($t_3 < t < t_4$): Um den Entlastungsvorgang zu beenden und den Laststrom auf den Hauptschalter zu verlagern, wird zum Zeitpunkt t_3 der Hilfsschalter S_h geöffnet. Der Strom i_{Lr} im Entlastungskreis kommutiert von S_h auf die Freilaufdiode des Hilfskreis D_h. Die Induktivität L_r liegt somit parallel zur Eingangsspannungsquelle, und der Strom i_{Lr} baut sich linear aufgrund der konstanten Eingangsspannung ab.

Phase 5 ($t_4 < t < t_5$): In dieser Schaltphase sind sämtliche Bauelemente der Entlastungsschaltung inaktiv und das Wandlerverhalten entspricht dem früher schon ausführlich diskutiertem hartschaltenden Tiefsetzsteller (vergl. Kap. 7). Die Zeitdauer t_4 bis t_5 wird von dem gewählten Steuerungsprinzip, meist eine Pulsweitenmodulation, vorgegeben.

Phase 6 ($t_5 < t < t_6$): Zum Zeitpunkt t_5 wird der Schalter S abgeschaltet. Der Strom i_S kommutiert auf den externen Kondensator C_r und lädt diesen auf. Der dadurch verlangsamte Spannungsanstieg über dem Schalter bewirkt eine passive Entlastung des Abschaltvorgangs und eine weitere Reduzierung der gesamten Schaltverluste innerhalb einer Periode.

Phase 7 ($t_6 < t$): Sobald die Spannung u_{Cr} die Eingangsspannung erreicht hat, ist die Diode D_F wieder in Durchlaßrichtung gepolt und übernimmt den Laststrom I_V. Dieser Schaltungszustand entspricht *Phase 0*, der Ablauf einer Schaltperiode eines ZVT–Tiefsetzstellers ist damit vollständig beschrieben.

Die Schaltbedingungen und Spitzenbelastungen für die Halbleiterelemente sind in Tabelle 9.8 zusammengefaßt.

Aus den funktionalen Abläufen während der Entlastung der Einschaltvorgänge ergeben sich auch bei dieser Variante der transient–resonanten Entlastung Beschränkungen für den Stellbereich des Tastverhältnisses. Die einzelnen Phasen wirken sich dabei wie folgt aus: Während der *Phase 1* (t_a in Abb. 9.97) muß der Schalter S ausgeschaltet sein und beschränkt somit das maximal mögliche Tastverhältnis. Das minimale Tastverhältnis bestimmt sich im wesentlichen aus den *Phasen 3* und *4* (t_e in Abb. 9.97), in denen der Schalter S zwingend eingeschaltet sein muß. Die Dauer der *Phase 5*, die auch durch den eingeschalteten Schalter S gekennzeichnet ist, kann ohne Auswirkungen auf die Entlastung auf Null reduziert werden und dient in dieser Anwendung nur der Einstellung einer konstanten Ausgangsspannung bei variabler Eingangsspannung.

Weitere Einschränkungen ergeben sich durch die *Phasen 2* und *6*, wobei gleichzeitig das maximal und minimal mögliche Tastverhältnis betroffen ist. Bei-

Tabelle 9.8: *Schaltbedingungen in einem ZVT–Tiefsetzsteller*

	Einschalten	Abschalten	max. Spannung	max. Strom
S	aktiv entlastet	passiv entlastet	U_Q	I_V
S_h	passiv entlastet	hart	U_Q	$I_V + \frac{U_Q}{Z_r}$
D_F	hart	aktiv entlastet	U_Q	I_V
D_h	hart	passiv entlastet	U_Q	$I_V + \frac{U_Q}{Z_r}$

mit $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

de Schaltphasen zeichen sich durch eine nichtkonstante Spannung am Punkt **C** aus, kosinusförmig für *Phase 2* und linear für *Phase 6*. Während beider Phasen wird somit nicht die maximal mögliche Leistung von der Eingangs- auf die Ausgangsseite übertragen. Ersetzt man die nichtkonstante Spannung an Punkt **C** durch einen rechteckförmigen Spannungsverlauf mit der Amplitude der Eingangsspannung U_Q so, daß die wirksamen Spannungszeitflächen jeweils gleich sind, ergibt sich eine Aufteilung der Zeitdauer $t_6 - t_5$ und $t_2 - t_1$ in Abschnitte, die der Mindesteinschalt- bzw. Mindestausschaltdauer des Schalters S zugerechnet werden können.

Aufgrund der Zusammensetzung der Strom- und Spannungsverläufe während des Entlastungsvorgangs aus linearen und resonanten Abschnitten ist die mathematische Beschreibung in diesem Fall aufwendiger als bei der ZCT-Entlastung. Eine ausführliche Darstellung würde den hier zur Verfügung stehenden Rahmen sprengen, so daß nur einige exemplarische Ergebnisse gezeigt werden sollen.

Abbildung 9.99 zeigt den erreichbaren Spannungsübersetzungsbereich der obigen Schaltung für unterschiedliche Dimensionierungen des Resonanzkreises. Die beiden Parameter α und β sind Größen, die als Normierungsfaktoren in der mathematischen Beschreibung dienen.

Der Parameter α ist das Verhältnis zwischen der Aufladezeit $t_6 - t_5$ der Kapazität C_r während *Phase 6* und der Periodendauer $T_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$ des Resonanzkreises und beschreibt im wesentlichen den Einfluß der passiven Entlastung des Abschaltvorgangs. Wird dieses Verhältnis konstant gehalten, ist garantiert, daß der auftretende Spitzenstrom im Hilfskreis auch bei einer Änderung der Bauelementewerte von L_r und C_r konstant bleibt.

Das Verhältnis zwischen der Periodendauer T_r und der gesamten Schaltperiode T wird als zweiter Parameter β eingeführt, der hauptsächlich die Einschränkungen des möglichen Tastbereichs durch die Entlastung beschreibt.

Die Kurven in Abb. 9.99 zeigen als Ergebnis, daß die Periodendauer T_r des Resonanzkreises um den Faktor 3 – 5 kürzer als die Schaltperiode T des Wandlers sein muß, d.h. β kleiner als 0,4, um einen ausreichend großen Stellbereich

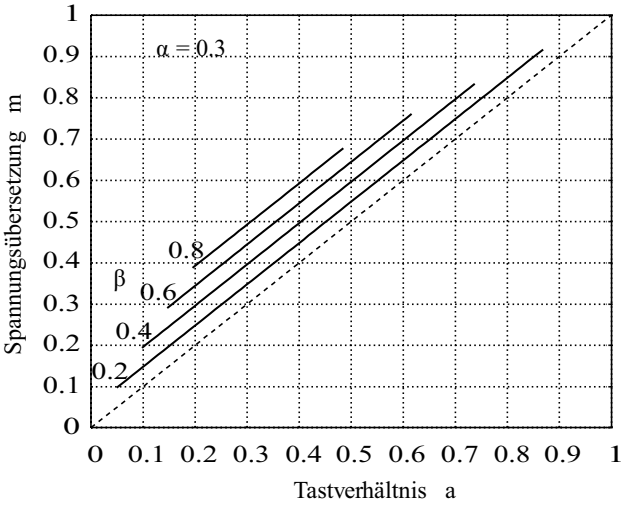


Abb. 9.99: *Spannungsübersetzung eines ZVT-Tiefsetzstellers*

des Tastgrads a zu ermöglichen. Da die Durchlaßzeit des Schalters S_h zwischen einem Drittel und der Hälfte der Periodendauer T_r beträgt — je nach zulässigem Maximalstrom im Entlastungskreis — ergeben sich bereits bei mittleren Schaltfrequenzen sehr kurze Einschaltzeiten für S_h. Die technisch noch sinnvoll realisierbaren Schaltzeiten des realen Hilfsschalters S_h sind demnach ein ausschlaggebender Parameter für die erreichbaren Schaltfrequenzen der gesamten Tiefsetzstellerschaltung.

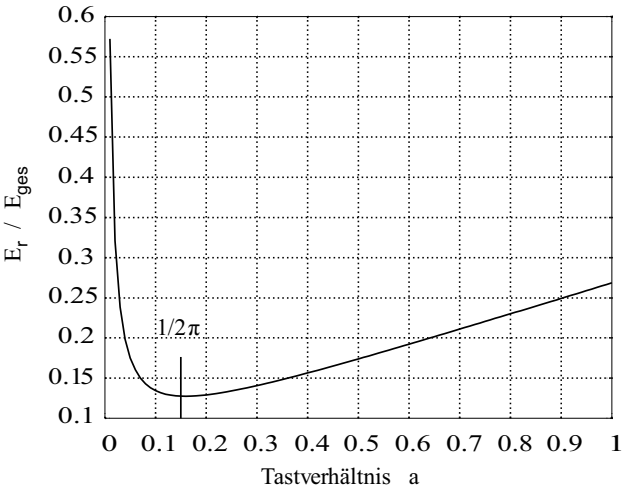


Abb. 9.100: *Bezogene Hilfskreisenergie*

Als günstigstes Kriterium zur Optimierung eines ZVT-Zellwandlers wird bisher die maximal während einer Schaltperiode auftretende Energie im Hilfskreis angesehen. Abbildung 9.100 zeigt eine sich aus diesem Ansatz ergebende Entwurfskurve bei der die maximale Energie im Hilfskreis, normiert auf die vom Wandler übertragene Energie, über dem Parameter α aufgetragen ist. Es liegt bei diesem Entlastungstyp ein ausgeprägtes Minimum bei $\alpha = 1/2\pi$ vor, was ungefähr einem Spitzenstrom im Resonanzkreis von zweimal dem Laststrom entspricht. Es ist hier also, im Gegensatz zur ZCT–Entlastung, eine echte Optimierung der Schaltung möglich.

Die Berücksichtigung der bisher vernachlässigten parasitären Elemente macht bei der ZVT–Entlastung eine zusätzliche Diode in Serie zu der Resonanzinduktivität L_r notwendig. Der Hilfsschalter S_h, für den aufgrund der Schaltbedingungen sinnvollerweise nur ein MOSFET eingesetzt wird, besitzt sowohl eine parasitäre Parallelkapazität C_p, als auch eine Inversdiode D_p (s. Abb. 9.101). Die Kapazität C_p ist zum Zeitpunkt t_4, dem Abschalten der Freilaufdiode D_{Sh} im Hilfskreis, auf die Eingangsspannung geladen. Diese gespeicherte Energie bewirkt anschließend an t_4 einen Schwingvorgang zwischen L_r und C_p, an dessen Ende die Inversdiode D_p leitet und ein zusätzlicher Kreisstrom über L_r, D_p und S fließt. Dieser Strom würde eine erhebliche Belastung der Bauelemente bedeuten und durch die daraus folgenden Zusatzverluste den Effekt der Schaltentlastung aufheben. Es muß deshalb durch die Seriendiode D_B sichergestellt sein, daß durch den Entlastungskreis nur in einer Richtung Strom fließen kann.

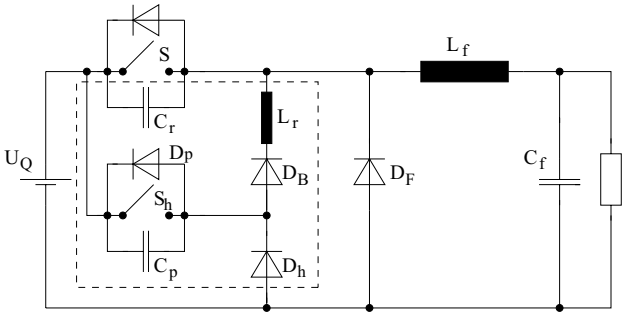


Abb. 9.101: *Technisch realisierbarer ZVT–Tiefsetzsteller*

9.6.4 Transient-resonante Brückenwandler

In technischen Anwendungen ist die Ausgangsleistung der in Kap. 9.3, 9.4 und 9.6.3 beschriebenen quasi–, multi– sowie transient–resonanten Gleichspannungswandler beschränkt auf Leistungen kleiner 1 kW. Eine weitere Steigerung der übertragbaren Leistung scheitert zur Zeit an der Verfügbarkeit eines realen Halbleiterelements, das als Einzelschalter — bei den heute üblichen Schaltfrequenzen

im Bereich von 50 kHz bis 200 kHz — die notwendige Spannungsfestigkeit und Stromtragfähigkeit besitzt.

Ist weiterhin eine sehr kleine oder große Spannungsübersetzung der Wandlerzelle gefordert, erhöhen sich durch die resultierenden kurzen Durchlaßzeiten für den aktiven Schalter bzw. die Freilaufdiode die dynamischen und statischen Anforderungen an die Halbleiterelemente.

Die am weitesten verbreiteten Schaltungstypen für Ausgangsleistungen in denen Zellwandler nicht mehr ausreichend sind, sind die Brückentopologien, die in Kap. 7 in der hartschaltenden Grundform, sowie in Kap. 9.5 mit einer resonanten Schaltentlastung, ausführlich diskutiert wurden.

Bereits in diesen Kapiteln ist deutlich geworden, daß die Einflüsse der parasitären Induktivitäten und Kapazitäten in Brückenschaltungen ausgeprägter sind als in Zellwandler–Topologien. Insbesondere die Auswirkungen der Streuinduktivität L_σ des Transformators führt zu im allgemeinen unerwünschten Abweichungen von den angestrebten idealen Kurvenverläufen für Strom und Spannung.

Ziel der Übertragung der transient–resonanten Schaltentlastung auf Brückentopologien ist demnach nicht nur, die Schaltverluste zu reduzieren und damit die gewünschten hohen Schaltfrequenzen zu erreichen, sondern auch eine Reduzierung des Einflusses der unerwünschten parasitären Effekte bzw. eine Einbeziehung der störenden Induktivitäten und Kapazitäten in den Entlastungsvorgang, so daß ihre unerwünschten Auswirkungen, analog den resonanten Brückentopologien, deutlich abgeschwächt bzw. in günstigen Fällen nahezu vollständig vermieden werden.

Lösungen für Vollbrückentopologien die diese Anforderungen erfüllen, sollen im folgenden sowohl für die Zero–Current–Transition– als auch für die Zero–Voltage–Transition–Entlastung vorgestellt werden.

a) Brückenwandler mit Zero–Current–Transition

Die einfachste Möglichkeit zur Realisierung einer Vollbrückenschaltung mit ZCT–Entlastung ist, sämtliche aktive Schalter der hartschaltenden Vollbrücke durch ihr transient–resonantes Pendant zu ersetzen. Diese Lösung ist aber aufgrund des hohen Aufwands an zusätzlichen Bauelementen für die Entlastungszweige nicht befriedigend. Für einen technisch sinnvollen Einsatz dieses Entlastungsansatzes sind günstigere Lösungen erforderlich.

Die Topologie in Abb. 9.102 mit zwei primärseitigen ZCT–Schaltern hat sich in den bisherigen Untersuchungen als die günstigste Schaltungsvariante herausgestellt. Wie in der folgenden Funktionsbeschreibung deutlich wird, genügt es, nur einen Schalter einer Brückendiagonale durch einen ZCT–Schalter zu ersetzen, um ein stromloses Abschalten beider Schalter zu erreichen.

Zu Beginn werden wieder alle Bauelemente und Schaltvorgänge idealisiert, m die Abläufe innerhalb des Wandlers während der Schaltphasen besser verdeutlichen zu können. Die Beschränkungen und besonderen Anforderungen an die Bauelemente, die durch die unvermeidbaren parasitären Komponenten und das nichtideale Schaltverhalten realer Bauelemente bedingt sind, werden im Anschluß

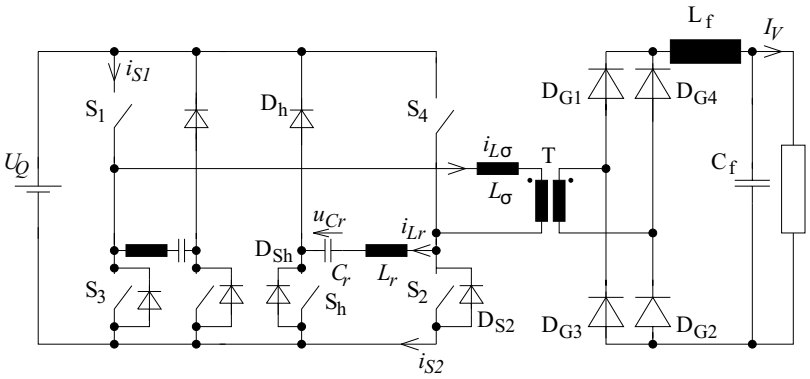


Abb. 9.102: *Vollbrücken–Topologie mit ZCT–Entlastung*

diskutiert. Einzige Ausnahme ist die Streuinduktivität L_σ des Transformators T; dieses im allgemeinen als störend betrachtete parasitäre Element wird hier als unterstützend wirksames Element in den Entlastungsablauf eingebunden.

Die Schaltperiode eines Vollbrücken–Gleichspannungswandlers setzt sich, wie bereits erwähnt, aus zwei symmetrischen Halbperioden zusammen. Die folgende Beschreibung der Funktionsabläufe beschränkt sich daher auf eine Halbperiode, das Ein- und Abschalten der Brückendiagonale mit den Schaltern S_1 und S_2.

Phase 0 ($t < t_0$): Vor Beginn der betrachteten Halbperiode sind alle auf der Primärseite des Transformators angeordneten steuerbaren Schaltelemente S_i ausgeschaltet. Der von der Filterspule L_f aufrecht gehaltenen Laststrom I_V fließt durch die Gleichrichterdioden D_{G1} – D_{G4}, die alle gleichzeitig stromführend sind, d.h. der Gleichrichter befindet sich im Freilaufbetrieb. Der gekennzeichnete Resonanzkondensator C_r im Entlastungszweig ist im betrachteten eingeschwungenen Zustand des Wandlers auf die Spannung $+\,\hat{u}_{Cr}$ geladen.

Phase 1 ($t_0 < t < t_1$): Die Halbperiode beginnt zum Zeitpunkt t_0 mit dem Einschalten der beiden Schalter S_1 und S_2. Bei dem folgenden Aufbau des Stroms $i_{L\sigma}$ in der Brückendiagonalen bewirkt die Trafostreuinduktivität L_σ eine begrenzte Stromanstiegsgeschwindigkeit und führt zur induktiven Einschalt–Entlastung der Schalter S_1 und S_2 während der Kommutierung des Laststroms I_V von den Gleichrichterdioden auf die beiden Schalter. Die parasitäre Induktivität L_σ wirkt somit während des Einschaltvorgangs als Entlastungselement.

Bedeutsamer ist die Beschränkung der Stromänderungsgeschwindigkeit aber für das Abschaltverhalten der Gleichrichterdioden. In Gleichspannungswandlern ohne derartige Entlastung tritt zu diesem Zeitpunkt ein Rückwärtsstrom in den Gleichrichterdioden aufgrund des Reverse–Recovery–Effekts auf, der zu erheblichen Schaltverlusten und Spitzenbelastungen in den Dioden sowie in den aktiven Schaltern führt. Durch die Begrenzung des di/dt werden dieser Rückwärtsstrom und damit auch die Abschaltverluste deutlich reduziert.

Gleichzeitig mit dem Stromaufbau in der primärseitigen Brückendiagonalen wird

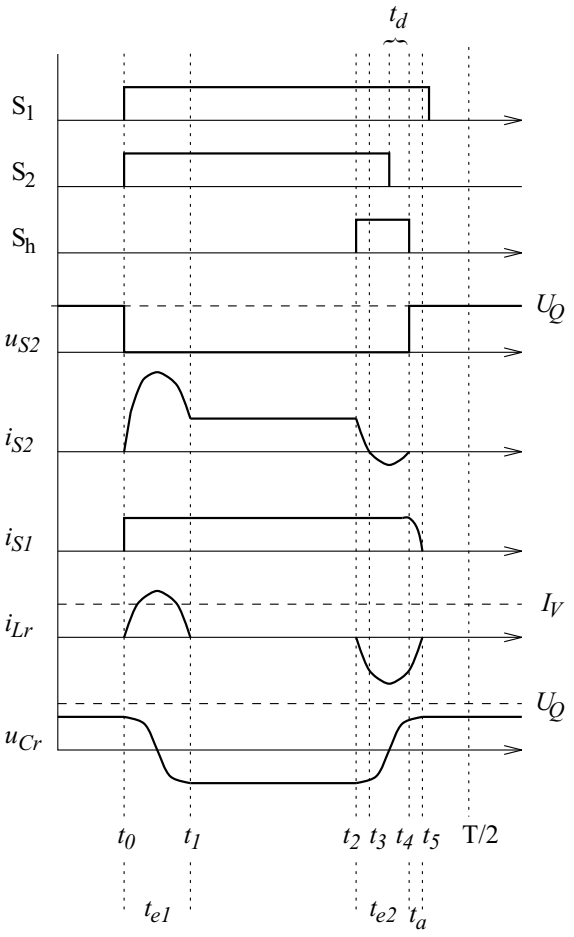


Abb. 9.103: *Strom- und Spannungsverläufe in einem ZCT–Vollbrückenwandler*

der Schwingkreis mit den Komponenten L_r und C_r über die Inversdiode D_{Sh} und den Schalter S_2 aktiviert. Bei der Halbschwingung, dem dritten Vorgang während dieses Zeitabschnitts, wechselt die Polarität der Kondensatorspannung von $+\hat{u}_{Cr}$ auf $-\hat{u}_{Cr}$ und endet mit dem Übergang der Diode D_{Sh} vom Durchlass- in den Sperrbetrieb. Für einen korrekten Ablauf der Entlastung müssen die Schalter in der Brückendiagonale während der Halbschwingung eingeschaltet sein, die Halbperiode des Entlastungskreises beschränkt somit das minimal mögliche Tastverhältnis a (t_{e1} in Abb. 9.103).

Phase 2 ($t_1 < t < t_2$): Die zusätzlichen Elemente der ZCT–Entlastung sind in diesem Abschnitt inaktiv. Das Wandlerverhalten entspricht einer hartschalten-

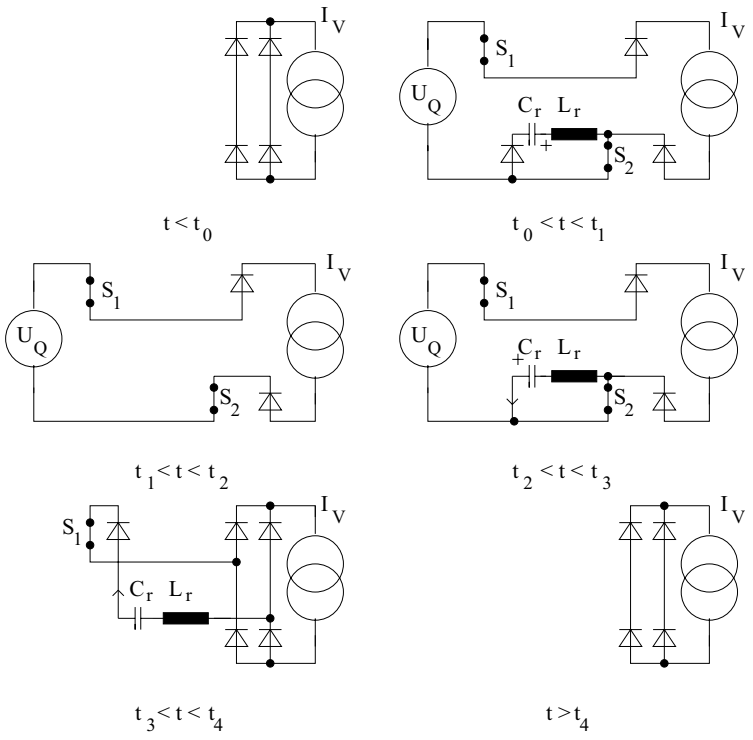


Abb. 9.104: *Ersatzschaltbilder während der einzelnen Schaltphasen*

den Vollbrücke. Die Zeitdauer t_{12} wird dabei so vorgegeben, daß die gewünschte Ausgangsspannung bei der momentanen Eingangsspannung erzielt wird.

Phase 3 ($t_2 < t < t_3$): Der eigentliche Entlastungsvorgang des Schalters S_2 beginnt zum Zeitpunkt t_2 mit dem Schließen des Hilfsschalters S_h. Der Resonanzkreis der Entlastungsschaltung wird damit ein zweites Mal aktiviert. Der sich aufbauende Resonanzstrom fließt nun aber entgegengesetzt zur Richtung des Laststroms I_V durch den Schalter S_2, da sich die Spannung an C_r während der *Phase 2* umgekehrt hat. Der aus der Überlagerung von Laststrom und Resonanzstrom resultierende Gesamtstrom i_{S2} in Schalter S_2 verringert sich mit dem Aufbau des resonanten Stroms.
Der Abbau des Schalterstroms findet bislang aber nur im Schalter S_2 statt, der Strom durch den oberen Schalter der Brückendiagonale S_1, sowie durch L_σ entspricht weiterhin dem Laststrom I_V; der Gesamtstrom in der „unteren“ Brückenhälfte entspricht dem Laststrom I_V, da der Entlastungskreis des Laststrom übernimmt.

Phase 4 ($t_3 < t < t_4$): Zum Zeitpunkt t_3 überschreitet die Amplitude von i_{Lr} die Laststromamplitude I_V, und somit muß die Inversdiode D_{S2} vom Sperr- in den Durchlaßbetrieb übergehen. Der Schalter S_2 ist stromlos und kann nahezu

verlustfrei abgeschaltet werden.
Der Zeitversatz t_d zwischen dem Abschalten des Hauptschalters S_2 und des Hilfsschalters S_h zum Zeitpunkt t_4 bestimmt analog zu den transient–resonanten Zellwandlern den Maximalwert des Resonanzstroms und damit auch den maximal abschaltbaren Strom (s. Seite 900). Während der *Phasen 3* und *4* müssen die Schalter der Brückendiagonale ebenfalls eingeschaltet sein, um eine Entlastung des Abschaltens zu ermöglichen. Das insgesamt minimal notwendige Tastverhältnis bestimmt sich somit aus den Zeitdauern t_{e1} der *Phase 1* und $t_{e2} = t_4 - t_2$ der *Phasen 3* und *4* (s. Abb. 9.103).

Phase 5 ($t_4 < t < t_5$): Zum Zeitpunkt t_4 findet mit Öffnen des Hilfsschalters S_h der eigentliche Abschaltvorgang auf der Primärseite des Transformators statt. Die bereits bei den Zellwandlern mit Zero–Current–Transition beschriebenen Mechanismen bewirken auch bei den Vollbrückenwandlern, daß im eingeschwungenen Zustand der Abschaltstrom zum Zeitpunkt t_4 dem Laststrom entspricht.
Der Resonanzstrom i_{Lr} in dem transient–resonanten Zweig kommutiert nach dem Abschalten von S_h auf die Freilaufdiode D_h des Hilfskreis. Der Schwingkreis schließt sich jetzt über die Diode D_h, den oberen Hauptschalter S_1 und die Induktivität L_σ in der Brückendiagonalen. Die Schwingung setzt sich fort, wobei die wirksame Resonanzinduktivität L'_r jetzt durch die Serienschaltung aus der Induktivität der Spule L_r und der Trafostreuinduktivität L_σ gebildet wird.
Mit dem weiter fallendem Resonanzstrom i_{Lr} sinkt somit erstens der Strom durch den Schalter S_1 und die Induktivität L_σ. Der Strom durch beide Elemente ist Null, sobald die Schwingung zwischen L'_r und C_r durch den Wechsel der Diode D_h vom Durchlaß- in den Sperrbetrieb zum Zeitpunkt t_5 endet. Der primärseitige Strom ist somit Null, und der Schalter S_1 kann stromlos abgeschaltet werden.
Zweitens wechselt der Gleichrichter in den Freilaufbetrieb, sobald bei $t > t_4$ der Resonanzstrom i_{Lr} kleiner als der Laststrom I_V wird. Der Freilaufbetrieb erzwingt eine Spannung Null an den primär- und sekundärseitigen Klemmen des Transformators T und unterbricht den Leistungsfluß von der Eingangsquelle U_Q an die ausgangsseitige Last. Die bei einem hartschaltenden Wandler zum Zeitpunkt der Unterbrechung des Leistungsfluß aufgrund der noch in L_σ gespeicherten Energie auftretenden Spannungsschwingungen (s. Abb. 9.73), die mit einem hohen Aufwand an Schutzbeschaltung begrenzt werden müssen, treten nicht mehr auf. In dem vorgestellten transient–resonanten Vollbrückenwandler wird die Energie in L_σ durch die Schwingung während der Zeitdifferenz $t_5 - t_4$ kontrolliert an die Eingangsspannungsquelle rückgespeist.
In der Zeitdauer $t_a = t_5 - t_4$ (s. Abb. 9.103) wird keine Leistung übertragen, d.h. das theoretisch mögliche maximale Tastverhältnis von 1 bei einem hartschaltenden Wandler ist nicht mehr möglich, und wird um die Dauer t_a reduziert.

Neben den bereits erwähnten Einschränkungen des zulässigen Tastbereichs, folgen aus den bisher vernachlässigten parasitären Elementen weitere Anforderungen an die Bauelemente und die Regelung des ZCT–Vollbrückenwandlers.

Für die Analyse der Auswirkunge parasitärer Effekte innerhalb eines Gleichspannungswandlers und den daraus folgenden Abweichungen von den Strom- und Spannungsverläufen im idealisierten Fall, sind die bereits vorgestellten mathematischen Methoden der Zeitbereichs- und der Zustandsraumanalyse (s. Kap. 9.5) nur teilweise ausreichend. Der weitaus größere Anteil der sich ergebenden Abweichungen, wie z.B. das Reverse–Recovery–Verhalten realer Leistungsdioden, ist damit nicht erfaßbar. Die Untersuchung dieser Effekte macht den Einsatz von numerischen Simulationsprogrammen sowie Halbleitermodellen, die auf dem physikalischen Verhalten der Schalter beruhen, unumgänglich.

Gravierende Abweichungen von dem beschriebenen, idealisierten Wandlerverhalten ergeben sich aus den folgenden parasitären Elementen: der nichtlinearen internen Schalterausgangskapazität C_S aller Halbleiterschalter, dem Reverse–Recovery–Verhalten der Dioden D_h und D_{Sh} in der Entlastungsbeschaltung und der Hauptinduktivität L_H des Transformators T. Die sich ergebenden realen Kurvenverläufe einer ZCT–Vollbrücke sind in Abb. 9.105 für den Strom- und Spannungsverlauf des Schalters S_2 beispielhaft dargestellt.

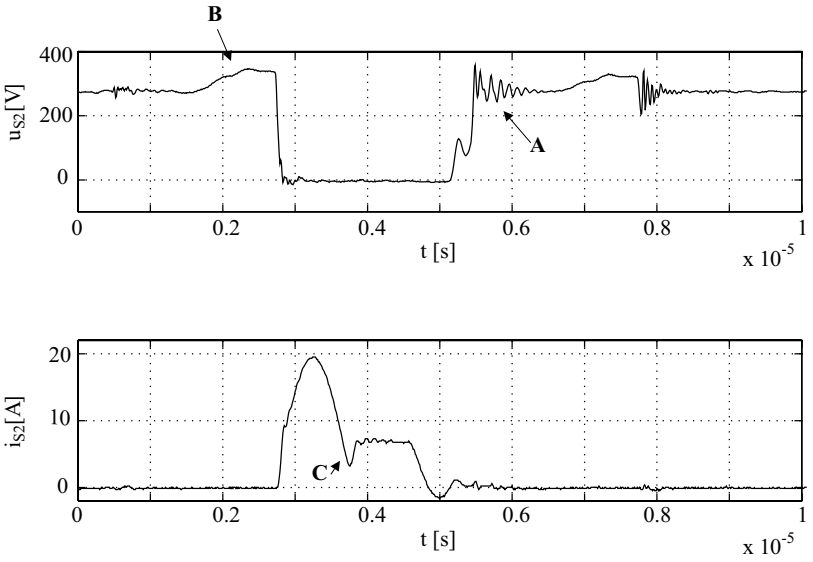


Abb. 9.105: *Gemessener Strom- und Spannungsverlauf an Schalter S_2 in einem realen ZCT–Vollbrückenwandler*

Das Zusammenwirken der Schalterausgangskapazitäten C_s mit der Induktivität L_σ ist die Ursache für die hochfrequente Spannungsschwingung bei $t = 5,5\,\mu s$ (Abb. 9.105, Punkt A) und den Spannungsanstieg über den Wert der Eingangsspannung U_Q von 275 V bei $t = 2\,\mu s$ (Abb. 9.105, Punkt B).

Im Abschaltzeitpunkt der Freilaufdiode D_h der transient–resonanten Entlastung (Zeitpunkt t_5 in Abb. 9.103) ist im idealisierten Fall der primärseitige

Strom Null und sämtliche induktiven und kapazitiven Elemente entladen. Bei realen Halbleiterschaltern sind aber einige der bisher vernachlässigten Schalterparallelkapazitäten auf die Eingangsspannung U_Q geladen; es steht somit Energie für eine parasitäre Schwingung zur Verfügung. Nach dem Abschalten der beiden Halbleiterelemente S_1 und D_h zum Zeitpunkt t_5 wirken die internen Kapazitäten C_S und die Induktivität L_σ als parasitärer Schwingkreis, und es bildet sich die bereits von den hartschaltenden Vollbrückenwandler her bekannte hochfrequente Schwingung zwischen C_S und L_σ aus.

Die auftretende Amplitude der parasitären Schwingung ist bereits ohne Schutzbeschaltung sehr viel niedriger als im unentlasteten Fall, so daß eine Schutzbeschaltung meist völlig entfallen kann, bzw. nur in einer sehr einfachen Form ausgeführt werden muß.

Kritischer ist die Überhöhung der Blockierspannung des Schalters S_2 bei $t = 2\,\mu s$ (Abb. 9.105, Punkt B). Der Anteil der Spannung, der die Eingangsspannung U_Q überschreitet, wirkt für den zweiten Schalter S_4 im Brückenzweig aus S_2 und S_4 als Sperrspannung, dies muß bei der Auswahl eines geeigneten Halbleiterelements berücksichtigt werden.

Im Falle der für diesen Wandlertyp prädestinierten IGBTs als Schaltelemente müssen für die zwei in der oberen Brückenhälfte liegenden Schalter S_1 und S_4 entweder NPT–IGBTs, die aufgrund ihrer Halbleiterstruktur Sperrspannungen aufnehmen können, eingesetzt werden, oder bei PT–IGBTs eine Diode in Serie geschaltet werden, um Sperrspannungsfestigkeit zu erreichen (s. auch Kap. 6.2 in [60,61]). Die in der ansteigenden Spannungsflanke auftretende Schwingung läßt sich ebenfalls auf C_S und L_σ zurückführen, beeinflußt aber die Abläufe innerhalb des Vollbrückenwandlers und den Entlastungskreisen nicht negativ.

Einen weiteren Einfluß des Abschaltverhaltens der an der Entlastung beteiligten Dioden zeigt der kurzzeitige Einbruch im Schalterstrom i_{S2} bei $t = 3,8\,\mu s$ (Abb. 9.105, Punkt C). Hier überlagert sich der Reverse–Recovery–Strom der Diode D_{Sh} dem durch S_2 fließenden Laststrom I_V. Tritt der Fall auf, daß der Rückwärtsstrom größer als der Laststrom I_V ist, würde die antiparallel zu Schalter S_2 liegende Diode D_{S2} erneut Strom übernehmen. Die dabei auftretenden zusätzlichen Schaltverluste können in ungünstigen Betriebsfällen zur thermischen Zerstörung dieser Diode führen. Also ist auch hier bei der Auswahl der konkreten Halbleiterelemente auf ein möglichst ideales Schaltverhalten zu achten.

Wird die Hauptinduktivität L_h des Transformators T in die Betrachtung mit einbezogen, beschränkt der somit auftretende Magnetisierungsstrom i_{Lh} den möglichen Laststrom I_V auf einen minimal zulässigen Wert. In Abb. 9.106 sind die Stromkreise für die Überlagerung des freilaufenden Laststroms I_V und des Magnetisierungsstroms i_{Lh} gezeigt. Dieser Fall tritt auf, sobald alle primärseitigen Schalter geöffnet sind und damit kein geschlossener Stromkreis für i_{Lh} mehr auf der Primärseite des Gleichspannungswandlers besteht. Der sekundärseitige Brückengleichrichter, bestehend aus den Dioden D_{G1} bis D_{G4}, wirkt als Freilaufkreis für den Strom i_{Lh}. In den Gleichrichterdioden D_{G1} und D_{G2} ist dabei die Flußrichtung von I_V und i_{Lh} entgegengesetzt. Wenn dann der Laststrom I_V klei-

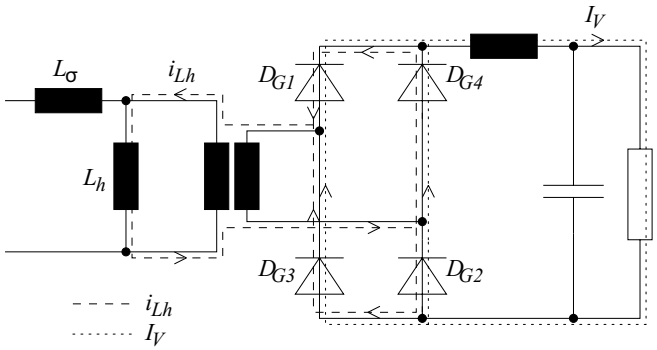


Abb. 9.106: *Laststrombeschränkung durch den Magnetisierungsstrom* i_{Lh}

ner ist als der Magnetisierungsstrom i_{Lh}, sperren diese beiden Dioden. Der damit fehlende Freilaufkreis für i_{Lh} resultiert in Überspannungen an den primär- und sekundärseitigen Anschlüssen des Transformators; dies kann zu einer Zerstörung der Halbleiterelemente führen.

Eine zweite Möglichkeit einen Vollbrückenwandler mit ZCT–Entlastung zu realisieren, ist die Plazierung des transient–resonanten Entlastungszweigs auf der Sekundärseite des Transformators. Diese Anordnung in Abb. 9.107 wurde in [691] erstmals vorgestellt und kommt mit einer minimalen Anzahl an zusätzlichen Bauelementen aus. Da einige gravierende Beschränkungen den Einsatz dieser Variante auf Sonderfälle beschränken, soll sie hier nur kurz behandelt werden.

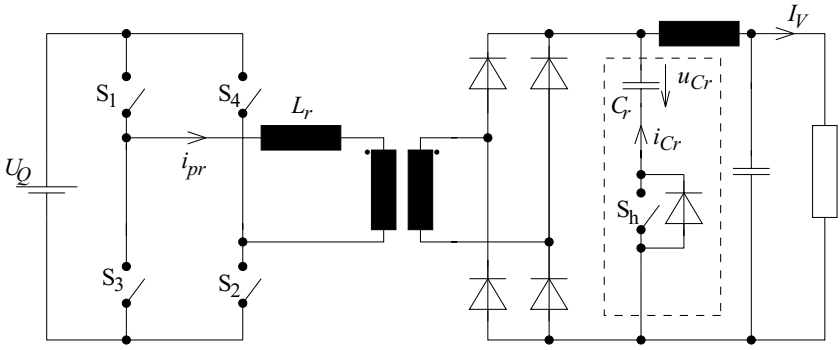


Abb. 9.107: *Vollbrücke mit sekundärer Entlastung*

Der Entlastungsvorgang wird zum Zeitpunkt t_0, bei eingeschalteten Primärschaltern S_1 und S_2, durch Schließen des Schalters S_h gestartet. Die folgende Schwingung zwischen dem nun aktiven Kondensator C_r und der Spule L_r lädt bis zum Zeitpunkt t_1 die Kondensatorspannung u_{Cr} auf den doppelten Wert der Eingangsspannung U_Q. Die aktiven Primärschalter werden während der Zeit

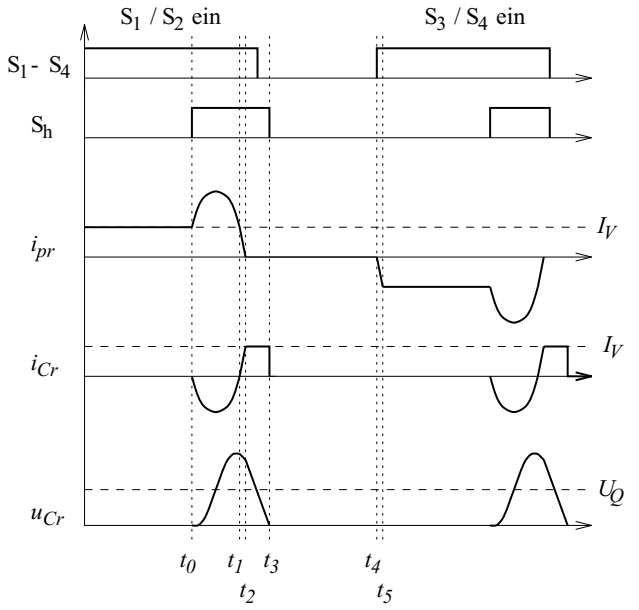


Abb. 9.108: *Strom- und Spannungsverläufe*

$t_1 - t_0$ mit diesem Resonanzstrom zusätzlich belastet. Erst mit dem Richtungswechsel des Stroms i_{Cr} nach einer halben Periode (Zeitpunkt t_1) baut sich der primärseitige Strom i_{pr} in beiden Schaltern S_1 und S_2 ab. Erreicht der nun positive Resonanzstrom i_{Cr} die Amplitude des Laststroms I_V (Zeitpunkt t_2), wird der Schwingkreis aus L_r und C_r durch die sperrenden Gleichrichterdioden unterbrochen und der Resonanzvorgang endet. Der Laststrom I_V kommutiert auf den Kondensator C_r und entlädt diesen in dem Zeitraum $t_3 - t_2$ linear. Während dieser Entladezeit des Kondensators fließt primärseitig kein Strom und die Schalter S_1 und S_2 können bei Strom Null, bis auf die unvermeidbaren Ansteuerverluste, verlustfrei abgeschaltet werden. Ist der Kondensator bei t_3 vollständig entladen, werden alle vier Gleichrichterdioden eingeschaltet, der Gleichrichter geht in den Freilaufbetrieb und führt den Laststrom. Der Schalter S_h im Entlastungskreis kann ab t_3 ebenfalls verlustfrei abgeschaltet werden.

Zum Zeitpunkt t_4 wird die Induktivität L_r wieder aktiv und begrenzt analog der Induktivität L_σ bei der Vollbrücke mit primärseitiger Entlastung (siehe Seite 910) die Stromänderungsgeschwindigkeit in den Primärschaltern und wirkt als passive Einschaltentlastung für die Schalter S_3 und S_4.

Alle primärseitigen Schalter werden in dieser Anordnung des transient–resonanten Entlastungskreis mit nur einem Hilfskreis entlastet. Der dabei notwendige Abschaltvorgang der Gleichrichterdioden erfolgt durch den sinusförmigen Stromverlauf „weich“, d.h. mit deutlich reduziertem Reverse–Recovery–Strom.

Ein weiterer Vorteil ist die sich ergebende Serienschaltung aus der Induktivität der Resonanzspule L_r und der Trafostreuinduktivität L_σ, die zusammen die wirksame Resonanzinduktivität L'_r bilden. Die somit in ein aktives Element der Entlastung integrierte parasitäre Induktivität L_σ tritt nicht mehr störend auf. Analog zu der primärseitigen ZCT–Entlastung kann der Aufwand für Snubber–Beschaltungen der Leistungshalbleiter zur Begrenzung von Spannungsschwingungen während des Abschaltvorgangs deutlich reduziert werden, bzw. die Beschaltung kann ganz entfallen.

Die Topologie mit sekundärseitigem Entlastungszweig besitzt aber auch einige gravierende Nachteile. Die maximale Sperrspannung der Gleichrichterdioden wird durch den Resonanzvorgang während $t_1 - t_0$ auf die doppelte Eingangsspannung erhöht, und ist damit doppelt so hoch wie in einer hartschaltenden Topologie oder in der ZCT–Vollbrücke mit primärseitiger Entlastung. Die aus der Sperrspannungserhöhung resultiernde höhere Durchlaßspannung der Dioden kompensiert zum Teil den erzielten Wirkungsgradgewinn durch das verlustfreie Schalten.

Weiterhin ist der maximale Strom $\hat{i}_{Cr}$ durch den worst–case Arbeitspunkt der Topologie, d.h. minimale Eingangsspannung und maximaler Laststrom, vorgegeben. Eine Regulierung des Spitzenstroms bei Last- oder Eingangsspannungsänderungen wie bei der primärseitigen Entlastung findet nicht statt. Die Zusatzbelastung der Schalter während $t_1 - t_0$ ist demnach bereits im Nominalbetrieb höher als zwingend notwendig, und kann im Teillastbetrieb mehr Verluste erzeugen als durch die die Reduzierung der Schaltverluste gewonnen werden. Die Schaltentlastung würde somit eine Reduzierung der Gesamteffektivität des Gleichspannungswandlers bewirken.

Der schwerwiegendste Nachteil aber erwächst aus der Einbeziehung der Streuinduktivität L_σ in die Resonanzinduktivität des Hilfskreises. Wie aus der Funktionsbeschreibung hervorgeht, ist das Mindesttastverhältnis im wesentlichen durch die Entlastungszeit $t_0 - t_3$ bestimmt, und damit von der Periodendauer $T_r = 2\pi\sqrt{L'_r/C_r}$. Berücksichtigt man die Streuinduktivität eines Transformators, der gängigen Isolationsvorschriften entspricht, sind mit dieser Topologie Schaltfrequenzen größer 50 kHz nur bedingt realisierbar.

b) Brückenwandler mit Zero–Voltage–Transition

Analog der Vollbrücke mit ZCT–Entlastung führt auch bei der Entlastung nach dem Zero–Voltage–Transition Prinzip der Ansatz, die Schalter eines nichtentlasteten Wandlers einfach durch ihr transient–resonantes Gegenstück zu ersetzen, zu keiner befriedigenden Lösung bei der Umsetzung der ZVT–Entlastung von den bisher betrachteten Zellwandlern auf die Vollbrücke. Der notwendige Bauelementeaufwand für die vier zusätzlichen Entlastungskreise ist auch bei dieser Variante des transient–resonanten Schalters nicht vertretbar.

Im Falle der ZVT–Entlastung bietet sich zur Reduzierung der Bauelementeanzahl eine Kombination aus erstens einer aktiven Entlastung durch transient–

resonante Zusatzkreise sowie zweitens einer Entlastung, die auf einer geeigneten Ansteuerung der Schalter beruht, wie sie in der Phase–Shift oder nullspannungseinschaltenden pulsweitenmodulierten (ZVS–PWM) Vollbrücke angewendet wird.

Die Steuerung der ZVS–PWM Vollbrücke nutzt die in der Streuinduktivität L_σ, der Hauptinduktivität L_h und der Induktivität L_f der Ausgangsfilterdrossel gespeicherte Energie, um ein entlastetes Schalten zu erreichen. Dabei gilt, daß für zwei der vier steuerbaren Primärschalter die Gesamtenergie in L_σ, L_h und L_f für die Entlastung genutzt werden kann und insbesondere aufgrund der Dimension der Induktivität L_f ein vollständiges und schnelles Umladen der Schalterparallelkapazitäten über einen weiten Lastbereich sicher zustellen ist. Für die weiteren zwei Schalter steht für die Entlastung nur die in L_σ gespeicherte Energie zur Verfügung.

Eine deutliche Einschränkung für die ZVS–PWM Brücke ergibt sich aus der Bedingung, daß bei minimalem Laststrom die in L_σ vorhandene Energie gleich der bei maximaler Eingangsspannung in den Schalterparallelkapazitäten gespeicherten Energie sein muß. Ansonsten erfolgt keine vollständige Entladung der Schalterparallelkapazitäten und die noch gespeicherte Energie wird beim Einschalten der Schalter im Schalter in Wärme umgesetzt. Der Streuinduktivität L_σ ist daher meist die Induktivität einer externen Spule in Serie geschaltet, um durch die nun größere wirksame Gesamtinduktivität ein spannungsfreies Schalten über einen weiten Lastbereich zu erzielen. Da eine große Streuinduktivität die Stromanstiegsgeschwindigkeit während der Kommutierungsvorgänge begrenzt, reduziert sich das effektiv wirksame Tastverhältnis des Wandlers, d.h. die Zeit in der jeweils die Schalter der Brückendiagonalen den Laststrom führen. Die Folge ist eine erhöhte zusätzliche zirkulierende Blindleistung und damit eine schlechtere Ausnutzung aller Komponenten des Wandlers, dies gilt insbesondere bei hohen Schaltfrequenzen. Für die genauen Abläufe innerhalb eines ZVS–PWM Vollbrückenwandlers und die Optimierung auf ein günstiges Verhältnis zwischen ZVS–Lastbereich (Einhaltung der ZVS-Bedingung) und zirkulierender Blindleistung sei auf die Literatur verwiesen [706, 736, 767].

In der Vollbrücke mit ZVT–Entlastung werden die beiden Verfahren so kombiniert, daß zwei Schalter nach dem Verfahren der Phase–Shift–Ansteuerung durch die Energie in den drei Induktivitäten L_σ, L_h und L_f entlastet werden, und die zwei verbleibenden Schalter durch den transient–resonanten Ansatz. Eine mögliche sich aus dieser Kombination ergebende Topologie des ZVT–Vollbrückenwandlers ist in Abb. 9.109 zu sehen. In dieser Anordnung sind die Schalter S_1, S_4 durch die Art der Ansteuerung und die Schalter S_2, S_3 durch die deutlich erkennbaren transient–resonanten Nebenkreise entlastet.

Für die Betrachtung der Funktionsweise läßt sich die Schaltperiode des ZVT–Vollbrückenwandlers im eingeschwungenen Zustand wieder in zwei symmetrische Halbperioden zerlegen. Die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe innerhalb der Topologie, sowie die Ansteuersignale der steuerbaren Halbleiterelemente für den betrachteten Zeitabschnitt sind in Abb. 9.110 gezeigt. Die Spannung u_D in

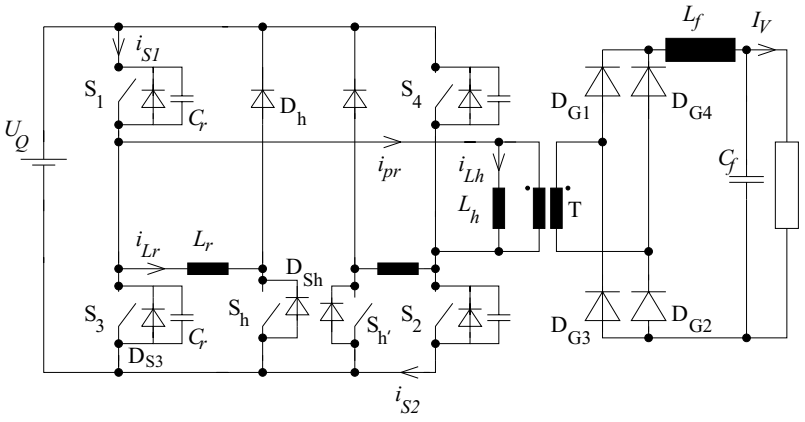


Abb. 9.109: *Vollbrücken–Topologie mit ZVT–Entlastung*

Abb. 9.110 ist die Spannung der Brückendiagonalen bzw. die Spannung an den primärseitigen Klemmen des Transformators T. Die Halbperiode läßt sich in 7 Schaltphasen zerlegen (s. Abb. 9.111). Die Last und der Ausgangsfilterkondensator C_f sind in Abb. 9.111 zu einer Spannungsquelle zusammengefaßt.

Die folgenden Erläuterungen gelten, wie bereits bei der ZCT–Vollbrücke, für idealisierte Bauelemente und ideales Schaltverhalten aller Leistungshalbleiter.

Phase 0 ($t < t_0$): Die Schalter S_1 und S_2 sind zu Beginn der Halbperiode eingeschaltet und führen den Laststrom I_V. Die Entlastungszweige sind nicht aktiv und das Ersatzschaltbild entspricht dem einer Vollbrücke ohne Entlastung.

Phase 1 ($t_0 < t < t_1$): Zum Zeitpunkt t_0 wird der Schalter S_2 geöffnet und die Entlastung des Schalters S_4 nach dem Ansatz des Phase–Shift eingeleitet. Durch das zeitversetzte Abschalten der beiden Schalter einer Brückendiagonale, hier wird S_2 vor S_1 abgeschaltet, fließen der Laststrom I_V und der Magnetisierungsstrom i_{Lh} weiter durch den noch geschlossenen Schalter S_1. Diese von der Ausgangsfilterspule L_f und der primärseitigen Trafohauptinduktivität L_h eingeprägten Ströme laden die zu den Schaltern S_2 und S_4 parallel liegenden Kapazitäten um. Da die in den beiden Induktivitäten gespeicherte Energie sehr viel größer als die in den Schalterkapazitäten vorhandene Energie ist, erfolgt der Umladeprozeß annähernd zeitlinear; die Differenzspannung nimmt ebenso zeitlinear ab.
Dieser Schaltzustand endet, sobald die Spannung über dem Schalter S_2 die Eingangsspannung U_Q erreicht und die antiparallele Diode des Schalters S_4 in Durchlaßrichtung beansprucht wird.

Phase 2 ($t_1 < t < t_2$): Der sekundärseitige Gleichrichter befindet sich ab dem Zeitpunkt t_1 im Freilaufbetrieb und führt den Laststrom I_V. Auf der Primärseite des Wandlers bilden die Inversdiode des Schalters S_4 und der Schalter S_1 einen Freilaufkreis für den Magnetisierungsstrom i_{Lh}. Die Spannung über dem Schalter S_4 ist damit während der gesamten *Phase 2* Null und der Schal-

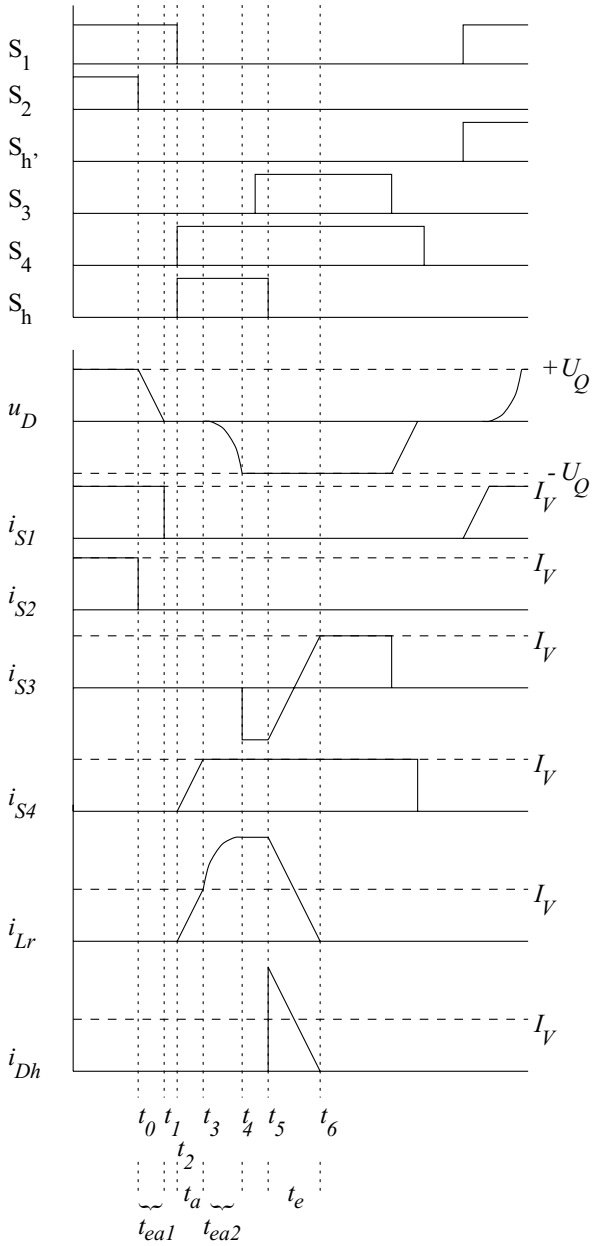


Abb. 9.110: *Strom- und Spannungsverläufe in einem ZVT–Vollbrückenwandler*

ter S_4 kann nahezu verlustfrei eingeschaltet werden. Die Einschalt–Entlastung für den Schalter S_4 nach dem Phase–Shift Ansatz ist somit zum Zeitpunkt t_1 abgeschlossen.

Phase 3 ($t_2 < t < t_3$): Die Entlastung des Schalters S_3 beginnt mit dem gleichzeitigen Ein- bzw. Abschalten der Schalter S_h und S_1 zum Zeitpunkt t_2. Der Nebenzweig des transient–resonanten Nullspannungsschalters S_3 ist damit aktiv und die Induktivität L_r ist wie folgt wirksam. Da der Gleichrichter noch im Freilaufbetrieb und daher die Spannung über der Trafohauptinduktivität L_h demzufolge Null ist, liegt an der Induktivität L_r somit die konstante Eingangsspannung U_Q. Über den Kreis Schalter S_4, Gleichrichterdioden D_{G3} und D_{G4} baut sich linear Strom in L_r auf. Im Gleichrichter D_{G1} – D_{G4} überlagert sich der Strom i_{Lr} dem Laststrom I_V, so daß sich der Strom im Gleichrichter nicht mehr gleichmäßig auf alle vier Dioden verteilt. Zum Zeitpunkt t_3 führen die Dioden D_{G3} und D_{G4} allein den Strom I_V und der Gleichrichter wechselt vom Freilauf- in den Gleichrichtbetrieb. Die Spannung über L_h wird nicht mehr fest auf Null gehalten und die zu S_1 und S_3 parallelen Kapazitäten C_r werden wirksam, der zeitlineare Stromaufbau in der Induktivität L_r endet.

Phase 4 ($t_3 < t < t_4$): Mit dem Wirksamwerden der Kapazitäten C_r parallel zu den Schaltern S_1 und S_3 zum Zeitpunkt t_3 beginnt ein Schwingvorgang zwischen den Kapazitäten und der Induktivität L_r, dabei wird die Kapazität parallel zu S_3 entladen ($u_{Cr3}(t_3) = U_Q$). Die Schwingung endet nach einer viertel Periode sobald die Diode D_{S3} in Durchlaßrichtung beansprucht wird und somit die Kapazität C_r kurzschließt.

Phase 5 ($t_4 < t < t_5$): Der jetzt konstante Strom i_{Lr} fließt durch den Kreis aus L_r, S_h und D_{S3}. Die Spannung über dem Schalter S_3 ist somit Null und der Einschaltvorgang des Schalters S_3 kann, bei Vernachlässigung der Ansteuerverluste, verlustlos erfolgen. Diese Phase endet mit dem Öffnen des Hilfsschalters S_h zum Zeitpunkt t_5. Die Dauer dieser Phase ist frei wählbar, sollte aber so kurz wie möglich gewählt werden, um eine unnötige Mehrbelastung der Hilfselemente zu vermeiden.

Phase 6 ($t_5 < t < t_6$): Nach dem Öffnen des Schalters S_h kommutiert der Strom i_{Lr} auf die Freilaufdiode D_h des transient–resonanten Nebenzweigs. Die Induktivität L_r liegt damit parallel zu der Eingangsspannungsquelle U_Q, und der Strom i_{Lr} baut sich linear ab. Der Laststrom I_V wird dabei von dem Nebenzweig auf den Schalter S_3 übertragen. Sobald der Strom i_{Lr} vollständig abgebaut ist, und die Diode D_h vom Durchlaß- in den Sperrbetrieb wechselt, ist die transient–resonante Entlastung abgeschlossen und der Entlastungszweig ist nicht mehr wirksam.

Die Entlastung bewirkt bei der ZVT-Vollbrückentopologie ebenfalls eine Einschränkung des Tastbereichs gegenüber dem hartschaltenden Wandler. Die in Abb. 9.110 mit t_e und t_a bezeichneten Zeitabschnitte sind Mindestein- und Mindestausschaltzeiten der Schalter einer Brückendiagonalen. Die Abschnitte t_{ea1} und t_{ea2} zeichen sich durch eine nicht–konstante Diagonalspannung u_D aus und

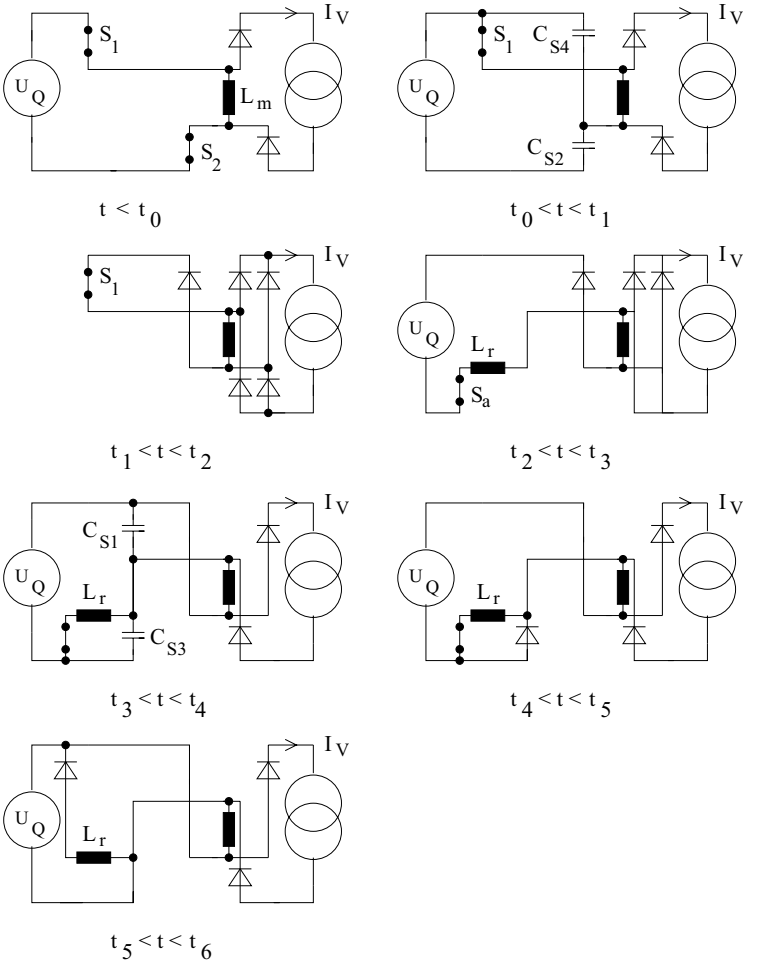


Abb. 9.111: *Ersatzschaltbilder für die einzelnen Phasen*

können analog zu dem ZVT–Tiefsetzsteller in Anteile zerlegt werden, die der Mindestein- und der Mindestausschaltzeit zugerechnet werden (s. Seite 906).

Die Auswirkungen der bei der Idealisierung vernachlässigten parasitären Komponenten sind bei der Vollbrücke mit ZVT–Entlastung geringer als bei der ZCT–Vollbrücke.

Die nichtlinearen Schalterparallelkapazitäten liegen parallel zu den Kapazitäten der Resonanzkondensatoren C_r und sind somit in die Entlastung eingebunden. Sie treten nicht mehr störend auf, vergrößern aber die wirksame Resonanzkapazität C_r, was bei der Dimensionierung berücksichtigt werden muß.

Relevanter sind zwei wirksame Elemente des nichtidealen Transformators T, die Streuinduktivität L_σ und die Hauptinduktivität L_h, bzw. der dadurch verursachte Magnetisierungsstrom i_{Lh}.

Der Magnetisierungsstrom der Trafohauptinduktivität fließt nahezu während der gesamten Periodendauer auf der Primärseite des Gleichspannungswandlers, entweder durch die geschlossenen Schalter einer Brückendiagonalen oder den Freilaufkreis der sich in *Phase 2* bildet. Durch das Öffnen des Schalters S_1 zu Beginn der *Phase 3* wird aber der primärseitige Freilaufkreis für den Magnetisierungsstrom bis zu Ende der Entlastung unterbrochen und der Strom i_{Lh} muß auf den sekundärseitigen Gleichrichter kommutieren. Es ergibt sich ein Stromverlauf in den Gleichrichterdioden analog dem ZCT–Vollbrückenwandler (s. Abb. 9.106) der auch für die Vollbrücke mit ZVT–Entlastung einen Mindestlaststrom I_{Vmin} erzwingt. Der ZVT–Vollbrückenwandler ist somit ebenfalls nicht leerlauffest.

Die Streuinduktivität L_σ des Transformators verhindert ab einer gewissen Größe den Übergang des Gleichrichters in den Freilaufbetrieb zum Zeitpunkt t_1. Die Induktivität L_σ hält in diesem Fall den primärseitigen Strom aufrecht und der Kreis des Laststroms schließt sich während *Phase 2* über die Primärseite des Wandlers. Um diese Zusatzbelastung der Schaltelemente zu vermeiden, kann der Schalter S_1 abgeschaltet werden sobald die antiparallele Diode von S_4 leitet und der Schalter S_4 entlastet eingeschaltet wurde. Der Gleichrichter wechselt dann in den Freilaufbetrieb und der Magnetisierungsstrom i_{Lh} kommutiert bereits vor t_2 auf die Sekundärseite. Es ergeben sich aber aus dieser veränderten Schaltfolge keine weiteren Einschränkungen für den Betriebsbereich der Vollbrücke.

9.7 Dreiphasige resonante Wechselrichter

9.7.1 Einführung

In den vorherigen beiden Kapiteln wurden für Gleichspannungswandler Schaltungsvarianten vorgestellt, die resonante Entlastungskreise nutzen. Aus den Ausführungen ist zu entnehmen, daß es eine nahezu unübersehbare Vielfalt von Schaltungs- und Steuerungsvarianten in diesem Gebiet gibt. Generell ist aber bei allen diesen Varianten festzustellen, daß einerseits der Entlastung von Ein- oder/und Ausschaltverlusten und der damit verbundenen Verbesserung des Wirkungsgrads oder der Erhöhung der Schaltfrequenz andererseits eine Erhöhung der Bauelement–Beanspruchungen und der zusätzlich notwendigen Resonanzkreise sowie die komplexe Funktionsweise gegenüberstehen, die eine Optimierung der Auslegung deutlich erschweren. Dies gilt ebenso auch für die transient–resonant entlasteten Schaltungsvarianten. In diesem Zusammenhang soll an die Schaltungsvarianten des Wechselrichters mit eingeprägter Spannung und Thyristoren als Schalter erinnert werden (Kap. 8); dies war bereits eine transient–resonante Schaltungsvariante mit Nullstromabschaltung (ZCS).

Insbesondere die erhöhten Bauelement–Beanspruchungen sind eine deutliche Einschränkung, wenn die Realisierung von Schaltungen höherer Leistung angestrebt wird; es ist ein deutlicher Nachteil, wenn bei gegebener Zwischenkreisspannung die Bauelemente auf beispielsweise die doppelte Zwischenkreisspannung oder den doppelten Laststrom ausgelegt werden müssen. Gleichermaßen sind die Resonanzkreise in den Kosten und bei transient–resonanten Varianten die Beanspruchung der Schalter in diesem Entlastungskreis zu beachten. Insofern muß bei der Einführung dieser Schaltungsvarianten für beispielsweise elektrische Antriebe die Ausgangssituation bei den Pulswechselrichtern mit GTOs und insbesondere IGBTs bedacht werden, die bedingt durch die Pulsweitenmodulation einfach steuerbar sind sowie eine befriedigende bis gute Nachbildung der Signale in den Strömen und einen Wirkungsgrad von 94 bis 97% erreichbar werden lassen. Weiterhin muß beachtet werden, daß durch Verbesserung der Leistungshalbleiterbauelemente an sich, die Ansteuerung dieser Bauelemente (z.B. harte Ansteuerung von GTOs) sowie optimale Modulations- bzw. Steuerverfahren noch weitere Verbesserungen zu erwarten sind. Auch die Einführung neuer Halbleitermaterialien soll hier nur erwähnt werden.

Trotz aller dieser Entwicklungstrends wurde intensiv untersucht, ob durch Übertragung der in den beiden vorherigen Kapiteln vorgestellten Entlastungsvarianten auch bei Antriebswechselrichtern Vorteile erreichbar sind. Der Ansatz für diese Untersuchungen war, daß bei Höchstleistungsbauelementen die Schaltfrequenz doch auf wenige 100 *Hz* eingeschränkt ist. Außerdem treten hohe Spannungssteilheiten beim Schalten auf, die zu EMV–Problemen führen können.

Eine vollständige Übersicht über alle Arbeiten ist im Rahmen eines Lehrbuchs ebenso wie in den vorhergehenden Kapiteln nicht möglich, so daß später nur die vier Schaltungsvarianten „Auxilary Resonant Commutated Pole Inverter"(ARCPI), „Nonlinear Resonant Pole Inverter"(NLRPI), „Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter"(MACRDCLI) und „Parallel Resonant DC Link Inverter"(PRDCLI) vorgestellt werden sollen. Die folgenden Ausführungen nutzen die Ergebnisse der Dissertation Protiwa [750].

Grundsätzlich besteht bei allen Ansätzen die Problematik, daß so wenige Resonanzkreise (Kosten) wie möglich eingesetzt werden sollten und daß diese Resonanzkreise so umfassend wie möglich wirken, d.h. sie sollten möglichst die netzseitige als auch die lastseitige Brückenschaltung entlasten können. Die bekannten drei grundsätzlichen Schaltungsvarianten sind die Umrichter mit resonantem Wechselgrößen–Zwischenkreis (Resonant–AC–Link), mit resonantem Gleichgrößen–Zwischenkreis (Resonant–DC–Link) und resonant transienter Entlastung (Resonant Pole Inverter).

Abbildung 9.112 zeigt die Struktur von Umrichtern mit resonantem Wechselgrößen–Zwischenkreis. Diese Schaltungsvariante wurde in [757, 775] vorgeschlagen.

Die prinzipielle Funktion dieser Schaltung läßt sich aus Abb. 9.112 leicht ableiten. Der Parallelschwingkreis wird durch die netzseitige Schaltung angeregt und somit steht im Zwischenkreis eine Wechselspannung zur Verfügung.

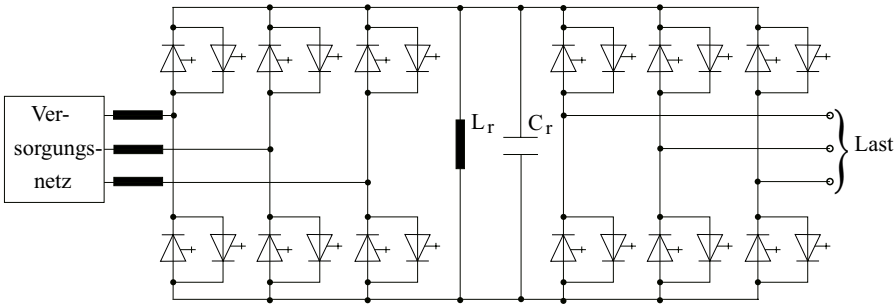


Abb. 9.112: *Struktur von Umrichtern (AC–Link) mit resonantem Wechselgrößen–Zwischenkreis*

Damit erfordert diese Schaltungsvariante blockier- und sperrfähige Leistungshalbleiter. Der Aufwand ist somit hoch, wenn die bisher vorwiegend entwickelten nur blockierfähigen Leistungshalbleiter verwendet werden, da eine Seriendiode voller Leistung und eine dem schaltenden Element parallele Diode für den Rückstrom der Seriendiode benötigt werden. Eine weitere Schwierigkeit in der Realisierung sind die transienten Betriebszustände des Resonanzkreises, die zu Überspannungen des Zwischenkreises führen und damit Überspannungsbegrenzer für alle Leistungshalbleiter erforderlich machen.

Die Wechselspannungs–Halbschwingungen des Zwischenkreises können beispielsweise über die Schalter der lastseitigen Brückenschaltung zur Last durchgeschaltet werden. Die lastseitige Spannung setzt sich somit aus Wechselspannungs–Halbschwingungen des Zwischenkreises zusammen. Die Frequenzvariation erfolgt daher durch eine entsprechende Aufschaltung von einer entsprechenden Zahl von Halbschwingungen positiver bzw. negativer Amplitude. Die Amplitudenvariation kann durch abwechselnde Aufschaltung geeigneter Muster von positiven und negativen Halbschwingungen erfolgen. Auf die Anforderungen an die Resonanzfrequenz im Zwischenkreis einerseits und die harmonischen Oberschwingungen auf der Drehspannungsseite andererseits wird später eingegangen.

Eine Alternative wurde in [748, 749] vorgestellt. In diesem Fall schaltet ein netzseitiger Stromrichter nahezu spannungslos, während die Ventile im lastseitigen Stromrichter stromlos kommutieren. Zusätzlich sind noch sogenannte Hilfsschalter erforderlich, die erst die Resonanzvorgänge ermöglichen. Interessant wird dieser Vorschlag, wenn zwischen Ein- und Ausgang eine Potentialtrennung notwendig ist. Der entsprechende Transformator kann bei ausreichend hoher Resonanzfrequenz kleiner ausfallen als bei einem netzseitigen Anschluß. In [693] wird der Einsatz von NPT–IGBTs als Schalter in obiger Konfiguration vorgeschlagen.

Umrichter mit resonantem Gleichgrößen–Zwischenkreis werden in Abb. 9.113a und b gezeigt, bei diesen Vorschlägen wird ein Serien–Resonanzkreis verwendet (Resonant DC Link Inverter, RDCLI). Diese Resonant–DC–Link–

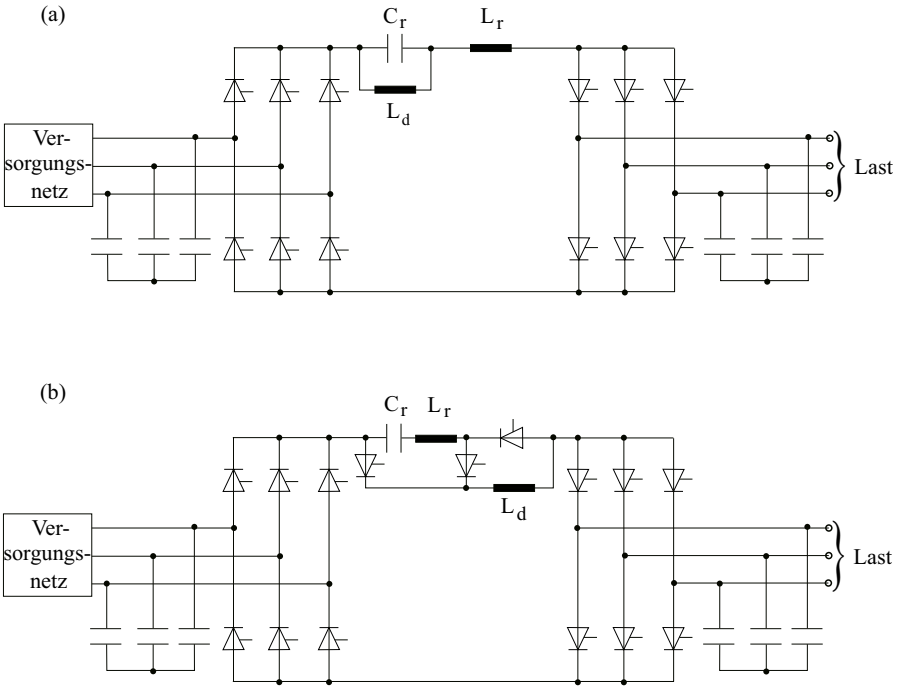


Abb. 9.113: *Umrichter mit resonantem Stromzwischenkreis;* **a** *nach Murai, Lipo;* **b** *nach Ledwich*

Umrichter können sowohl im strom- als auch spannungslos–schaltenden Modus realisiert werden. Das grundlegende Konzept, bei dem die Ventile im stromlosen Zustand kommutieren, ist in Abb. 9.113a gezeigt [745]. Die Elemente mit den Größen L_r und C_r bilden einen Serienschwingkreis, während die Glättungsspule $\mathrm{L_d}$ für einen Gleichstrompfad sorgt. Die erforderliche Gleichspannung zum Einstellen des Stroms in der Induktivität L_d wird von der netzseitigen Schaltung zur Verfügung gestellt. In der Resonanzspule tritt sinuskuppenförmiger Strom mit stets positiven Vorzeichen auf. Ein Nachteil dieses Serien–Resonanz–Umrichters ist das Aufschalten von diskreten Last–Strompulsen, da nur zu den jeweiligen Nulldurchgängen des Stroms eine Zustandsänderung im Wechselrichter erfolgen kann. Diese sind wiederum durch den Laststrom und die Resonanzfrequenz der Schwingkreiselemente vorgegeben. Es wurde deshalb eine Erweiterung obiger Schaltung in [690, 733] vorgeschlagen (Abb. 9.113b). Mit dem Zünden zusätzlicher Hilfsventile kann ein Abkommutieren des Stroms von einer übergeordneten Steuerung erzwungen werden. Am Ausgang sind hierdurch blockförmige Ströme variabler Länge einstellbar (PWM–Verfahren).

Beide Schaltungen mit resonantem Gleichgrößen–Zwischenkreis und Serienschwingkreis erfordern wie bei dem resonanten Wechselgrößen–Zwischenkreis

blockier- und sperrfähige Leistungshalbleiter. Wenn die Topologien in Abb. 9.113 vom Prinzipschaltbild her überprüft werden, dann ist leicht zu erkennen, daß der Resonanzkreis im Zwischenkreis die Aufgabe hat, die nicht abschaltbaren Thyristoren in abschaltbare Elemente zu überführen. Ausgehend von dieser Erkenntnis und unter Berücksichtigung der Zwischenkreisdrossel mit der Glättungsinduktivität L_d sind damit diese beiden Lösungen mit dem in Kap. 6 vorgestellten I–Umrichter mit Pulsweitenmodulation identisch. Damit werden auf den Wechselspannungsseiten zusätzliche Kondensatoren notwendig und das System verhält sich wie eine steuer- bzw. regelbare Stromquelle. Auf die Ausführungen in Kap. 6 sei verwiesen.

Eine andere Variante des resonanten Gleichgrößenzwischenkreises ergibt sich, wenn statt eines Serien–Resonanzkreises ein Parallel–Resonanzkreis verwendet wird [700].

In Abb. 9.114 wird eine Abwandlung des Prinzips mit Spannungsbegrenzung der Zwischenkreis–Wechselspannung gezeigt.

Die prinzipielle Funktion ist analog wie bei der Schaltung nach Abb. 9.112, als Spannungsquelle für die lastseitige Spannung dient der Kondensator des Parallel–Resonanzkreises. Vorteilhaft bei dieser Variante ist, daß erstens nur blockierfähige Leistungshalbleiter benötigt und zweitens die Ventile im Umrichter spannungslos geschaltet werden können. Dem stehen allerdings die hohen Überspannungen am Kondensator mit der Kapazität C_r und an den Ventilen gegenüber, die bedingt durch den Resonanzkreis mindestens auf den zweifachen Wert der Zwischenkreisspannung ansteigen, bei Lastwechseln aber schnell den drei- bis fünffachen Wert erreichen können. Verschiedene Lösungen sind zu Reduktion der Überspannung vorgeschlagen worden. In [701] wird erstmals die Anwendung einer aktiven Spannungsbegrenzer–Schaltung (Clamped–Schaltung) untersucht (Active Clamped Resonant DC Link Inverter, ACRDCLI). Bei dieser Lösung wird C_r ab einer gewissen Spannung ein wesentlich größeres C_{clamp} parallel geschaltet. Dadurch kann die beim Resonanzvorgang in L_r gespeicherte Energie nur zu einem steuerbaren Anteil an C_r übertragen werden. Die an C_r auftretenden Spannungen können somit auf den 1,2– bis 1,8–fachen Wert der Zwischenkreisspannung begrenzt werden [741, 756].

Eine zweite Möglichkeit zur Spannungsbegrenzung ergibt sich durch eine passive Spannungsbegrenzung, indem der Spule L_r ein Transformator parallel geschaltet wird, dessen Sekundärwicklung in Serie mit einer Diode an die Zwischenkreisspannung angeschlossen ist. Schwierig bei dieser Lösung ist die Realisierung eines Transformators mit geringstmöglicher Streuung.

Eine dritte Variante zur Spannungsbegrenzung am Parallel–Resonanz–Wechselrichter wurde mit dem Voltage–Peak–Controlled–RDCLI (VPCRDCLI) von [744] zur Diskussion gestellt. Dabei wird der ursprüngliche RDCLI–Schaltkreis nicht verändert, sondern nur anders gesteuert. Im Wechselrichter schalten die Ventile nicht mehr genau im Nulldurchgang der Spannung, sondern eine genau definierte Zeitdauer davor. Hiermit lassen sich die durch die Lastwechsel be-

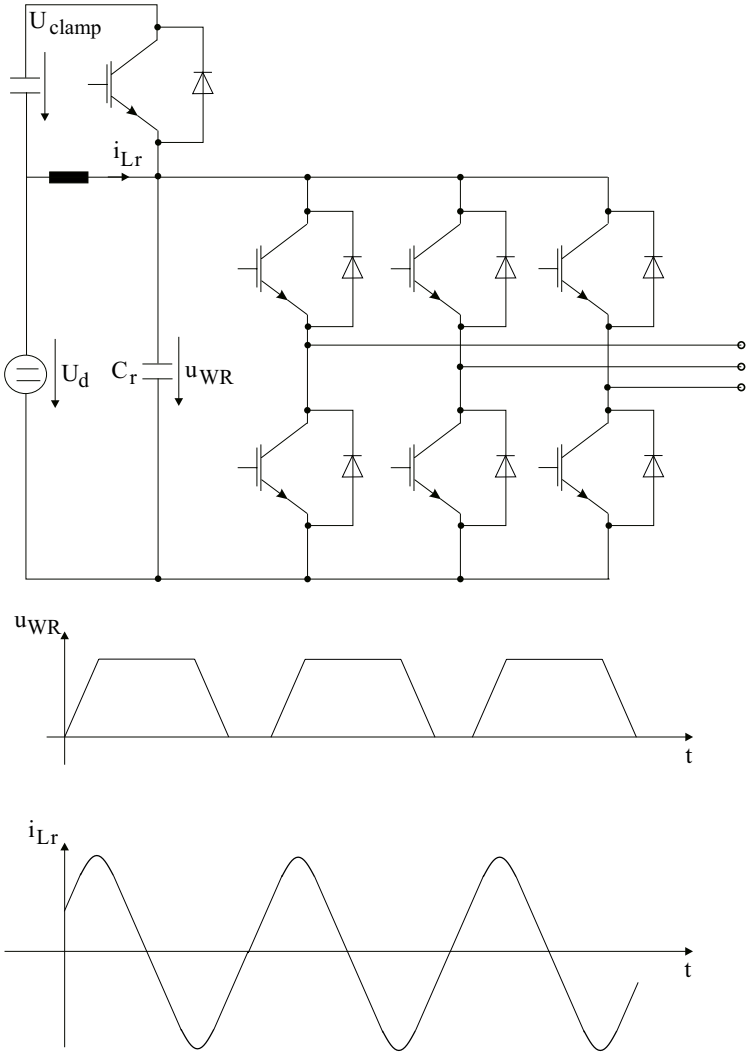


Abb. 9.114: *Der Active–Clamped–Resonant–DC–Link–Wechselrichter*

dingten Spannungsüberhöhungen vermeiden. Allerdings müssen die Halbleiter weiterhin für die doppelte Zwischenkreisspannung dimensioniert werden.

Im Vergleich der bisherigen Lösungen schneidet der ACRDCLI trotz seines zusätzlichen Schaltventils am besten ab. Er wurde bisher auch am intensivsten in vielen Forschungslaboratorien und Universitäten untersucht [702, 718, 741]. Der wesentliche Nachteil des ACRDCLI liegt — übrigens genau wie bei den anderen vorgestellten Varianten — im generierten Pulsmuster der Ausgangsspannung. Der ACRDCL–Umrichter kann nicht mit einem PWM–Steuerverfahren

getaktet werden, da die Ventile nur zu diskreten Zeitpunkten geschaltet werden, wenn die Spannung am Wechselrichter Null ist. Durch sog. Sigma–Delta–Modulationsverfahren oder eine direkte Stromregelung werden jeweils Spannungspulse nahezu konstanter Länge (Auslegungsfrequenz des Schwingkreises) über den Wechselrichter auf die angeschlossene Last geschaltet. Die Folge ist ein wesentlich ungünstigeres Spektrum der Ausgangsströme als bei den herkömmlichen Umrichtern mit PWM–Modulation. In [743] wurde nachgewiesen, daß die Frequenz der Spannungspulse des ACRDCLI etwa um den Faktor zehn höher liegen muß als die Schaltfrequenz eines herkömmlichen PWM–Umrichters, um annähernd einen gleichen Effektivwert des Verzerrungsstroms zu erreichen. Vor allem bei niedrigen Modulationsgraden schneidet die beim ACRDCLI verwendete Sigma–Delta–Modulation deutlich schlechter ab als eine einfache PWM [705]. Gerade Umrichter für Antriebsaufgaben müssen jedoch auch bei niedrigen Modulationsgraden zufriedenstellend arbeiten. Wird die Arbeitsfrequenz bei diesem Resonanzumrichter zu niedrig gewählt, kommen zu dem hohen Ripple–Strom noch niederfrequente subharmonische Frequenzen im Strom hinzu.

Um die Nachteile der diskreten Pulsmodulationsverfahren zu vermeiden, wurde seit Ende der achtziger Jahre nach Möglichkeiten gesucht, den RDCLI mittels PWM zu steuern. Erste Ansätze erfolgten in [731, 737], es entstanden die Notching–DC–Link– bzw. Quasi–Resonant–DC–Link–Inverter, die auf dem transient–resonanten Ansatz beruhen.

Allen Varianten ist gemeinsam, daß die Eingangsspannung des Wechselrichters während der kurzen Zeit der Schaltvorgänge durch zusätzliche Schaltkreise (Kommmutierungskreise) zu Null wird. Um ein Entladen des Zwischenkreiskondensators während dieser Zeit zu verhindern, muß ein Entkopplungsglied in den Hauptstrompfad zum Wechselrichter eingefügt werden. Dabei bestehen zwei grundsätzliche Möglichkeiten, dieses Entkopplungsglied zu realisieren: Erstens die Verwendung einer Spule mit geringer Induktivität, die auch als Resonanzspule arbeitet, und zweitens der Einsatz eines Halbleiterventiles.

In [712] ist ein Notching–DC–Link–Umrichter mit einem Halbleiterventil S_{H1} im Hauptstrompfad vorgestellt worden (Abb. 9.115). Zusätzlich sind noch zwei weitere Hilfsschalter nötig (S_{H2} und S_{H3}). Die Aufgabe der Zusatzschaltung ist es, den Resonanzkondensator mit der Kapazität C_{r1} zu den jeweiligen Umschaltaugenblicken zu entladen und anschließend wieder zu laden. Dazu muß eine ausreichende Energiemenge in der Resonanzspule L_r gespeichert werden. Dies wird über die Steuerung der Einschaltzeiten der Hilfsventile sichergestellt.

Ist der Energieinhalt der Spule ausreichend für den jeweiligen Schaltzyklus, wird der Resonanzvorgang durch das spannungslose Abschalten von S_{H1} eingeleitet. Erreicht die Spannung am Ende des Kommutierungsprozesses erneut den Wert der Zwischenkreisspannung, läßt sich S_{H1} wieder verlustlos einschalten. Überschüssige in L_r gespeicherte Energie kann über die Diode D_{H1} in die Spannungsquelle U_d zurückgegeben werden. Nachteilig wirkt sich bei dieser Schaltung neben der hohen Anzahl von zusätzlichen Leistungshalbleitern noch eine

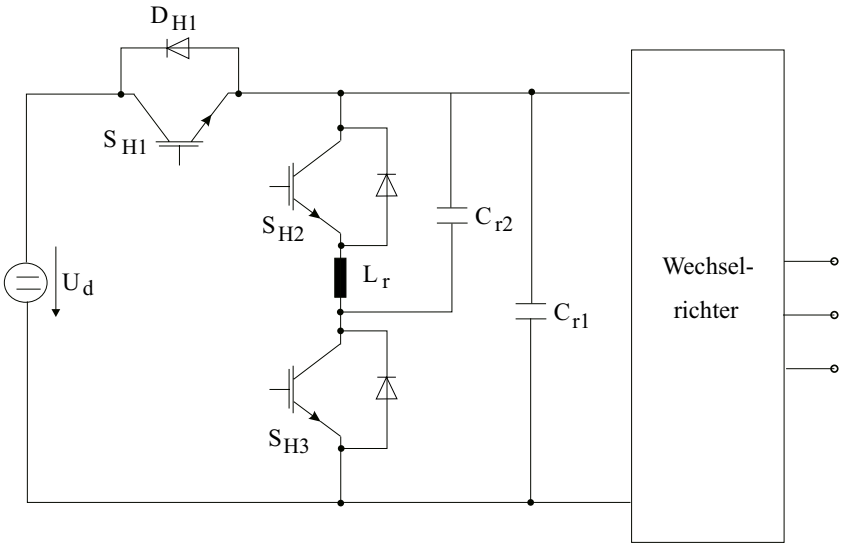


Abb. 9.115: *Notching–DC–Link–Inverter nach He, Mohan*

Überspannung an S_{H2} aus. Diese kann jedoch durch geeignete Dimensionierung begrenzt werden.

Eine alternative Lösung wird in [697] vorgeschlagen (Abb. 9.116). Das Grundprinzip ist ähnlich dem vorhergehenden Konzept. Allerdings wird die für das Laden und Entladen des Kondensators C_{r1} benötigte Energie hier anstatt in einer Resonanzspule in einem Serienschwingkreis aus L_r und C_{r2} gespeichert. Dadurch wird zwar ein Schalter gespart, aber die zur Verfügung stehende Energie hat eine theoretische Obergrenze, die sich wie folgt berechnet:

$$E_{max} = 2 \cdot C_{r2} \cdot U_d^2 \tag{9.185}$$

Dies führt dazu, daß vor allem im Generatorbetrieb bei der Kommutierung eines Überstroms von einer Diode auf einen Wechselrichterschalter der Kondensator C_{r1} nicht mehr vollständig entladen werden kann. Ein Kommutierungsversagen ist die Folge, oder es müssen harte Schaltvorgänge in Kauf genommen werden.

Eine weitere ungewöhnliche Alternative ist in Abb. 9.117 dargestellt [724]. Es handelt sich hier bei um einen sogenannten Shoot–Through–Resonant–DC–Link–Inverter. Dieser Name beruht auf dem Sachverhalt, daß zum Löschen eines Wechselrichterventiles zuerst der zweite Halbleiter des jeweiligen Brückenzweiges gezündet wird. Der resultierende Kurzschluß sorgt für einen ausreichenden Strom in der Resonanzspule L_r. Nach dem Aussschalten von S_H wird der Kondensator C_r entladen. Beim Erreichen von Null Volt können die Bauelemente im Wechselrichter ebenfalls spannungslos abschalten. Vorteil dieses Konzeptes

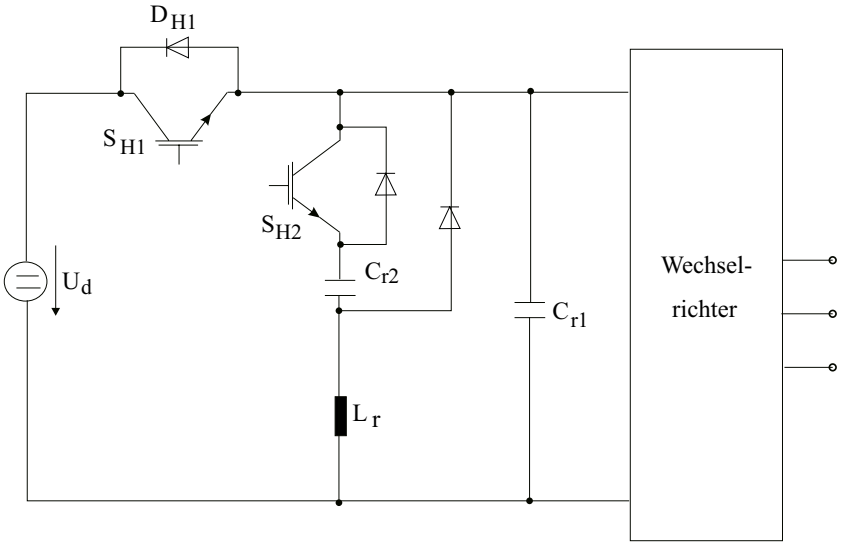


Abb. 9.116: *Notching–DC–Link–Inverter nach Choi, Sul*

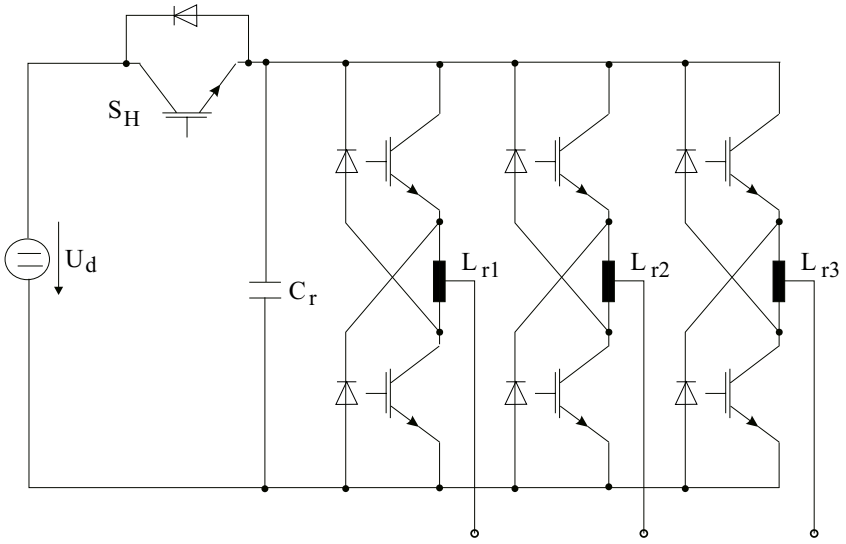


Abb. 9.117: *Shoot–Through–Resonant–DC–Link–Inverter nach Jung, Cho*

liegt in der Verwendung von ausschließlich einem zusätzlichen Schalter. Allerdings kann mit ihr nur ein resonantes Ausschalten der Ventile erreicht werden. Das Einschalten der aktiven Elemente, also die Kommutierung von einer Diode auf einen IGBT, verläuft hart, so daß weiterhin hohe Schaltverluste zu erwarten sind. Des weiteren können keine existierenden Standardmodule für die Halbleiter Anwendung finden, da die Anschlüsse der Freilaufdioden nicht direkt an den IGBTs sind.

Ein weiterer Ansatz aus [696] besitzt wiederum die von den beiden anderen Schaltungen her bekannte Struktur (Abb. 9.118). Allerdings können hier beliebig hohe Ströme geschaltet werden, da die Resonanzspule linear aus dem Zwischenkreis geladen wird. Der Strom in der Spule ändert dabei im Verlaufe des Resonanzvorganges nicht sein Vorzeichen, sondern wird nur vom Hilfsnetzwerk mit anderer Polarität in den Wechselrichter eingespeist. Die Schaltung wird als Parallel–Resonant–DC–Link–Inverter (PRDCLI) bezeichnet.

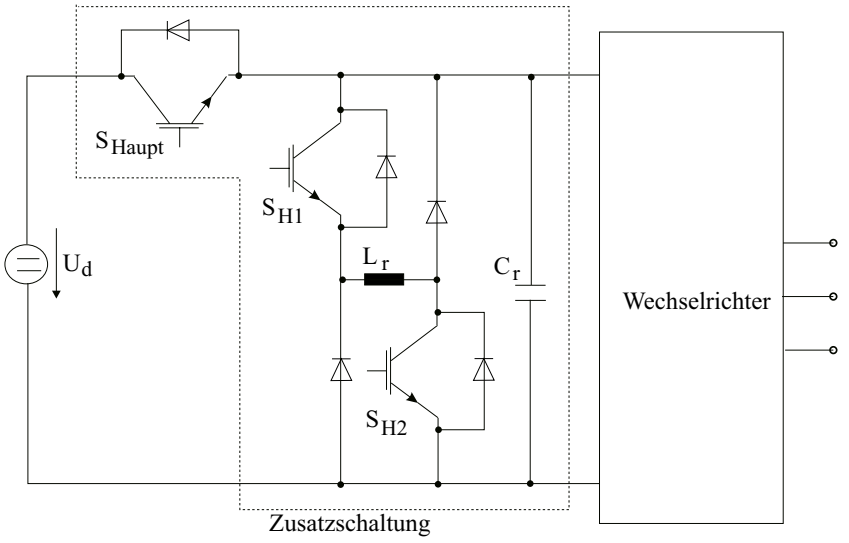


Abb. 9.118: *Notching–DC–Link–Inverter nach Cho et al.*

Während die bisher vorgestellten Lösungen alle über einen zusätzlichen Halbleiterschalter im Hauptstrompfad verfügten, zeigt Abb. 9.119 stattdessen die Verwendung einer gekoppelten Spule [695]. Es handelt sich dabei um eine Weiterentwicklung der letzten Schaltung, jedoch mit anderen Eigenschaften. Ähnlich wie beim Passive–Clamped–RDCLI wird transformatorisch die Spannung nach dem Resonanzvorgang begrenzt. Das Verhältnis der Induktivitäten L_{r1}/L_3 entscheidet über die Amplitude der maximal auftretenden Spannung. Gleichzeitig wirken die Induktivitäten L_{r1} und L_{r2} als Resonanzelemente. Diese Lösung gewährleistet ein sicheres Umladen des Resonanzkondensators C_r unter allen Lastbedingungen.

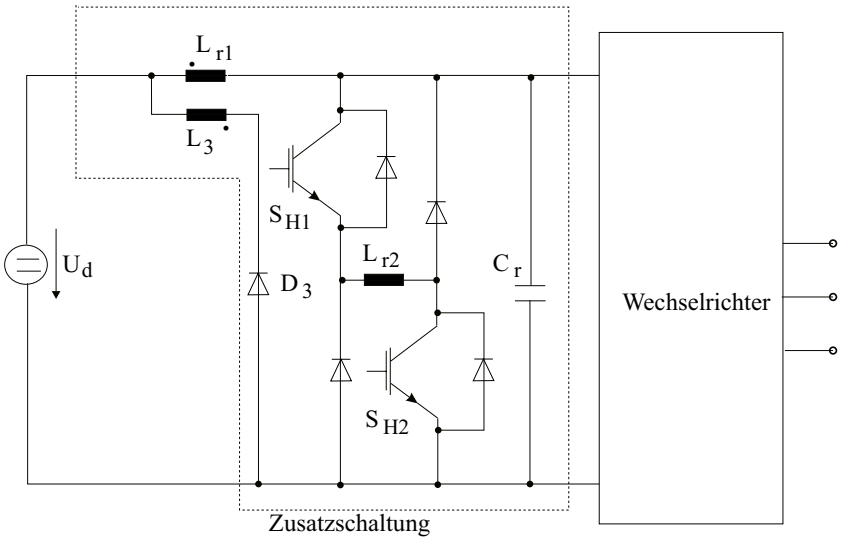


Abb. 9.119: *Notching–DC–Link–Inverter nach Chen, Lipo*

Allerdings reduzieren die internen Streuinduktivitäten zwischen L_{r1} und L_3 die Wirksamkeit der Überspannungsbegrenzung. Gleichzeitig entstehen nach einem Resonanzvorgang unerwünschte Schwingungen zusammen mit der Kapazität C_r, die steuerungstechnisch nicht beeinflußt werden können. Hohe Überspannungen an der Diode D_3 sind ein weiterer Nachteil.

Eine einfache Erweiterung des ACRDCLI wurde von [753] in einer Patentschrift veröffentlicht. Dieser in [744] als Modified–Active–Clamped–Resonant–DC–Link–Inverter (MACRDCLI) bezeichnete Umrichter besitzt zwei statt einen zusätzlichen Leistungshalbleiter mehr als die ursprüngliche Schaltung.

Nachdem die Lösungen mit resonantem Wechselgrößen–Zwischenkreis und den resonanten Gleichgrößen–Zwischenkreisen abgehandelt wurden,verbleibt es, die transient entlasteten Lösungen (Resonant Pole Inverter, RPI) vorzustellen. Der grundsätzliche Ansatz orientiert sich an den bereits aus Kap. 8 bekannten Lösungen, bei denen jeweils ein Zweigpaar mit den beiden Thyristoren entlastet ausgeschaltet wurde. Im vorliegenden Fall des RPI werden abschaltbare Ventile verwendet, so daß die Freiwerdezeit der Thyristoren nicht eine der die Dimensionierung bestimmenden Größen ist. Weiterhin werden dem aktiven Schaltelement und der antiparallelen Diode ein Kondensator parallel geschaltet; die Anordnung entspricht somit prinzipiell einem Nullspannungsschalter. In gleicher Weise wie in Kap. 8.7 wird zusätzlich ein zuschaltbarer Resonanzkreis zwischen dem Lastanschluß und dem Nullpunkt des Spannungs–Zwischenkreises angeschlossen ([433] und insbesondere [699]). Die prinzipielle Funktion enspricht der Funktion in Kap. 8, d.h. es können sechs Spannungs–Raumzeiger ungleich Null und zwei Null–Raumzeiger geschaltet werden. Die Steuerung erfolgt mittels PWM.

Die Entlastungsschaltung wird nur während der Kommutierung wirksam. Die zusätzliche Beanspruchung im Strom der Hauptventile ist akzeptabel, eine spannungsmässige Überdimensionierung nicht erforderlich. Nicht zu vernachlässigen ist allerdings der Aufwand des Resonanzkreises für jedes Zweigpaar und hier insbesondere die Durchlaßbeanspruchung der Ventile in den Resonanzkreisen bei hohen Resonanzfrequenzen, die prinzipiell erwünscht sind, um die anwendbaren PWM–Verfahren nicht einzuschränken.

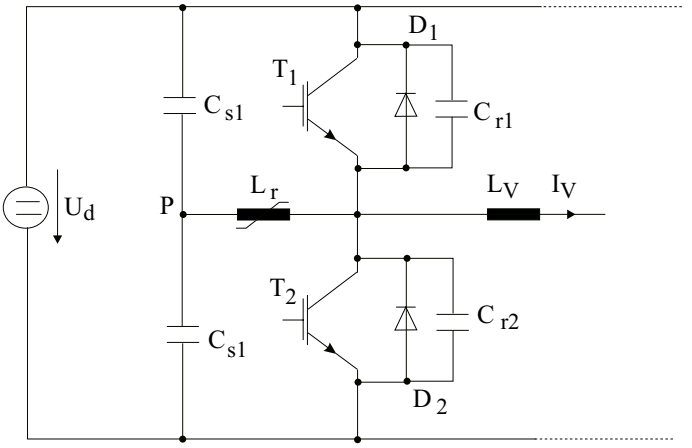


Abb. 9.120: *Ein Brückenzweig des NLRPI*

Eine zweite Alternative stellt die von [703] vorgeschlagene Verwendung einer nichtlinearen Spule L_r dar (Abb. 9.120). Daher auch der Name **Non**–Linear–Resonant–Pole–Inverter (NLRPI). Ist die Spule mit der Induktivität L_r ungesättigt, besitzt sie einen sehr hohen Induktivitätswert und stellt praktisch einen geöffneten Schalter dar. Erreicht der Strom in L_r den Sättigungswert, der bei wenigen Ampere liegt, sinkt die Induktivität der Spule um ein bis zwei Größenordnungen. Der Strom in ihr steigt steil an. Hat er eine gewisse Schwelle erreicht, wird der entsprechende IGBT abgeschaltet und ein vom ARCPI bekannter Umschwingvorgang setzt ein. Die Steuerung des NLRPI arbeitet allerdings ganz anders als die des ARCPI. Die sättigbare Spule wird deshalb nicht mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden, sondern mit dem Mittelpunkt eines kapazitiven Spannungsteilers.

Besaßen alle bisher vorgestellten Lösungen für jedes Zweigpaar einen eigenen Resonanzkreis, wird in [768] noch eine Möglichkeit vorgestellt, eine gemeinsame Kommutierungsschaltung zu nutzen (Abb. 9.121). Der Vorteil liegt dabei in der Verwendung von nur einem Hilfsschalter. Wird dieser geschlossen, entsteht in den drei Resonanzspulen mit den Induktivitäten L_{r1}, L_{r2} und L_{r3} ein Strom, dessen Richtung durch den Schaltzustand des Wechselrichters festliegt. Hat der jeweilige Strom in den Resonanzspulen den Wert des Laststroms überschritten,

kann durch spannungsloses Schalten der Leistungshalbleiter ein Umschwingen der Resonanzkondensatoren erzwungen werden.

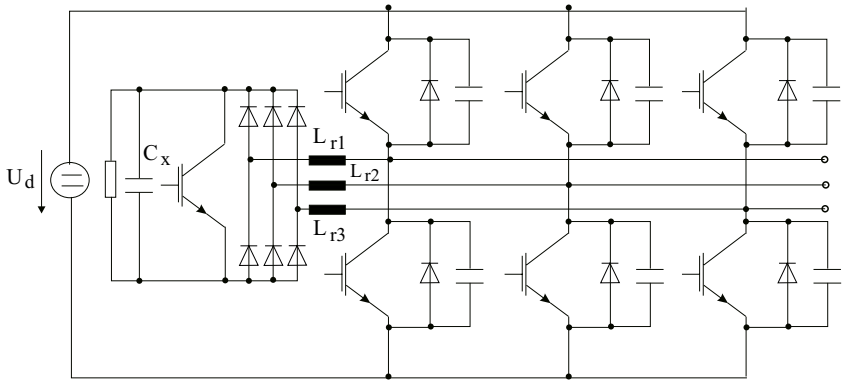


Abb. 9.121: *Resonanzwechselrichter nach Vlatkovic, Lee*

Die überschüssige, in den Spulen gespeicherte Energie nimmt der Kondensator mit der Kapazität C_x auf. Neben dem unbestreitbaren Vorteil des geringen Aufwands besitzt diese Schaltung zwei Nachteile. Erstens ist ein resonantes Kommutieren von einer Diode auf einen IGBT dann nicht möglich, wenn alle oberen oder alle unteren Schalter leitend sind, d.h. wenn der Nullvektor anliegt. Dieser ist aber bei allen gängigen PWM–Steuerverfahren der am häufigsten auftretende Vektor. Es muß deshalb bei diesem Resonanzumrichter eine andere Schaltreihenfolge gewählt werden, dies führt zu höheren Verzerrungsanteilen im Ausgangsstrom. Zweitens muß ein Teil der in den Resonanzspulen gespeicherten Energie im Parallelwiderstand von C_x in Wärme umgesetzt werden.

In den folgenden Kapiteln werden einige der vorgestellten Varianten genauer beschrieben.

9.7.2 Der ARCPI (Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter)

In Kap. 9.7.1 wurde bereits kurz auf die prinzipielle Funktionsweise des ARCPI eingegangen. An dieser Stelle erfolgt eine eingehende Beschreibung der Schaltkurven während der Kommutierung. Dazu werden für die jeweiligen Zustände des ARCPI die Lösungen der entsprechenden Differentialgleichungen vorgestellt. Zum besseren Verständnis wird in Abb. 9.122 ein Brückenzweig des ARCPI gezeigt. Der Hilfsschalter ist dabei durch die Serienschaltung von zwei MCTs mit antiparaller Diode realisiert.

Die Verwendung von MCTs an dieser Stelle hat den Grund, daß MCTs eine Vierschichtstruktur besitzen und weiterhin die Ansteuerung über einen MOS–Steuerkopf erfolgt. Dies bedeutet, der MCT verbindet die Vorteile der hohen Stromtragfähigkeit (kurze, hohe Stromimpulse) bei niedriger Durchlaßspannung

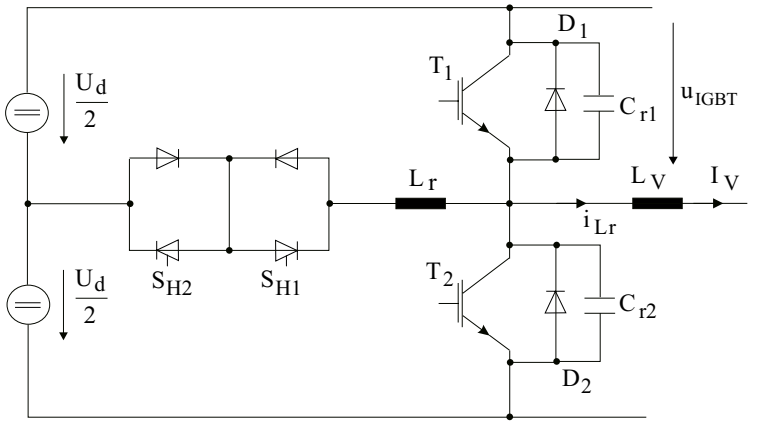


Abb. 9.122: *Ein Brückenzweig des ARCPI*

und nicht allzu großem Ansteuerungsaufwand. Allerdings sind MCTs zur Zeit nur in einem begrenzten Leistungsbereich (maximale Spannung, maximaler Durchlaßstrom) zu erhalten, so daß der MCT hier nur als ein mögliches Element genannt werden soll, welches die oben genannten Forderungen erfüllt.

Zu Analysezwecken soll als erstes die Kommutierung des Stroms von Diode D_2 auf den IGBT T_1 betrachtet werden. Dieser Vorgang wird im folgenden auch als Einschalten des IGBT T_1 bezeichnet. Bei allen Betrachtungen wird der Laststrom für den Kommutierungsvorgang als konstant angesehen. Dies ist zulässig, da die Resonanzinduktivität um zwei bis drei Größenordnungen kleiner als die Lastinduktivität dimensioniert ist.

Zu Beginn des Kommutierungsvorganges wird der Hilfsschalter S_{H1} eingeschaltet. Nach dessen Einschalten steigt der Strom in der Resonanzspule L_r zunächst linear an. Dies ist die Phase 1 in Abb. 9.123.
Es gilt:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_d \cdot t}{2\,L_r} \tag{9.186}$$

$$u_{Cr1}(t) = U_d \qquad u_{Cr2}(t) \approx 0$$

Im selben Maße wie der Spulenstrom in L_r größer wird, sinkt der Diodenstrom D_2, da der Laststrom konstant bleibt. Hat der Spulenstrom den Wert des Laststroms erreicht, übernimmt der parallel zu D_2 liegende IGBT T_2 den Strom, Phase 2 beginnt. Es gilt weiterhin die Beziehung nach Gl. (9.186). Am Ende der vorangegangenen Phase 1 ist in L_r theoretisch genügend Energie gespeichert, um ein Umschwingen der Resonanzkondensatoren zu erreichen. Allerdings treten im Schwingkreis Verluste in den Halbleitern, in den Zuleitungen und in der Spule auf. Um diese Verluste decken zu können, ist es notwendig, zusätzliche Energie in der Resonanzspule zu speichern. Dies geschieht in der Phase 2, die auch als Boostphase bezeichnet werden kann. Wird am Ende dieser Phase zum Zeitpunkt t_2 der

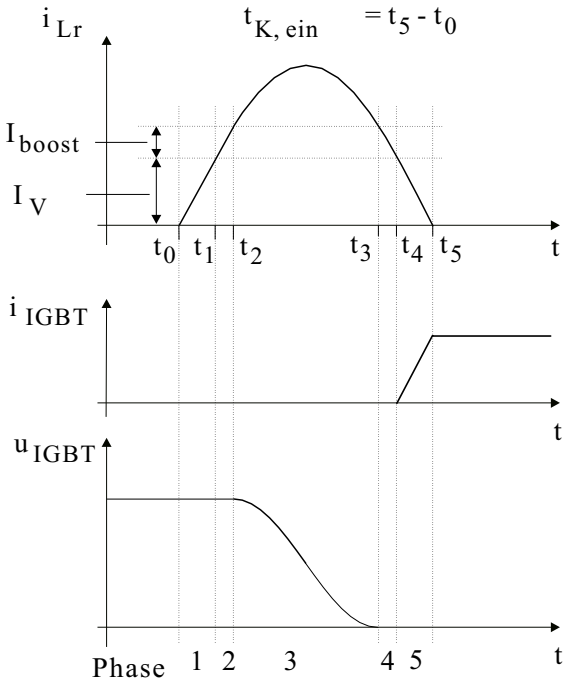


Abb. 9.123: *Schaltkurven des ARCPI beim Einschalten*

IGBT T_2 ausgeschaltet, wechselt der Strom in die beiden Parallelkapazitäten C_{r1} und C_{r2}. Die Folge hiervon ist ein resonantes Umschwingen der Spannung über beiden Ventilen (Phase 3). Strom und Spannung der Resonanzelemente ändern sich wie folgt:

$$i_{Lr}(t) = I_V + I_{boost,ein} \cdot \cos(\omega_r t) + \frac{U_d}{2\,Z_r} \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.187}$$

$$u_{Cr1}(t) = \frac{U_d}{2} \cdot [1 + \cos(\omega_r t)] - I_{boost,ein} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.188}$$

$$u_{Cr2}(t) = U_d - u_{Cr1}(t) \tag{9.189}$$

mit: $\omega_r = \dfrac{1}{\sqrt{2 \cdot L_r \cdot C_r}}$; $Z_r = \sqrt{\dfrac{L_r}{2 \cdot C_r}}$; $C_r = C_{r1} = C_{r2}$

Aus obigen Formeln wird der Einfluß der verschiedenen Parameter auf den Verlauf des Spulenstroms und der Kondensator- bzw. Ventilspannung deutlich. Hat die Spannung über dem oberen Transistor/Diodenpaar T_1/D_1 den Wert Null erreicht, beginnt die Diode zu leiten und T_1 kann spannungslos eingeschaltet werden. Dies ist der Beginn der Phase 4, in der der Strom in der Resonanzspule wieder linear abgebaut wird.

$$i_{Lr}(t) \;=\; -\,\frac{U_d \cdot t}{2\,L_r} \tag{9.190}$$

$$u_{Cr1}(t) \;\approx\; 0\,; \qquad\qquad u_{Cr2}(t) \;=\; U_d$$

Wenn der Strom in L_r unter den Laststrom absinken will, übernimmt der IGBT T_1 den Strom von D_1 (Phase 5). Der Einschaltvorgang ist beendet, wenn zum Zeitpunkt t_5 der IGBT–Strom den Laststrom erreicht. Wichtig ist, daß der Strom im Hilfsschalter durch die äußere Beschaltung von alleine zu Null wird.

Aus der Erläuterung der Funktionsweise wird deutlich, daß im ARCPI das Einschalten eines IGBT durch einen Ausschaltvorgang des jeweils entgegengesetzten Halbleiters eingeleitet wird. Dies ist für die weitere Auslegung von Bedeutung.
Der Maximalwert des Stroms in der Resonanzspule berechnet sich zu:

$$\begin{aligned}\hat{I}_{Lr,max,ein} \;&=\; I_V \;+\; I_{boost,ein} \cdot \cos\left(\arctan\frac{U_d}{2\,Z_r \cdot I_{boost,ein}}\right) \\ &\quad + \frac{U_d}{2\,Z_r} \cdot \sin\left(\arctan\frac{U_d}{2\,Z_r \cdot I_{boost,ein}}\right)\end{aligned} \tag{9.191}$$

Bei einer sinnvollen Dimensionierung kann Gl. (9.191) wie folgt angenähert werden:

$$\hat{I}_{Lr,max,ein} \;\approx\; I_V \;+\; I^2_{boost,ein} \cdot \frac{2\,Z_r}{U_d} \;+\; \frac{U_d}{2\,Z_r} \tag{9.192}$$

$$\text{für:} \qquad I_{boost,ein} \;\ll\; \frac{U_d}{2\,Z_r}$$

Die Umschwingzeit der Resonanzkondensatoren $t_{res,ein}$, bzw. die Dauer von Phase 3, beträgt:

$$t_{res,ein} \;=\; 2 \cdot \sqrt{2 \cdot L_r\,C_r} \cdot \arctan\left(\frac{U_d}{2\,Z_r \cdot I_{boost,ein}}\right) \tag{9.193}$$

Die Dauer des gesamten Kommutierungsvorganges ergibt sich zu:

$$t_{K,ein} \;=\; t_5 \;-\; t_0 \;=\; t_{res,ein} \;+\; \frac{4 \cdot L_r \cdot (I_V + I_{boost,ein})}{U_d} \tag{9.194}$$

Bei der Kommutierung des Stroms von IGBT T_1 zurück auf Diode D_2 — im weiteren auch Ausschaltvorgang genannt — können prinzipiell zwei Betriebsmodi unterschieden werden. Ist der Laststrom groß genug, kann durch einfaches Ausschalten von T_1 der Laststrom ein nahezu linear verlaufendes Umladen der beiden Kondensatoren bewirken. Hat die Spannung $u_{Cr2}(t)$ den Wert Null erreicht, übernimmt die Diode D_2 verzugslos den Laststrom I_V (s. Abb. 9.124). Der gesamte Vorgang hat eine Dauer von

$$t_{aus,Modus1} \;=\; \frac{2 \cdot C_r \cdot U_d}{I_V} \tag{9.195}$$

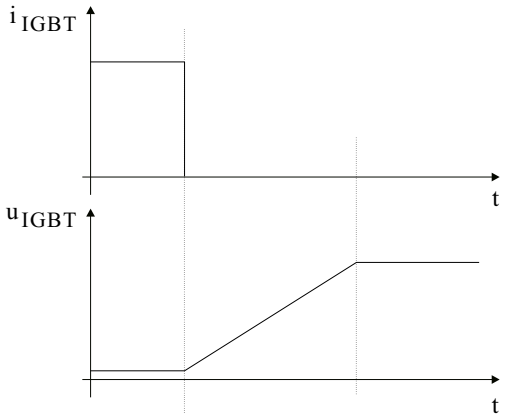


Abb. 9.124: *Schaltkurven des ARCPI beim Ausschalten ohne Boosten (ausreichender Laststrom)*

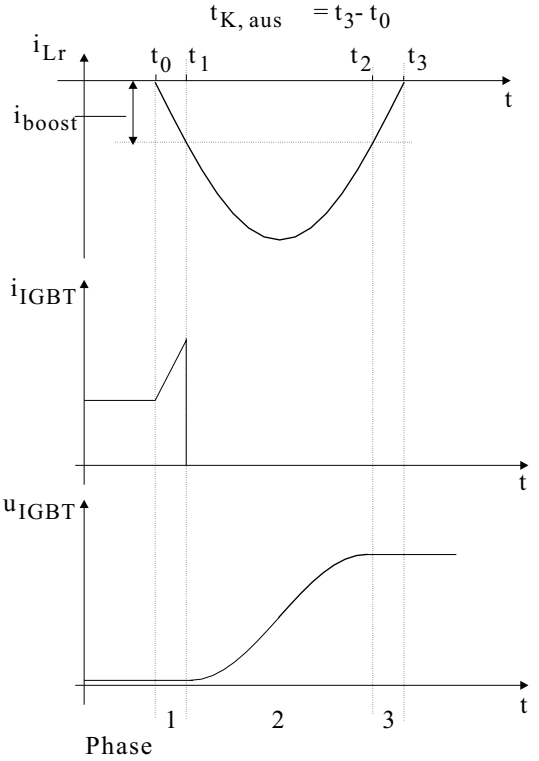


Abb. 9.125: *Schaltkurven des ARCPI beim Ausschalten mit Boosten (kleiner Laststrom)*

Bei kleiner werdendem Laststrom steigt die benötigte Kommutierungszeit immer weiter an. Ab einer noch festzulegenden Grenze ist deshalb der zweite Abschaltmodus zu bevorzugen. Dabei wird der Vorgang des Umschwingens der Kondensatorspannung durch das Einschalten des Hilfsventiles S_{H2} beschleunigt. Es erfolgt in der Phase 1 ein linear verlaufender Stromanstieg in der Resonanzspule, wie in Abb. 9.125 dargestellt. Der Strom im Schalter T_1 steigt ebenfalls an, weshalb diese Art des Abschaltens als Boostmodus bezeichnet wird. Es gilt:

$$i_{Lr}(t) \;=\; -\,\frac{U_d \cdot t}{2\,L_r} \tag{9.196}$$

$$u_{Cr1}(t) \;\approx\; 0\,; \qquad\qquad u_{Cr2}(t) \;=\; U_d$$

Wird T_1 zum Zeitpunkt t_1 ausgeschaltet, findet ähnlich wie beim Einschalten ein Resonanzvorgang zwischen den Elementen L_r, C_{r1} und C_{r2} statt. Am Ende dieser Phase 2 übernimmt die Diode D_2 den Strom.
Die Zeitverläufe von Strom und Spannung sind wie folgt beschreibbar:

$$i_{Lr}(t) \;=\; I_V \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] \;-\; I_{boost,aus} \cdot \cos(\omega_r t) \;-\; \frac{U_d}{2\,Z_r} \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.197}$$

$$u_{Cr1}(t) \;=\; \frac{U_d}{2} \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] \;+\; (I_V + I_{boost,aus}) \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.198}$$

$$u_{Cr2}(t) \;=\; U_d \;-\; u_{Cr1}(t) \tag{9.199}$$

Im anschließenden Zeitabschnitt 3 klingt der Strom in L_r linear auf Null ab. Ab diesem Augenblick kann der IGBT T_2 spannungslos eingeschaltet werden.

$$i_{Lr}(t) \;=\; \frac{U_d \cdot t}{2\,L_r} \tag{9.200}$$

$$u_{Cr1}(t) \;=\; U_d\,; \qquad\qquad u_{Cr2}(t) \;\approx\; 0$$

Die Berechnung der Werte für den maximalen Spulenstrom und die Umschwingdauer lautet:

$$\hat{I}_{Lr,max,aus} \;\approx\; I_V \;-\; (I_V + I_{boost,aus})^2 \cdot \frac{2\,Z_r}{U_d} \;-\; \frac{U_d}{2\,Z_r} \tag{9.201}$$

$$\text{für:} \qquad I_{boost,aus} \;\ll\; \frac{U_d}{2\,Z_r}$$

$$t_{res,aus} \;=\; 2 \cdot \sqrt{2 \cdot L_r\,C_r} \cdot \arctan\left(\frac{2\,Z_r \cdot (I_V + I_{boost,aus})}{U_d}\right) \tag{9.202}$$

$$t_{K,aus,Modus2} \;=\; t_{res,aus} \;+\; \frac{4 \cdot L_r \cdot I_{boost,aus}}{U_d} \tag{9.203}$$

Die Überlegungen hinsichtlich der Auslegung der Bauelemente orientieren sich bezüglich der Hauptventile an den Lastdaten bzw. der Zwischenkreisspannung. Wesentlich ist die Auslegung des Resonanzkreises und hier insbesondere der Hilfsschalter. Es sei auf [750] und die angegebene Literatur hingewiesen.

9.7.3 Der NLRPI (Non Linear Resonant Pole Inverter)

Der in [703] erstmals vorgestellte NLRPI ähnelt in seiner Struktur dem im vorigen Kapitel behandelten ARCPI. Allerdings besitzt der NLRPI einen deutlich einfacheren Aufbau. So ist die Kombination aus Resonanzspule und Hilfsschaltern in einer sättigbaren Spule vereint. Die Funktionsweise hat ebenfalls gewisse Ähnlichkeiten, weist aber auch eine Reihe großer Unterschiede auf, wie im folgenden in drei Schritten beschrieben wird.

In einem ersten Schritt nehmen wir an, daß die Resonanzspule mit dem symmetrischen Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden ist (Abb. 9.126). Die Diode D_2 führe zu Anfang des Betrachtungszeitraumes den sehr geringen Laststrom. Durch die ungesättigte Spule fließt zusätzlich ein kleiner Strom, bedingt durch ihre endliche Induktivität und die an ihr abfallende Spannung. Wird nach einer bestimmten Zeit der Sättigungsstrom I_{sat} der Spule erreicht, verändert die Induktivität der Spule sehr schnell ihren Wert um mehrere Größenordnungen. Die Sättigung der Resonanzspule hat einen steilen Stromanstieg in ihr zur Folge. Dieser Vorgang ist mit dem Einschalten der Hilfsventile beim ARCPI vergleichbar. Das Ausschalten von T_2 leitet den Resonanzvorgang ein, der identisch verläuft wie beim ARCPI und deshalb hier nicht mehr erneut diskutiert wird.

Nach der Kommutierung des Stroms von der Diode D_2 auf den oberen Transistor T_1 entsättigt sich die Resonanzspule wieder. An ihr liegt jetzt die entgegengesetzte Spannung an. Wenn nach einer bestimmten Zeit die Spule wiederum gesättigt wird, findet ein erneuter Resonanzvorgang statt, der diesmal eine Kommutierung vom IGBT T_1 zurück auf die Diode D_2 bewirkt.

Zusammengefaßt kann die Funktionsweise des NLRPI als ein selbstschwingender Vorgang angesehen werden. Kein externes Triggersignal steuert das Einschalten der Hilfsventile und damit den Beginn einer Resonanz wie beim ARCPI, sondern allein das selbstständige Sättigen der Resonanzspule und das anschließende Abschalten des entsprechenden Transistors im Hauptstrompfad bestimmen die Kommutierungszeitpunkte der Ventile.

Bei der in Abb. 9.126 vorgestellten Lösung ergibt sich am Ausgang immer ein Tastgrad a von 0,5. In einem zweiten Schritt ist deshalb eine Erweiterung erforderlich, um eine Variation der Einschaltdauern beider Hauptventile und damit eine Spannungsverstellung am Ausgang zu ermöglichen. Dazu werden die beiden bisher symmetrischen Spannungsquellen durch variable Quellen mit verschiedenen Spannungen ersetzt (Abb. 9.127). Es gilt weiterhin:

$$U_{Cs1} + U_{Cs2} = U_d \tag{9.204}$$

Hierdurch liegen an der ungesättigten Resonanzspule, abhängig davon, ob der obere Schalter mit T_1/D_1 leitend ist, jeweils unterschiedliche Spannungen an. Folglich sättigt sich die Spule in den beiden Schaltzuständen nach unterschiedlichen Zeiten. Auf diese Weise läßt sich durch Variation von U_{Cs1} und U_{Cs2} ein pulsweitenmoduliertes Signal am Ausgang des Brückenzweiges erzeugen. Soll in einer Last durch eine sinusförmige Spannung ein entsprechender Strom einge-

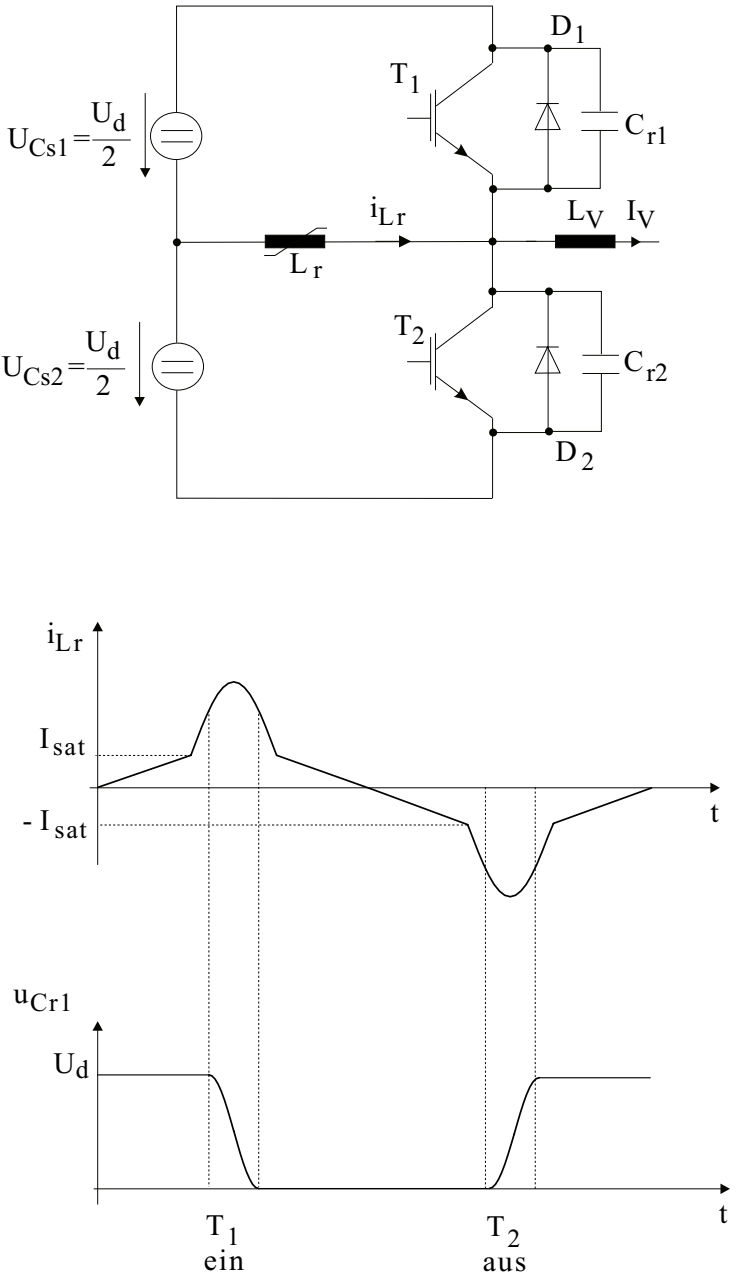


Abb. 9.126: *Erste Stufe der Grundfunktion des NLRPI*

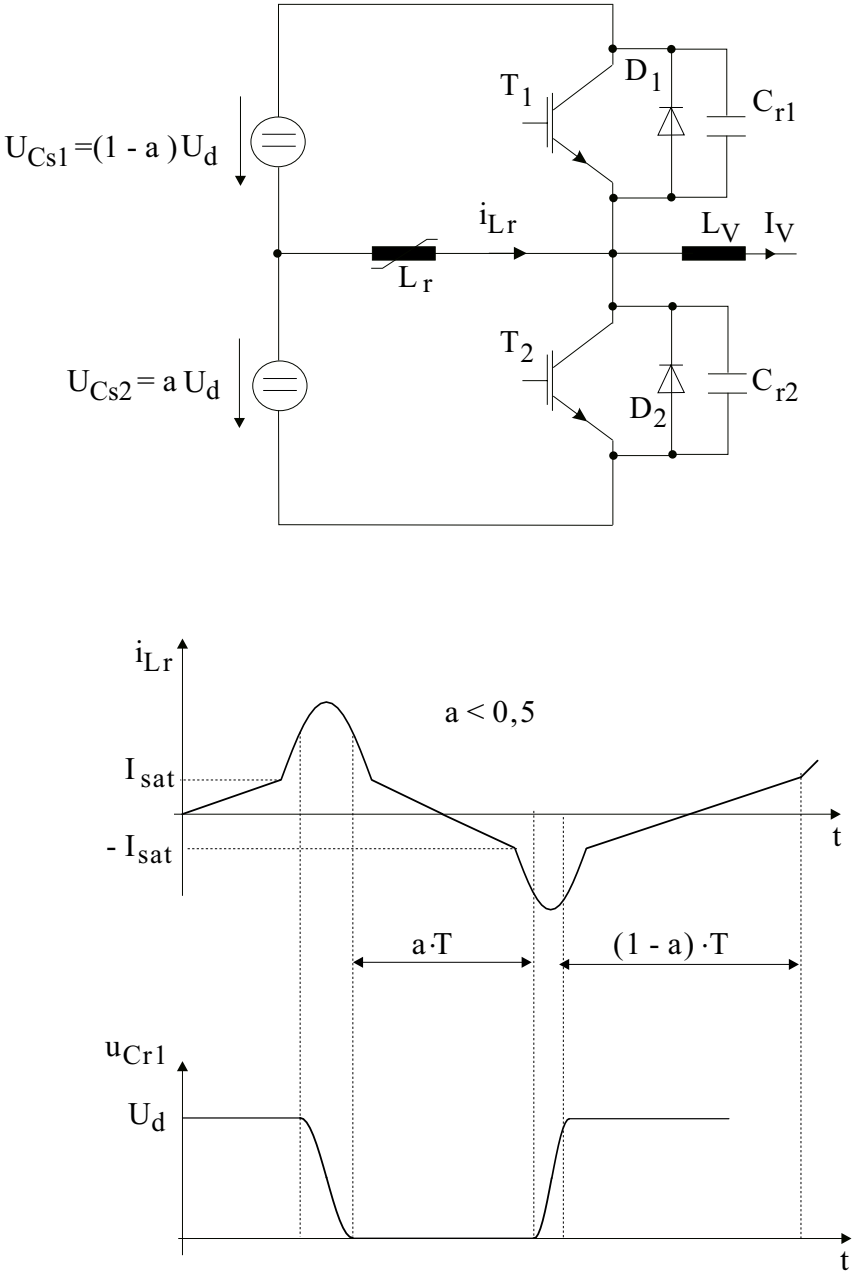


Abb. 9.127: *Zweite Stufe der Funktion des NLRPI*

stellt werden, sind dazu die Spannungen U_{Cs1} und U_{Cs2} sinusförmig einzustellen. Dabei läßt sich zeigen, daß die Spannung U_{Cs2} der Spannungsgrundschwingung am Laststrang entspricht.

An dieser Stelle ist es notwendig, nochmals im Detail auf die Resonanzvorgänge einzugehen. Die Spule wird dazu für die weiteren Analysen wie folgt idealisiert: Die Spule besitzt entweder ihre Sättigungsinduktivität $L_{r,sat}$ oder ihren ungesättigten Wert $L_{r,unsat}$. Der Wechsel zwischen diesen beiden Bereichen geschieht verzugslos und ohne Zwischenstufen mit dem Erreichen des Sättigungsstroms. Beim Einschaltvorgang, z.B. bei einer Kommutierung von Diode D_2 auf den Transistor T_1, ergeben sich damit im Anschluß an den linearen Stromanstieg folgende Zeitverläufe während der resonanten Kommutierung:

$$i_{Lr}(t) = I_V + I_{boost,ein} \cdot \cos(\omega_r t) + \frac{a \cdot U_d}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.205}$$

$$u_{Cr1}(t) = U_d - a \cdot U_d \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] - I_{boost,ein} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.206}$$

$$u_{Cr2}(t) = a \cdot U_d \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] + I_{boost,ein} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.207}$$

$$\text{mit:} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_{r,sat} \cdot C_r}}; \qquad Z_r = \sqrt{\frac{L_{r,sat}}{2 \cdot C_r}}; \qquad a = \frac{U_{Cs2}}{U_d}$$

$$C_r = C_{r1} = C_{r2}$$

Es ist somit ersichtlich, daß der Tastgrad a einen Einfluß auf die Transienten besitzt. An den Funktionen von $u_{Cr1}(t)$ und $u_{Cr2}(t)$ wird aber zusätzlich deutlich, daß im Falle von $a < 0,5$ ein vollständiges Umschwingen auf das andere Potential ohne einen entsprechenden Booststrom gar nicht mehr möglich ist. Beim ARCPI war der Booststrom nur dafür erforderlich, die relativ geringen Verluste des Schwingkreises zu decken. Beim NLRPI kommt dem Booststrom außerdem die Aufgabe zu, die bei entsprechenden Tastgraden auftretenden Spannungsunsymmetrien beim Umschwingvorgang auszugleichen.

Ist der Tastgrad $a > 0,5$, entfällt die Notwendigkeit des Boostens, da die Spannung $a \cdot U_d$ in Gl. (9.206) größer als $U_d/2$ ist und damit ein vollständiges Umladen der Resonanzkondensatoren gewährleistet ist. Dieselbe Beobachtung kann beim Ausschaltvorgang, d.h. bei einer Kommutierung des Stroms von IGBT T_1 zurück auf die Diode D_2, gemacht werden. Der Vollständigkeit halber sind hier die Transienten während des Resonanzvorgangs angegeben.

$$i_{Lr}(t) = I_V \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] - I_{boost,aus} \cdot \cos(\omega_r t) - (1 - a) \cdot \frac{U_d}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.208}$$

$$u_{Cr1}(t) = U_d \cdot (1 - a) \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] + (I_V + I_{boost,aus}) \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.209}$$

$$u_{Cr2}(t) = U_d - u_{Cr1}(t) \tag{9.210}$$

Tabelle 9.9: *Schwellenstrom der nichtlinearen Spule L_r*

$I_{Lr,Schwelle} =$	für:
I_V	$U_{Cs2} > U_d/2,\ I_V > I_{sat}$
I_{sat}	$U_{Cs2} > U_d/2,\ I_V < I_{sat}$
$I_V + \sqrt{U_d \cdot (2\,U_{Cs2} - U_d)}/Z_r$	$U_{Cs2} < U_d/2,\ I_V > I_{sat}$
$I_V + \sqrt{U_d \cdot (2\,U_{Cs2} - U_d)/Z_r^2 + (I_{sat} + I_V)^2}$	$U_{Cs2} < U_d/2,\ I_V < I_{sat}$

Die bisherigen Erkenntnisse zeigen, daß dem jeweiligen Spulenstrom zum Ausschaltzeitpunkt der IGBTs eine zentrale Bedeutung für die Aufrechterhaltung des selbständigen Umschwingvorganges zukommt. Der für jeden Betriebszustand erforderliche Mindestschaltstrom kann aus den Gleichungen (9.205) bis (9.207) und (9.208) bis (9.210) berechnet werden. Für den unteren Transistor T_2 ergeben sich somit die Mindestpegel in Tabelle 9.9 für den Strom in der Resonanzspule. Dabei wurde die Spulengüte aus Gründen der Übersichtlichkeit als unendlich angenommen.

Das bisher behandelte Konzept der NLRPI–Steuerung ermöglicht einen praktischen Betrieb, weist jedoch noch einiges an Verbesserungspotential auf. Im Folgenden soll eine Maßnahme zur Verbesserung des Störverhaltens des NLRPI gezeigt werden.

Bei der Funktionsweise der Steuerung stellt der Laststrom des Umrichters die wesentliche Störgröße dar. Die Regelung muß dafür sorgen, daß innerhalb eines Schaltzyklus bei allen Lastströmen die durch die Spule in die Kondensatoren C_{s1} und C_{s2} transportierte Ladung zu Null wird. Dies geschieht durch eine zu große Aussteuerung der Resonanzspule in beide Stromrichtungen. Bei großen Lastströmen bringt eine solche Betriebsweise unnötig hohe Abschaltbelastungen für eines der beiden Ventile mit sich. In [703] ist die Idee veröffentlicht, durch Einkoppeln des Laststroms in die sättigbare Spule — jetzt besser sättigbarer Übertrager — einen Ladungsausgleich herbeizuführen (Abb. 9.128). Mittels einer Zusatzwicklung auf der Spule erfolgt eine Stromtransformation, d.h. das magnetische Bauelement wird durch den Laststrom vormagnetisiert. Hierdurch findet, wie in Abb. 9.129 gezeigt, eine horizontale Verschiebung des Spulenstroms statt, die bei richtig gewähltem Übersetzungsverhältnis zu einer Ladungskompensation führt. Die eine Spitze des Resonanzstroms kann deshalb deutlich niedriger ausfallen als die andere — verbunden mit geringeren Belastungen der Leistungshalbleiter. Hinsichtlich der Auslegung und des Führungsverhaltens sei auf [750] und die angegebene Literatur verwiesen.

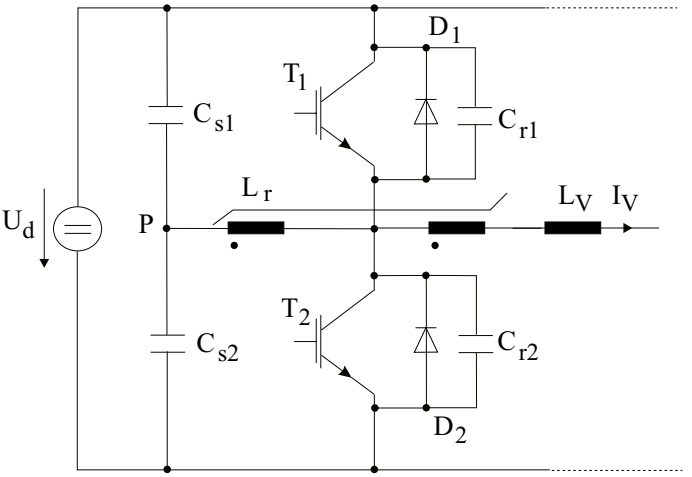


Abb. 9.128: *NLRPI mit sättigbarem Übertrager*

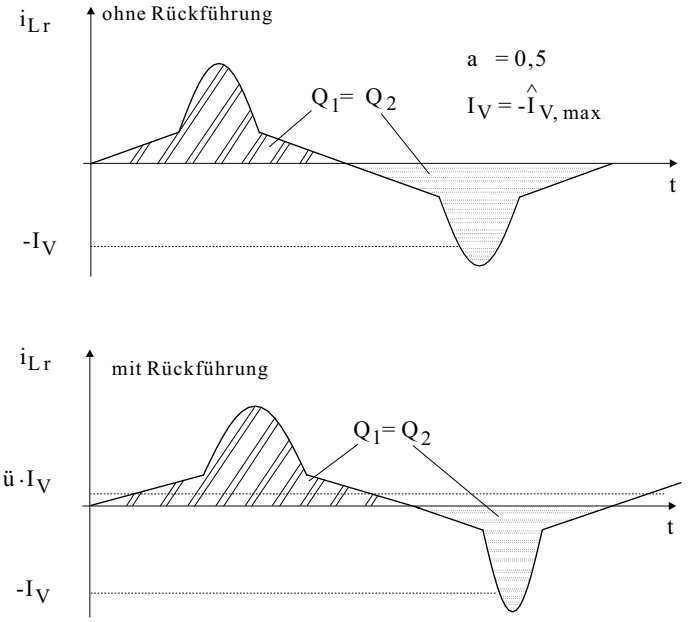


Abb. 9.129: *Wirkungsweise des Übertragers*

9.7.4 Der MACRDCLI (Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter)

Der Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter (MACRDCLI) stellt anders als die beiden Schaltungen der vorangegangenen Kapitel einen Umrichter mit resonantem Zwischenkreis dar (Abb. 9.130).

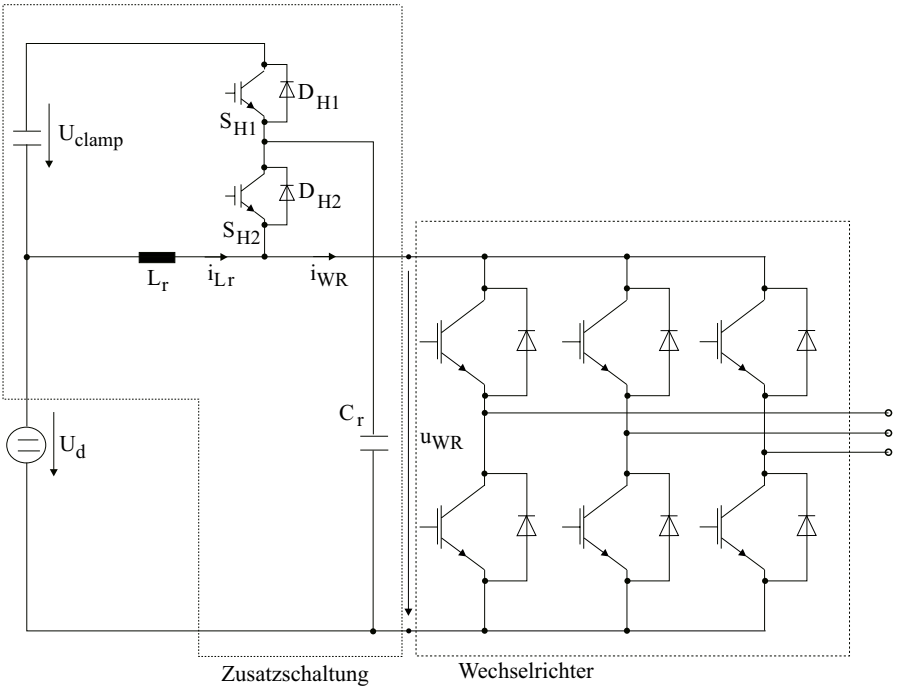


Abb. 9.130: *Schaltung des MACRDCL–Inverters*

Dies bedeutet, daß eine Interface–Schaltung als allgemeine Abschaltvorrichtung am Eingang des Wechselrichters die resonanten Schaltvorgänge für alle Zweigpaare gemeinsam vornimmt. Der in [753, 754] beschriebene MACRDCLI entsteht durch Hinzufügen eines Schalters aus dem Vorschlag in [701]. Damit eröffnet sich die Möglichkeit, zu fast beliebigen Zeitpunkten einen Resonanzvorgang einzuleiten.

Bevor die Analyse der Kommutierungsvorgänge im Detail behandelt wird, ist vorab der am Eingang des Wechselrichters in der Resonanzspule auftretende Strom i_{Lr} kurz zu diskutieren. Er setzt sich außerhalb der Kommutierungszeiten aus den drei Phasenströmen in Abhängigkeit vom Schaltzustand der Ventile wie folgt zusammen:

$$i_{Lr} \;=\; s_1 \cdot i_{Phase1} \;+\; s_2 \cdot i_{Phase2} \;+\; s_3 \cdot i_{Phase3} \tag{9.211}$$

Die Variablen s_1, s_2 und s_3 stellen dabei logische Größen dar, die in Abhängigkeit vom Schaltzustand des jeweiligen Wechselrichterstranges den Wert 1 oder 0 annehmen. Der Spulenstrom i_{Lr} ändert sich mit jedem neu anliegenden Schaltvektor des Wechselrichters. Es tritt ein Gleichanteil auf, der ein Maß für die übertragene Leistung darstellt. Im motorischen Betrieb, bei dem Energie aus dem Zwischenkreis in die Last transportiert wird, ist i_{Lr} immer positiv. Im generatorischen Betrieb (z.B. beim Bremsen einer Asynchronmaschine) fließt ein negativer Spulenstrom. Generell gilt für die einzelnen Schaltvorgänge: Im motorischen Betrieb erhöht ein Einschaltvorgang, d.h. eine Kommutierung des Stroms von einer Diode auf einen Transistor, immer den Betrag von i_{Lr}. Das Ausschalten eines Ventiles hingegen führt zu einer Verkleinerung des Stroms in der Resonanzspule. Genau umgekehrt verhält sich i_{Lr} bei generatorischem Betrieb. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit werden in den folgenden Erklärungen die Transienten für den motorischen Betrieb beschrieben.

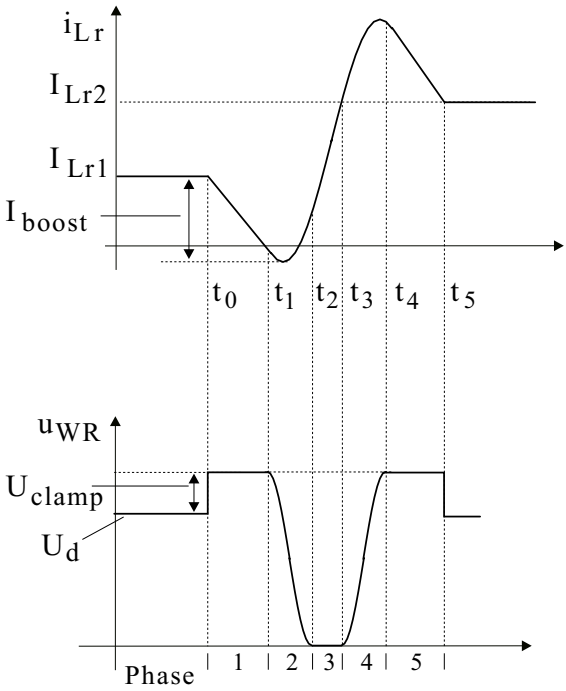


Abb. 9.131: *Prinzipielles Einschaltverhalten*

Der Einschaltvorgang beginnt mit dem Zünden der beiden Hilfsventile S_{H1} und S_{H2} bei t_0. Damit liegt die Gesamtspannung U_{clamp} des Kondensators C_{clamp} an der Resonanzspule an, der Strom in der Resonanzspule wird dabei linear abgebaut. Gleichzeitig erhöht sich das Potential u_{WR} um den Betrag von U_{clamp}. Wird

der Schalter S_{H1} kurze Zeit später wieder geöffnet (t_1 in Abb. 9.131), nachdem sich in der Spule L_r der Strom $i_{Lr} = -I_{boost}$ aufgebaut hat, beginnt ein Resonanzvorgang, der einen Spannungseinbruch am Eingang des Wechselrichters bewirkt (Abb. 9.131).

$$u_{Cr}(t) \;=\; u_{WR}(t) \;=\; U_d \;+\; U_{clamp} \cdot \cos(\omega_r t) \;-\; I_{boost} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \quad (9.212)$$

$$\text{mit:} \qquad Z_r \;=\; \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \text{und} \quad \omega_r \;=\; \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

Soll der Spannungseinbruch bis auf Null erfolgen, was für ein möglichst verlustarmes Schalten notwendig ist, kann aus obiger Gleichung eine vereinfachte Umschwingbedingung abgeleitet werden:

$$I_{boost} \cdot Z_r \;\geq\; U_d \quad (9.213)$$

Die Steuerung ist für die Einhaltung eines ausreichenden Booststroms veranwortlich. Erreicht die Spannung u_{WR} ihren Nulldurchgang, kann im Wechselrichter das spannungslose Einschalten eines oder mehrerer IGBTs erfolgen. Zur selben Zeit liegt an der Resonanzspule die gesamte Zwischenkreisspannung an. Die Spannung u_{WR} bleibt solange Null, bis der Spulenstrom in L_r seinen neuen stationären Endwert I_{Lr2} erreicht. Erst dann setzt ein erneutes resonantes Umschwingen ein:

$$u_{Cr}(t) \;=\; u_{WR}(t) \;=\; U_d \cdot (1 - \cos(\omega_r t)) \quad (9.214)$$

Wie in Gl. (9.214) erkennbar ist, erreicht die Amplitude dieser Schwingung den zweifachen Wert der Zwischenkreisspannung. Wird bei der Auslegung die Clamp–Spannung deutlich niedriger als die Zwischenkreisspannung gewählt, ist unter allen Bedingungen ein vollständiges Aufladen des Resonanzkondensators auf die Summe von Zwischenkreis– und Clamp–Spannung sichergestellt. Ein Boosten ist an dieser Stelle deshalb nicht erforderlich.

In der letzten Phase des Einschaltens erfolgt ein linearer Abbau des Resonanzstroms auf den neuen stationären Wert des Zwischenkreisstroms. Ist dies abgeschlossen, fällt auch die Eingangsspannung am Wechselrichter nach dem Abschalten des Schalters S_{H2} auf den Wert der Zwischenkreisspannung zurück.

Die ersten beiden Phasen des Ausschaltvorganges mit dem linearen Stromabfall in L_r und dem anschließenden resonanten Entladevorgang des Kondensators C_r sind mit den entsprechenden Zeitabschnitten des Einschaltens vollkommen identisch. Die Unterschiede zeigen sich erst bei der dritten Phase, in der die Spannung u_{WR} am Wechselrichter Null wird. Der Strom in der Resonanzspule besitzt in diesem Augenblick den Wert

$$i_{Lr}(t_3) \;=\; I_{Lr1} \;-\; \frac{U_{clamp}}{Z_r} \quad (9.215)$$

Es können dabei zwei Fälle unterschieden werden. Ist $i_{Lr}(t_3)$ aus Gl. (9.215) größer als der neue Spulenstrom I_{Lr2}, so kann ein erneuter Resonanzvorgang

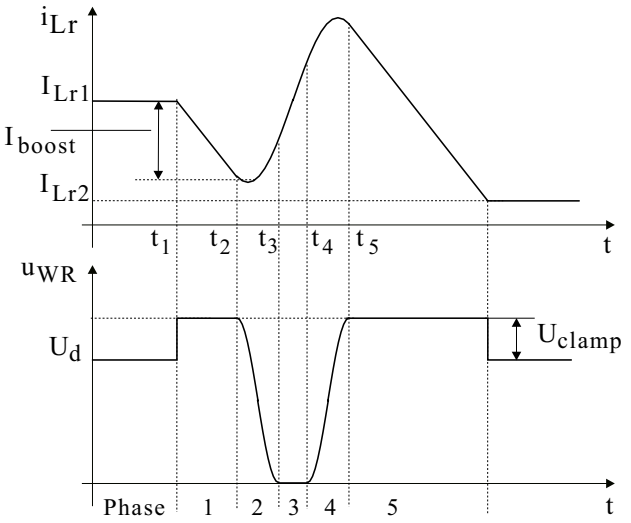


Abb. 9.132: *Prinzipielles Ausschaltverhalten*

sofort durch ein Öffnen des auszuschaltenden Ventils erzwungen werden. Ist hingegen der Strom $i_{Lr}(t_3)$ noch kleiner als I_{Lr2}, beginnt der Resonanzvorgang — genau wie beim Einschalten — erst mit dem Erreichen dieses Wertes. Es ergeben sich somit folgende Zusammenhänge:

$$\text{Fall 1:} \qquad i_{Lr}(t_3) \;=\; I_{Lr1} \;-\; \frac{U_{clamp}}{Z_r} \;>\; I_{Lr2} \tag{9.216}$$

$$u_{Cr}(t) = u_{WR}(t) = U_d \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] + [(I_{Lr1} - I_{Lr2}) \cdot Z_r - U_{clamp}] \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.217}$$

$$\text{Fall 2:} \qquad i_{Lr}(t_3) \;=\; I_{Lr1} \;-\; \frac{U_{clamp}}{Z_r} \;<\; I_{Lr2} \tag{9.218}$$

$$u_{Cr}(t) \;=\; u_{WR}(t) \;=\; U_d \cdot (1 - \cos(\omega_r t)) \tag{9.219}$$

Die anschließende Abmagnetisierung der Resonanzspule auf den neuen stationären Stromwert ist von ihrem Ablauf her bekannt.

Analysiert man das bisher vorgestellte Verhalten des MACRDCLI, können folgende interessante Feststellungen getroffen werden: Dieses Konzept benötigt für jedes Umschalten eines Ventiles im Wechselrichter einen Resonanzvorgang. Der Grund hierfür ist das Fehlen von Kondensatoren, die direkt parallel zu den Leistungshalbleitern geschaltet sind und so durch Ausschalten umgeladen werden können. Die Hauptschalter werden im ZVS–Modus betrieben. Das Hilfsventil S_{H1} kann ebenfalls spannungslos einschalten. Im Gegensatz dazu arbeitet S_{H2} im ZCS–Modus, da der Strom in diesem Bauelement von alleine erlischt. Bei der Verlustbetrachtung ist dieser Zusammenhang von Bedeutung.

Ein weiterer Punkt, der vor allem Einfluß auf die Dimensionierung der einzelnen Komponenten hat, ist die Gesamtdauer eines vollständigen Umschaltprozesses. Sie ergibt sich aus der Summation der jeweiligen Zeiten für die einzelnen Phasen und kann in guter Näherung bestimmt werden:

$$t_{ges,max} \approx \frac{1}{\omega_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot U_d}{U_{clamp}} + \pi + \frac{Z_r \cdot \hat{I}_{V,max}}{U_d} \right) \tag{9.220}$$

Hinsichtlich der Auslegung sei wiederum auf die Literatur und [750] verwiesen.

9.7.5 Der PRDCLI (Parallel Resonant DC Link Inverter)

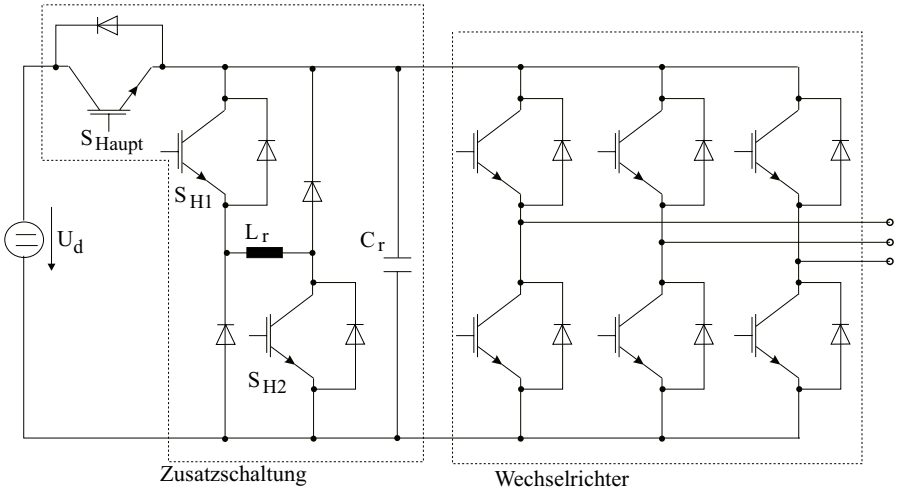


Abb. 9.133: *Schaltung des PRDCL–Inverters nach Cho et al.*

Der PRDCLI besitzt wie der MACRDCLI einen resonant arbeitenden Zwischenkreis, der eine Spannung in den Schaltaugenblicken des Wechselrichters von Null erzwingt. Während der MACRDCLI über eine Spule als Trennelement zwischen Wechselrichter und dem großen Zwischenkreiskondensator verfügt, befindet sich beim PRDCLI an dieser Stelle ein aktives Schaltelement. Den Leistungsteil dieses Umrichterkonzeptes zeigt Abb. 9.133.

Der Schalter S_{Haupt} ist eingeschaltet. Soll ein Kommutierungsvorgang eingeleitet werden, sind die Hilfsventile S_{H1} und S_{H2} einzuschalten. Es erfolgt in dieser ersten Phase des Umschaltprozesses ein linearer Stromanstieg in der Spule mit der Induktivität L_r. Die Spannung am Resonanzkondensator bleibt gleichzeitig unverändert auf dem Niveau des Zwischenkreises.

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_d \cdot t}{L_r}; \qquad u_{Cr}(t) = U_d \tag{9.221}$$

Hat der Spulenstrom den ausreichend hoch gewählten Wert I_{boost} erreicht, wird das Ventil S_{Haupt} zum Zeitpunkt t_1 ausgeschaltet (Abb. 9.134). Die zweite Phase des Kommutierungsvorganges beginnt. Der Strom in L_r kann jetzt nicht mehr über S_{Haupt} und den Zwischenkreiskondensator fließen, sondern entlädt den Resonanzkondensator C_r. Hierdurch wird die Wechselrichterspannung Null erzwungen. Es ergeben sich dabei die folgenden Zusammenhänge an den Resonanzelementen:

$$i_{Lr}(t) = (I_{d1} + I_{boost}) \cdot \cos(\omega_r t) - I_{d1} + \frac{U_d}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.222}$$

$$u_{Cr}(t) = U_d \cdot \cos(\omega_r t) - (I_{d1} + I_{boost}) \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.223}$$

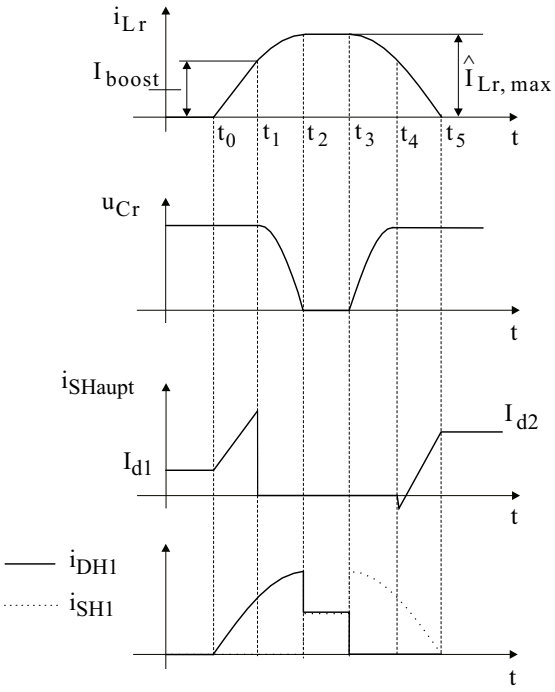


Abb. 9.134: *Prinzipieller Verlauf der Schaltkurven*

Der dabei auftretende Maximalwert des Spulenstroms läßt sich berechnen zu:

$$\hat{I}_{Lr,max} = -I_{d1} + \sqrt{\frac{U_d^2}{Z_r^2} + (I_{d1} + I_{boost})^2} \tag{9.224}$$

Bei dem Strom I_{d1} handelt es sich um den Strom im Zwischenkreis vor der jeweiligen Kommutierung. Der im Zwischenkreis auftretende Strom nach der Kommutierung wird mit I_{d2} bezeichnet.

Hat die Spannung am Resonanzkondensator den Wert Null erreicht, können die Ventile des Wechselrichters im ZVS–Modus umschalten. Während dieser Zeit werden die Lastströme der drei Phasen sowie der Spulenstrom i_{Lr} im Freilauf über die entsprechenden Dioden geführt. Es gilt:

$$i_{Lr}(t) \;=\; \hat{I}_{Lr,max}\,; \qquad u_{Cr}(t) \;=\; 0 \tag{9.225}$$

Durch das Ausschalten der Hilfsventile S_{H1} und S_{H2} zur Zeit t_3 wird der Spulenstrom mit umgekehrtem Vorzeichen in den Resonanzkondensator C_r eingespeist. Es erfolgt ein Anstieg der Spannung an C_r auf das Zwischenkreisniveau:

$$i_{Lr}(t) \;=\; I_{d2} \;+\; (\hat{I}_{Lr,max} - I_{d2}) \cdot \cos(\omega_r t) \tag{9.226}$$

$$u_{Cr}(t) \;=\; (\hat{I}_{Lr,max} - I_{d2}) \cdot \sin(\omega_r t) \tag{9.227}$$

Ist der Resonanzkondensator wieder aufgeladen, kann das Ventil S_{Haupt} erneut spannungslos eingeschaltet werden. Gleichzeitig wird der noch verbliebene Strom in der Resonanzspule über die parallel liegende Freilaufdiode D_{Haupt} und anschließend über S_{Haupt} abgebaut. Der Kommutierungszyklus ist damit beendet.

Beim Vergleich der Funktionsweisen von PRDCLI und MACRDCLI fallen einige Unterschiede auf. Erstens gibt es im PRDCLI zwischen Ein- und Ausschalten keinerlei Unterschiede in den Strom- und Spannungskurven. Der Grund hierfür liegt darin, daß alleine die beiden Hilfsschalter S_{H1} und S_{H2} das Entladen und anschließende Wiederaufladen des Resonanzkondensators steuern. Die Schaltvorgänge im Wechselrichter haben dadurch keinen Einfluß auf Beginn und Verlauf der Resonanztransienten in der Zusatzschaltung. Deshalb sind auch in den Bauelementen des Wechselrichters nur geringe Schaltverluste zu erwarten, da zwischen Umschaltaugenblick der Wechselrichterventile und dem Wiederanstieg der Spannung eine kleine Totzeit eingefügt werden kann. Diese Totzeit führt ihrerseits zu einem Abbau der in den IGBTs gespeicherten Ladungsträger und damit zu einer zusätzlichen Verminderung der Verluste während des Ausschaltens. Deutlich höhere Verluste sind allerdings in den Bauelementen S_{Haupt}, S_{H1} und S_{H2} zu erwarten. Das Hauptventil führt die meiste Zeit den Zwischenkreisstrom und muß zusätzlich den Spulenstrom zu Beginn jedes Resonanzvorgangs im ZVS–Modus abschalten. Die beiden anderen Ventile arbeiten beim Einschalten im ZCS–, beim Ausschalten jedoch im ZVS–Modus.

Entscheidend für den korrekten Ablauf eines Resonanzvorganges ist das Einstellen des Stroms I_{boost} in der Spule zu Beginn der Phase 2. Diese Stromamplitude muß ausreichend groß gewählt werden, um zu gewährleisten, daß die Spannung an C_r auf Null abfällt und im Anschluß daran wieder das Niveau der Zwischenkreisspannung erreicht. Andererseits sollte I_{boost} nicht zu groß ausfallen, um unnötige Verluste in den drei zusätzlichen Ventilen zu vermeiden. Aus den Gleichungen (9.222) und (9.223) sowie (9.226) und (9.227) können die erforderlichen Minimalwerte ermittelt werden. Dabei sind die unterschiedlichen Betriebszustände der Last zu beachten.

9.7.6 Zusammenfassung resonanter Dreiphasen–Wechselrichter

In den vorherigen Unterkapiteln wurden verschiedene Varianten von resonanten Wechselrichtern für Antriebe vorgestellt. Wie bereits in der Einführung angemerkt, ist die Analyse und damit die Optimierung dieser Schaltungen komplexer als bei Schaltungen mit hart geschalteten Leistungshalbleitern.

Diese höhere Komplexität rührt erstens aus der höheren Zahl von Komponenten, die in den verschiedenen Betriebszuständen wirksam sind, her. Eine weitere Schwierigkeit allgemeiner Art ist das Erkennen und die Analyse dieser Abfolge von Betriebszuständen, die außerdem auch gewisse einzuhaltende Anfangs- und Endzustände erfordern, um die einwandfreie Funktion zu gewährleisten. Schon aufgrund dieser höherer Komplexität bestehen gewisse Zurückhaltungen bei den Entwicklern und Anwendern gegenüber diesen Schaltungen.

Eine zweite Schwierigkeit ist der richtige, d.h. leistungsgemäße und insbesondere bezüglich der Verluste richtige, Entwurf des (der) Resonanzkreise(s). Hier bestehen insbesondere bei hohen Frequenzen und hohen Leistungen derzeit noch erhebliche Schwierigkeiten.

Eine dritte Schwierigkeit kann die Auswirkung der Funktion des resonanten Wechselrichters auf das Steuerverfahren und damit auf das Spektrum der Ausgangssignale sein.

Aus all diesen Gründen besteht eine gewisse Zurückhaltung, derartige Schaltungen allgemein einzusetzen. Allerdings wird es in der Zukunft Einsatzgebiete für resonante Dreiphasen–Wechselrichter geben. Ein mögliches Einsatzgebiet sind unterbrechungsfreie Stromversorgungen, bei denen durch die Erhöhung der Schaltfrequenz der Halbleiter im Wechselrichter die Aufwendungen im Filter verringert werden können. Ein anderes Gebiet könnten aktive Filter sein. Ein drittes Einsatzgebiet derartiger Wechselrichter könnten Antriebe mit besonderen Anforderungen aufgrund mechatronischer Randbedingungen (beispielsweise aktive Unterdrückung von Eigenmoden der Mechanik) sein. Aufgrund dieser möglichen Einsatzgebiete werden die resonanten Dreiphasenwechselrichter so ausführlich dargestellt.

Als Auswahlkriterium für resonante Dreiphasen–Wechselrichter könnte die Anzahl der Bauelemente sein. Wenn dieses Kriterium gewählt wird, ist der ARCPI besonders ungünstig. Eine weitergehende Analyse des Auswahlkriteriums zeigt, daß die Verluste eine wesentlich geeigneteres Kriterium sind. Hier ist der ARCPI deutlich günstiger als die anderen Varianten. Auch bei der Auslegung des Resonanzkreises ist der ARCPI günstiger als die anderen Varianten.

Wenn die Kosten als Kriterium gewählt werden, dann sind der ARCPI und der MARCDCLI günstiger als die anderen resonanten Lösungen und in etwa vergleichbar mit hart schaltenden Wechselrichtern.

Ein erfolgreiches Anwendungsgebiet für resonante Schaltungen sind Lichtquellen (Kap. 11.4). Auch bei Netzteilen werden diese Schaltungen zunehmend eingesetzt.

10 Leistungselektronische Blindleistungs–Kompensation

10.1 Einführung: Verbraucher–Kompensation in Industrienetzen

Die Versorgungsnetze werden z.B. in Industrienetzen zunehmend von Verbrauchern belastet, die nichtlineares Verhalten aufweisen. Ein typisches nichtlineares Betriebsverhalten weisen Diodenbrücken mit Glättungskondensatoren auf der Gleichspannungsseite auf. In diesem Fall wird der Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$ aufgrund des fehlenden Steuereingriffs ($\alpha = 0°$) ungefähr 1 sein. Der Leistungsfaktor λ wird allerdings aufgrund der Strom–Harmonischen von 1 abweichen (Kap. 7.6). Bei steuerbaren Thyristorbrücken sind sowohl der Faktor $\cos\varphi$ aufgrund der Aussteuerung ($\varphi = \alpha + \ddot{u}/2$) und der Leistungsfaktor λ ungleich 1 [776,780] (Kap. 2). Es gibt auch unangenehmere Verbraucher, typische Beispiele sind Schweißmaschinen, gepulste Stromversorgungen für physikalische Experimente und Lichtbogenöfen. Der letzte Verbraucher ist immer dann ein besonders unerwünschter Verbraucher, wenn sich die Leistungsaufnahme unvorhersehbar schnell und in einem weiten Bereich ändert (Lichtbogenofen in der Einschmelzphase, in diesem Fall wird der frisch eingefüllte Schrott eingeschmolzen). Das führt zu Lichtbögen, die jeweils zur nächsten Schrottspitze springen; dadurch bedingt ändert sich die Länge des Lichtbogens und somit die Leistungscharakteristik. Das Ergebnis sind schnell veränderliche Leistungsaufnahmen, die sich im Grenzfall in jeder Halbperiode des Versorgungsnetzes ändern können. Die Leistungsaufnahme kann von nahezu Null (Lichtbogenabriß) bis hin zum Kurzschlußfall in sehr kurzer Zeit fortwährend wechseln. Ebenso sind Stromaufnahmen mit nur einer Polarität des Stroms (Gleichrichtereffekt) möglich. Für das Versorgungsnetz bedeutet das schnell wechselnde Belastungen, die pro Phase in Wirk- und Blindleistungsanteil ungleich sind und damit auch extrem unsymmetrische Belastungsfälle einschließen. Aufgrund der nichtlinearen Lichtbogencharakteristik haben die Ströme außerdem hohe Anteile an schnell wechselnden Harmonischen.

Diese Belastungen führen an den Netzinnenwiderständen der Versorgungsnetze zu Spannungsabfällen, die nur in sehr begrenztem Maße zulässig sind. Beispielsweise sind nach der Norm EN 50 006 bzw. VDE 0838 Spannungen aufgrund von Oberschwingungsströmen nur sehr begrenzt zulässig. Eine andere Ein-

schränkung ist durch die periodischen und nichtperiodischen Spannungsschwankungen gegeben, die beispielsweise bei einer Frequenz von 7...10 Hz bereits ab 0,2 % im Lichtstrom von Glühlampen bemerkbar und damit störend sein können (Flicker). Diese Flickerrückwirkungen sind sehr unerwünscht.

Auf den Gebieten der Blindstrom–Kompensation, der Filterung der Oberschwingungen mittels Saugkreisen und der dynamischen Kompensation gibt es schon seit langer Zeit eine Vielzahl von Veröffentlichungen, die hier nur sehr begrenzt aufgezählt werden können. Eine typische Serie von Aufsätzen über Oberschwingungen von Stromrichter–Stellgliedern und deren Auswirkungen ist in [28,778,804] zu finden. Die Oberschwingungsproblematik ist insbesondere auch bei Bahnstromnetzen von Bedeutung [793]. Allerdings ist hier außer den Untersuchungen der Auswirkungen der Harmonischen auf den Spannungsverlauf auch der psofometrische Störstrom von Bedeutung. Generell ist akzeptiert, daß die Summe der Oberschwingungsspannungen in Versorgungsnetzen 5 % nicht überschreiten soll, da ansonsten beispielsweise Rundsteueranlagen und Steuerkreise in leistungselektronischen Stellgliedern gestört oder elektrische Maschinen thermisch überlastet werden können.

Zur Verringerung der Auswirkungen der Oberschwingungen sind mehrere Aspekte von Bedeutung. Prinzipiell kann der Netzinnenwiderstand verringert werden. Eine Verringerung des Netzinnenwiderstandes bedeutet aber eine Erhöhung der Kurzschlußleistung — eine Lösung, die im allgemeinen sehr aufwendig ist. Eine andere Variante zur Verringerung des Innenwiderstandes des Netzes ist der Einbau eines Serienkondensators. Eine sehr gute Einführung in dieses Gebiet wurde in [28, 804] gegeben.

Eine wesentlich vorteilhaftere Methode ist, die Oberschwingungen mehrerer Verbraucher gemeinsam zu kompensieren. Wie bekannt, gilt beispielsweise bei netzgeführten Stromrichter–Stellgliedern für den Grundschwingungswinkel φ:

$$\varphi = \alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \tag{10.1}$$

mit:
α = Steuerwinkel
$\ddot{u}$ = Überlappungswinkel
φ = Winkel zwischen Strom und Spannung netzseitig

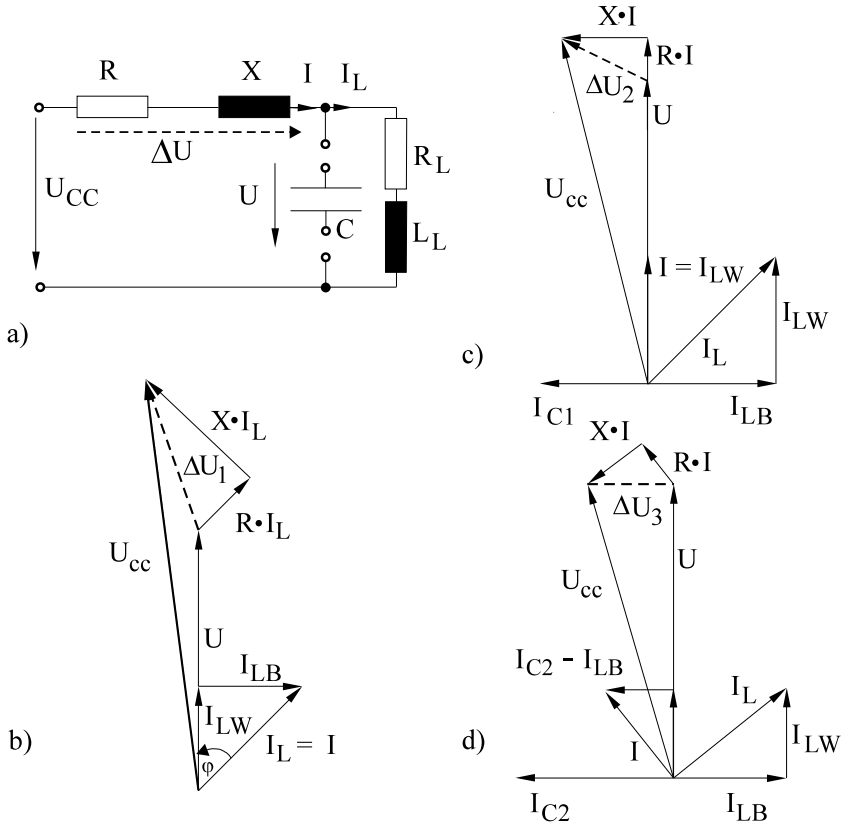
Die Oberschwingungen gehen nun von diesem Grundschwingungswinkel φ aus und der Oberschwingungswinkel ergibt sich aus $\nu \cdot \varphi$, mit der Ordnungszahl ν der Oberschwingung. Dies bedeutet, daß sich Oberschwingungen gleicher Ordnungszahl gegenseitig teilweise oder vollständig kompensieren werden, wenn die Stellglieder mit unterschiedlichen α_i arbeiten. Es ist somit in der Regel günstig, auf einer höheren Spannungsebene zu kompensieren, da dann dieser Effekt vorteilhaft genutzt werden kann. Zur Kompensation der Oberschwingungen werden Saugkreise, die auf die Ordnungszahlen (z.B. $\nu = 5, 7, 11, 13$) abgestimmt sind, und ein Hochpaß eingesetzt. Zu beachten sind allerdings mehrere Schwierigkeiten. Saugkreise sind LC–Kreise, die beispielsweise auf die obigen Oberschwingungen

abgestimmt sind. Bei der Auslegung ist zu berücksichtigen, daß die Filterkondensatoren mit einer höheren Spannung als der Filterspannung beansprucht werden. Zur Einstellung der Dämpfung der Filterkreise werden noch Widerstände R im allgemeinen parallel zur Induktivität L geschaltet. Dies bedeutet weiterhin, daß bei der Grundschwingungsfrequenz die Filterkreise als kapazitive Last wirken und damit induktive Verbraucherlasten kompensieren können oder aber, wenn die Verbraucher keine induktiven Lastkomponenten haben, zu einer Spannungserhöhung am Anschlußpunkt aufgrund des ohmsch–induktiven Innenwiderstands des Netzes führen.

Dies bedeutet weiterhin, daß die Längsinduktivität des Netzes und die Filterkreise sich zu einem Parallel–Resonanzfrequenz ergänzen, der eine Erhöhung des resultierenden Innenwiderstandes bei der Parallel–Resonanzfrequenz zur Folge hat. Diese Parallel–Resonanzfrequenz liegt immer unterhalb der tiefsten Frequenz der Filterkreise und im allgemeinen oberhalb der Grundschwingungsfrequenz. Wenn nun andere Verbraucher im Netz, die bei den Überlegungen nicht berücksichtigt wurden, Oberschwingungen nahe bei oder exakt bei der Parallel–Resonanzfrequenz erzeugen, dann wird die Spannung bei dieser Frequenz besonders stark verzerrt — ein Ergebnis, welches unbedingt vermieden werden muß. Zu beachten ist auch, daß der ohmsch–induktive Netzinnenwiderstand sich durch Umschaltungen im Netz, d.h. außerhalb des Einflußbereichs des Verbrauchers, ändern kann und damit ein Variationsbereich der Filter– und insbesondere Parallel–Resonanzfrequenz zu beachten ist. Als letzter Punkt soll noch einmal daran erinnert werden, daß je besser die Filterwirkung der Saugkreise (je geringer die Dämpfung) ist, desto länger werden die Einschwingzeiten bei Änderungen der Amplituden und/oder Phasen der Oberschwingungen und desto höher werden die Bauelemente L und C des Filters beansprucht. Aufgrund dieser Sachlage kann es sinnvoll sein, leistungselektronische Filter einzusetzen (Kap. 11.2).

In gleicher Weise sind Blindleistung, insbesondere unsymmetrische Belastungen, nur in Grenzen zulässig. Beide Einwirkungen führen zu Spannungsabfällen am Netzinnenwiderstand und bei unsymmetrischen Belastungen weiterhin zu Verzerrungen des gewünscht symmetrischen Systems in Amplitude und Phase. In Abb. 10.1 sind zwei Zeigerdiagramme unterschiedlicher Vorgehensweisen bei der Kompensation der Blindleistung dargestellt.

Abbildung 10.1a stellt das Prinzipschaltbild dar. In Abb. 10.1b ist das Zeigerdiagramm ohne Blindstrom–Kompensation, in Abb. 10.1c mit Parallelkondensator und vollständiger Blindleistungs–Kompensation ($|I_{c1}| = |I_{LB}|$) und in Abb. 10.1d mit Überkompensation ($|I_{c2}| > |I_{LB}|$) dargestellt. Aus diesen Bildern ist zu erkennen, daß sowohl Blindstrom– als auch Wirkstrom–Komponenten Spannungsabfälle und damit Verluste hervorrufen. Es gibt nun Spannungsabfälle in Richtung der Spannung U und quer zur Spannung U. Diese Unterscheidung ist bei Flicker wichtig, da Spannungsvariationen in Richtung der Spannung U unerwünscht sind. Dies ist in Abb. 10.1d vermieden, da zwischen U_{CC} und U nur noch resultierend ein Querspannungsabfall vorhanden ist.



a) *Schaltbild*
b) *Zeigerdiagramm ohne Kompensation*
c) *Kompensation auf* $\cos\varphi = 1$
d) *Überkompensation*

Abb. 10.1: *Blindstrom–Kompensation und Zeigerdiagramme*

Noch vorteilhafter ist es, die Spannungen U_{CC} und U auf einem gemeinsamen Kreisbogen zu führen.

Eine andere Aufgabenstellung besteht, wenn die Last das versorgende Netz unsymmetrisch belastet. In diesem Belastungsfall können sowohl die Wirkströme als auch die Blindströme unsymmetrisch sein. Ein typischer Fall ist beispielsweise ein Lichtbogenofen, der bei einer Elektrode einen Lichtbogenabriß und bei den beiden anderen Elektroden einen beliebigen Betriebsfall hat. In diesem Fall muß erstens die unsymmetrische Blindleistungsbelastung kompensiert und zweitens die unsymmetrische Wirkleistungsbelastung symmetriert werden (Abb. 10.2).

Aus Abb. 10.2a ist zu entnehmen, daß $X_{L12} = X_{C12}$ sein muß, um die Blindstromkomponente der Last zu kompensieren. Die Symmetrierung der Blindströme ist aus Abb. 10.2a und b zu erkennen. Zur Symmetrierung der Belastung

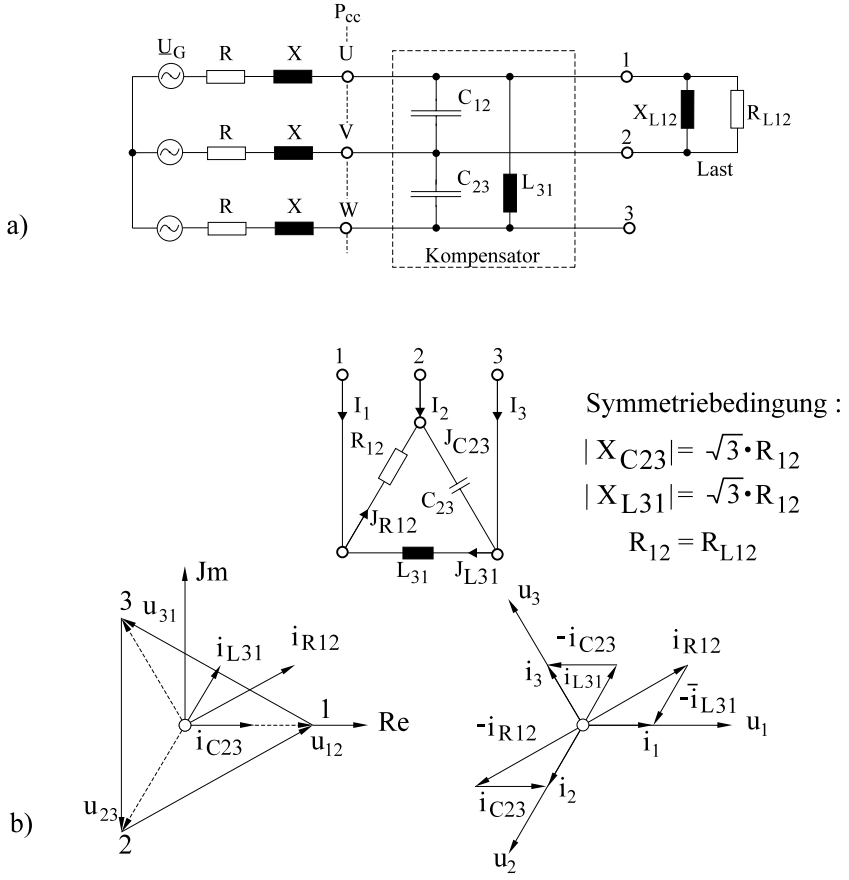


Abb. 10.2: *Symmetrierung unsymmetrischer Lasten*

mit R_{L12} müssen nach Steinmetz ein kapazitiver Widerstand $X_{C23} = \sqrt{3} \cdot R_{12}$ und ein induktiver Widerstand $X_{L31} = \sqrt{3} \cdot R_{12}$ vom Kompensator zur Verfügung gestellt werden. Die symmetrischen Ströme $|i_1| = |i_2| = |i_3|$ sind um den Faktor $1/\sqrt{3}$ kleiner als der Strom i_{R12}. Aus diesen Ableitungen ist bereits eine Schwierigkeit bei der Kompensation und der Symmetrierung von Lasten mit einem großen Bereich der Leistungsaufnahme zu erkennen. Wenn beispielsweise die Last vom Leerlauf bis zum Kurzschlußfall symmetrische Betriebszustände umfaßt, dann muß der Kompensator im Leerlauffall keine Blindleistung und im Kurzschlußfall die Blindleistung des Kurzschlußfalles kompensieren können. Der Kompensator muß somit kapazitiv auf die Kompensation des Kurzschlußfalles ausgelegt sein. Wenn außerdem die Last unsymmetrisch entsprechend Abb. 10.2a sein kann, dann muß beispielsweise zwischen den Phasen 1–2 und 2–3 kapazitive Blindleistung (keine Schwierigkeit, bei der Auslegung auf den Kurzschlußfall), zwischen den Phasen 3–1 aber induktive Blindleistung bereitgestellt werden. (Die Last kann, bei nicht so extremen Fällen wie in Abb. 10.2 dargestellt,

induktive Blindleistungsanteile zur Verfügung stellen.) Dies bedeutet, daß der Kompensator im Grenzfall einerseits die unsymmetrische kapazitive Kurzschluß–Blindleistung und andererseits die um $\sqrt{3}$ verringerte maximale unsymmetrische Wirkleistung als induktive Komponente zur Verfügung stellen müßte, um sowohl die Kompensation als auch die Symmetrierung sicherzustellen. Dies wird im allgemeinen aus Kostengründen nicht erfolgen.

Abschließend soll zum Thema Industrienetze auf die Flickerproblematik eingegangen werden. Wie schon oben hingewiesen, entstehen nach Abb. 10.1 sowohl aufgrund der Wirk- als auch insbesondere aufgrund der Blindleistung Spannungsabfälle am Netzinnenwiderstand. Dieser Netzinnenwiderstand kann entweder durch Serienkondensatoren verringert oder durch eine Erhöhung der Zahl der speisenden Generatoren, Parallelschaltung von Leitungen oder Erhöhung des Spannungsniveaus verringert werden. Allerdings sind diese Maßnahmen nur sehr begrenzt realisierbar. Es verbleibt somit die Kompensation der Blindleistung und die Symmetrierung unsymmetrischer Wirkleistung des Verbrauchers nach Abb. 10.2. Wie sich aus Abb. 10.1c ergibt, wird aber selbst bei vollständiger Kompensation und Symmetrierung ein Spannungsabfall am Innenwiderstand des Netzes aufgrund der Wirkleistungsübertragung nicht zu vermeiden sein. Wenn nun angenommen wird, erstens die Kompensatoranlage könnte dynamisch perfekt kompensieren und symmetrieren und zweitens die Wirkleistungsaufnahme würde sich zwischen Leerlauf und Vollast im Frequenzbereich zwischen 1 Hz und 20 Hz ändern, dann wird sich der Spannungsabfall ΔU_2 in Abb. 10.1c ebenso mit dieser Frequenz ändern. Diese Spannungsänderungen werden Flicker genannt, da sie zu Leuchtstromschwankungen (Helligkeitsschwankungen) von beispielsweise Glühlampen führen, die vom menschlichen Auge wahrgenommen und eventuell als störend empfunden werden [777, 781, 821]. In Abb. 10.3 sind die Bemerkbarkeitsgrenzen von Spannungsschwankungen bei rechteckförmiger und impulsförmiger Anregung dargestellt. Wesentlich ist, daß Spannungseinbrüche von ca. 0,2 % Amplitudenänderung im Frequenzbereich von 7...10 Hz bzw. Spannungsimpulse im Bereich von 30...70 ms bereits wahrgenommen werden.

Dies bedeutet, das menschliche Auge ist gegenüber derartigen Störungen außerordentlich empfindlich. Abbildung 10.2d zeigt eine kleine Chance, die Spannungsabfälle zu verringern. Wenn die Kompensationsanlage so gesteuert wird, daß kein *Längsspannungsabfall* zu U sondern nur ein *Querspannungsabfall* zu U auftritt, dann wird sich die Versorgungsspannung bei Wirkleistungsänderung nur nach der Gleichung

$$U = \sqrt{U_{CC}^2 - \Delta U_3^2} \tag{10.2}$$

ändern. Noch vorteilhafter ist es, $|U_G| = |U_{CC}|$ zu setzen und den Spannungsabfall $|\Delta U|$ so zu steuern, daß sich U_{CC} auf einem Kreisbogen bewegt.

Abschließend bleibt festzustellen, daß bei dynamisch nicht perfekt arbeitenden Kompensationsanlagen wesentlich ungünstigere Ergebnisse zu erwarten sind. Zusammenfassend muß festgestellt werden:

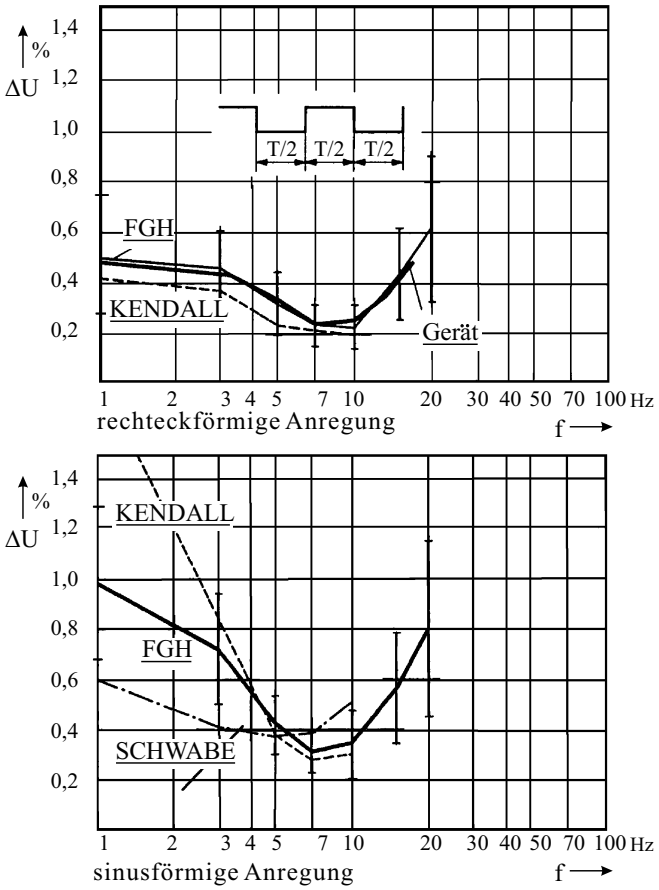


Abb. 10.3: *Netzflimmer–Bemerkbarkeit (Flickergrenze) am Beispiel von Lampen 220 V / 60 W*

- die Auslegung passiver Filterkreise zur Reduzierung von Oberschwingungen ist nicht ganz unkritisch (Parallel–Resonanz, Einschwingzeiten, Verluste);
- ein allgemein einsetzbarer Kompensator muß bei Kompensierung und Symmetrierung kapazitive und induktive Blindleistungs–Komponenten zur Verfügung stellen können, d.h. er muß phasenweise steuer- bzw. regelbar sein;
- der Kompensator muß bei Flickerreduzierung sehr schnell reagieren können;
- der Kompensator muß im Grenzfall Leistung auch nur über Halbperioden längere Zeit liefern können;
- geringer Wartungsaufwand, guter Wirkungsgrad und geringe Schutzaufwendungen vorteilhaft.

10.2 Spannungsstabilisierung in Übertragungsnetzen

Eine andere Aufgabenstellung besteht in Energieverteilungssystemen. Bei derartigen Systemen werden durch die Übertragung von Blindleistung nicht nur Spannungsabfälle (s. Kap. 10.1), sondern erstens auch Leitungs–Wirkleistungsverluste erzeugt. Es gilt:

$$P_d = 3 \cdot R \cdot I^2 = R \cdot \left(\frac{P^2}{3 \cdot U_{ph}^2} + \frac{Q^2}{3 \cdot U_{ph}^2} \right) \tag{10.3}$$

$$\text{mit:} \qquad 3 \cdot U_{ph}^2 = (\sqrt{3} \cdot U_{ph})^2 = U_V^2 \tag{10.4}$$

Demnach sind durch die Übertragung von Blindleistung Q Wirkleistungsverluste P_{dQ} hinzunehmen:

$$P_{dQ} = \frac{R \cdot Q^2}{U_V^2} \tag{10.5}$$

Das bedeutet, die Übertragungsleitung wird durch die Blindleistungsübertragung thermisch belastet. Außer den Wirkleistungsverlusten aufgrund von Blindleistung tritt zusätzlich auch ein Spannungsabfall an der Längsreaktanz der Leitung auf und dies führt zu einer Erhöhung der Blindleistung. Es gilt:

$$Q_d = 3 \cdot X \cdot I^2 = X \cdot \left(\frac{P^2}{3 \cdot U_{ph}^2} + \frac{Q^2}{3 \cdot U_{ph}^2} \right) \tag{10.6}$$

$$\text{mit:} \qquad Q_{dQ} = X \cdot \frac{Q^2}{U_V^2} \tag{10.7}$$

Beide Effekte können vermieden werden, wenn keine Blindleistung übertragen wird. Es verbleibt allerdings bei Einspeisung von Wirkleistung am Einspeisepunkt $\mathrm{P_{CC}}$ (Point of Common Coupling) trotzdem ein Spannungsabfall aufgrund des Wirkstroms an der Längsreaktanz und dadurch bedingt ein Blindleistungsanteil Q_{dP}. Diese Überlegungen beziehen sich auf kurze Energieübertragungssysteme, bei denen der Innenwiderstand durch einen ohmschen (R) und einen induktiven Längswiderstand (X) approximiert werden können. Bei Übertragungssystemen mit langen Leitungen gelten die Leitungsgleichungen. Insbesondere bei Hoch– und Höchstspannungs–Übertragungssystemen müssen alle normalen und abnormalen Betriebszustände berücksichtigt werden, und es muß gewährleistet sein, daß

- die Spannungen in Übertragungssystemen innerhalb der zulässigen Grenzen bleiben,
- die statische und transiente Stabilität gewährleistet ist,

- Wirk- und Blindleistungspendelungen aktiv gedämpft werden,
- der Blindleistungstransport auf ein Minimum beschränkt wird.

Die obigen Fragestellungen lassen sich nun nicht mehr mit der sehr vereinfachenden Approximation der Leitung als ohmsch–induktiver Längs–Scheinwiderstand (Längs–Impedanz) behandeln. Übertragungssysteme müssen vielmehr in erster, einfacher Näherung für einen Leitungsabschnitt der Länge Δx approximiert werden durch erstens einen ohmsch–induktiven Widerstandsbelag, resultierend in der konzentrierten Längs–Impedanz $Z(\Delta x)$

$$Z(\Delta x) \;=\; \Delta x(r + jx) \;=\; R + jX \tag{10.8}$$

und zweitens einem ohmsch–kapazitivem Ableitungsbelag, resultierend in einem konzentrierten Quer–Scheinleitwert (Quer–Admittanz) $Y(\Delta x/2)$

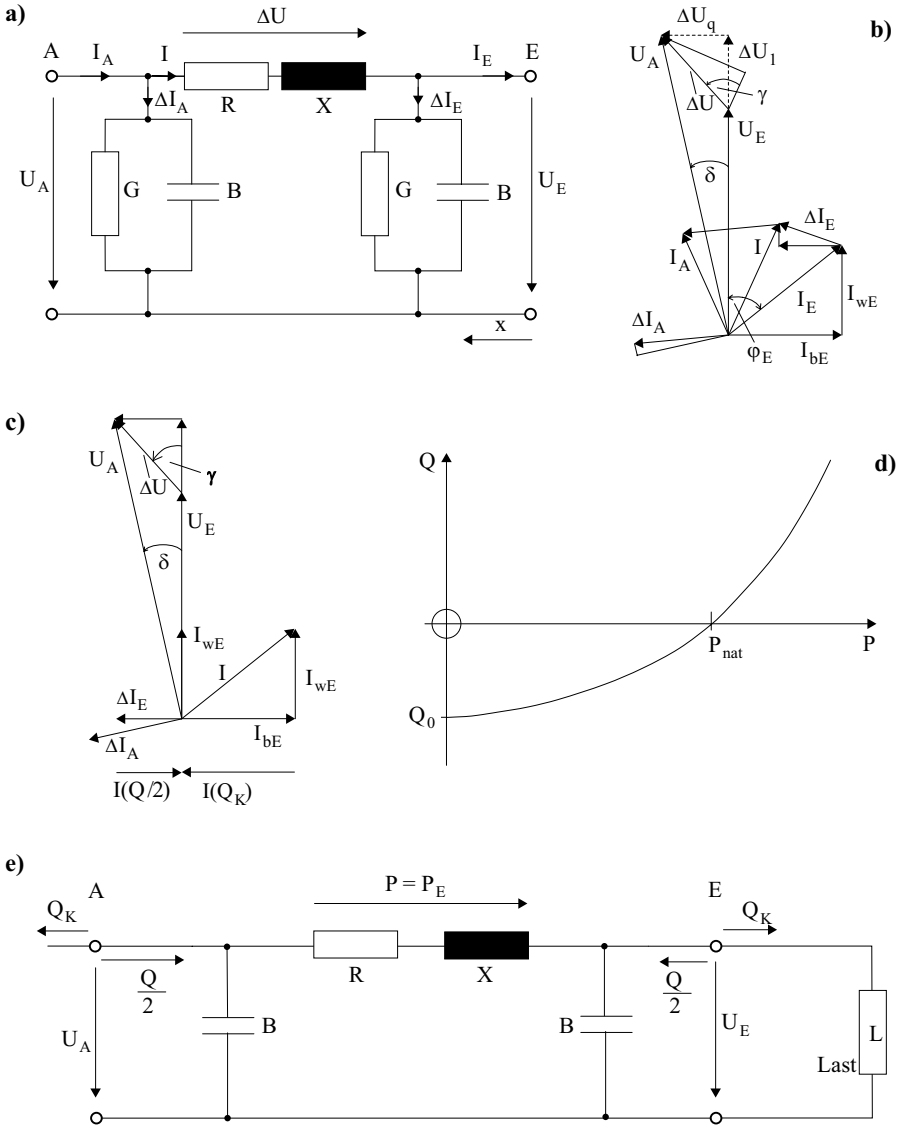
$$Y(\Delta x/2) = \frac{\Delta x}{2}(g + jb) = G + jB. \tag{10.9}$$

Zu beachten ist, daß die Quer–Admittanz jeweils am Anfang A und am Ende E des betrachteten Leitungsstücks eingefügt werden muß. Unter dieser Annahme kann das Ersatzschaltbild (Abb. 10.4a) sowie das zugehörige Zeigerdiagramm (Abb. 10.4b) gezeichnet werden. Aus Abb. 10.4 ist zu erkennen, daß aufgrund der Quer–Admittanz der Leitungsstrom I dem Strom I_E voreilt und der Strom I_A wiederum dem Strom I voreilt. Das Leitungsstück Δx wird somit von den Blindstromanteilen I_{bE} der Last und ΔI_{bE} der Quer–Admittanz belastet. Wenn jetzt erstens angenommen wird, beide Blindanteile am Punkt E würden kompensiert, dann wird über die Leitung nur die Wirkleistung P_E übertragen; wenn zweitens $G = \infty$ gesetzt wird, dann ergibt sich Abb. 10.4c, d.h. der Blindstrom I_{bE} wird durch $I(Q_K)$ und der kapazitive Anteil des Ableitungsstroms ΔI_E durch den induktiven Strom $I(Q/2)$ kompensiert. In gleicher Weise wird der kapazitive Ableitungsstrom ΔI_A am Punkt A kompensiert; das Leitungsstück Δx verhält sich somit bei „kleinen“ übertragenen Leistungen kapazitiv (s. auch Tabelle 10.1).

Tabelle 10.1: *Lade–Blindleistung Q_0 und natürliche Leistung P_{nat}*

U_N	245	345	420	525	765	1100	kV
$-Q_0$	20	40	60	100	240	550	$MVA/100\,km$
P_{nat}	157	350	590	950	2200	4800	MW

Aus Abb. 10.4b und c ist zu erkennen, daß bei mehreren Leitungsstücken der Länge Δx jeweils der Anfangsstrom I_A des betreffenden Teilstücks dem Endstrom I_E des gleichen Teilstücks und somit auch die Anfangsspannungen U_A den Endspannungen U_E des betreffenden Teilstücks voreilen und sich außerdem die Amplituden ändern; es ergibt sich somit für die Spannungen und Ströme ein spiraliges Zeigerdiagramm aller Spannungen bzw. Ströme für die unterteilte Leitung.



a) *Ersatzschaltbild des Leitungsstücks der Länge Δx mit $X = \omega L$ und $B = \omega C$*
b) *Zeigerdiagramm des Leitungsstücks*
c) *Leitungsstück der Länge Δx bei reiner Wirkleistungsbelastung*
d) *P–Q–Diagramm*
e) *Prinzipstruktur*

Abb. 10.4: *Verhalten der Übertragungsleitung*

Eine weitere Überlegung anhand von Abb. 10.4b und c läßt erkennen, daß bei einer bestimmten großen übertragenen Wirkleistung (der natürlichen Leistung P_{nat}) keine Kompensation von $Q/2$ am Ende und am Anfang notwendig ist, da einerseits U_E und I_E in Phase sind (I_{bE} kompensiert) und aufgrund von ΔI_E und ΔI_A auch U_A und I_A in Phase sind. Steigt die übertragene Leistung weiter an, verhält sich die Leitung induktiv; dies ist in Abb. 10.4d und der Prinzipstruktur (Abb. 10.4e) sowie in Tabelle 10.1 gezeigt.

Zur weiteren Vereinfachung der nun folgenden Überlegungen soll angenommen werden, daß nicht nur $G \to \infty$ geht, sondern daß zusätzlich auch $R = 0$ sein soll, d.h. die Leitung soll verlustlos sein. In diesem Fall wird die Dämpfungskonstante $\alpha = 0$, die Winkelkonstante der Leitung $\beta = \omega\sqrt{LC}$ sowie der Wellenwiderstand der Leitung $Z_W = \sqrt{L/C}$. Damit gilt:

$$U(x) = U_E \cdot \cos\beta x + jI_E \cdot Z_W \cdot \sin\beta x \tag{10.10}$$

$$I(x) = I_E \cdot \cos\beta x + j\frac{U_E}{Z_W} \cdot \sin\beta x \tag{10.11}$$

Die Spannung $U(x)$ und der Strom $I(x)$ im Verlauf der Leitung sind somit im verlustlosen Fall in der Amplitude konstant, der Winkel δ ist aber eine Funktion von x; bei $x = \Delta x$ ergibt sich der Winkel $\delta = \beta \cdot \Delta x$. Diese Funktionen sind als Wellen zu interpretieren. Ein kritischer Fall kann eintreten, wenn der Strom I_E gleich Null ist (Leerlauf der Leitung) und Q_0 nicht kompensiert wird (Spannungsüberhöhung).

Aus Abb. 10.4b lassen sich Aussagen über die statische Stabilität der Energieübertragung ableiten. Es gilt:

$$\Delta U_q = -|I_{bE} \cdot R| + |I_{wE} \cdot X| \tag{10.12}$$

$$= I_{wE} \cdot X \cdot \left[1 - \frac{\tan\varphi_E}{\tan\gamma}\right] = U_A \cdot \sin\delta \tag{10.13}$$

und

$$P_{wE} = U_E \cdot I_{wE} \tag{10.14}$$

$$P_{wE} = \frac{U_E \cdot U_A}{X} \cdot \sin\delta \cdot \frac{1}{1 - (\tan\varphi_E/\tan\gamma)} \quad \text{(je Phase)} \tag{10.15}$$

d.h. die übertragbare Wirkleistung wird bei konstantem U_E und U_A nur durch den Winkel δ bestimmt, wenn I_{bE} kompensiert wird ($\psi_E = 0$). Die maximal zu übertragende Wirkleistung ergibt sich bei $\delta = 90°$.

In gleicher Weise kann diese Überlegung durchgeführt werden, wenn das Leitungssystem um eine Synchronmaschine mit der Reaktanz $X_S = X_{\sigma 1} + X_h$ und der Polradspannung U_p erweitert wird. In diesem Fall dürfen der Leitungswinkel δ und der Polradwinkel ϑ zusammen den Winkel 90° nicht überschreiten.

Diese Ergebnisse können nun direkt auf eine Leitung der Länge l mit der Approximation konzentrierter Elemente übertragen werden.

Es galt ($\psi_E = 0$, reine Wirkleistung P_E):

$$P_{wE} = \frac{U_E \cdot U_A}{X} \cdot \sin\delta \tag{10.16}$$

$$I_{wE} = \frac{U_A}{X} \cdot \sin\delta \tag{10.17}$$

$$P_{nat} = 3 \cdot \frac{U_A^2}{X} \cdot \sin\beta l \qquad (\,|U_E| = |U_A|\,) \tag{10.18}$$

$$\text{mit:} \qquad \beta l = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda} = \omega \cdot \sqrt{L\,C} \cdot l \tag{10.19}$$

β : Phasenkoeffizient der Leitung
l : Länge der Leitung
λ : Wellenlänge
P_{nat} : natürliche Leistung der Leitung

Damit ergibt sich:

$$\frac{P}{P_{nat}} = \frac{\sin\delta}{\sin\beta l} \tag{10.20}$$

In gleicher Weise kann der Blindstrom berechnet werden:

$$\frac{Q}{P_{nat}} = 2 \cdot \frac{\cos\beta l - \cos\delta}{\sin\beta l} \tag{10.21}$$

Für den Fall $|U_A| \neq |U_B|$ gilt:

$$P_{nat} = \frac{3 \cdot U_A^2}{\omega L} \cdot \sin\beta l \tag{10.22}$$

$$\frac{Q}{P_{nat}} = 2 \cdot \frac{U_B^2}{U_A^2} \cdot \frac{\cos\beta l - \cos\delta}{\sin\beta l} \tag{10.23}$$

Dies bedeutet erstens, daß entsprechend Abb. 10.4 bei variabler Wirkleistungs–Übertragung P die entsprechende Blindleistungsaufnahme Q bereitgestellt werden muß. Wie aus Abb. 10.4a zu entnehmen ist, wirkt bei Wirkleistungsübertragung $P < P_{nat}$ die Leitung kapazitiv, bei $P > P_{nat}$ dagegen induktiv. Dies bedeutet, daß bei Wirkleistungen $P < P_{nat}$ die Leitung kapazitive Blindleistung Q aufnimmt bzw. an Punkt A und Punkt B jeweils $Q/2$.

Wenn laut Abb. 10.4 keine Wirkleistungs–Übertragung P über die Leitung erfolgt, dann wird die Leitung unter den o.g. Bedingungen die kapazitive Lade–(Blind)–Leistung anfordern. Dies bedeutet für jede der beiden Kompensationsanlagen an beiden Seiten der Leitung (Punkte A und B):

$$\frac{Q}{P_{nat}} = \frac{\cos\beta l - \cos\delta}{\sin\beta l} \tag{10.24}$$

Dies ist — ohne Verbraucher — der ungünstigste Auslegungspunkt für die Kompensationsanlagen.

Wenn nun zweitens angenommen wird, der Verbraucher sei ohmsch–induktiv, dann muß die Kompensationsanlage K am Punkt B einerseits die induktive Blindleistung Q_V des Verbrauchers kompensieren und andererseits die kapazitive Blindleistung $Q/2$ zusätzlich bereitstellen. Dies bedeutet:

$$\text{für den Punkt A:} \qquad Q_K = \frac{Q}{2} \qquad \text{(K)}$$

$$\text{für den Punkt B:} \qquad Q_K = -Q_V + \frac{Q}{2} \qquad \text{(K)}$$

Es soll nochmals darauf hingewiesen werden, daß die Spannung längs der Leitung selbst bei konstanten Knotenspannungen U_A und U_B von der Wirkleistungs–Übertragung abhängig ist.

Falls die Wirkleistungs–Übertragung im Punkt B plötzlich unterbrochen wird (Lastabwurf), dann wird im Punkt B eine zunächst transiente, dann aber auch betriebsfrequente Überspannung U_{BL} entstehen, wenn keine Blindleistungs–Kompensation erfolgt:

$$\frac{U_{BL}}{U_A} = \frac{1}{\cos\beta l - \dfrac{Q_K}{Q_0} \cdot (1 - \cos\beta l)} \tag{10.25}$$

Die Lastabwurf–Spannung U_{BL} wird somit wesentlich vom Kompensationsgrad $a = -Q_K/Q_0$, d.h. der Kompensatorleistung in A und B in Relation zur Leerlauf–Blindleistung, und von der Spannung U_A bestimmt.

Die Speisespannung U_A wird aber wiederum vom Belastungs- und Erregungszustand der Synchrongeneratoren und damit ebenfalls vom Kompensationsgrad a bestimmt, da — wie bekannt — sowohl der Erregerstrom I_E als auch der Statorstrom I_α^S der Synchronmaschine den Fluß Ψ_d bestimmen. Tendenziell sind bei kleinem a die innere Generatorspannung U_h und damit U_A klein (Generator untererregt) und somit U_{BL}/U_A groß. Umgekehrt sind bei großem a beide Spannungen groß (Generator übererregt) und damit U_{BL}/U_A klein.

Aus diesen Überlegungen ist zu entnehmen, daß eine Anpassung der Blindleistung an die Wirkleistungs–Übertragung notwendig ist. Bei langsamen Veränderungen ist dies prinzipiell durch Zuschalten von Kondensatorbatterien mittels mechanischer Schalter möglich. Bei Einschaltvorgängen, unsymmetrischen Fehlern, Kurzunterbrechungen und Resonanzzuständen sind allerdings dynamisch hochwertige Blindleistungsquellen vorteilhaft. Dies gilt auch bei der Verbesserung der Stabilität des Übertragungssystems. Wenn beispielsweise der Generator mit veränderlichen Wirkleistungen belastet wird, dann wird sich ein der Wirkleistung entsprechender Polradwinkel ϑ einstellen. Die Leistungsabgabe des Generators ermittelt sich mit:

$$P_{Gen} = \frac{U_p \cdot U_B}{X} \cdot \sin\delta_1 \tag{10.26}$$

$$\text{mit} \qquad \delta_1 = \delta + \vartheta \tag{10.27}$$

Das Übertragungssystem ist dann stabil, wenn nach einer Störung der Polradwinkel sich auf den stationär richtigen und zulässigen Wert einstellt. Störungen des stabilen Arbeitspunktes treten immer dann auf, wenn sogenannte große Störungen, z.B. Kurzschlüsse (transiente Stabilität), und kleine Störungen, z.B. periodische kleine Lastschwankungen (statische Stabilität, Stabilität am Arbeitspunkt), auftreten. Die Auslenkungen der Polradlage sind umso geringer, je höher die Kurzschlußleistung des Systems ist, d.h. je größer U_p und je kleiner X sind. Mittels zusätzlicher Blindleistungsquellen können auch hier Verbesserungen erzielt werden.

Alle diese Punkte, die in diesem Kapitel genannt werden, und weitere Aspekte, wie die dynamische Stabilität, sind wichtig für das Verständnis von Kap. 10.9 (FACTS) und die dort erläuterten Stromrichter–Schaltungen.

10.3 Blindleistungsquellen

In diesem Kapitel soll grundsätzlich auf die unterschiedlichen Blindleistungsquellen eingegangen werden.

10.3.1 Synchronmaschinen

Synchrongeneratoren sind in der Lage, sowohl Wirk- als auch Blindleistung zu liefern. Die Wirkleistung ist begrenzt durch die mechanische Leistung der Turbine oder des Antriebsmotors. Die Blindleistung (sowohl positiv als auch negativ) ist dagegen durch verschiedene Bedingungen begrenzt.

Kapazitive Blindleistung wird abgegeben, wenn der Erregerstrom I_E erhöht und die Synchronmaschine damit übererregt ist. Induktive Blindleistung wird aufgenommen bei Untererregung. Synchronmaschinen können somit als reine Phasenschieber eingesetzt werden. Bei der Synchronmaschine muß beachtet werden, daß eine erhebliche Kostensteigerung der Maschine eintritt, wenn $Q > P/2$ wird. Nachteilig ist auch die relative große Zeitkonstante bei der Verstellung des Feldstroms von $T > 100\,ms$. Nachteilig ist weiterhin, daß nur symmetrische Belastungsfälle zulässig sind.

10.3.2 Parallelkondensatoren

In Abb. 10.5 ist in Erweiterung von Abb. 10.1 die Überkompensation mittels Parallelkondensator dargestellt, wobei U_G und U betragsmäßig gleich sind. Nachteilig bei dieser Lösung ist, daß die Kondensatoren im allgemeinen per mechanischem Schalter zu- bzw. weggeschaltet werden. Dies erhöht die Kosten und den Wartungsaufwand und verringert die Dynamik. Zu beachten sind die dynamisch auftretenden Einschaltströme. Diese Lösung ist somit nur bei sehr langsamen Änderungen der Blindleistung sinnvoll.

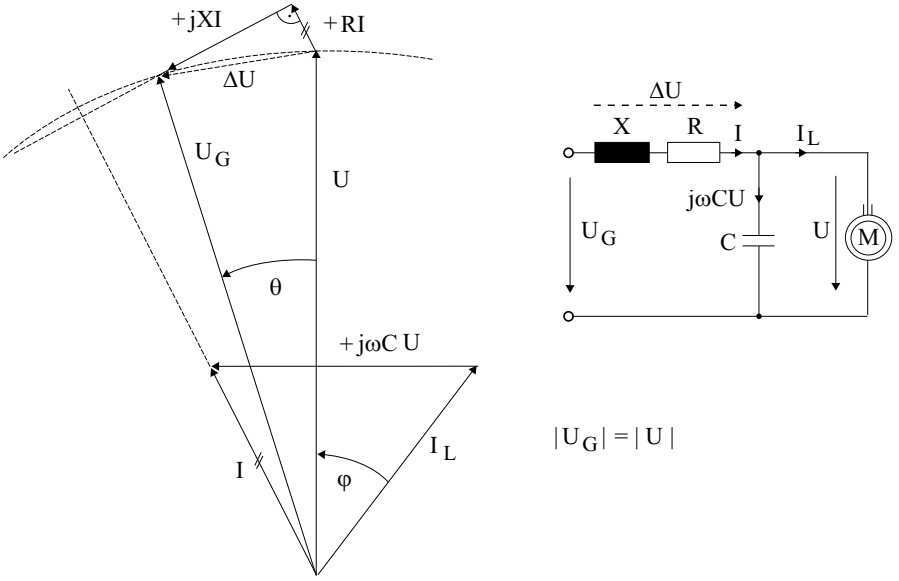


Abb. 10.5: *Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm bei Parallelkompensation (Überkompensation)*

10.3.3 Serienkondensatoren

Der Serienkondensator verringert den induktiven Längswiderstand von Versorgungssystemen. Dies bedeutet, daß der Spannungsabfall ΔU verringert wird. Zu beachten ist allerdings, daß die Blindleistung weiterhin vom Generator zum Verbraucher geliefert wird. Dies bedeutet, die Leitung wird nicht vom Blindleistungstransport entlastet. Die Stabilität von Übertragungssystemen kann verbessert werden. Abbildung 10.6 zeigt, daß bei $|1/(\omega C_s)| = |X|$ keine Spannungsgleichheit zwischen U und U_G (U_{G1}) erzielt wird, dies ist erst bei Überkompensation möglich (U_{G2}).

Der Vorteil des Serienkondensators ist, daß er bei Schwachlast nur gering belastet ist, d.h. am Serienkondensator liegt eine erheblich geringere Spannung als U an (dagegen ist ein Parallelkondensator immer mit einer Spannung $U > U_G$ belastet). Im Kurzschlußfall treten allerdings erheblich größere Spannungen an Serienkondensatoren auf, sofern sie nicht von Spannungsbegrenzern geschützt sind. In der Nähe von Generatoren können Serienkondensatoren Instabilitäten verursachen. Serien- und Parallelkondensatoren sind am Ende einer Leitung nicht kombinierbar.

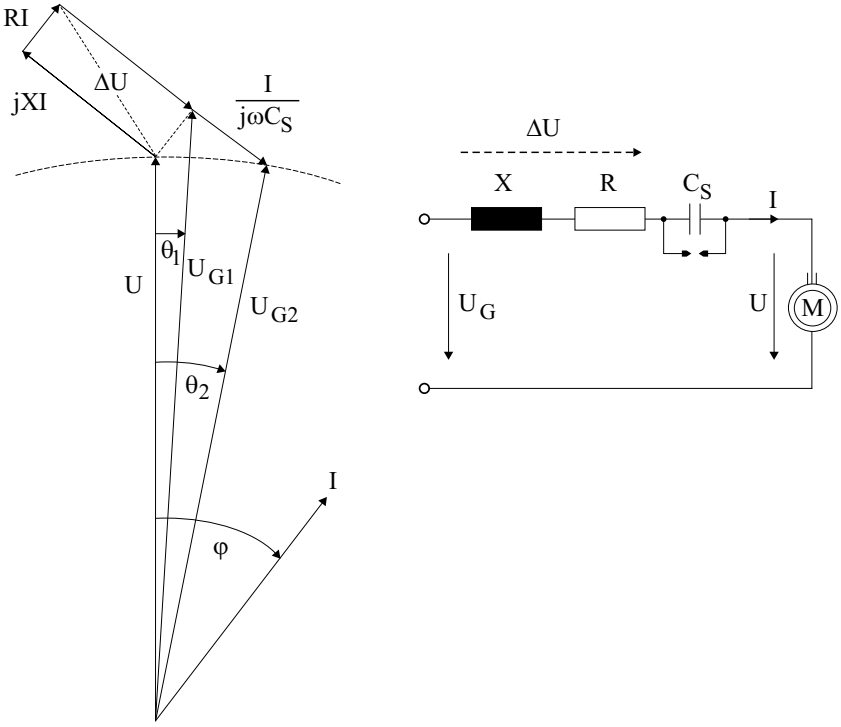


Abb. 10.6: *Übertragungssystem bei Serienkompensation: Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm*

10.4 Dynamische Blindleistungsquellen

10.4.1 Sättigbare Spulen

Eine seit längerem bekannte Lösung zur Stabilisierung der Versorgungsspannung ist das sättigbare Spulensystem SR (*Saturated Reactor*) [789, 790, 822]. Die grundsätzlichen Lösungsvarianten und deren prinzipiellen Ersatzschaltbilder zeigt Abb. 10.7. Bevor auf diese Anordnungen näher eingegangen wird, soll der grundsätzlich unterschiedliche Gedankenansatz bei diesen Varianten dargestellt werden. Bei dem bisher besprochenen Lösungen wurde die Blindleistung des Verbrauchers kompensiert. Bei dem sättigbaren Spulensystem, die parallel zur Last angeordnet werden, wird aber zusätzlich zur Last noch ein induktiver Strom erzeugt. Der prinzipielle Schwerpunkt bei dem Ansatz SR liegt somit bei der Spannungsstabilisierung am Lastanschlußpunkt und damit nicht bei der Blindstrom–Kompensation.

Wenn im Gegensatz zu Abb. 10.1b der Strom $I_{LW} = 0$ wäre, dann würde vorwiegend ($R \ll X$) ein Längsspannungsabfall $I_{LB} \cdot X = I_L \cdot X$ in Richtung von U und U_{CC} an der Netzreaktanz entstehen. Die Spannung U kann somit stabilisiert werden, wenn ausgehend von einer gewünschten stabilen Spannung

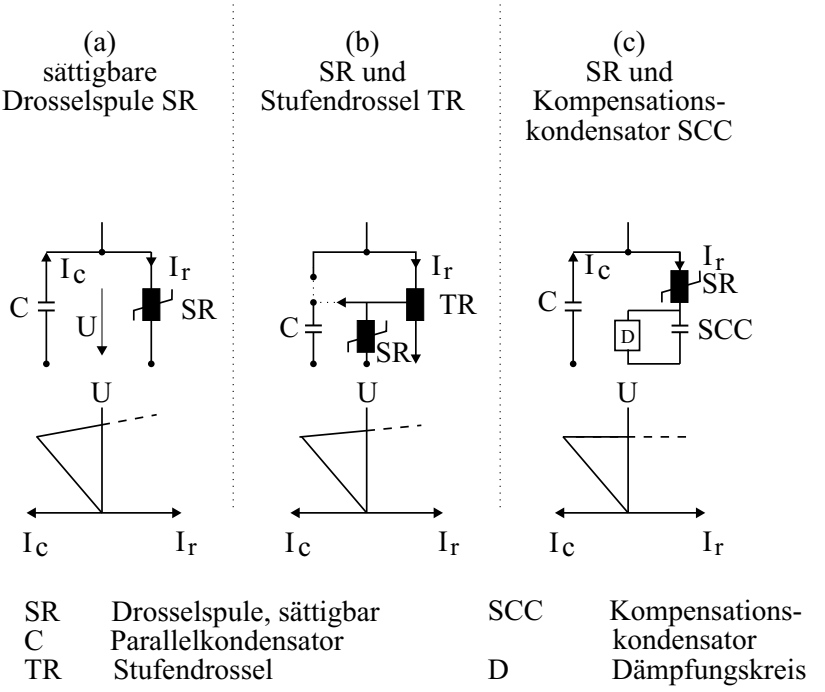


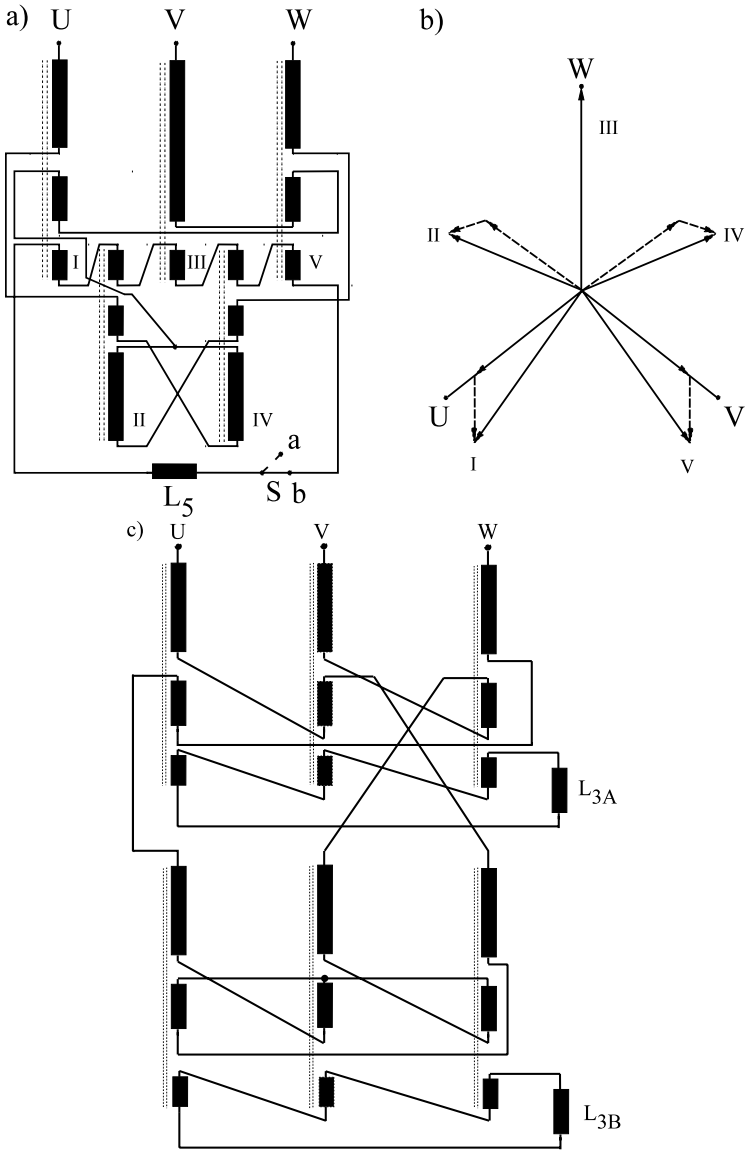
Abb. 10.7: *Ausführungsformen der sättigbaren Spule (SR, TR, SCC)*

U und einem variablen ΔU_1 ein entsprechend variabler Blindstrom I_{LB} erzeugt würde.

Ausgehend von dieser Grundüberlegung wird bei einer sättigbaren Spule SR diese jeweils im Bereich des positiven und negativen Flußmaximums, d.h. im Bereich der negativen und positiven Spannungsnulldurchgänge von U in die Sättigung kommen, eine entsprechende Stromspitze und damit einen kurzzeitigen Spannungsabfall ΔU_1 erzeugen. Nachteilig bei dieser Lösung sind die Stromspitzen (Harmonische).

Wenn statt einer nur dreiphasigen Spule mit sechs Stromspitzen ein multiphasiges, sättigbares Spulensystem eingesetzt würde, dann würde eine entsprechende Zahl von Stromspitzen erzeugt und damit eine kontinuierlichere Blindstromaufnahme dieses Spulensystems ermöglicht. (Die Erzeugung multiphasiger Systeme wurde bereits in Kap. 2 beschrieben — beispielsweise Stern–Zickzack–Schaltungen.) Dies bedeutet, multiphasige Spulensysteme haben eine Stromaufnahme mit einem deutlich verringerten Anteil der Harmonischen.

Diese Überlegungen führten beim SR–Ansatz ausgehend vom Quintupler (Frequenz–Vervielfacher) zur Quin–Drossel (Abb. 10.8a), zur Twin–Tripler–Drossel (Abb. 10.8c) und zur Treble–Tripler–Drossel (Abb. 10.9). Eine gute



a) *Quin–Reactor–Schaltung*
b) *Vektordiagramm Quinn–Reactor*
c) *Twin–Tripler–Reactor–Schaltung*

Abb. 10.8: *Ausführungsformen der sättigbaren Spule (Quin–Reactor, Twin–Tripler–Reactor)*

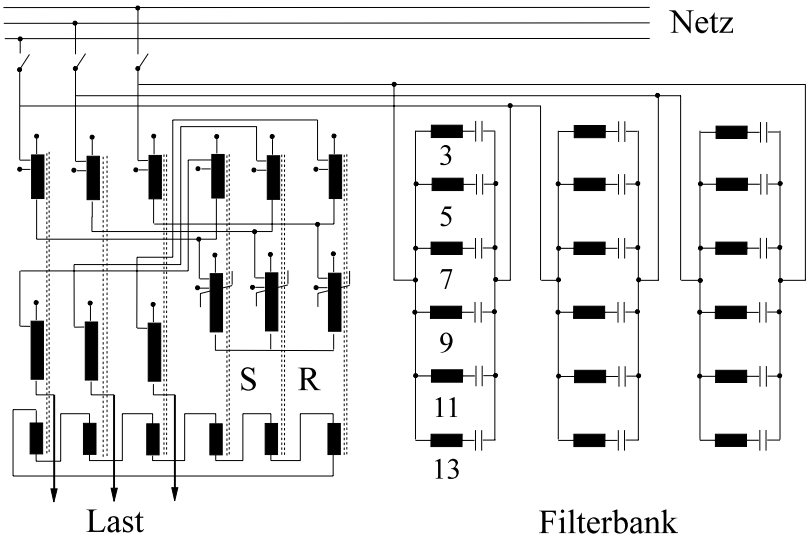


Abb. 10.9: *Treble–Tripler–Schaltung*

Einführung in die Problematik der Multi–Phasensysteme bzw. der Frequenz–Vervielfachung wird in [791] gegeben.

Nachteilig bei dem bisherigen Ansatz ist, daß das Versorgungssystem mit dem zusätzlichen induktiven Blindstrom des SR–Systems belastet wird. Um dies zu vermeiden, wird parallel zum SR–System ein Kompensationskondensator C geschaltet (Abb. 10.7a). Bei diesem Lösungsansatz wird — ausgehend von den bisherigen Überlegungen — ein hoch–multiphasiges sättigbares Spulensystem angenommen, daß damit zu jedem Zeitpunkt die Spannung U am Anschlußpunkt konstant hält. Die Kondensatorbank C liefert dem Spulensystem den Magnetisierungsstrom, das Versorgungssystem ist damit vom Magnetisierungsstrom entlastet.

Nachteilig bei dieser Anordung ist die verbleibende, wirksame Streuinduktivität im Spulensystem und die Begrenzung der Spannung U auf den engen Bereich der Auslegungsspannung des Spulensystems; dies kann aus übergeordneten Betriebsbedingungen unerwünscht sein. Um diesen letzteren Nachteil zu vermeiden, kann das Spulensystem SR an ein umschaltbares Stufendrosselsystem TR angeschlossen werden (Abb. 10.7b).

Der Nachteil der wirksamen Streuinduktivität und damit der unerwünschten Spannungsänderung U kann durch eine Serienschaltung des SR mit einem Kondensator SCC vermieden werden (Abb. 10.7c). Allerdings muß der Kondensator SCC mit dem Dämpfungskreis D beschaltet werden (Resonanz zwischen SR und SCC).

Die drei genannten Varianten sind in Abb. 10.8a (Quin–Drossel), Abb. 10.8c (Twin–Tripler–Drossel) und Abb. 10.9 (Treble–Tripler–Drossel) dargestellt. Ohne im Detail auf die genaue Funktion dieser Varianten einzugehen, die in [789] und

der dort angegebenen Literatur ausführlich beschrieben sind, zeigt Abb. 10.8b das Spannungs–Zeigerdiagramm der Quin–Drossel. Aus Abb. 10.8b ist zu erkennen, daß aus dem Dreiphasen–Drosselsystem ein Fünfphasen–Drosselsystem erzeugt wurde. Dieses Fünfphasensystem würde eine besonders deutliche 10. Harmonische (2 Stromspitzen pro Phase) im Magnetisierungstrom und damit besonders deutliche 9. und 11. Harmonische im Versorgungsstrom hervorrufen (Schalter S in Position a). Durch Schließen des Schalters S (Position b) werden die 9. und 11. Harmonische im Versorgungsstrom deutlich vermindert.

In gleicher Weise führen die Weiterentwicklungen (Abb. 10.8c und Abb. 10.9) zu einer weiteren Verringerung der Harmonischen im Versorgungskreis. Allerdings werden, wie in Abb. 10.9 dargestellt, im allgemeinen Filterkreise zusätzlich eingesetzt, um erstens die Blindstrom–Kompensation bei der Grundfrequenz (C) zu gewährleisten und zweitens die resultierenden Harmonischen im Versorgungssystem weiter zu verringern.

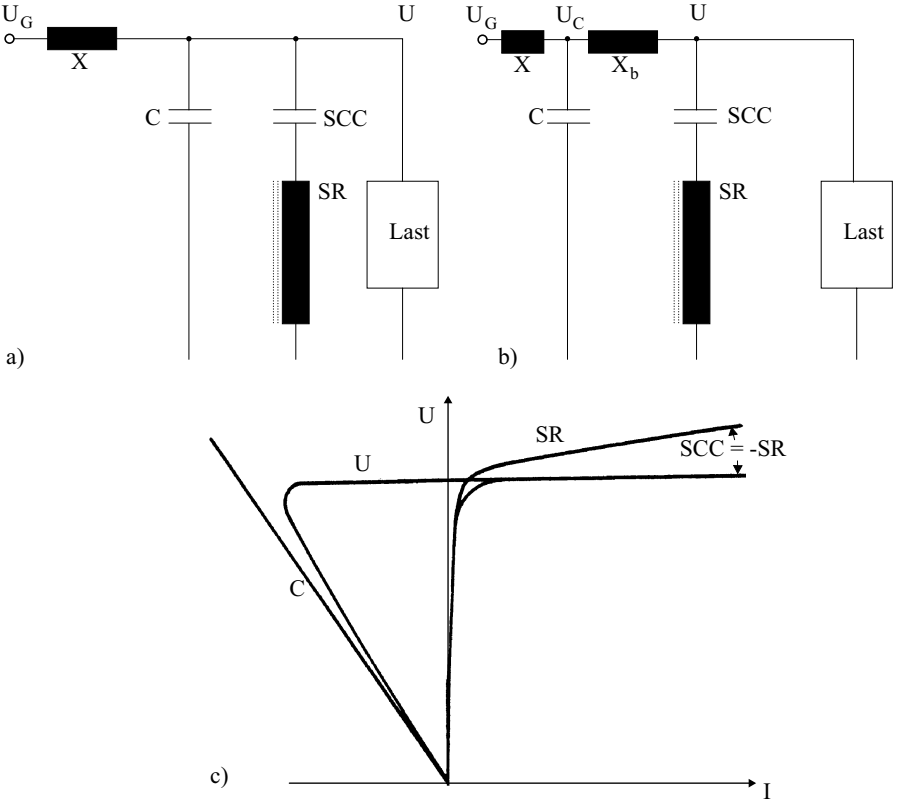


Abb. 10.10: *SR (Saturated Reactor) mit resultierender statischer Charakteristik*

Die prinzipielle Funktion dieser Systeme ist in Abb. 10.10 und 10.11 gezeigt. In Abb. 10.10a ist das System entsprechend Abb. 10.7c und in Abb. 10.10c die resultierende statische Charakteristik dargestellt. Nachteilig bei dieser Variante

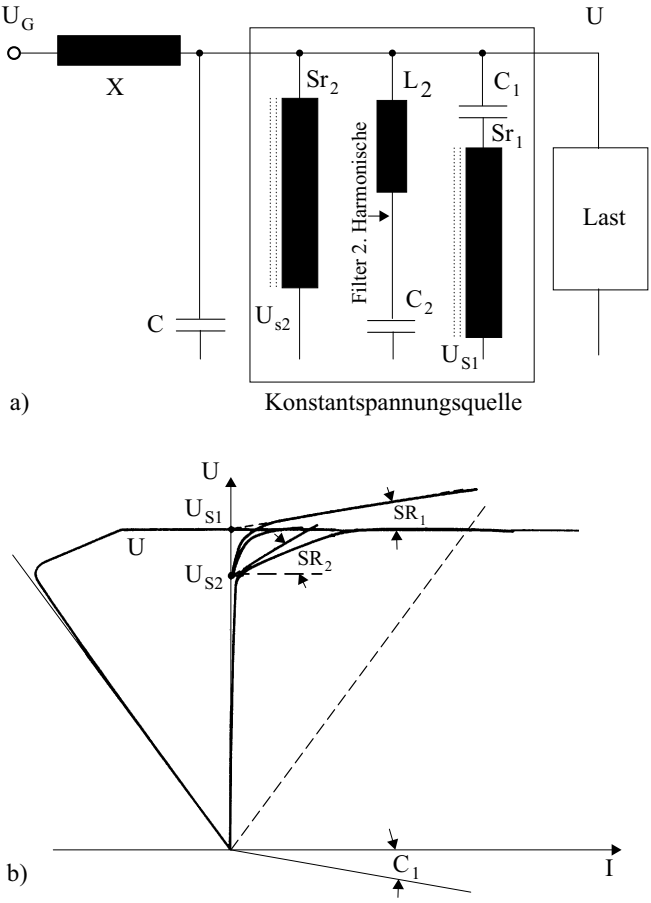


Abb. 10.11: *Spannungsstabilisator: Prinzipschaltbild und Charakteristik*

ist, daß der Kompensationskondensator C in Verbindung mit der Netzreaktanz bei einer Spannungsänderung von U die Spannungsänderung zuerst von C aufgenommen wird und damit der SR nur verzögert wirkt, so daß dieses System unter den bisher idealisierenden Annahmen dynamisch erst nach ca. zwei Netzperioden voll wirksam wird.

Bei der Schaltungsvariante nach Abb. 10.10b ist zusätzlich eine Längsdrosselspule X_b (TR in Abb. 10.7b) zwischen dem Kondensator C und der sättigbaren Spule SR angeordnet. Damit wird erreicht, daß die Spannung am Anschlußpunkt von C wesentlich konstanter ist als bei der Lösung in Abb. 10.10a, und es soll die dynamische Reaktion des SR verbessert werden. Die Variante in Abb. 10.10b entspricht somit einer Kombination der Lösungen in Abb. 10.7b und c. Die Stufendrossel TR kann somit doppelt vorteilhaft genutzt werden. Zu beachten ist, daß — wie bereits beim Serienkondensator (Kap. 10.3.3) und bei Abb. 10.7c beschrie-

ben — der Serienkondensator SCC beschaltet werden muß, um Zerstörungen zu vermeiden.

Bei den bisherigen Überlegungen wurde bisher immer angenommen, daß aufgrund der Kondensatorbank C die Spannung U groß genug ist, damit der SR in die Sättigung kommt. Wenn aber der Lastblindstrom groß genug wird, dann wird die durch die Kondensatorbank C bedingte Spannungsanhebung der Spannung U gegenüber U_G geringer. Dies bedeutet in der praktischen Auslegung, die notwendige Kapazität von C führt zu einer Resonanzfrequenz niedriger als die zweite Harmonische der Grundfrequenz, der Aufwand ist somit hoch. Außerdem ergaben sich bei dieser Auslegung Schwierigkeiten mit dem SR–SCC–System. Um den Auslegungsaufwand bezüglich der Kondensatorbank C zu verringern, wurde eine Lösung nach Abb. 10.11a entwickelt. Bei dieser Lösung werden zwei SRs mit unterschiedlichen Sättigungsspannungen eingesetzt. Die statische Kennlinie zeigt Abb. 10.11b.

Die bisherigen Darstellungen zeigen ein außerordentlich vorteilhaftes Bild der beschriebenen SR–Lösungen, die allerdings bisher idealisiert und vorwiegend von dem statischen Verhalten ausgehend behandelt wurden. In der Realität müssen die ohmschen Widerstände der Komponenten berücksichtigt werden, die erstens zu Verlusten und zweitens zu zeitlichen Verzögerungen und Ausgleichsvorgängen führen. Die gleichen Aussagen gelten für die Filter. Zusätzlich wurden bisher nur symmetrische Systeme und Belastungen angenommen. Bei allgemeinen Verbrauchern, wie beispielsweise Lichtbogenöfen, treten unsymmetrische Belastungen aber häufig ein. Damit entstehen weitere Ausgleichsvorgänge in den multiphasigen SRs und damit ebenso in den Filtern. Aus diesen Überlegungen ist zu entnehmen, daß die dynamische Reaktionszeit in der Realität bei ca. $30\,ms$ ($50\,Hz$) liegt. Zu bedenken ist weiterhin, daß der Aufbau der SRs aufwendig ist. Zusätzlich sind die notwendigen Maßnahmen zur Geräuschdämmung der SRs zu bedenken. Vorteilhaft ist allerdings, daß diese Systeme ohne Steuerung und Regelung funktionieren.

10.4.2 Netzgeführte Stromrichter–Stellglieder

Netzgeführte Stromrichter–Stellglieder sind sehr einfach aufgebaute Blindleistungslieferanten, wenn auf der Gleichspannungsseite als Last eine Spule geschaltet ist. In diesem Fall wird der Steuerwinkel $\alpha \approx 90°$ sein. Damit ergibt sich ein Winkel zwischen der Grundschwingung des Netzstroms und der Spannung von $\varphi \approx (\alpha + \ddot{u}/2)$. Eine geringe Änderung des Steuerwinkels α führt zu einer Stromerhöhung in der Spule und damit zu einer Erhöhung der Amplitude der Stromblöcke auf der Netzseite. Dies erhöht damit den Grundschwingungsanteil des Stroms auf der Netzseite. Vorteilhaft bei dieser Lösung sind der bekannte Aufbau und die relativ hohen Leistungen, die mit dieser Lösung zu realisieren sind. Nachteilig ist, daß einerseits der Winkel φ nicht exakt gleich 90° ist, d.h. die Wirkleistungsverluste der Drossel und in den Thyristoren ausgeglichen werden

müssen, und daß zweitens nur symmetrische Blindleistungen geliefert werden können. Diese Lösung soll deswegen im weiteren nicht mehr betrachtet werden.

10.4.3 Thyristor–geschaltete Kondensatoren

Der thyristor–geschaltete Kondensator besteht aus einer Serienschaltung von einer Schutzdrossel L_D, dem Kondensator C und dem Thyristor–Dioden– oder Thyristor–Thyristor–Paar (Abb. 10.12) [787, 788, 818, 819].

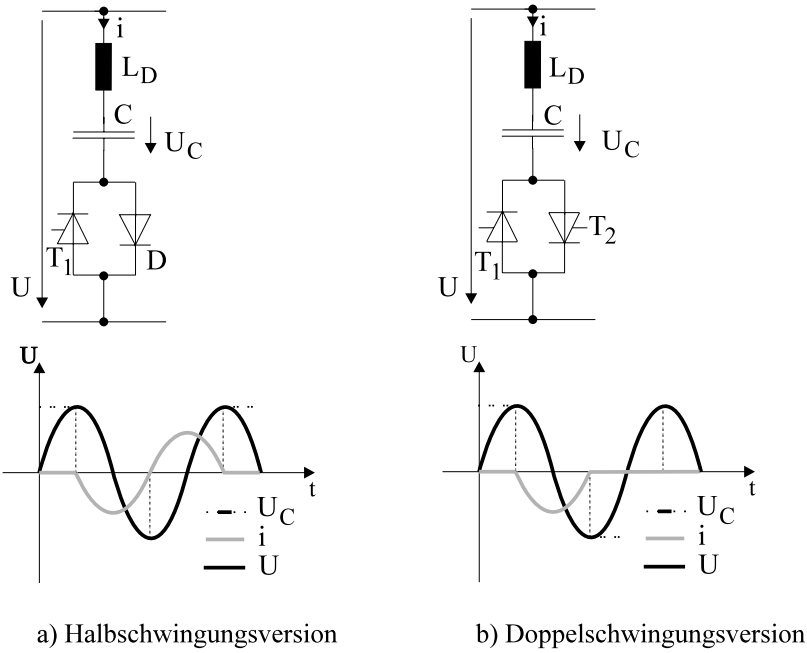


Abb. 10.12: *Thyristor–geschaltete Kondensatoren: Ersatzschaltbilder und prinzipielle Funktion*

Aus Abb. 10.12 ist zu entnehmen, daß der Kondensator auf die Spitzenspannung (positiv: Abb. 10.12a, positiv oder negativ: Abb. 10.12b) aufgeladen sein muß, um die gewünschte Funktion als kapazitive Blindleistungsquelle sicherzustellen. In Abb. 10.12a kann somit *nur* im positiven Spannungsmaximum der Thyristor T_1 eingeschaltet werden, und es folgt eine Stromführungsdauer von T (negative Stromhalbschwingung über dem Thyristor, positive Stromhalbschwingung über die Diode).

In der Schaltung nach Abb. 10.12b kann bei positiver Vorladung nur der Thyristor T_1 eingeschaltet und der Kondensator auf die negative Spitzenspannung umgeladen werden; eine erneute Umladung ist über den Thyristor T_2 möglich. Die Schutzdrossel L_D ist notwendig, um bei Spannungsunterschieden zum Einschaltzeitpunkt Stromspitzen bzw. ein zu großes di/dt bei den einschaltenden

Thyristoren zu vermeiden. Die Anordnung nach Abb. 10.12a, b kann in Stern- oder Dreieckschaltung angeordnet sein.

Vorteilhaft bei dieser Anordnung ist, daß durch die Thyristoren prinzipiell kapazitive Blindströme mit geringen Verlusten und ohne relevante Einschwingvorgänge geschaltet werden können. Dies bedeutet für Kompensationsaufgaben, bei denen keine oder nur geringe induktive Blindstromkomponenten (nahezu ohne Symmetrierung) benötigt werden, daß damit wie bei der Parallelkompensation eine direkte Kompensation stattfindet, d.h. die induktiven Blindstrom–Komponenten der Last werden vom steuerbaren Kompensator direkt kompensiert. Vorteilhaft sind auch die geringen Wirkleistungsverluste.

Die Lösungen in Abb. 10.12 haben aber einige entscheidende Nachteile. Erstens müssen die Anordnungen in Abb. 10.12a, b mehrfach, d.h. gestuft, vorhanden sein, um eine Leistungsanpassung zu ermöglichen. Zweitens ist die Lösung in Abb. 10.12a nicht für Wechselspannungskondensatoren geeignet, da eventuell über längere Zeit die positive Spitzenspannung am Kondensator C anliegt. Außerdem ist bei dieser Lösung nur eine Stromführung über eine Netzperiode möglich, d.h. bei Verbrauchern mit Gleichrichtereffekten ist diese Lösung nicht einsetzbar. Es verbleibt somit die Lösung in Abb. 10.12b. Bei dieser Lösung können aber im dynamischen Betrieb Schwierigkeiten folgender Art auftreten. Wenn die Last eine sehr schnell (d.h. von Spannungs–Halbperiode zu Spannungs–Halbperiode) veränderliche Blindleistungsaufnahme hat, dann können beispielsweise in gewissen Betriebszuständen mit hoher induktiver Lastblindleistung nahezu alle Kondensatoren beispielsweise von der positiven zur negativen Spitzenspannung umgeladen werden. Wenn die Lastblindleistung nun in der folgenden negativen Spannungs–Halbperiode gering und in der darauffolgenden positiven Spannungs–Halbperiode groß ist, dann stehen eventuell nach einigen derartigen Zyklen keine richtig vorgeladenen Kondensatoren mehr zur Verfügung. Dies bedeutet, die Kompensationsanlage fällt für mindestens eine halbe Netzperiode aus.

Die Auslegung dieses Systems für hochdynamische Anforderungen kann deshalb bezüglich der Stufung der Kondensatoren, der Wahl der Vorspannungsgruppen, der Leistungsreserve und der Steuerung in Abhängigkeit von den statischen und dynamischen Lastverhältnissen aufwendig sein.

10.4.4 Thyristor–gesteuerte Spule (TCR)

Eine weitere Variante der Blindstromquellen ist die thyristor–gesteuerte Spule TCR (Abb. 10.13) [798, 799, 803].

Aus Abb. 10.13 ist zu erkennen, daß der Steuerbereich beim TCR 90° beträgt, jeweils im Spannungsmaximum beginnt und beim darauf folgenden Nulldurchgang endet (Beispiel: schraffierte Fläche). Vorteilhaft bei dieser Lösung sind erstens, daß in jeder Halbperiode ein anderer Steuerwinkel α gewählt werden kann, und zweitens, daß mit einer Einrichtung der Leistungsbereich von Vollast ($\alpha = 0°$) bis Leerlauf ($\alpha = 90°$) durchfahren werden kann. Vorteilhaft ist auch, daß jede Phase für sich gesteuert werden kann. Nachteilig sind erstens die nicht

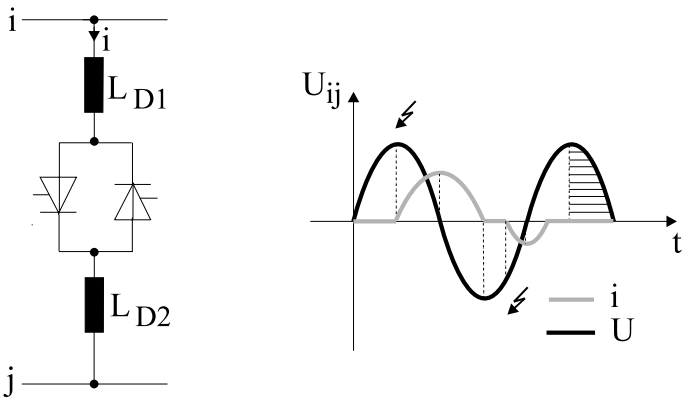


Abb. 10.13: *Thyristor–gesteuerte Spule TCR: Ersatzschaltbild und prinzipielle Funktion*

sinusförmigen Ströme (außer bei $\alpha = 0°$) und zweitens von geringerer Bedeutung die nichtlineare statische Kennlinie des Systems (Abb. 10.14).

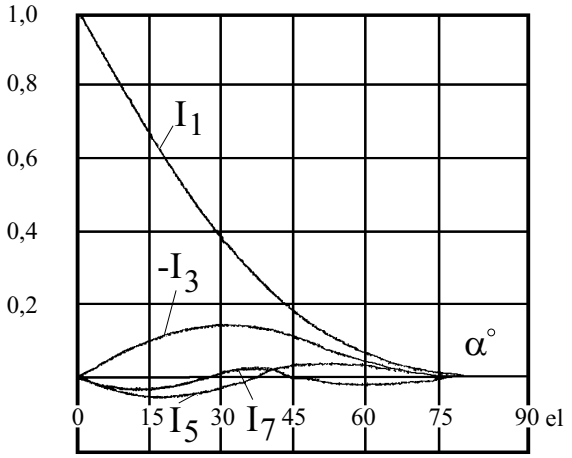


Abb. 10.14: *Steuerkennlinie und Oberschwingungsanteile des TCR*

Der TCR gehört zur Gruppe der indirekten Kompensatoren, denn er benötigt zur Kompensation und Symmetrierung eine Filterbatterie, die bei der Grundfrequenz die kapazitive Blindleistung zur Verfügung stellt und die Harmonischen der Last und des TCR aufnimmt.

10.5 Herkömmliche Steuer- und Regelverfahren

Außer der Lösung SR (Kap. 10.4.1) benötigen alle anderen direkten oder indirekten dynamischen Kompensatoren Steuer- und Regeleingriffe, um die Kompensa-

tion zu erzielen. Prinzipiell ist nach Abb. 10.2 bei Industrienetzen vorzugehen, wenn eine Spannungsstabilisierung erzielt werden soll. Um die Spannungsstabilisierung zu erreichen, müssen die Blindleistungen zumindestens kompensiert (Abb. 10.1c) besser kapazitiv überkompensiert (Abb. 10.5) und unsymmetrische Wirkleistungen symmetriert werden. Dies führt zu dem Ergebnis in Abb. 10.2c, das für jede Phase getrennt zu bestimmen ist. Eine Bestimmung der induktiven und ohmschen Belastungswiderstände erfordert aber letztendlich eine Bestimmung der Blind- und Wirkleistungsaufnahme der Last. Diese Bestimmung der Leistungen ist aber prinzipiell an die Leistungsdefinition gebunden und erfordert eine Integration der multiplikativ verknüpften Spannungen und Ströme der Last über eine Periode. Dies ist so lange unproblematisch, wie sich die Leistungen nicht oder nur sehr langsam ändern. Wesentlich schwieriger ist die Lösung der obigen Aufgabe, wenn die Lastströme schnell veränderlich sind und außerdem auch veränderliche Oberschwingungskomponenten enthalten. In den folgenden Erläuterungen werden, ausgehend von Abb. 10.2, die Vorgehensweise und die Schwierigkeiten erläutert.

Nach Abb. 10.2 soll der dynamische Kompensator sowohl die induktiven Blindströme kompensieren als auch die unsymmetrischen Wirkströme symmetrieren.
Bei einer einphasigen Last X_{12} und R_{12} gilt nach Steinmetz:

$$X_{K12} = -X_{12} \tag{10.28}$$

$$X_{K23} = -\sqrt{3} \cdot R_{12} \tag{10.29}$$

$$X_{K31} = \sqrt{3} \cdot R_{12} \tag{10.30}$$

Bei einer beliebigen Belastung ergeben sich die Kompensatorleitwerte zu:

$$\frac{1}{X_{K12}} = \frac{-1}{\sqrt{3} \cdot R_{23}} + \frac{1}{\sqrt{3} \cdot R_{31}} + \frac{1}{X_{12}} + \frac{\varepsilon}{3} \cdot \left(\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_{23}} + \frac{1}{R_{31}} \right) \tag{10.31}$$

$$\frac{1}{X_{K23}} = \frac{-1}{\sqrt{3} \cdot R_{31}} + \frac{1}{\sqrt{3} \cdot R_{12}} + \frac{1}{X_{23}} + \frac{\varepsilon}{3} \cdot \left(\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_{23}} + \frac{1}{R_{31}} \right) \tag{10.32}$$

$$\frac{1}{X_{K31}} = \underbrace{\frac{-1}{\sqrt{3} \cdot R_{12}} + \frac{1}{\sqrt{3} \cdot R_{23}} + \frac{1}{X_{31}}}_{\text{Kompens. + Symmetrierung}} + \underbrace{\frac{\varepsilon}{3} \cdot \left(\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_{23}} + \frac{1}{R_{31}} \right)}_{\text{Überkompens. n. Abb. 10.2d}} \tag{10.33}$$

Wie oben schon diskutiert, müssen nun die Werte der drei ohmschen und der drei induktiven Widerstände durch drei Wirk- und drei Blindleistungsberechnungen bestimmt werden.

Ein abgewandeltes Verfahren [800] wendet eine Leistungskomponenten–Berechnung wie folgt an:

$$\Delta Q_{12} = \left(\frac{\varepsilon}{3} - \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{23} \cdot i_2 \cdot dt - \left(\frac{\varepsilon}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{31} \cdot i_1 \cdot dt \quad (10.34)$$

$$\Delta Q_{23} = \left(\frac{\varepsilon}{3} - \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{31} \cdot i_3 \cdot dt - \left(\frac{\varepsilon}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{12} \cdot i_2 \cdot dt \quad (10.35)$$

$$\Delta Q_{31} = \left(\frac{\varepsilon}{3} - \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{12} \cdot i_1 \cdot dt - \left(\frac{\varepsilon}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{23} \cdot i_3 \cdot dt \quad (10.36)$$

(i_1, i_2, i_3 = Belastungsströme; u_{12}, u_{23}, u_{31} = verkettete Spannungen)

Prinzipiell kann die Leistungsberechnung nach unterschiedlichen Verfahren erfolgen. Eine Möglichkeit ist die Verwendung von analogen Integrationsverfahren, die mit der Periodendauer des Netzes getaktet gesteuert werden. In gleicher Weise ist dies mit digitalen Verfahren möglich, allerdings werden in diesem Fall noch die A/D– und D/A–Umsetzungen benötigt. In [812] wird das analoge Verfahren mit getakteten Integratoren bezüglich der Dynamik untersucht. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in Tabelle 10.2 zusammengefaßt.

Tabelle 10.2: *Untersuchungsergebnisse*

$T_A = T = 20\,ms$	$T_{M1} = 26,7\,ms$	$T_{M2} = 40\,ms$	unsymm.
$T_A = \frac{T}{2} = 10\,ms$	$T_{M1} = 16,7\,ms$	$T_{M2} = 20\,ms$	Belastung
$T_A = \frac{T}{2} = 10\,ms$	$T_{M1} = 10\,ms$	$T_{M2} = 13,5\,ms$	symm. Belastung

Bei einer unsymmetrischen Belastung ist die günstigste Meßzeit pro Phase $T_{M1} = 26,7\,ms$ bei $T_A = T$ und die ungünstigste Meßzeit $T_{M2} = 40\,ms$ (bei $T_A = T$), die Berechnung des gesamten Gleichungssystems beträgt immer T_{M2}. Eine gewisse Verkürzung der Meßzeiten kann erreicht werden, wenn statt $T_A = T$ nur $T_A = T/2$ gesetzt wird. Allerdings müssen durch $T_A = T/2$ bedingt selbst bei stationären Oberschwingungsanteilen Fehler akzeptiert werden, dies gilt umso mehr bei schnell veränderlichen Oberschwingungsanteilen.

Die Frage an dieser Stelle ist, in wie weit die Meß- und Stellzeit im dynamischen Kompensator von Bedeutung sind. Dies kann anschaulich anhand von Abb. 10.15 geklärt werden. Aus Abb. 10.15 ist zu entnehmen, daß die Ströme der Last verzögerungslos dem Netz am P_{CC} eingeprägt werden. Die Aufgabe des Kompensators ist beispielsweise Blindströme zu kompensieren. Um dies perfekt zu erreichen müßte gelten:

$$G_K(s) = G_M(s) \cdot G_{ST}(s) = 1 \quad (10.37)$$

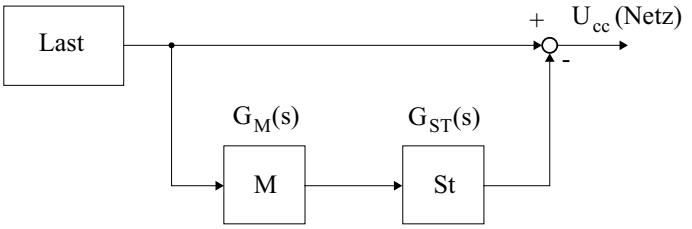


Abb. 10.15: *Signalflußplan der aktiven Blindstrom–Kompensation*

Da aber — wie oben nachgewiesen — bereits

$$G_M(s) \;=\; e^{-sT_t} \tag{10.38}$$

ein Totzeitverhalten aufweist und dies auch für das Stellglied gilt, kann die obige Forderung nicht erfüllt werden. Auch die Definition der „Augenblicksleistungen“ nach Nabae und Akagi [830] ist hier nicht anzuwenden, um für $G_M(s)$ bei schnell veränderlichen und unsymmetrischen Wirk-, Blind- und Verzerrungsblindleistungsverläufen ein Ausgangssignal ohne Zeitverzögerung zu erhalten. Weitere Diskussionen über die Schwierigkeiten „verzögerungslos“ Wirk-, Blind- und Verzerrungsblindleistung zu messen sind in [784, 792, 806] zu finden. Das Ziel muß vielmehr sein, die Zeitverzögerung von G_K im interessierenden Frequenzbereich so klein wie möglich zu halten. Eine Untersuchung zeigte, daß bei der Annahme von sinusförmigen Laständerungen diese Laständerungen bereits bei kleinen Verzögerungen nicht mehr kompensiert werden können. Als Gütekriterium wurde der Reduktionsfaktor R definiert:

$$R \;=\; \frac{\Delta Q_{unkomp}(f)}{\Delta Q_{komp}(f)} \tag{10.39}$$

Ein weiterer Ansatz war, von den Integrationsverfahren abzugehen und den Ansatz der Leistungsberechnung noch einmal allgemein zu überprüfen. Grundsätzlich gilt für den Signalverlauf der Leistung im Zeitbereich:

$$\begin{aligned} p(t) \;&=\; \hat{U} \cdot \sin(\omega t) \cdot \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ &=\; \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot [\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \end{aligned} \tag{10.40}$$

Aus der obigen Gleichung ist zu erkennen, daß der Term mit der doppelten Netzfrequenz stört und beispielsweise durch einen Tiefpaß unterdrückt werden müßte; dies wäre aber wiederum mit Meßsignal–Verzögerungen verbunden. Wesentlich vorteilhafter ist es, eine Signalverarbeitung zu entwerfen, bei der die Komponente mit der doppelten Netzfrequenz nicht auftritt. Die Lösung ist die Verwendung von zusätzlichen Signalen, die um $\pi/2$ phasenverschoben zu den ursprünglichen Signalen sind [779].

Es gilt damit der folgende Ansatz der Leistung im Zeitbereich:

$$\begin{aligned} 2 \cdot p(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega t) \cdot \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \varphi) + \hat{U} \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \cdot \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi) \\ &= \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot [\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] + \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot [\cos\varphi + \cos(2\omega t - \varphi)] \\ &= \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \cos\varphi \end{aligned} \tag{10.41}$$

d.h. der Term mit der doppelten Netzfrequenz ist entfallen.

Grundsätzlich kann die Phasendrehung durch ein Tiefpaßfilter erzielt werden. Allerdings ist es unzweckmäßig, die Phasendrehung nur durch einen Tiefpaß direkt zu erzeugen, da die Verzögerung wiederum erheblich ist. Vorteilhafter ist, stattdessen eine wesentlich geringere Phasendrehung zu verwenden und eine Signalverarbeitung entsprechend

$$G_M(s) = k_2 \cdot \left(\frac{k_1}{1 + sT_1} - 1 \right) \tag{10.42}$$

zu wählen. Dabei sind k_1 und T_1 so zu wählen, daß bei der Netzfrequenz das Ausgangssignals von $G_M(s)/k_2$ eine Phasenverschiebung von $-\pi/2$ hat und mit k_2 der Betrag des Ausgangssignals auf den Wert 1 verstärkt wird. Es ist leicht nachvollziehbar, daß mit sinkendem T_1 der Phasenwinkel des Tiefpasses bei der Netzfrequenz immer geringer wird (und k_1 sich mehr und mehr 1 nähert), daß aber k_2 zunehmend größer werden muß. Obige Gleichung kann in eine gleichwertige Allpaßfunktion umgeformt werden:

$$G_A(s) = \frac{1 - sT_2}{1 + sT_1} \tag{10.43}$$

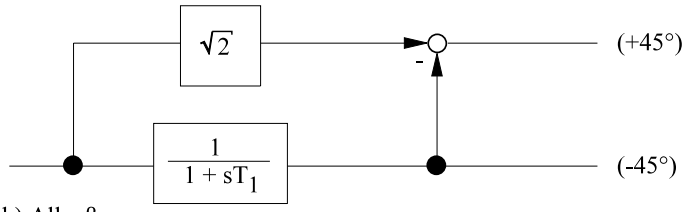
Bei Transienten, d.h. beispielsweise einer Phasenänderung der Spannung oder einer Amplituden- und/oder Phasenänderung des Stroms bei einer Leistungsberechnung, wird ein Einschwingvorgang ausgelöst. Das Fehlersignal Δf bei einer Amplitudenänderung lautet:

$$\Delta f = \Delta U \cdot e^{-t/T_1} \cdot \left[\omega \cdot (T_1 + T_2) \cdot \cos\gamma - \left(1 + \frac{T_2}{T_1}\right) \cdot \sin\gamma \right] \cdot \frac{1}{1 + \omega^2 T_1^2} \tag{10.44}$$

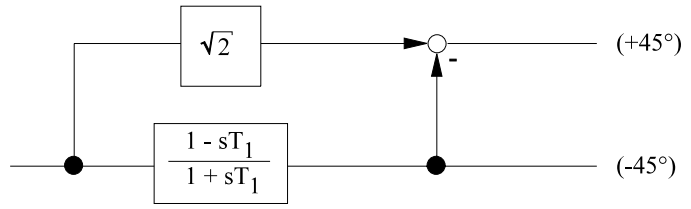
mit: γ = Winkel der resultierenden Drehung des Tiefpasses

Aus der obigen Gleichung des Fehlersignals ist zu erkennen, daß der Fehler umso schneller abklingt, je kleiner T_1 ist, daß aber die Amplitude des Fehlersignals zunimmt. Wenn — wie allgemein anzunehmen ist — die Eingangssignale außer der Grundschwingung auch noch Oberschwingungen aufweisen, dann ist ein Kompromiß zu finden zwischen der Einschwingzeit des Meßsystems, der Amplitude des Fehlersignals und der Empfindlichkeit gegenüber Harmonischen. Aufgrund dieser Überlegungen hat sich als eine Lösung eine Kombination von Phasenvordrehung und Phasennacheilung für die Erzeugung der um $\pi/2$ gedrehten

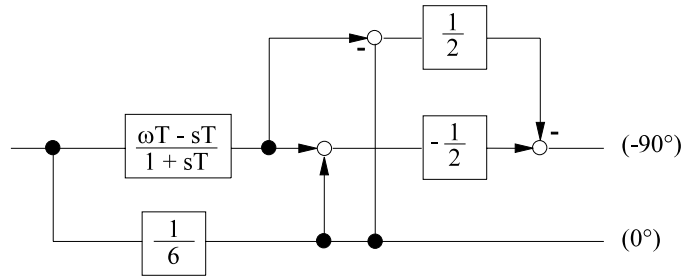
a) PT_1 - Glied



b) Allpaß



c) Komponentenbrücke



d) Allpaß (2.Ordnung)

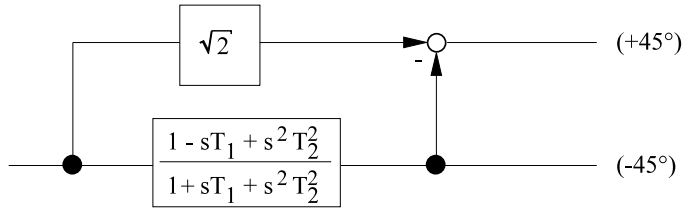
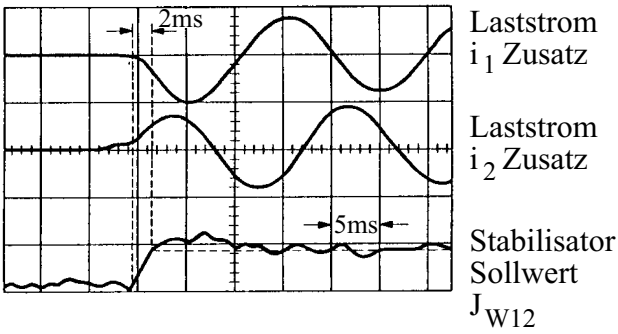
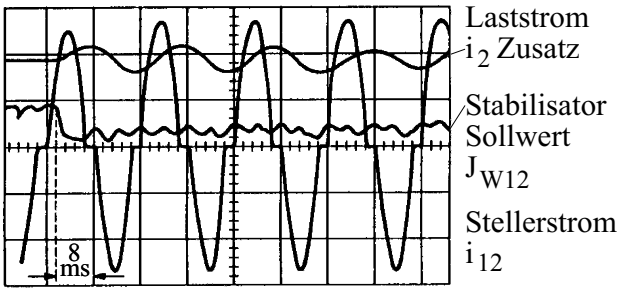


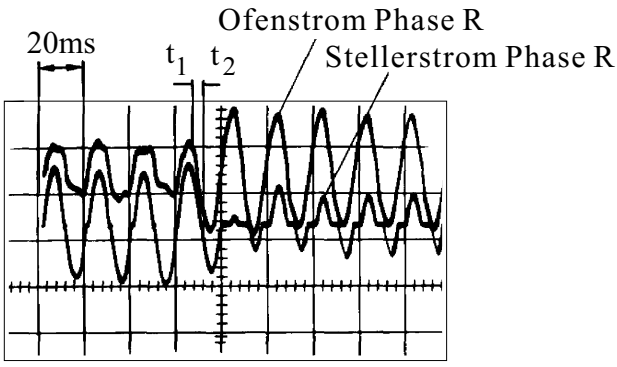
Abb. 10.16: *Signalflußpläne zur Phasendrehung*



a) *Dynamisches Verhalten der Sollwertberechnung*



b) *Dynamisches Verhalten des Kompensationssystems*



c) *Dynamisches Verhalten des Gesamtsystems (Einschmelzvorgang)*

Abb. 10.17: *Dynamisches Verhalten*

Signale herausgebildet [782, 812, 813, 820]. Verschiedene Ausführungsformen der Meßsignalverarbeitung sind in Abb. 10.16 dargestellt.

Bei den beschriebenen Meßsystemen ist aus dem negativen Zählerterm zu erkennen, daß das Ausgangssignal in Abhängigkeit vom Eingangssignal auch zuerst eine Reaktion in der falschen Richtung aufweisen kann. Beispielsweise gilt beim Allpass bei positiver sprungförmiger Verstellung des Eingangssignals für das Ausgangssignal zum Zeitpunkt der Verstellung $\Delta U_a = -U_0 \cdot (T_2/T_1)$; dies ist unerwünscht. Eine Abhilfe ist die Verwendung von Steilheitsbegrenzern im Signalpfad, die diesen unerwünschten Effekt mit ΔU_a eingrenzen, die den gewünschten richtigen Anstieg aber nicht allzu sehr einschränken. Als weitere Lösung zur Verringerung der Empfindlichkeit gegenüber Harmonischen der Netzfrequenz haben sich Notchfilter bewährt. Ein typisches Ergebnis dieser Signalverarbeitung für die Sollwertberechnung zeigt Abb. 10.17a, und ein Resultat mit der Reaktion des dynamischen Kompensators nach Abb. 10.13 ist in Abb. 10.17b gezeigt.

In beiden Bildern ist die Empfindlichkeit des Meßsystems gegenüber Oberschwingungen in den Eingangssignalen deutlich an der Restwelligkeit zu erkennen. Zusätzlich ist in Abb. 10.17b die weitere Verzögerung durch die Funktion des dynamischen Kompensators zu sehen; diese zeitlich weitere Verzögerung kann im ungünstigsten Fall nochmals $10\,ms$ (bei einphasiger Betrachtung) betragen. Zu beachten bei diesen Überlegungen ist weiterhin, daß durch die Harmonischen im Laststrom und damit in der Lastspannung unerwünschte Signalanteile erzeugt werden. Zu beachten ist zusätzlich bei Einspeisesystemen mit kleiner Kurzschlußleistung bezogen auf die Last und großer Laststromschwankung, daß das versorgende Lastspannungssystem erheblich verzerrt werden kann, dies gilt insbesondere bei unsymmetrischen Lastzuständen. Aufgrund der Laststromschwankungen werden sich entsprechende dynamische Änderungen des Spannungssystems ergeben, die zu zusätzlichen dynamischen Fehlern bei der Phasendrehung des Meßsystems der Spannung und damit auch der Lastberechnung führen können.

Abschließend muß damit festgestellt werden, daß eine verzögerungslose Messung der Leistung im vorliegenden Fall, d.h. bei symmetrischen und unsymmetrischen sich schnell ändernden Lastzuständen sowie Signalen, die erhebliche Oberschwingungsanteile aufweisen, mit dem vorliegenden Verfahren nicht möglich ist. Aufgrund dieser Einschränkung einerseits bei der Dynamik der Meßwerterfassung und andererseits der Stellglieder ist die Wirksamkeit von den dynamischen Kompensationsanlagen mit herkömmlichen Steuer- und Regelverfahren stark eingeschränkt (siehe auch Abb. 10.17b). Diese Einschränkungen führen zu Ergebnissen, wie sie in Abb. 10.17c zu erkennen sind. In Abb. 10.17c ist ein Lichtbogen–Ofenstrom–Übergangsvorgang von geringerer Belastung zum Kurzschlußfall zu sehen. Deutlich sind bei der geringeren Belastung die starken Verzerrungen des Laststroms zu erkennen. Der Strom der Kompensationsanlage in der entsprechenden Phase zum Ofenstrom ist groß, da im wesentlichen der entsprechende Filterstrom kompensiert werden muß. Aufgrund der Ofenstromänderung (etwa zum Zeitpunkt t_1) wird der Kompensatorstrom bereits bei der nächsten Stromhalbschwingung zurückgenommen. Durch die Verzögerung der Meßsignalerfassung

kann allerdings der Kompensatorstrom nicht genügend reduziert werden. Dies erfolgt erst in der darauffolgenden Halbschwingung des Kompensatorstroms. Der Einschwingvorgang ist in etwa in der dritten bis vierten Halbschwingung, d.h. nach etwa $30 \ldots 40\,ms$, endgültig abgeschlossen.

Aus Abb. 10.17c ist auch zu erkennen, daß die Kompensationsanlage während des Übergangsvorgangs fast an die Stellgrenze kommt; ob und in wieweit in anderen Phasen noch induktive Stromkomponenten zur Symmetrierung verfügbar waren, ist damit nicht sichergestellt. Damit muß festgestellt werden, daß die Kompensationsanlage mit der beschriebenen Meßsignalverarbeitung wesentlich schneller als bei Verwendung mit getakteten Integratoren zur Signalerfassung ist, daß aber eine restliche Blindleistungsbeanspruchung des Netzes von $15 \ldots 20\,ms$ entsteht und damit ein Restflicker mit Sicherheit nicht zu vermeiden ist.

In Abb. 10.18 sind Blindleistungsverläufe des Ofens und der Kompensationsanlage bzw. die entsprechenden Ströme über einen längeren Beobachtungszeitraum dargestellt. Aus Abb. 10.18 ist gut zu erkennen, daß die Blindleistungsverläufe des Ofens und des Kompensators gegenläufig sind und daß damit die resultierende Blindleistung im versorgenden Netz deutlich reduziert werden kann, so daß in diesem Betriebspunkt der Faktor $\cos\varphi = 1$ mit Sicherheit eingehalten werden kann.

Abschließend soll noch ein Ergebnis einschließlich der Spannungsschwankungen am P_{CC} (Point of Common Coupling) gezeigt werden. In Abb. 10.19 ist von oben nach unten ein Ofenstrom, der entsprechende Kompensatorstrom, die Spannung am Lastanschlußpunkt des Ofens, der Lichtstrom einer 40 W–Glühlampe an der Spannung des P_{CC} und die Spannungsspitzen am P_{CC} gezeigt. Deutlich ist zu sehen, daß bei eingeschalteter Kompensationsanlage wesentlich geringere Lichtstromschwankungen bei der Glühlampe als auch Schwankungen des Spitzenwertes der Spannung am P_{CC} festzustellen sind. Allerdings ist bei kritischer Begutachtung der Ergebnisse zu erkennen, daß die verbleibenden Spannungsschwankungen am P_{CC} zu Flicker führen, der teilweise knapp unter, aber auch über der Bemerkbarkeitsgrenze sein wird. Die Analyse zur Flickerreduktion ergibt, daß mit den in Abb. 10.16 dargestellten Verfahren zur Blind– und Wirleistungs–Bestimmung eine Flickerreduktion ungefähr um den Faktor 2 zu erreichen ist. Dies ist ein erstaunlich gutes Ergebnis, wenn man die relativ einfache Schaltungstechnik der leistungselektronischen Stellglieder bedenkt. Dies gilt umso mehr, wenn man dieses Ergebnis mit dem Ergebnis aus Kap. 11.2, dem wesentlich aufwendigeren aktiven Filter, vergleicht. Die Ergebnisse der Flickerreduzierung lassen sich noch deutlich verbessern, wenn die prädiktive Signalverarbeitung (Kap. 10.8) eingesetzt wird. Die Reduktionsfaktoren liegen dann zwischen $5{,}5 < R \leq 8$.

Die vorliegende Signalverarbeitung hatte als ersten Block die Leistungsberechnung und als zweiten Block den Stromregelkreis für die Kompensatorströme. Eine gewisse Verbesserung der Ergebnisse hinsichtlich Flickerunterdrückung ist zu erreichen, wenn statt der Stromregelkreise nur eine Steuerung der Kompensatorströme erfolgt. Allerdings muß in diesem Fall eine Überstrombegrenzung

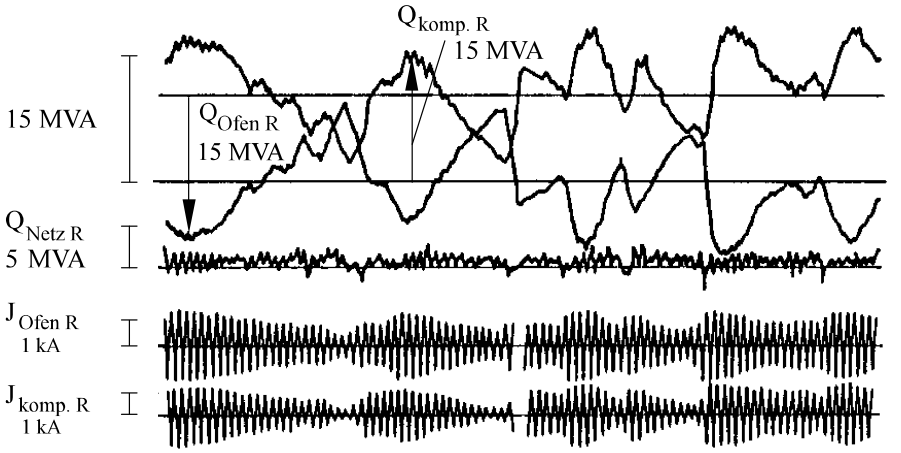


Abb. 10.18: *Zeitliche Verläufe im Einschmelzbetrieb bei dynamischer Blindleistungs–Kompensation*

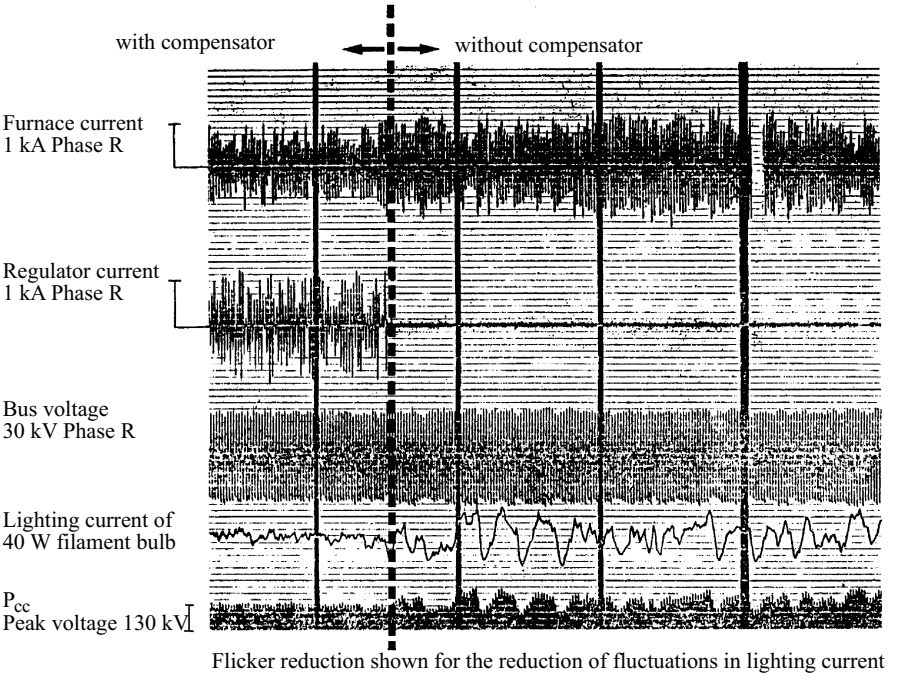


Abb. 10.19: *Gesamtsystem mit und ohne dynamische Blindleistungs–Kompensation*

vorgesehen werden. Bei knapper Auslegung der dynamischen Kompensationsanlagen muß zusätzlich eine Einrichtung vorgesehen werden, die — unter Verletzung der Bedingung $\cos\varphi = 1$ im Netz — bei zunehmender Leistung der Last zunehmend das versorgende Netz mit einer nur langsam veränderlichen Blindleistung belastet, damit aber die Flickerreduzierung weiterhin ermöglicht.

10.6 Weiterführende Überlegungen — Stellglieder

Zur Verbesserung von dynamischen Kompensationsanlagen sind zwei Möglichkeiten gegeben. Die erste Möglichkeit ist die Änderung des Stellglieds und die zweite Möglichkeit die Änderung der Signalverarbeitung. In diesem Kapitel sollen nur die Lösungen bei den Stellgliedern betrachtet werden. Nachteilig bei den untersuchten Verfahren mit dem TCR war, daß das Stellglied nur alle 10 ms eine Änderung des Kompensationsstroms in der betreffenden Phase zulässt. Prinzipiell können nun ähnliche Verfahren wie in Kap. 10.4.1, d.h. Phasenvervielfachungen, überlegt werden. Bei einem System mit sechspulsiger statt zweipulsiger Reaktion würden beispielsweise alle 3,3 ms Änderungen der Kompensationsströme gegenüber den o.g. 10 ms möglich sein und außerdem wären die Harmonischen vermindert. Allerdings muß bei diesen Überlegungen beachtet werden, daß aufgrund der unsymetrischen Lastzustände eine phasenweise Reaktion zwischen den verketteten Spannungen möglich sein muß (Steinmetz–Verfahren). Eine derartige Lösung zeigt Abb. 10.20 für die Spannung U_{12}, d.h. für eine der verketteten Spannungen [785]. Der Stromrichtertransformator besteht aus der Primärwicklung 5 und den Sekundärwicklungen 1 bis 4. An die Sekundärwicklungen sind in Einphasen–Brückenschaltung vier Ventilsätze angeschlossen mit den Ventilstrecken μA, μB, μC, μD ($\mu = 1, 2, 3, 4$). Die vier auf der Gleichstromseite des Einphasen–Stromrichters angeordneten gleichen Drosselwicklungen 10 bis 40 können auf einem gemeinsamen Eisenkern angeordnet werden. Alle vier Einphasen–Brückenschaltungen sind gleichstromseitig in Reihe geschaltet und bilden gemeinsam einen Kurzschlußkreis. Der Gleichstrom i_d kann als gut geglättet und konstant angesehen werden.

Abbildung 10.21 zeigt die sinusförmig verlaufende Spannung u_{12} an der Primärwicklung und den durch eine übergeordnete Kompensations–Steuereinrichtung vorgegebenen Sollwert i_S des von der Primärwicklung aufzunehmenden Stroms. Fließt bei einer Stromrichterbrücke der Gleichstrom i_d über zwei diagonal gegenüberliegende Ventilstrecken, so fließt der Gleichstrom auch über die zugehörige Sekundärwicklung des Transformators, was einen entsprechenden Strom in der Primärwicklung zur Folge hat. Fließt der Gleichstrom dagegen im sogenannten Freilaufbetrieb über zwei benachbarte, mit dem gleichen Transformatoranschluß verbundene Ventile, so bleibt die zugehörige Transformatorwicklung stromlos und leistet daher auch keinen Beitrag zum Primärstrom. Mit konstantem Gleichstrom i_d sind also unter Berücksichtigung des Vorzeichens neun verschiedene Werte für den Ist–Strom i_{1i} in der Primärwicklung möglich, je

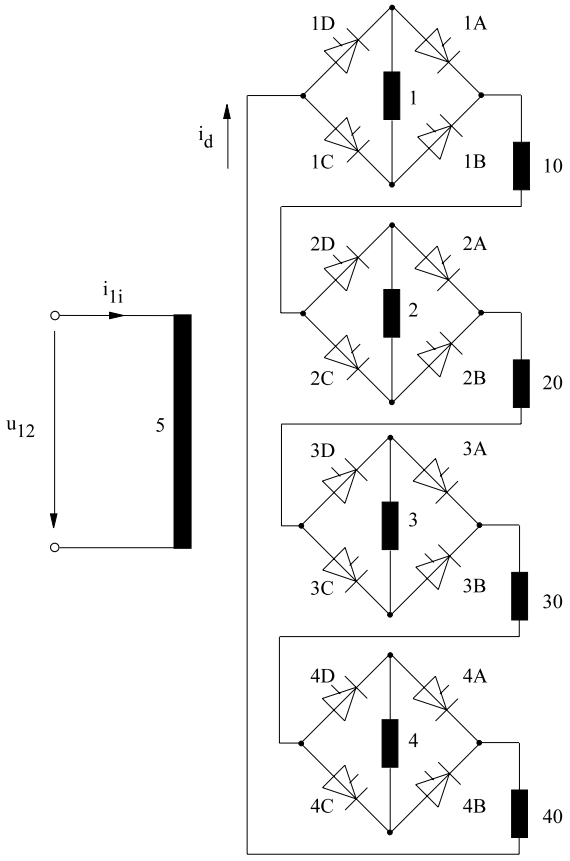


Abb. 10.20: *Mehrstufiger Blindstromsteller*

nachdem wieviele der vier Sekundärwicklungen und in welcher Richtung sie vom Gleichstrom durchflossen werden. Diese möglichen Istwerte sind in Abb. 10.21 als dünne durchgezogene Parallelen im Abstand von $n \cdot 0,25 \cdot i_{1imax}$ (mit $n = 0, \pm1, \pm2, \pm3, \pm4$) zur Zeitachse eingetragen. Die Zündung der Ventile erfolgt nun in der Weise, daß die Sollströme $i_{\nu s}$ durch die jeweils nächstliegenden Stromistwerte angenähert werden (Quantisierung).

Vorteilhaft bei dieser Lösung ist, daß als Leistungsschalter Thyristoren verwendet werden können, wenn induktive Ströme primärseitig erzeugt werden sollen.

Aus Abb. 10.21 ist zu erkennen, daß bei dem vorgeschlagenen Vorgehen statt eines positiven und eines negativen Stroms nun eine vierstufige Nachbildung des gewünschten sinusförmigen Kompensationsstroms möglich ist und damit die Harmonischen deutlich verringert werden. Allerdings besteht bei dieser Lösung ein erster wesentlicher Nachteil. Wenn beispielsweise bei positiver Spannung U_{12} Ven-

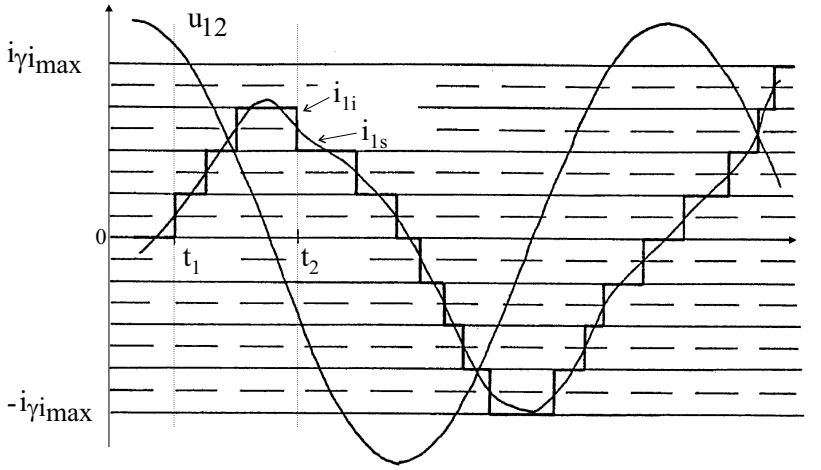


Abb. 10.21: *Prinzipielle Funktion der mehrstufigen Schaltung*

tile zwecks Stromerhöhung gezündet werden, dann ist während dieser Phase eine Stromverminderung durch Abschalten dieser Ventile nicht mehr möglich; es verbleibt nur noch die Möglichkeit, nicht gezündete Ventile dieser Stromrichtung nicht mehr zu zünden, um die resultierende Stromamplitude der Grundschwingung zu verringern. Ein zweiter, noch bedeutenderer Nachteil ist, daß dem Dynamikgewinn der Quantisierungsfehler gegenübersteht. Während beim TCR eine kontinuierliche Verstellung der Grundschwingungsamplitude möglich ist, ist bei der vorliegenden vierstufigen Lösung nur mit einem Fehler von ± 0,125 der Stromvorgabe zu folgen. Um diesen Fehler zu verkleinern, müßte somit die Stufenzahl erhöht werden, was den Aufwand natürlich weiter erhöht. Eine dreiphasige Ausführung zeigt Abb. 10.22.

In [785] wird deshalb vorgeschlagen — ausgehend von der Schwierigkeit, Wirk- und Blindleistung schnell zu messen — die Blindleistungs–Kompensation entsprechend Abb. 10.23 durchzuführen.

Im vorliegenden Fall wird die Blindleistungsaufnahme des Verbrauchers LBO teilweise von der Filterbatterie C_L gedeckt. Der verbleibende Strom i_{SR} wird negativ dem selbstgeführten Stellglied SR als Sollwert vorgegeben, d.h. das selbstgeführte Stellglied muß die Wirk- und Blindanteile der Last liefern. Um nun eine dauernde Wirkleistungslieferung vom selbstgeführten Stellglied zu vermeiden, wird zusätzlich eine Wirkleistungsberechnung durchgeführt, so daß im statistischen Mittel das selbstgeführte Stellglied nur kurzzeitig auch den Wirkleistungsanteil liefern muß. Bei diesem Vorgehen wird somit die Fähigkeit selbstgeführter Stromrichter genutzt, sowohl als Wirkleistungsquelle als auch als kapazitive oder induktive Blindleistungsquelle zu wirken [785]. In [795, 801, 805] wird ebenso ein selbstgeführtes Stellglied als Kompensator vorgeschlagen.

10.7 Selbstgeführte Stellglieder als Kompensator

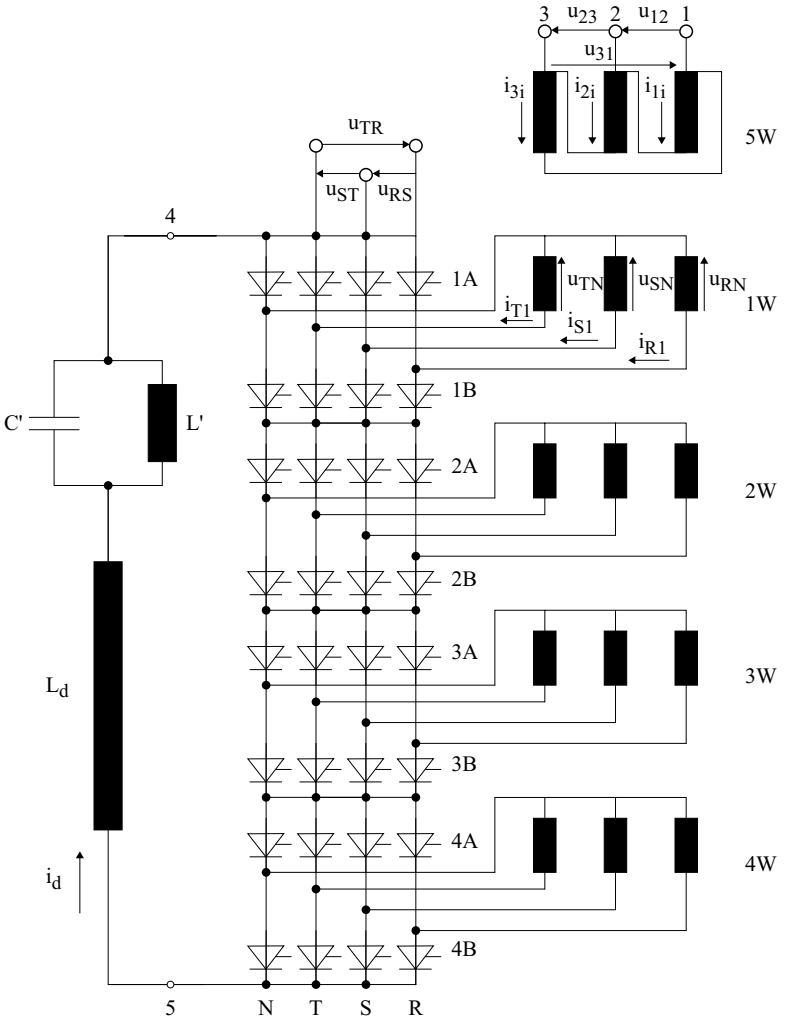
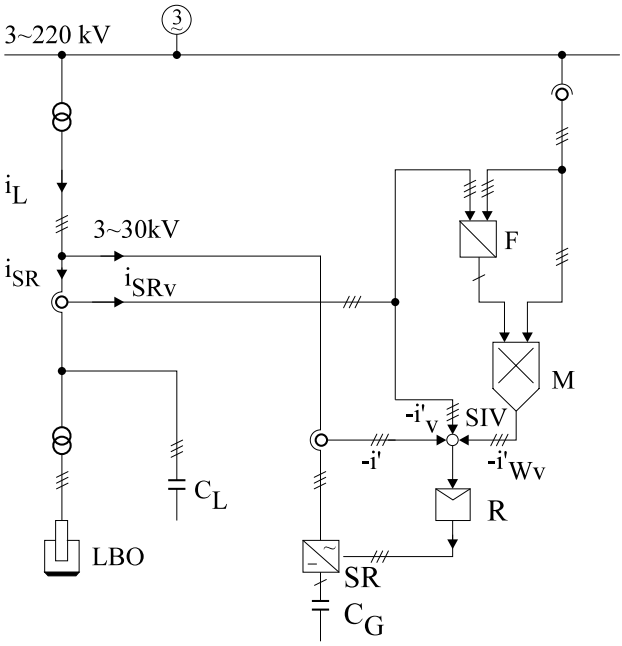


Abb. 10.22: *Dreiphasige Ausführung der mehrstufigen Schaltung*

Durch die Verfügbarkeit von abschaltbaren Leistungshalbleitern wie beispielsweise IGBTs und GCTs, ist es möglich, selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägter Spannung oder eingeprägtem Strom als Kompensator für die Grundschwingungs–Blindleistung einzusetzten. Die Überlegungen, derartige selbstgeführte Wechselrichter einzusetzen, ist einerseits durch die diskutierten Nachteile des TCR (Kap. 10.4.4) bedingt, bei dem pro Phase und Halbschwingung des



LBO	:	Lichtbogenofen
F	:	Funktionsrechner zur Bildung der Wirkleistung
C_L	:	Drehstromkondensator
M	:	Multiplikator zur Bildung der Wirkströme
SR	:	Selbstgeführter Stromrichter
SIV	:	Soll–Ist–Vergleich
C_G	:	Gleichspannungskondensator
R	:	Regler- und Zündsteuerung

Abb. 10.23: *Vollständige Blindleistungs–Kompensation mit selbstgeführtem Stromrichter–Stellglied*

Netzes nur ein Eingriff zur Verstellung der Blindleistung möglich ist und außerdem die Harmonischen im Kompensatorstrom auszufiltern sind. Vorteilhaft bei selbstgeführten Wechselrichtern ist, daß — bei ausreichender Schaltfrequenz der abschaltbaren Leistungshalbleiter — mehrmals pro Halbschwingung eingeschaltet und insbesondere auch ausgeschaltet werden kann. Vorteilhaft sind auch die geringeren Harmonischen in den Ausgangsströmen. Nachteilig sind die erhöhten Kosten des selbstgeführten Wechselrichters; allerdings muß beim Kostenvergleich beachtet werden, daß bei selbstgeführten Wechselrichtern eventuell die passiven Filterkreise vollständig zumindestens aber teilweise entfallen können. Weiterhin sind die laufenden (Verluste) beider Varianten zu beachten, die tendenziell beim TCR geringer als beim selbstgeführten Wechselrichter sind.

Ausgehend von diesen Überlegungen ist es naheliegend, selbstgeführte Wechselrichter auch als Aktive Filter zu nutzen. Die wesentliche Aufgabenstellung ist, die Harmonischen zu erkennen und den Wechselrichter so zu steuern, daß die Harmonischen kompensiert werden. Der naheliegende Ansatz der Fourier–Analyse der Ströme des Verbauchers ist unzweckmässig, da das gleiche Problem wie bei der Kompensation der Grundschwingungs–Blindleistung und der Symmetrierung besteht, d.h. das Meßergebnis liegt eventuell erst dann vor, wenn sich die Harmonischen nach Betrag und Phase bereits wieder geändert haben [825, 826, 828, 830, 845].

Wesentlich sinnvoller ist das von Akagi vorgeschlagene Vorgehen. Wenn die Grundschwingungs–Wirk- und Blindleistung sich nicht oder nahezu nicht ändern, dann kann der Ansatz der „Augenblicksleistung“ [830] genutzt werden, um ein Ansteuersignal zu erhalten, mit dem sich eine Kompensation der Harmonischen ergibt. Eine ausführliche Darstellung der neuesten Ergebnisse erfolgt nachfolgend in Kap. 10.8 und Kap. 11.2.

10.8 Weitere Überlegungen — Prädiktive Signalverarbeitung

Aus den vorhergehenden Kapiteln hatte sich ergeben, daß erstens bei der Signalverarbeitung und zweitens beim Stelleingriff Verzögerungen bzw. Totzeiten vorhanden sind, die die Wirksamkeit bei der Flickerunterdrückung deutlich einschränken. In [794, 808, 812] wird nachgewiesen, daß für den Reduktionsfaktor $R(f)$ bei Betrachtung im Frequenzbereich gilt:

$$R(f) = \frac{\sqrt{1 + (\omega T_R)^2 - 2 \cdot \omega T_R \cdot \sin(\omega T_t)}}{\omega T_R} \tag{10.45}$$

mit: T_t = Totzeit des Stellgliedes

T_m = Meßzeit der Signalverarbeitung im Stromregelkreis

T_R = T_m = Vorhaltzeit des Stromreglers

oder bei Betrachtung im z–Bereich und Abtast–Approximation:

$$R(f) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot [1 - \cos(\omega T_{AB})]}} \tag{10.46}$$

Bei diesem Ansatz für den Reduktionsfaktor wurde nur ein Phasenfehler in dem Frequenzgang des Kompensationssystems berücksichtigt. Wenn beispielsweise $T_{AB} = 10\,ms$ gesetzt wird (resultierende Zeit aus Meß- und Stellgliedverhalten), dann ergibt sich $R = 1,6$ bei $f = 10\,Hz$ oder $R = 2,3$ bei $f = 7\,Hz$. Dies bedeutet, daß im Bereich der höchsten Empfindlichkeit des menschlichen Auges gegenüber Flicker die Wirksamkeit der dynamischen Kompensationsanlage schon

deutlich reduziert ist. Bei dieser Überlegung wird vorausgesetzt, daß die Auslegung der Kompensationsanlage ausreichend ist, um alle Lastfälle abzudecken.

In [796] wird beim Frequenzgang des Reduktionsfaktors der Kompensationseinrichtung (Signalverarbeitung und Stellglied) sowohl der Betragsgang $a(f)$ als auch der Phasengang $\psi(f)$ berücksichtigt:

$$R(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2 \cdot a(f) \cdot \cos\psi(f) + a^2(f)}} \tag{10.47}$$

Dieser allgemeine Ansatz ist am sinnvollsten, da im Frequenzgang der Kompensationseinrichtung sowohl Betrags- als auch Phaseneinflüsse wirksam sind. Hohe Reduktionsfaktoren lassen sich somit nur erreichen, wenn $a(f) \rightarrow 1$ und $\psi(f) \rightarrow 0$ im interessierenden Frequenzbereich gehen, diese beiden Bedingungen werden aber im allgemeinen gemeinsam nur für sehr niedrige Frequenzen f erfüllt.

Bei den nun folgenden Überlegungen soll geprüft werden, wie der Reduktionsfaktor verbessert werden kann, wenn die Signalverarbeitung geändert wird. In diesem Fall wird somit nicht ein selbstgeführtes Stellglied vorausgesetzt, um die dynamische Reaktionszeit des Gesamtsystems zu verringern. Wenn die bisherigen Überlegungen kritisch überprüft werden, soll noch einmal auf die Leistungsberechnung zurückgegangen werden. Der zeitliche Verlauf der Wirkleistung ist (siehe auch Gl. (10.40)):

$$p(t) = \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot [\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \tag{10.48}$$

mit:
$$u(t) = \hat{U} \cdot \sin\omega t$$
$$i(t) = \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

(wenn somit nur die Grundschwingungen von Spannung und Strom angenommen werden) und die mittlere Leistung P ist:

$$P = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} p(t) \cdot dt \tag{10.49}$$

Die Größe $p(t)$ wird als *momentane Wirkleistung* oder auch *Augenblickswirkleistung* bezeichnet. Wenn nun der Übergang von $p(t)$ zu P systemtechnisch interpretiert wird, dann kann allgemein definiert werden:

$$P = \frac{1}{T_m} \int_{t-T_m}^{t} p(t) \cdot dt \tag{10.50}$$

oder noch allgemeiner:

$$P \;=\; \int_{t-T_m}^{t} g(\lambda) \cdot p(t-\lambda) \cdot d\lambda \tag{10.51}$$

mit einer Gewichtsfunktion $g(\lambda)$, beispielsweise mit:

$$g(\lambda) = \frac{1}{T_m} \quad \text{für} \quad (t - T_m) \;\leq\; \lambda \;\leq\; t \qquad (\text{sonst} \;\; g(\lambda) = 0)$$

Prinzipiell muß nun unterschieden werden zwischen der Berechnung der unmodulierten Grundschwingungswirkleistung und der Berechnung der Wirkleistung der mit einer Frequenz amplitudenmodulierten Grundschwingung. Bei der vorliegenden Aufgabenstellung ist der zweite Berechnungsvorgang die zu lösende Fragestellung. T_m ist in diesem Falle die Meßzeit; dies kann beispielsweise $T_m = 10\,ms$ sein. Diese Meßzeit ist außerdem synchronisiert mit den Stellglied-Steuerbereichen. Wird die obige Gleichung in den z–Bereich transformiert, dann ergibt sich die Darstellung des Mittelwertbildners im z–Bereich zu:

$$P(z) \;=\; \sum_{i=0}^{k-1} g_i \cdot p(z) \cdot z^{-i} \qquad (k \;=\; \text{Ordnung des Filters}) \tag{10.52}$$

und kann in dieser Form als FIR–Filter (Finite Impulse Response Filter) interpretiert werden (Eingangssignal $p(z)$, Ausgangssignal $P(z)$):

$$H(z) \;=\; \frac{P(z)}{p(z)} \;=\; \sum_{i=0}^{k-1} g_i \cdot z^{-i} \tag{10.53}$$

Bei konstantem g_i (s. o.) und Transformation in den Frequenzbereich ergibt sich der in Abb. 10.24 dargestellte Amplituden- und Phasenverlauf [807,809,810].

Aus Abb. 10.24 ist zu erkennen, daß $H(z)$ im niederfrequenten Bereich des Flickers den Betrag von ungefähr 1 und einen linear mit der Frequenz der Amplitudenmodulation zunehmenden Phasenwinkel hat. In [807, 809, 810] wird ausgeführt, daß ein Meßsystem im betreffenden niederfrequenten Bereich von $0 \leq f \leq 25\,Hz$ den Betrag 1 und einen linear mit der Frequenz ansteigenden Phasengang haben sollte, bei Frequenzen $f > 25\,Hz$ sollte der Betrag des Amplitudenganges möglichst 0 sein, dies entspricht im Prinzip einem idealen Tiefpaß (Abb. 10.25). Diese Erkenntnis unterscheidet sich bis jetzt prinzipiell nicht von den bisher diskutierten Ergebnissen, denn:

- die Phasenverschiebung $\psi(f)$ wirkt als Verzögerung,
- der Betrag ist nicht exakt gleich 1,
- es entstehen Modulationsprodukte bei den Frequenzen $(2 \cdot f_{Netz} - f)$ und $(2 \cdot f_{Netz} + f)$, die nicht vollständig eliminiert werden können.

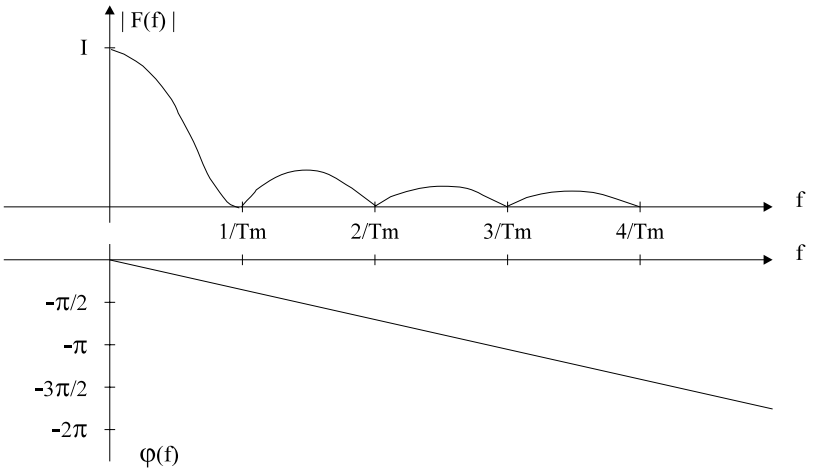


Abb. 10.24: *Bode–Diagramm eines digitalen Mittelwertbildners*

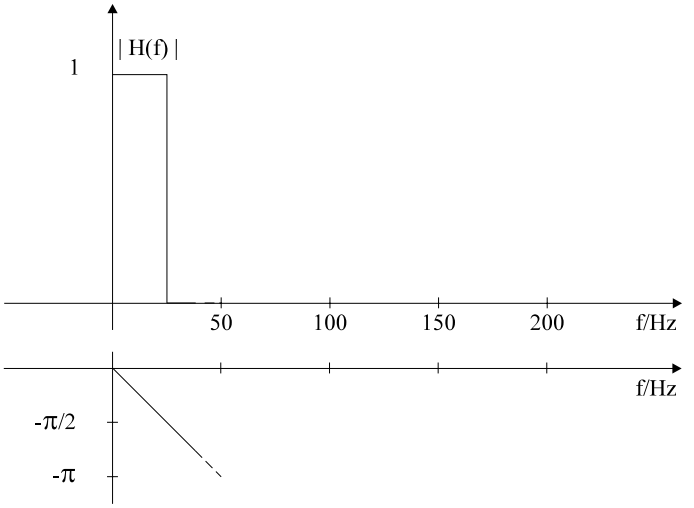


Abb. 10.25: *Ideale Übertragungsfunktion*

Zu akzeptieren sind bei der Forderung in [807, 809, 810], daß die Phasendrehung über die Hilbert–Transformation durch die gewünschte Dämpfung bei $f > 25\,Hz$ vorgegeben wird und damit bei diesem ersten Ansatz eine Verzögerung auch im Netzfrequenzbereich nicht vermieden werden kann.

Wenn allerdings hinter diesem „idealen“ Tiefpaß ein Prädikator mit dem Betrag 1 mit linear ansteigender Phase im niederfrequenten Bereich angeordnet wird, dann würde diese Anordnung ein ideales Meßsystem realisieren, denn die niederfrequenten Leistungsänderungen könnten amplitudenrichtig und ohne Verzögerung bestimmt werden. Die praktische Realisierung derartiger „idealer“

Filter ist allerdings nicht möglich. Zur praktischen Realisierung wird deshalb beim Tiefpaß von einem digitalen FIR–Filter ausgegangen, d.h. es kann eine linear mit der Frequenz ansteigende Phase realisiert werden; allerdings nimmt der Betrag des Amplitudengangs mit zunehmender Frequenz ab (siehe Abb. 10.24). Zusätzlich wird beim Entwurf noch die Bedingung eingeführt, daß der Betrag des Amplitudengangs bei Frequenzen $f > 25\,Hz$ möglichst gegen Null gehen soll.

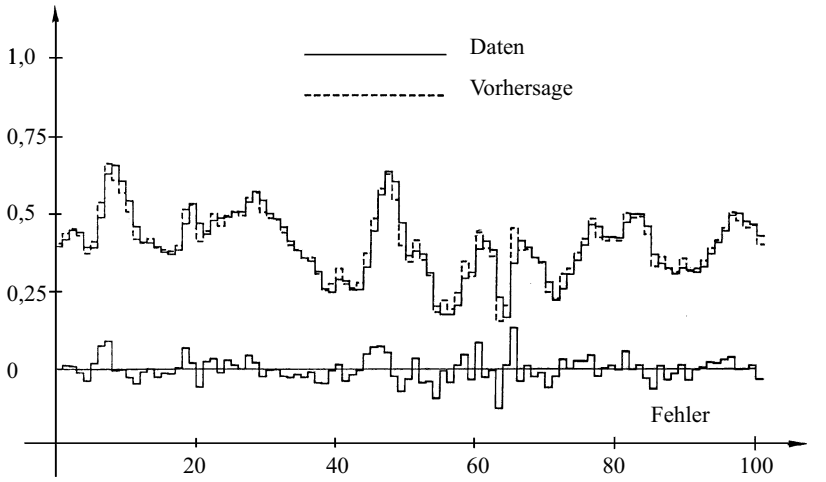


Abb. 10.26: *Vergleich der normalen und der prädiktiven Signalverarbeitung*

Der entsprechende Prädiktor wird anschließend invers zum Tiefpaß im interessierenden Frequenzbereich $0 \leq f \leq 25\,Hz$ entworfen. Bei Frequenzen $f > 25\,Hz$ wird der Betrag des Amplitudengangs allerdings möglichst begrenzt und dafür weicht der Phasengang vom linearen Anstieg mit der Frequenz ab. Beim Entwurf muß außerdem das Anti–Aliasing–Problem beachtet werden. Dies ist unbedingt zu beachten, da das Spektrum der Lichtbogenofenströme über $f = 25\,Hz$ hinausreicht. Dieses Problem wird durch den Wechsel der Abtastfrequenzen gelöst. Die Abtastfrequenz des Prädiktors entspricht der doppelten Netzfrequenz. Abb. 10.26 zeigt das Ergebnis dieser abgeänderten Signalverarbeitung [807]. Die durchgezogene Linie ist der Verlauf der Leistung ermittelt durch Integration über $T_m = 10\,ms$ mittels getakteter Integratoren. Die gestrichelte Linie ist das Ausgangssignal mit der neuen Signalverarbeitung. Zusätzlich ist das Fehlersignal zwischen beiden Signalen aufgezeichnet. Aus den Verläufen ist teilweise die gute Vorhersage zu erkennen, die damit bereits $10\,ms$ vor den getakteten Integratoren das zukünftige Meßergebnis zur Verfügung stellt. Allerdings ist auch zu erkennen, daß bei sehr schnellen Wechseln der Leistungen, die sich im Grenzfall von Halbschwingung zu Halbschwingung von positiv zu negativ und umgekehrt ändern können, das Meßsystem aufgrund des eingeschränkten Frequenzbereichs nicht folgen kann. Zu beachten bei dieser Fehlerdiskussion ist die vorherige Feh-

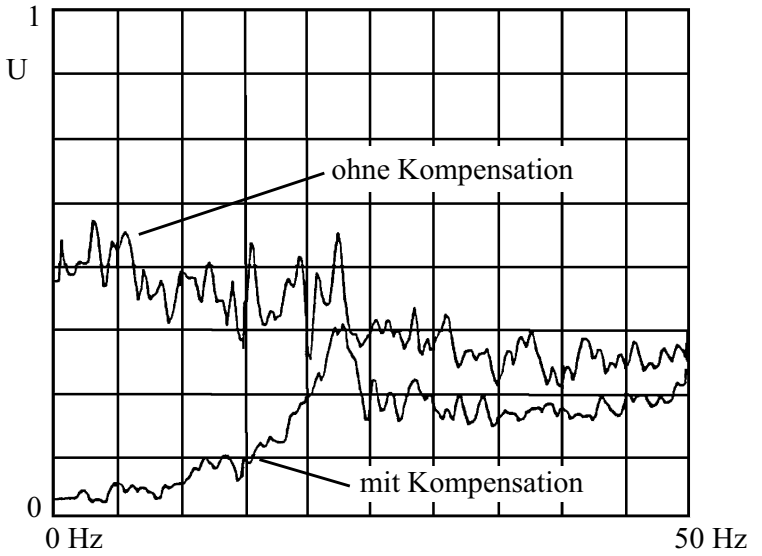


Abb. 10.27: *Resultierender Flicker ohne und mit prädiktiver Signalverarbeitung (U = Ausgang des Flickermeßgeräts)*

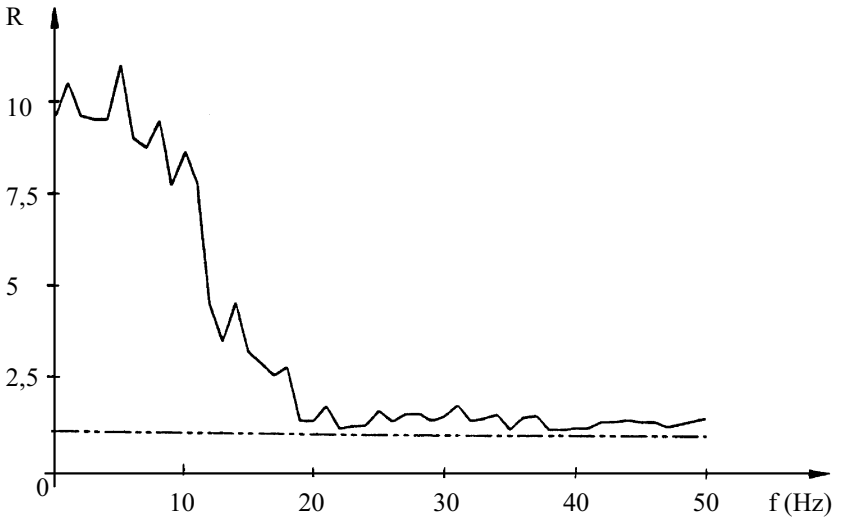


Abb. 10.28: *Reduktionsfaktor R bei prädiktiver Signalverarbeitung*

lerdiskussion bei getakteten Integratoren mit $T = 10\,ms$ Integrationsdauer; die Ergebnisse sind aufgrund der Oberschwingungseinflüsse auch nicht fehlerfrei.

Abbildung 10.27 und 10.28 zeigen Ergebnisse bei realen Signalverläufen von Spannungen und Strömen eines Lichtbogenofens. Abbildung 10.27 zeigt die Spannungsänderungen ohne und mit Kompensation und Abb. 10.28 den sich aus Abb. 10.27 ergebenden Reduktionsfaktor R. Wesentlich ist bei diesen Ergebnissen der Anstieg von $R = 1,6$ bei $f = 10\,Hz$ mit „normaler“ Signalverarbeitung auf $R = 6...8$ bei $10\,Hz$ mit der „prädiktiven“ Signalverarbeitung.

Die Ideen der prädiktiven Signalverarbeitung werden in [796, 797] aufgenommen und weiterentwickelt. Grundsätzlich wird erstens von einer dreiphasigen Betrachtung ausgegangen und die Raumzeigertheorie bei der Leistungsberechnung verwendet. Zweitens ist der Lichtbogenofen ein nichtlinearer Verbraucher. Es werden somit nicht nur niederfrequente Signalanteile im Bereich $f < 25\,Hz$ erzeugt, sondern das Frequenzspektrum des Lichtbogenofens ist kontinuierlich und hat außerdem bei der Grundfrequenz und den Oberschwingungen zusätzlich ausgezeichnete Spitzen im Spektrum. Damit sind auch die Seitenbandanteile, die im niederfrequenten Bereich $f \leq 25\,Hz$ durch die Leistungsberechnung „gespiegelt“ werden, von Interesse.

Drittens wird das Totzeitverhalten des Stellglieds berücksichtigt, und es werden nicht nur Stellsignale zu Beginn des Stellbereichs ausgegeben. Eine weitere vierte Erweiterung ist die Einführung der Augenempfindlichkeit in die Signalverarbeitung. Dieser Ansatz bedeutet, daß insbesondere im Bereich der hohen Empfindlichkeit des Auges gegenüber Spannungsschwankungen ein hoher Reduktionsfaktor angestrebt wird. Ausgehend von der Augenempfindlichkeit und der „Spiegelung“ der Frequenzseitenbänder in Zusammenhang mit der Parallelresonanz zwischen dem passiven Filter und dem Netz–Innenwiderstand ergibt sich ebenso eine unerwünschte Beeinflußung des Flickers. Um diese zu vermeiden, wird fünftens eine Steuerung bzw. Regelung der $100\,Hz$–Komponente des Kompensatorstroms vorgenommen. Zusätzlich wird die Signalverarbeitung sechstens adaptiv ausgeführt, um sich an die Betriebsweise des Lichtbogenofens anzupassen.

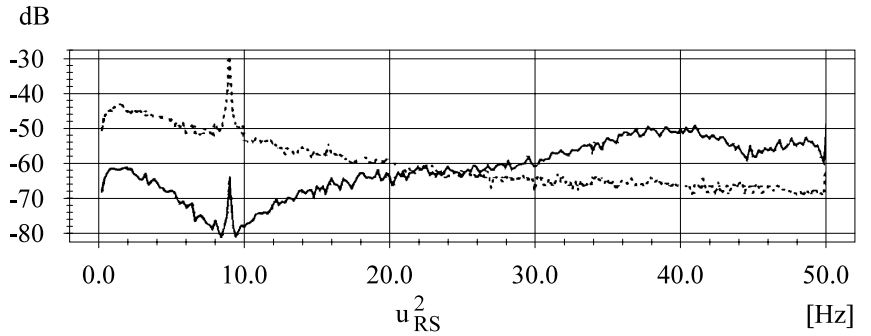
Eine Optimierung und damit die Adaption der Signalverarbeitung auf den Flicker erfolgt aufgrund der Augenempfindlichkeitskurve. Der Prädiktor ist wie folgt als adaptives Filter der Ordnung N_W ausgeführt:

$$W(z) \;=\; \sum_{i=1}^{N_W} W_i \cdot z^{-(i-1)} \tag{10.54}$$

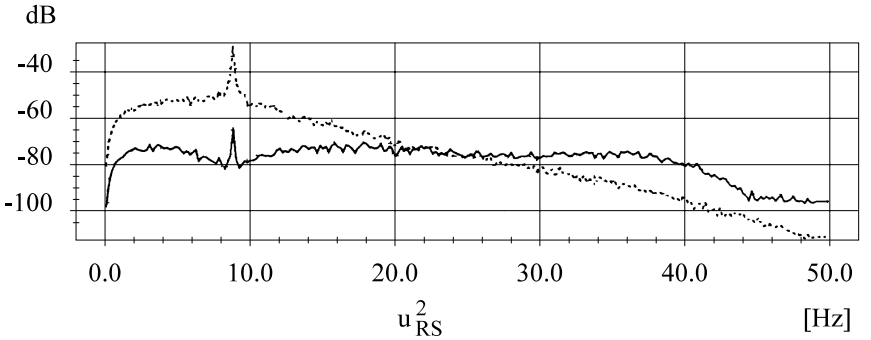
Die Koeffizienten W_i des Prädiktors werden so bestimmt, daß ein mittlerer Fehler zwischen tatsächlichem und idealem Ausgangssignal minimal wird. Beispielsweise kann als mittlerer Fehler der Erwartungswert betrachtet werden:

$$E\left(e^2(n)\right) \;\rightarrow\; \text{Minimum} \tag{10.55}$$

$$\text{mit:} \quad e(n) \;=\; d(n) - W_{N_W}^T \cdot X_N(n-1)$$



a) *ohne Berücksichtigung der Augenempfindlichkeit*



b) *mit Berücksichtigung der Augenempfindlichkeit*

Abb. 10.29: *Reduktionsfaktoren bei prädiktiver Signalverarbeitung*

Der Fehler $e(n)$ zum Zeitpunkt n bildet sich aus dem idealen Ausgangssignal $d(n)$ und dem Vektorprodukt aus Eingangswerten $X_N(n-1)$ des Prädiktors mit dem Koeffizientenvektor W_{N_W}:

$$W_{N_W} = [W_1 \;\; W_2 \;\; \cdots \;\; W_{N_W}]^T \tag{10.56}$$

$$X_N(n-1) = [x(n-1) \;\; x(n-2) \;\; \cdots \;\; x(n-N_W)]^T \tag{10.57}$$

Das ideale Ausgangssignal $d(n)$ ist der Steuerwert an das Stellglied, der die Spannungsschwankungen vollständig kompensieren würde. Dieses Signal $d(n)$ kann mit großer Verzögerung genau berechnet werden.

Das Eingangssignal $X_N(n)$ des Prädiktors ist das Ausgangssignal des vorher beschriebenen Tiefpasses. Wird dieser mittlere Fehler für die Bestimmung der Koeffizienten W_i des Prädiktors herangezogen, so ergibt sich ein flaches Spektrum der Spannungsschwankungen, d.h. die Spannungsschwankungen im Bereich großer Augenempfindlichkeit $(8,8\,Hz)$ sind etwa gleich groß wie außerhalb dieses Bereichs. Deshalb wird in [797] der Prädiktor mit der Augenempfindlichkeitskurve gewichtet. Der Fehler, der im Frequenzbereich großer Augenempfindlichkeit auftritt, beeinflußt die Koeffizienten des Prädiktors stärker als Fehler in ande-

ren Frequenzbereichen. Die Koeffizienten werden nach jeder Halbperiode nachgeführt, d.h. der statistischen Eigenschaft des Lastverhaltens angepaßt.

Abbildung 10.29 zeigt das Spektrum der Netzspannungsschwankungen bei analoger Simulation. Stellglied und Netz wurden realitätsnahe simuliert, als Lastströme wurden auf Magnetband aufgezeichnete Ströme eines Drehstromlichtbogenofens eingespeist. Die durchgezogene Linie ist das Spektrum mit Kompensation, die gepunktete Linie bei Kompensation ohne Prädiktion. Im Bereich von $8,8\,Hz$ ist die Reduktion am größten und beträgt etwa $5,5\,(15\,dB)$ d.h. $R = 8,8$. Dazwischen liegt das Spektrum bei Prädiktion mit Augenempfindlichkeits–Gewichtung, erkennbar am flachen Verlauf.

10.9 Flexible AC Transmission Systems (FACTS)

Die in den vorherigen Kapiteln angesprochenen Komponenten und Schaltungsvorschläge können in ein verallgemeinertes System eingebracht werden. Das Ziel dieses Systems ist, bestehende Energieerzeugungsanlagen und Übertragungssysteme besser zu nutzen, der Oberbegriff dafür ist „Flexibles AC Übertragungssystem (Flexible AC Transmission System) FACTS“. FACTS ist eine Gegenbewegung zum HGÜ–Ansatz, bei dem zur Leistungsübertragung auf die Höchstspannungs–Gleichstrom–Übertragung gesetzt wird. Dies bedeutet, die Leistung des Drehstromsystems wurde bei dem HGÜ–Ansatz in ein Gleichspannungssystem mit steuerbarem Strom und Spannung umgesetzt, über eine spezielle Leitung übertragen und dann wieder von dem Gleichstromssystem umgesetzt in entsprechende Drehstromleistungen. Dies bedeutet somit eine neue Ausführung aller Komponenten, parallel zu eventuell noch existierenden Drehspannungssystemen.

Bei FACTS bleibt dagegen das existierende Drehspannungssystem erhalten, und es werden zusätzliche Komponenten eingefügt. Diese zusätzlichen Komponenten haben sechs Aufgaben ([887] bis [904]):

1. Aufgabe: Reduktion der Impedanz des Versorgungssystems,
   Komponente: thyristor–geschalteter Serienkondensator TCSC
   (Thyristor Controlled Series Capacitor),

2. Aufgabe: Spannungs–Koordinierung,
   Komponente: thyristor–gesteuerte Spule TCR oder
   selbstgeführter Umrichter SVC (Self Commutated VAR Compensator)
   oder der TCVAR mit Thyristoren,

3. Aufgabe: Lastfluß–Koordinierung,
   Komponente: thyristor–geschalteter Dämpfungswiderstand TCDR
   (Thyristor Controlled Damping Resistor),

4. Aufgabe: Leistungs– und Spannungs–Koordinierung,
   Komponente: Schwungradspeicher FWG (Fly Wheel Generator) oder

supraleitender magnetischer Speicher SMES
(Superconducting Magnetic Energy Storage),

5. Aufgabe: Winkelregelung,
   Komponente: Selbstgeführter Umrichter mit eingeprägter Spannung und Transformator in Serienschaltung HSPS (High Speed Phase Shifter),

6. Aufgabe: Kurzunterbrechung,
   Komponente: thyristor–gesteuerter Schalter TCB
   (Thyristor Controlled Circuit Breaker).

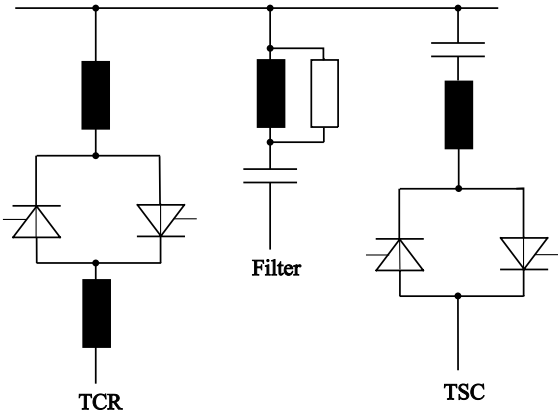


Abb. 10.30: *Prinzipschaltbild des TCVAR mit Thyristoren*

Einige der Komponenten, die bei FACTS genutzt werden, entsprechen den bereits behandelten Komponenten, andere Komponenten sind Abwandlungen davon. Eine typische Abwandlung des TCR mit passivem Filter ist der TCVAR mit Thyristoren (Abb. 10.30).

Im vorliegenden Fall wird der TCR, wie in Kap. 10.4.4 beschrieben, genutzt. Parallel zum TCR sind erstens ein L(R)C–Filter — zur Kompensation der Oberschwingungsströme des TCR — und zweitens eine geschaltete Kondensatorbatterie TSC (Kap. 10.4.3) angeordnet. Mit dieser Schaltungsvariante ist der kapazitive Blindanteil in Stufen steuerbar, und es kann eine Feineinstellung der Blindleistungsbilanz mittels TCR erfolgen. Eine andere Variante ist der selbstgeführte Wechselrichter–SVC.

In Abb. 10.31 ist beispielsweise der TCSC im Prinzipschaltbild dargestellt. Der TCSC besteht demnach aus dem Serienkondensator C und einem parallelgeschalteten TCR. Durch Verstellung des induktiven Blindleistungsanteils mittels der Steuerung der Thyristoren des TCR kann somit eine stufenlose Verstellung des TCSC erreicht werden.

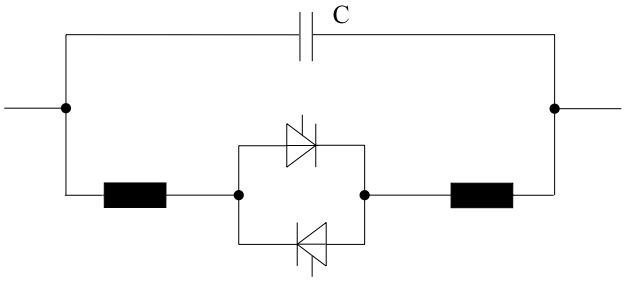
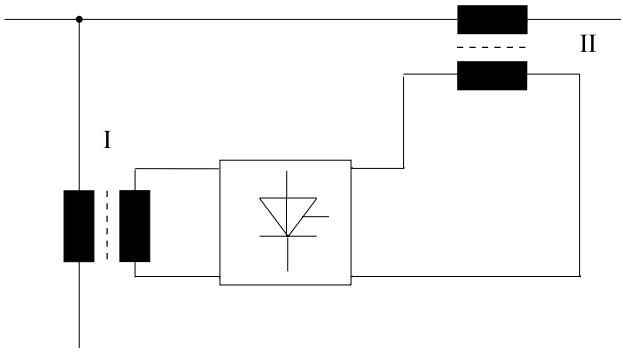
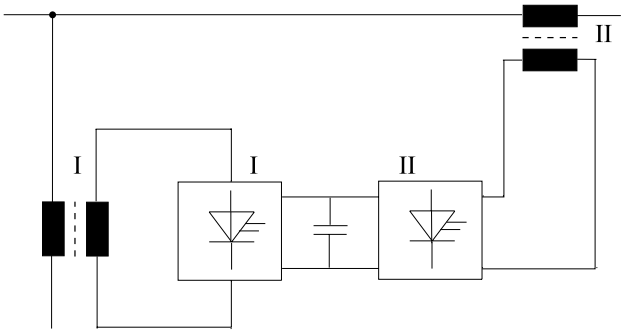


Abb. 10.31: *Prinzipschaltbild des Thyristor–geschalteten Serienkondensators TCSC*



a) *Thyristor Controlled Phase Angle Regulator TCPAR (Thyristor–Phasenschieber)*



b) *Schaltung mit zwei selbstgeführten U–Wechselrichtern*

Abb. 10.32: *Ausführungen des High Speed Phase Shifters HSPS*

Eine andere, noch nicht vorgestellte Komponente ist der HSPS. Grundsätzlich gibt es zwei Ausführungen, die in Abb. 10.32 gezeigt werden. In Abb. 10.32a ist ein elektronischer Phasenschieber mittels Thyristoren TCPAR (Thyristor Controlled Phase Angle Regulator) gezeigt. Bei diesem System wird mittels Transformator I und mittels Ausschnittsteuerung der Thyristoren die Versorgungsspannung in der Grundschwingungsamplitude so verstellt, daß mit dem Serientransformator II, dem Versorgungssystem eine einstellbare Spannung geometrisch addiert wird, so daß die resultierende Spannung in der Phase phasenverschoben ist. Zu beachten ist dabei, daß die eingeprägte Spannung des Serientransformators II in Phase mit der Spannung des Transformators I ist (Längsspannung) und daß somit nur die Amplitude der Spannung am Transformator II eingestellt werden kann.

In Abb. 10.32b ist eine Schaltungsvariante mit selbstgeführten Wechselrichtern mit eingeprägter Spannung gezeigt. In diesem Fall kann der Wechselrichter II die Spannung des Serientransformators II sowohl im Betrag als auch in der Phase, d.h. eine Längs- und Querspannung, einstellen. Dies bedeutet, daß damit die Wirk- und die Blindleistungsbilanz beeinflußt werden kann. Mittels des Wechselrichters I kann zusätzlich die Blindleistungsbilanz und damit die Spannung des versorgenden Netzes beeinflußt werden. Ebenso sind noch Funktionen als Aktive Filter möglich. Zu beachten ist allerdings bei diesen Aussagen, daß durch die Verkopplung von mehreren Aufgabenstellungen Einschränkungen durch die Funktion der Wechselrichter entstehen können. Zu beachten ist weiterhin, daß bei den benötigten hohen Leistungen sowie hohen Spannungen und aufgrund geringer Oberschwingungen vorzugsweise Dreipunkt–Wechselrichter oder aber selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (Sicherheitsaspekte) eingesetzt werden.

Das Gebiet FACTS ist zur Zeit noch in der Entwicklungsphase, obwohl die einzelnen Komponenten bekannt sind und teilweise in größerem Umfang genutzt werden. Allerdings muß im jeweiligen Einsatzfall geklärt werden, welche der bekannten und bereits vorgestellten Komponenten mit welchem Leistungsbereich bzw. welche Kombinationen von Komponenten zum wirtschaftlichsten Ergebnis führen.

In [895] wurden einige Beispiele der Vorgehensweise dargestellt. In einem der Beispiele wird gezeigt, daß bei Verwendung von FWG oder HSPS oder TCDR die Übertragungsleistung des Netzes von 3400 MW auf 5400 MW erhöht werden konnte. Allerdings ist die Leistung der FACTS–Komponenten ebenso erheblich. Beispielsweise wird bei einer Erhöhung der Übertragungsleistung — ausgehend von 3400 MW auf 5100 MW — ein 1000 MW FWG oder ein 1000 MVA HSPS benötigt, d.h. die Leistung der Komponenten ist etwa 50 % des Gewinns bei der Wirkleistungsübertragung. Bei diesen Überlegungen ist auch der bestmögliche Eingriffspunkt der Komponenten zu untersuchen. Zur weiteren Information sei auf die neuere Literatur verwiesen [888, 890–892, 895, 897, 899, 902].

11 Sondergebiete der Leistungselektronik

In den bisherigen Kapiteln wurden Stromrichterschaltungen vorwiegend aus der Sicht der Antriebstechnik dargestellt, die entweder die Energieumformung von einem Wechsel- bzw. Drehstromsystem zu einem Gleichstromsystem bzw. umgekehrt oder von einem Gleichstromsystem zu einem anderen Gleichstromsystem ermöglichen.

Selbstverständlich gibt es für spezielle Anwendungsgebiete auch speziell angepaßte Lösungen. Ein typisches Beispiel für Sondergebiete sind die Gleichspannungswandler für Stromversorgungen von beispielsweise informationsverarbeitender Elektronik oder Rechnern. In diesem Fall wird gefordert, daß Verluste, Volumen und Gewicht so gering wie möglich sein sollen. Um diese Ziele zu erreichen, besteht der grundlegende Ansatz, die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter so zu erhöhen, daß beispielsweise das Volumen und damit das Gewicht des eventuellen Transformators (Potentialtrennung) und der Filter verringert (höhere Eckfrequenzen) werden. Damit aber die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter erhöht werden kann, sollten entweder die Einschalt- oder die Ausschaltverluste oder beide Schaltverluste verringert oder fast ganz vermieden werden. Beispiele dazu sind in Kap. 9 ausführlich dargestellt worden, in dem auch auf den Wirkungsgrad hingewiesen wird.

Ein anderer Weg besteht bei gewissen Anwendungen in der Absenkung der Betriebstemperatur der Einheit. In diesem Fall nehmen beispielsweise bei unipolaren Bauelementen die Durchlaßverluste aufgrund zunehmender Mobilität der Ladungsträger ab. Bei bipolaren Bauelementen nehmen dagegen die Schaltverluste aufgrund der abnehmenden Lebensdauer mit abnehmender Temperatur ab, allerdings steigen die Durchlaßverluste [60, 61, 969, 970, 1111]. Somit sind bereits einige Ansatzpunkte für Sonderlösungen in diesem Anwendungsfall zu erkennen. Bei Stromversorgungen der vorliegenden Art besteht aber häufig die zusätzliche Forderung, daß der Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$ und der Leistungsfaktor λ bei einer Einspeisung aus einem Wechselstromnetz bzw. Drehstromsystem möglichst nahe 1 sein sollte, so daß weitere Randbedingungen eingehalten werden müssen.

Ein anderes Einsatzgebiet der Leistungselektronik sind Stromversorgungen von Lampen. Je nach Lampentyp ist die Kennlinie der Lampe unterschiedlich nichtlinear, wobei die Nichtlinearität sich mit dem Arbeitspunkt ändern kann. Beispielsweise hat sich inzwischen unter anderem ergeben, daß außerdem die

Lichttemperatur der Lampe durch die Kurvenform des versorgenden Stroms beeinflußbar ist. Dies sind nur zwei mögliche Sondergebiete der Leistungselektronik.

Ein anderes schon behandeltes Sondergebiet der Leistungselektronik sind die Spannungsstabilisatoren für die Blindleistungskompensation, die aktiven Filter, die Stromrichter–Stellglieder für FACTS oder die HGÜ. In allen diesen Fällen können bereits aus der Antriebstechnik prinzipiell bekannte Lösungen verwendet werden. Beispielsweise sind dies bei der Blindleistungskompensation oder Symmetrierung unsymmetrischer Verbraucher der Drehstromsteller, bei der HGÜ die netzgeführten Stromrichter–Stellglieder und bei den aktiven Filtern sowie bei einigen Lösungen für FACTS die selbstgeführten Umrichter. Allerdings muß dabei beachtet werden, daß die Leistungen derartiger Anlagen im MVA–Bereich sein können, so daß aufgrund der Leistung spezielle Randbedingungen zu beachten sind. Außerdem muß die Signalverarbeitung immer den spezifischen Besonderheiten angepaßt werden. Ein typisches Beispiel wurde bei der dynamischen Blindstromkompensation vorgestellt.

Ein weiteres Sondergebiet der Antriebstechnik sind die Antriebe für Fahrzeuge. Fahrzeuge können einerseits aus einem Gleichstromsystem gespeist werden, z.B. aus einer Batterie, aus Solarzellen oder Brennstoffzellen. In allen diesen Fällen — Fahrzeuge ohne äußere Energieeinspeisung — muß Rücksicht genommen werden auf den elektrischen Antriebsmotor einerseits und die charakteristischen Eigenschaften der Energieversorgung andererseits. Eine zweite Variante sind Fahrzeuge, die aus einem Gleichspannungssystem oder einem Einphasen–Wechselspannungssystem, z.B. mit 16 2/3 Hz oder 50 Hz, gespeist werden.

Eine dritte Variante sind Hybridsysteme (Serien- oder Parallelhybrid), bei denen beispielsweise wie beim Serienhybridfahrzeug ein Verbrennungsmotor oder eine Gasturbine einen Drehstromgenerator antreibt; die Leistung wird danach vom Drehstrom- zu einem Gleichstromssystem umgeformt und anschließend wieder mittels Leistungselektronik in ein oder mehrere Drehstromsysteme für einen oder mehrere Motoren und dort in mechanische Energie umgeformt. Auch in diesem Fall können teilweise die in den vorhergehenden Kapiteln genannten Lösungen verwendet oder spezielle Kombinationen davon eingesetzt werden, um sich den besonderen Randbedingungen der Anwendungen anzupassen.

Heute schon ökonomisch wichtige Hybridfahrzeuge sind dieselelektrische Lokomotiven [919,990,991,996] und dieselelektrische Schiffe, wie sie bei Off–Shore–Tendern verwendet werden [971].

Eine allgemeine Einführung in die Bahntechnik, wie ein Vergleich der Traktionsarten, der Zugförderung, der Fahrmotoren einschließlich der Gleichstrom–Reihenschlußmotoren, der Einphasenwechselstrom–Reihenschlußmotoren, der Mischstrommotoren sowie der Steuerung dieser Motoren und spezieller Sondergebiete wie der Zahnradbahn sowie thermo–elektrische Triebfahrzeuge wird in [17] gegeben. Aufgrund dieses neueren und ausführlich auch diese Sondergebiete behandelnden Buches sollen im vorliegenden Band diese Gebiete nicht mehr behandelt werden. Statt dessen sollen als Schwerpunkte dieses Sonderkapitels inbe-

sondere die leistungselektronischen Schaltungstechniken für Nah- und Fernverkehrstraktion behandelt werden.

Es ist selbstverständlich, daß im vorliegenden Buch nicht alle Sondergebiete der Leistungselektronik abgehandelt werden können, dies würde den Umfang sprengen. Dies gilt insbesondere für die spezifischen Randbedingungen der Anwendungsfälle und vor allem auch für die angepaßte Signalverarbeitung.

11.1 Stromrichter für elektrische Triebfahrzeuge

Dr. H.-G. Eckel, Nürnberg

Unter den Antriebsstromrichtern hoher Leistung kommt den Stromrichtern für elektrische Bahnen eine Sonderrolle zu. Bedingt durch die einphasige Einspeisung, die eng auf das jeweilige Triebfahrzeug angepassten Einbaubedingungen und die harten Umweltbedingungen können hier keine Standard-Industrieumrichter zum Einsatz kommen. Die Entwicklung der Traktionsstromrichter in den vergangenen 50 Jahren zeigt zudem den prägenden Einfluß der Leistungselektronik auf die Antriebstechnik.

11.1.1 Netzspannungen in der Traktion

Die Anforderungen an Traktionsstromrichter für elektrische Triebfahrzeuge ergeben sich aus den Netzspannungen. Die ersten Elektrifizierungsvorhaben Ende des 19. Jahrhunderts wurden mit Gleichspannung durchgeführt. Noch heute sind 600 V bis 750 V Gleichspannung Stand der Technik bei Straßenbahnen, Stadtbahnen und U-Bahnen. Für S-Bahnen und Vorortbahnen kommen 750 V bis 1500 V Gleichspannung zum Einsatz.

Der Grund für die Elektrifizierung mit Gleichspannung ist die einfache Steuerbarkeit von Gleichstromreihenschlussmotoren. Die niedrigen Spannungen sind günstig für die Motorisolation. Im innerstädtischen Bereich erleichtern sie zudem die isolierte Aufhängung der Fahrleitung oder Stromschiene. Da die Leistungen von Nahverkehrsfahrzeugen nicht so hoch sind, bleiben auch die Ströme in der Fahrleitung in einem handhabbaren Bereich. Auch der erforderliche kurze Abstand der Einspeisepunkte ist für städtische Verkehrssysteme vertretbar.

Mit niedriger Gleichspannung elektrifizierte Fernbahnen finden sich im Süden Englands (750 V, mit Stromschiene), in den Niederlanden und im Süden Frankreichs (1500 V). Allerdings begrenzt hier der über die Stromabnehmer übertragbare Strom die mögliche Leistung der Triebfahrzeuge. Seit den 20er Jahren erfolgten daher in Spanien, Italien, Belgien und der Sowjetunion, später auch in Polen und der nördlichen Tschechoslowakei Gleichstromelektrifizierungen mit 3 kV. Außerhalb Europas findet man dieses System z.B. in Brasilien und Südafrika.

Im Gegensatz zur Gleichspannungselektrifizierung Süd- und Westeuropas erfolgte in Deutschland, Österreich, der Schweiz sowie Norwegen und Schweden

seit 1912 die Elektrifizierung mit Einphasen-Wechselspannung mit 15 kV und — wegen der Kommutierungsprobleme bei Einphasenkommutatormotoren — mit einer gegenüber der Industriefrequenz auf 1/3 abgesenkten Frequenz von 16 2/3 Hz. Die Sonderfrequenz macht ein eigenes Bahnstromnetz bzw. aufwändige Frequenzwandler erforderlich.

Um eine Speisung aus dem Industrienetz zu ermöglichen, wurden schon frühzeitig Versuche mit 50Hz unternommen. Durchsetzen konnten sich Systeme mit 50 Hz bzw. 60 Hz, nachdem es möglich geworden war, die Wechselspannung auf den Fahrzeugen gleichzurichten. Erste Versuche wurden in den 30er Jahren auf der Höllentalbahn mit Lokomotiven mit Quecksilberdampfgleichrichtern unternommen, später kamen dann Halbleitergleichrichter zum Einsatz. Seit den fünfziger Jahren werden neue Elektrifizierungsprojekte, bei denen keine Rücksicht auf vorhandene Netze genommen wird, mit Industriefrequenz durchgeführt. Dieses System findet sich in ganz Europa, so in Frankreich, Großbritannien, Dänemark, Osteuropa, Portugal und bei den spanischen Hochgeschwindigkeitsstrecken. Wegen der höheren Impedanz der Fahrleitung kommt eine höhere Spannung von 25 kV zum Einsatz.

Wegen der hohen Investitionskosten für Bahnstromversorgung, Fahrleitungsanlagen und Fahrzeuge und der langen Nutzungsdauer dieser Einrichtungen sind Umstellungen des Bahnstromsystems wirtschaftlich meist nicht sinnvoll. Die vor hundert Jahren unter ganz anderen technischen Randbedingungen getroffenen Entscheidungen werden also auch für die Zukunft wirksam sein. Für das zusammenwachsende Europa bedeutet dies, daß Triebfahrzeuge für grenzüberschreitende Zugläufe mehrsystemfähig sein müssen.

Mehrsystemfähigkeit für die beiden AC–Systeme lässt sich durch Transformatoranzapfungen relativ leicht realisieren. Für Mehrsystemfahrzeuge, die sowohl für DC– als auch für AC–Netze geeignet sind, kommen spezielle Stromrichtertopologien zum Einsatz. Die volle Flexibilität in Bezug auf die Netzspannung bieten Viersystemfahrzeuge, die unter AC 16 2/3 Hz und 50 Hz und DC 1,5 kV und 3 kV betrieben werden können. Je nach vorgesehenem Einsatz kann auch eine Einsetzbarkeit unter einer Teilmenge dieser vier System sinnvoll sein.

Charakteristisch für die Bahnnetze sind sehr hohe zulässige Toleranzen der Netzspannung. Nach Norm (EN50163) ist für Gleichspannungsnetze ein Bereich von -33% bis +30% der Nennspannung zulässig. Real treten aber insbesondere im 3 kV Gleichspannungsnetz noch höhere Spannungen auf. Wichtig ist dies für die Auslegung der Zwischenkreisspannung der Umrichter und der sich daraus ergebenen Auswahl der Leistungshalbleiter.

11.1.2 Traktion für DC-Netze

Die ersten Fahrmotoren elektrischer Bahnen waren Gleichstromreihenschlussmotoren. Die Drehmoment–Drehzahl–Kennlinie der Reihenschlussmaschine mit hohem Moment bei niedriger Drehzahl entspricht den Anforderungen der Traktion. Die Steuerung der Ankerspannung erfolgte über Umgruppierung von Reihen- in

Parallelschaltung und durch stufenweise zuschaltbare Ankervorwiderstände. Um den Feldschwächbereich nutzen zu können, wurde parallel zur Erregerwicklung ein verstellbarer Widerstand, der Erregershunt, angeordnet. Für den Bremsbetrieb mußte die Erregerwicklung über Schalter umgepolt werden. Üblich war auch eine gemischte Erregung mit einer zusätzlichen Erregerwicklung, die über einen gesteuerten Gleichrichter gespeist wurde.

11.1.2.1 Gleichstromsteller mit Gleichstrommotor

In den 60er Jahren kamen erstmals Tiefsetzsteller (ausführliche Darstellung Gleichstromsteller in Kap. 7) zur Speisung der Gleichstrommotoren zum Einsatz. Dabei wurden zunächst Thyristoren mit Löschkreis, später GTOs verwendet. Durch Schütze ließ sich der Tiefsetzsteller zu einem Hochsetzsteller umgruppieren, so dass auch geregeltes elektrisches Bremsen möglich wurde. Inzwischen ist der Gleichstrommotor für Neuanwendungen durch den Drehstrommotor ersetzt worden. Gleichstromsteller kommen noch gelegentlich für Refurbishment–Projekte zum Einsatz, bei denen vorhandene Gleichstrommotoren mit einer modernen Steuerung ausgerüstet werden sollen. In solchen Fällen werden IGBT Zweiquadrantensteller verwendet, die Bremsbetrieb auch ohne Schütze zulassen (Abb. 11.1). Vorzugsweise wird die Bremsenergie in das Netz zurückgespeist. Für den Fall, daß das Netz gerade nicht aufnahmefähig ist, wird ein Bremssteller vorgesehen.

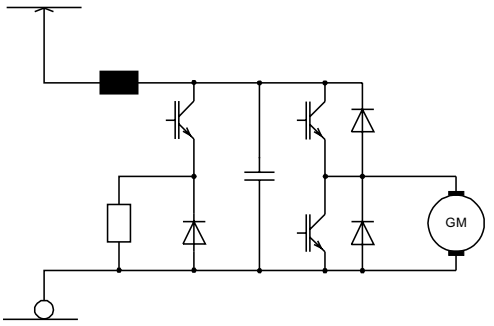


Abb. 11.1: *Zweiquadrantensteller für den Betrieb eines Gleichstrommotors am DC–Netz*

11.1.2.2 Stromzwischenkreisumrichter mit ASM

Der Durchbruch für den Asynchronmotor für Nahverkehrsfahrzeuge erfolgte in den 80er Jahren. Zur Speisung wurden Stromzwischenkreisumrichter mit Thyristoren verwendet (ausführliche Darstellung Stromzwischenkreisumrichter in Kap. 6). Die Kommutierung zwischen den Phasen erfolgt mit Hilfe von Kondensatoren (Phasenfolgelöschung). Der Motor wird mit blockförmigen Strömen von jeweils 120 ° Phasenlänge beaufschlagt. Der Strom in der Zwischenkreisdrossel

und damit im Motor wird durch den Eingangssteller geregelt. Der Eingangssteller hat die Funktion eines Tiefsetzstellers und wurde zunächst mit Thyristoren mit Löschkreis, später mit GTOs ausgerüstet. Zum Bremsen muß die Polarität der Ausgangsspannung des Eingangsstellers gewechselt werden. Dies kann mit einem zweiten Brückenzweig erfolgen, der den Tiefsetzsteller zum Zweiquadrantensteller erweitert und so regeneratives Bremsen in das Netz ermöglicht. Der Schalter des zweiten Brückenzweiges kann dabei auch als Schütz ausgeführt werden. Bei geschlossenem Schalter arbeitet der Steller als Tiefsetzsteller für den Fahrbetrieb, bei geöffnetem Schalter als Hochsetzsteller für den Bremsbetrieb. Wenn das Netz nicht aufnahmebereit ist, kann durch Zünden des Bremsthyristors in den Bremswiderstand gespeist werden. Der Kondensator parallel zum Bremswiderstand löscht den Bremsthyristor, wenn der GTO des Hochsetzstellers eingeschaltet wird (Abb. 11.2).

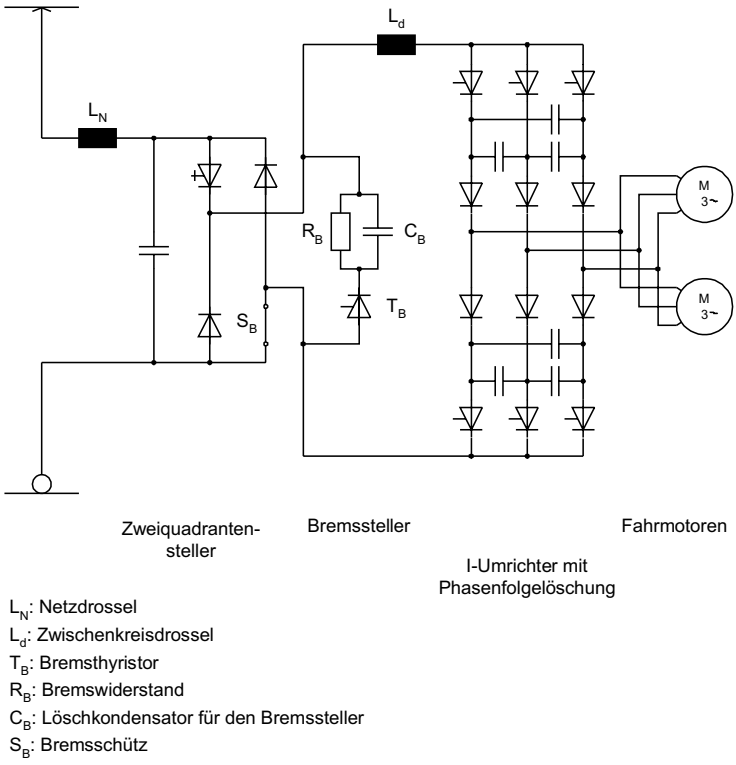


Abb. 11.2: *Stromzwischenkreisumrichter mit Phasenfolgelöschung für den Betrieb von Asynchronmotoren am DC–Netz*

11.1.2.3 Spannungszwischenkreisumrichter mit ASM

I. Umrichtertopologien für DC 750 V

Mit der Verfügbarkeit von GTOs konnten die Stromzwischenkreisumrichter durch Spannungszwischenkreisumrichter ersetzt werden. Für 750 V Netzspannung lassen sich mit 2,5 kV GTO Zweipunktumrichter realisieren.

GTO–Stromrichter erfordern einen relativ hohen Aufwand für die Ansteuerung und Beschaltung der GTOs (ausführliche Darstellung GTO–Spannungszwischenkreisumrichter in Kap. 8.9, Beschaltungen in Kap. 8.8). Der Anteil am Gesamtaufwand für den Stromrichter ist dafür umso höher, je kleiner die Leistung des Stromrichters ist. Bei IGBT-Stromrichtern kann die Beschaltung reduziert werden oder ganz entfallen, der Aufwand für die Ansteuerung reduziert sich ebenfalls. Bei am 750 V Netz betriebenen Stadtbahnen mit relativ kleinen Leistungen ist daher der Vorteil des IGBT-Stromrichters gegenüber dem GTO–Stromrichter am größten.

Die ersten IGBT in Traktionsanwendungen waren daher 1200 V Elemente für Stadtbahnen. Abbildung 11.3 zeigt einen Stromrichter mit Eingangssteller für diese Anwendung. Da ein DC Netz mit 750 V Nennspannung Spitzenwerte von über 1000 V aufweisen kann, wurden zwei Pulswechselrichter über Eingangssteller in Serie geschaltet. Die Eingangssteller erlauben einen großen Stellbereich der Zwischenkreisspannung der Pulswechselrichter. Lediglich die Summe der beiden Zwischenkreisspannungen muss größer als die Netzspannung sein. Eine unterschiedliche Belastung der beiden PWR kann durch unterschiedliche Aussteuergrade der Eingangssteller ausgeglichen werden. Mit der Verfügbarkeit

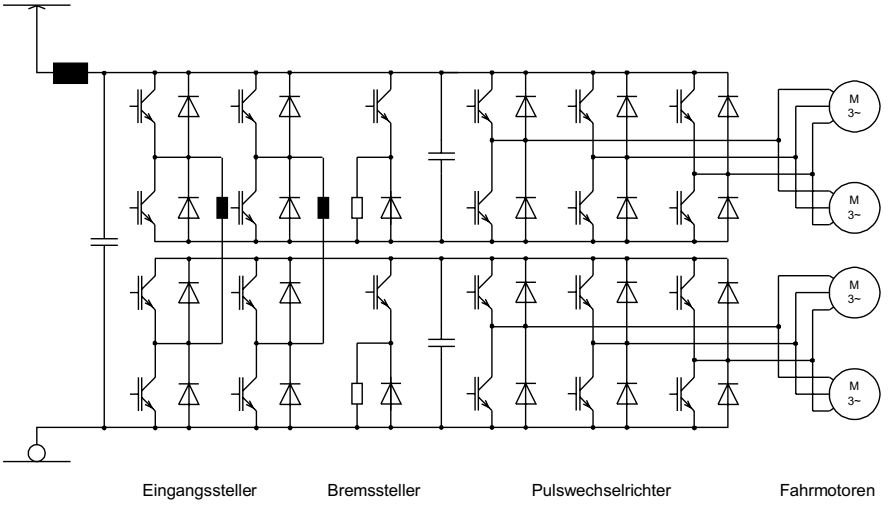


Abb. 11.3: *Spannungszwischenkreisumrichter mit 1200 V IGBT und Eingangssteller für den Betrieb von Asynchronmotoren am DC 750 V Netz — Prínzipschaltbild eines für eine Stadtbahn realisierten Stromrichters*

von 1700 V IGBT waren diese komplexen Topologien nicht länger notwendig und der direkt am Netz betriebene Zweipunkt Stromrichter konnte verwendet werden (Abb. 11.4). Seit Mitte der 90er Jahre ist dies die Standard Schaltungstopologie für Nahverkehrsstromrichter. Je nach Fahrzeugkonfiguration werden ein (1C1M) bis vier (1C4M) Motoren an einem Pulswechselrichter betrieben.

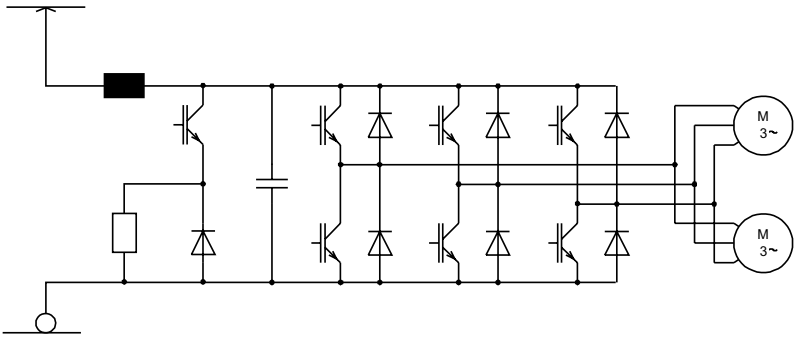


Abb. 11.4: *IGBT-Spannungszwischenkreisumrichter in Zweipunkttechnik, direkt am Netz betrieben*

II. Umrichtertopologien für DC 1500 V

Für 1500 V Netze wurden GTO-Stromrichter mit 4,5 kV GTOs (ausführliche Darstellung Hochleistungs-GTO, [60, 61]) eingesetzt. Aus den bereits oben erläuterten Gründen ist auch hier ab 1995 der Übergang zum IGBT erfolgt. Insbesondere in Japan waren dabei Dreipunkt-Stromrichter mit 2,5 kV Elementen üblich (Abb. 11.5; ausführliche Darstellung Hochleistungs-IGBT, [60, 61]; ausführliche Darstellung Mehrpunktwechselrichter in Kap. 8.5). Mit der Verfügbarkeit von 3,3 kV IGBT setzte sich auch hier der Zweipunktumrichter durch. Der 3,3 kV IGBT war der erste IGBT, der speziell für Traktionsanwendungen entwickelt wurde. Der Zweipunkt Stromrichter, der über eine Drossel direkt am Netz betrieben wird, ist heute daher Stand der Technik für Anwendungen unter DC 750 V und 1500 V. Zum Einsatz kommen 1,7 kV und 3,3 kV IGBT Module, die in der gleichen Gehäusebauform erhältlich sind, und so ein durchgängiges Umrichterdesign für beide Spannungsklassen erlauben.

III. Umrichtertopologien für DC 3000 V

Im Netz kann die Zwischenkreisspannung Werte von über 4000 V erreichen. Zweipunktumrichter müssen daher mit 6,5 kV Leistungshalbleitern ausgeführt werden, die jedoch erst seit Ende der 90er Jahre zur Verfügung stehen. Bis dahin wurden Topologien verwendet, die durch die Reihenschaltung von Teilstromrichtern die Verwendung von 3,3 kV IGBT oder 4,5 kV GTO gestatteten. Ein Beispiel für solche Lösungen ist der in Abb. 11.6 gezeigte GTO Stromrichter mit Eingangssteller. Zwei Tiefsetzsteller mit 4,5 kV GTO sind in Reihe geschaltet und speisen einen Pulswechselrichter, der ebenfalls mit 4,5 kV GTO ausgerüstet ist. Diese Topologie besteht aus drei unabhängigen Teilzwischenkreisen, die alle mit eigenen

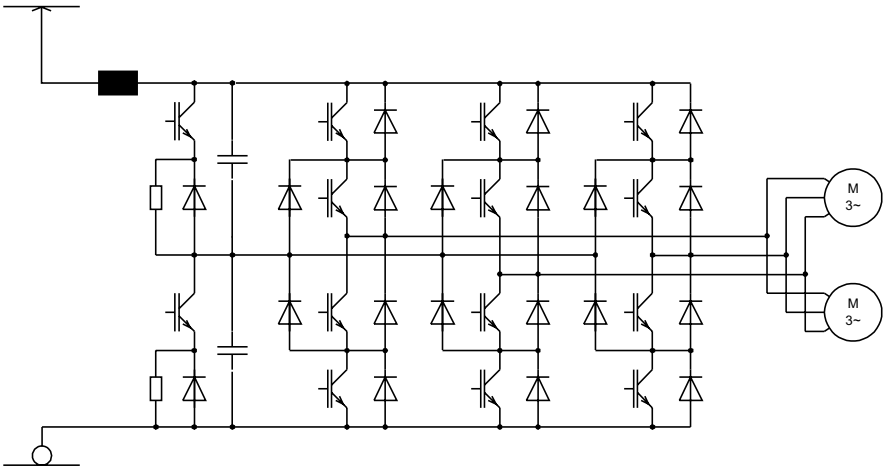


Abb. 11.5: *Dreipunkt Stromrichter mit 2,5 kV IGBT für 1,5 kV Netzspannung*

Schutzelementen zur Überspannungsbegrenzung ausgerüstet werden müssen. Im Falle dieses GTO-Stromrichters sind dies drei Thyristor-Kurzschließer und ein Bremssteller.

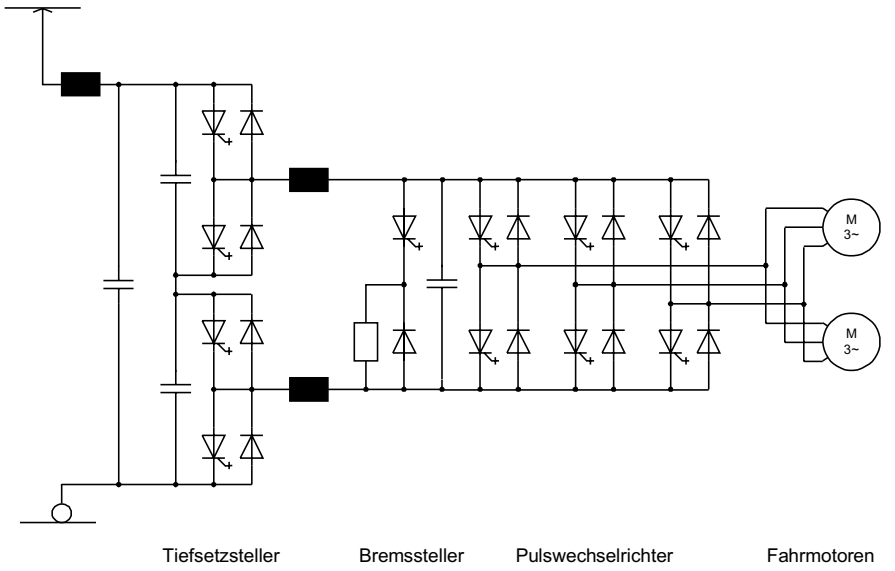


Abb. 11.6: *Spannungszwischenkreisumrichter mit 4500 V GTO und Eingangssteller für den Betrieb von Asynchronmotoren am DC 3000 V Netz — Prínzipschaltbild eines für einen Triebzug realisierten Stromrichters*

Andere Lösungen sind Dreipunkt Stromrichter mit 3,3 kV IGBT (Abb. 11.5) oder zwei in Reihe geschaltete Zweipunkt Stromrichter, die Doppelsternmotoren speisen (Abb. 11.7). Mit der Verfügbarkeit von 6,5 kV IGBT können Zweipunkt-

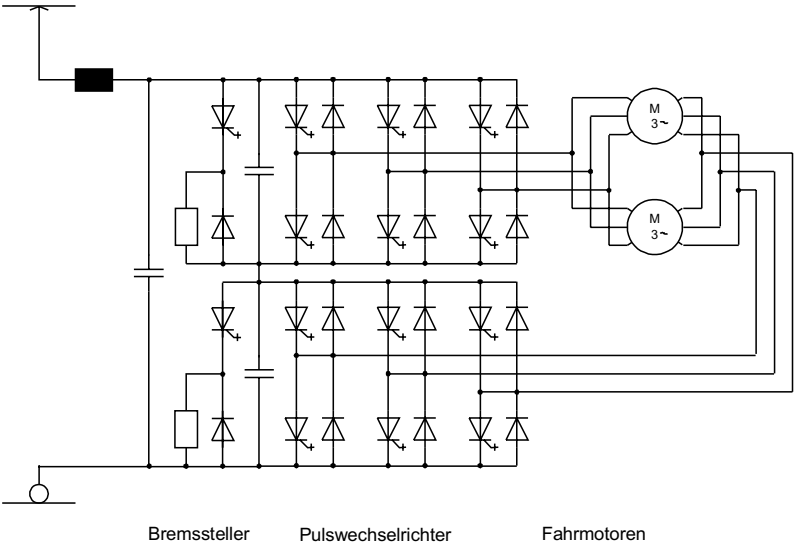


Abb. 11.7: *In Reihe geschaltete Spannungszwischenkreisumrichter mit 4500 V GTO mit Doppelsternmotor für den Betrieb am DC 3000 V Netz*

IGBT-Stromrichter (Abb. 11.4) auch für 3000 V Netze verwendet werden. Die Vorteile sind bei 3000 V Anwendungen die gleichen wie bei 750 V und 1500 V: Weniger Leistungshalbleiter und dazugehörige Ansteuerschaltungen, weniger Zwischenkreiskondensatoren, Spannungsbegrenzer und Drosseln führen zu einer erheblich Reduktion von Masse, Volumen und Kosten des Stromrichters. Daneben steigen die Effizienz und die Zuverlässigkeit des Antriebssystems.

11.1.3 Traktion für AC-Netze

11.1.3.1 Antriebssysteme mit Wechselstrom- und Mischstrommotor

Reihenschlussmotoren lassen sich auch an Wechselspannung betreiben. Man spricht dann von Wechselstromkommutatormotoren. Seit Beginn des 20. Jahrhunderts wurden Versuche zur Verwendung von Wechselstromkommutatormotoren als Traktionsmaschinen unternommen. Um die vom Erregerfeld in den Ankerkreis induzierte Spannung, die die Kommutierung behindert, möglichst klein zu halten, wurde unter anderem die Speisefrequenz möglichst niedrig gewählt. Außerdem kamen Widerstände parallel zur Wendepolwicklung zum Einsatz, mit denen sich die Phasenlage des Wendepolfeldes so drehen ließ, daß die induzier-

te Spannung durch das Wendepolfeld kompensieren ließ. Die Kompensation ist allerdings nur für einen recht engen Drehzahlbereich möglich.

Bei dem klassischen Antriebssystem für Wechselspannungsbahnen werden die Wechselstromkommutatormotoren über Transformatoren mit Anzapfungen und hoch- oder niederspannungsseitige Schaltwerke gesteuert. Wegen der induktiven Last muss die Umschaltung zwischen den Stufen dabei überlappend erfolgen. Seit Mitte der 60er Jahre werden Thyristoren in Reihe zu den Schaltkontakten angeordnet, um so eine stromlose Umschaltung des Schaltwerks zu ermöglichen. Die letzte Ausprägung dieser Technik ist der von der Deutschen Reichsbahn bis Ende der 80er Jahre entwickelte Wechselstromsteller, bei dem durch Phasenanschnittssteuerung die Spannung zwischen zwei Schaltwerksstufen stufenlos verstellt wird.

Für die Speisung mit 50Hz musste die Wechselspannung auf dem Fahrzeug gleichgerichtet werden, um damit Mischstrommotoren zu speisen (Abb. 11.8). Die Spannungssteuerung erfolgte weiterhin über Schaltwerke. In den siebziger Jah-

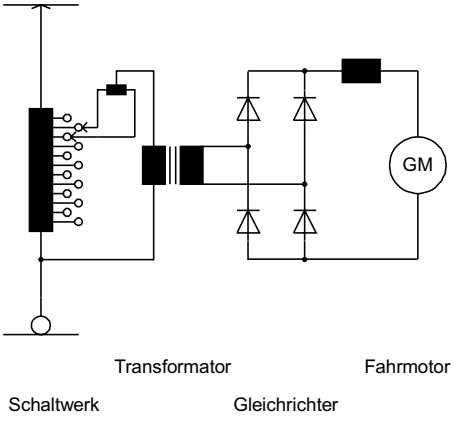


Abb. 11.8: *Speisung eines Mischstrommotors aus dem AC Netz mittels Gleichrichter, Steuerung über Hochspannungsschaltwerk*

ren begann die Ablösung der Schaltwerkssteuerung durch gesteuerte Gleichrichter mit Thyristoren. Ein gravierender Nachteil der gesteuerten Gleichrichter ist deren hoher Blindleistungsbedarf. Eines der wesentlichen Entwicklungsziele war daher die Reduktion der benötigten Blindleistung. Dazu kamen halbgesteuerte Brücken in gleichstromseitiger Folgeschaltung zum Einsatz (Abb. 11.9) (ausführliche Darstellungen blindleistungssparende Schaltungen in Kap. 2.9). Es wird nur eine der in Reihe geschalteten Brücken mit variablem Steuerwinkel betrieben, die anderen Brücken werden entweder gar nicht oder mit Vollaussteuerung angesteuert. Zur feineren Stufung kann an einer der Brücken ein zusätzliches Ventilpaar an einem Transformator Mittelabgriff angeordnet werden. An den Mittelabgriff kann auch eine zusätzliche Kommutierungsdrossel angebracht werden, die dann bei Vollaus-

steuerung nicht mehr im Stromkreis ist und daher keinen störenden induktiven Spannungsabfall verursacht.

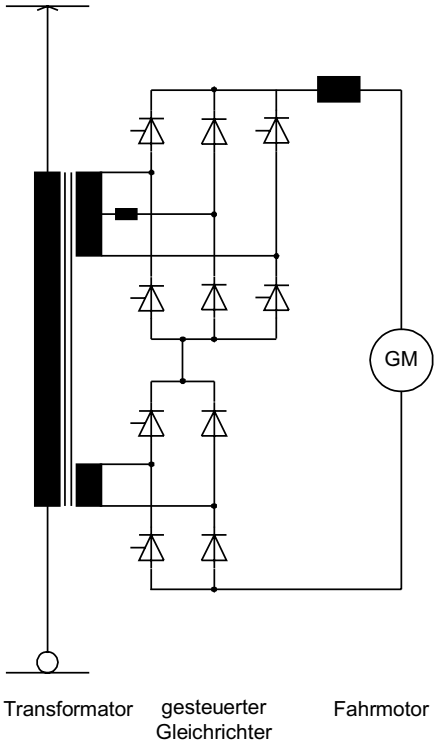


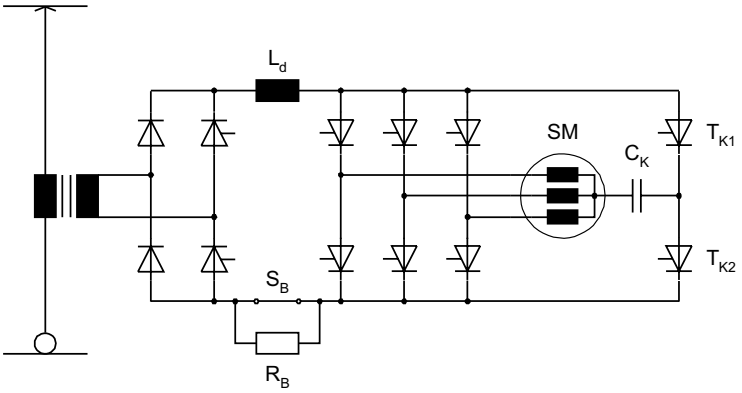
Abb. 11.9: *Halbgesteuerte Brücken in gleichstromseitiger Folgeschaltung für den Betrieb von Mischstrommotoren am AC-Netz*

11.1.3.2 Antriebssysteme mit Drehstrommotor

Drehstrommotoren erlauben gegenüber Kommutatormotoren eine höhere Drehzahl und ermöglichen daher eine höhere Leistungsdichte. Asynchronmotoren mit Kurzschlussläufer sind zudem wegen der fehlenden Schleifkontakte wartungsarm und robust. Daher gab es schon frühzeitig Versuche, Drehstrommotoren für die Traktion zu nutzen. In Norditalien gab es bis in die 70er Jahre mehrere Netze mit Drehstromelektrifizierung. Durch Kaskadenschaltung und Polumschaltung der Schleifringläufer-Asynchronmotoren konnte man die Geschwindigkeit in wenigen festen Stufen verstellen. Angefahren wurde durch Einfügen von Wasserwiderständen in den Läuferkreis. Allerdings waren nur wenige Geschwindigkeitsstufen möglich und die zweipolige Oberleitung war sehr kompliziert. Im großen Maßstab gelang die Einführung der Drehstromtechnik in die Traktion erst, als Stromrichter zur Speisung der Motoren mit variabler Frequenz und Spannung zur Verfügung standen.

I. Stromzwischenkreisumrichter mit Synchronmotoren

Lastgeführte Thyristorwechselrichter bieten die Möglichkeit, Synchronmaschinen zu speisen. Insbesondere in Frankreich war diese Lösung in den 80er und 90er Jahren verbreitet. Netzseitig kommen halbgesteuerte Brücken in Folgesteuerung zum Einsatz. Die Kommutierungsblindleistung für die motorseitigen Umrichter wird von den übererregt betriebenen Synchronmaschinen zur Verfügung gestellt (ausführliche Darstellung Stromrichtermotor in Kap. 5). Bei kleiner Drehzahl ist die Polradspannung zu klein, um die Kommutierung zu ermöglichen. Es kommt dann ein Summenlöschkreis zum Einsatz. Der eigentlich mit Stromrichtermotoren mögliche Rückspeisebetrieb ist hier wegen der Verwendung einer halbgesteuerten Brücke auf der Netzseite nicht möglich. Im Bremsbetrieb wird ein Bremswiderstand in den Stromzwischenkreis geschaltet (Abb. 11.10).



L_d: Zwischenkreisdrossel
R_B: Bremswiderstand
S_B: Bremsschütz
T_{K1}, T_{K2}: Löschkreisthyristoren
C_K: Löschkreiskondensator

Abb. 11.10: *Lastgeführter Umrichter zum Betrieb eines fremderregten Synchronmotors am AC Netz*

II. Spannungszwischenkreisumrichter mit Asynchronmotoren

Das Standard-Antriebssystem für Wechselspannungsbahnen besteht heute aus der Asynchronmaschine, die aus einem Spannungszwischenkreisumrichter gespeist wird (ausführliche Darstellung Spannungszwischenkreisumrichter in Kap. 8.2). Als Einspeisestromrichter wurden zunächst halbgesteuerte Brücken, ggf. auch in Folgesteuerung, verwendet, die zwar einen gegenüber einer vollgesteuerten Brücke deutlich verbesserten Leistungsfaktor aufweisen, der jedoch wegen der rechteckförmigen Ströme und der Phasenanschnittssteuerung immer noch deutlich kleiner als eins ist (Abb. 11.11).

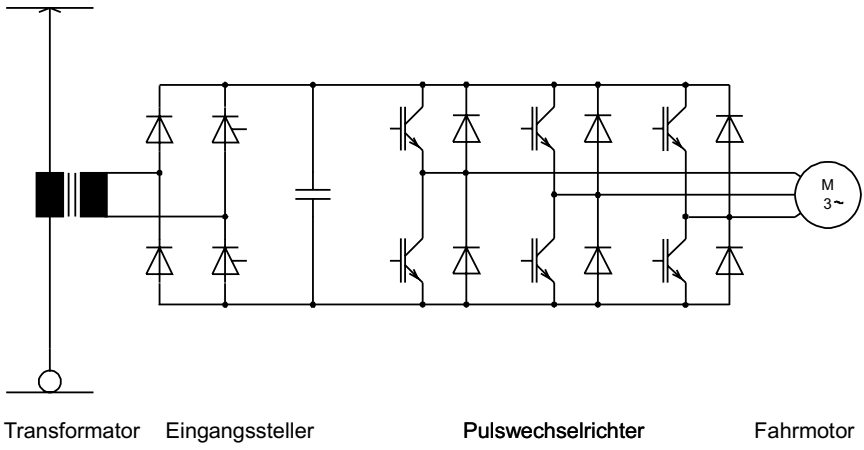


Abb. 11.11: *Pulswechselrichter mit netzgeführtem Eingangssteller zum Betrieb eines Asynchronmotors am AC-Netz*

Um einen Leistungsfaktor und einen Verschiebungsfaktor von annähernd Eins erreichen zu können, kommen heute netzseitig Vierquadrantensteller zum Einsatz, die auch die Rückspeisung der Bremsenergie in das Netz ermöglichen. Die Transformatoren werden mit hoher Streuung ausgeführt, typisch sind u_K zwischen 25% und 40%. Durch die einphasige Einspeisung gibt es im Zwischenkreis eine Leistungspendelung mit doppelter Netzfrequenz. Um die Welligkeit der Zwischenkreisspannung in Grenzen zu halten, muß entweder der Zwischenkreiskondensator sehr groß dimensioniert werden oder es kommt ein auf die doppelte Netzfrequenz abgestimmter Saugkreis zum Einsatz. Auf einen Bremssteller wird bei Wechselspannungsnetzen üblicherweise verzichtet, da diese Netze wegen der langen Speiseabschnitte meist aufnahmefähig sind. Ein motorseitiger Pulswechselrichter kann mehrere parallele Asynchronmaschinen speisen. Üblich sind bei Lokomotiven Einzelachsspeisung (ein Motor pro PWR) oder Drehgestellspeisung (Gruppenspeisung, zwei bis drei Motoren pro PWR). Bei Triebzügen werden pro PWR zwei bis vier Motoren gespeist. Für einen PWR kommen ein bis zwei Vierquadrantensteller zum Einsatz, üblich ist auch die Kombination aus zwei PWR und drei Vierquadrantenstellern. Bei Hochleistungslokomotiven werden Pulswechselrichter und Vierquadrantensteller für ein Drehgestell in einem Stromrichter zusammengefasst. Ein typisches Beispiel ist die AC-Konfiguration des Stromrichter der DB BR189 (Abb. 11.12). Pro Motor sind ein PWR und ein Vierquadrantensteller vorhanden. Um möglichst geringe Netzrückwirkungen zu erreichen, werden die Vierquadrantensteller versetzt getaktet. Um dabei auch die gleiche Spannung auf den Trafo zu schalten, sind die Gleichspannungszwischenkreise in einem Umrichter verbunden. Saugkreis und Kurzschließer (für die Entladung des Zwischenkreises beim Abrüsten oder im Fehlerfall) werden für beide Teilstromrichter gemeinsam verwendet. Wenn im Stromrichter ein Fehler

auftritt, läßt sich der betroffene Teilstromrichter über Trenner ausgruppieren. Der Stromrichter kann dann noch mit 50% Leistung weiterbetrieben werden, für die gesamte Lokomotive steht noch 75% der Leistung zur Verfügung (75% Redundanz).

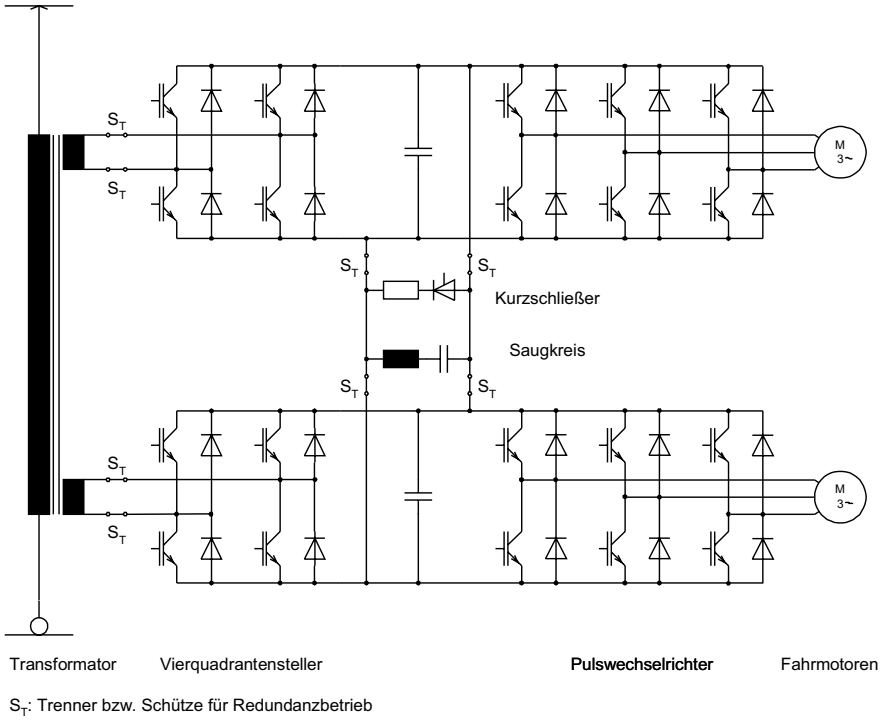


Abb. 11.12: *Pulswechselrichter mit Vierquadrantensteller für den Betrieb von Asynchronmotoren am AC–Netz — Prinzipschaltbild der AC–Konfiguration des Stromrichters der Mehrsystemlokomotive BR189*

Die erste Vollbahnlokomotive mit Asynchronmotoren für den Einsatz im Wechselspannungsnetz war die BR120 der DB. Im Spannungszwischenkreisumrichter kamen in Reihe geschaltete Thyristoren mit Zwangskommutierungskreisen zum Einsatz. Der Aufwand für die Hilfsthyristoren, Kommutierungsdrosseln und -kapazitäten war erheblich, so daß Ende der 80er Jahre die Thyristor–Stromrichter durch GTO–Stromrichter abgelöst wurden. Die Zwischenkreisspannung von 2,6 kV bis 2,8 kV wurde dabei beibehalten, zum Einsatz kamen 4,5 kV GTOs. Seit Ende der 90er Jahre kommen auch IGBT–Stromrichter in Wechselspannungsanwendungen zum Einsatz. Als zweckmäßige Spannungsklasse hat sich dabei 1,8 kV Zwischenkreisspannung mit 3,3 kV IGBT herausgebildet. Verwendet werden aber auch 1,7 kV IGBT (900 V Zwischenkreisspannung), 4,5 kV

IGBT (2600 V Zwischenkreisspannung) und 6,5 kV IGBT (3600 V Zwischenkreisspannung).

III. Spannungszwischenkreisumrichter mit permanenterregten Synchronmotoren

Aktuelle Entwicklungen zielen auf den Einsatz von permanenterregten Synchronmaschinen in der Traktion. Die hohe Drehmomentdichte der permanenterregten Synchronmaschine ermöglicht den Verzicht auf das Getriebe und gibt so neue Freiheiten bei der Gestaltung des Drehgestells und des Wagenkastens. Allerdings ist bei Synchronmaschinen kein Gruppenantrieb möglich, so daß jeder Motor seinen eigenen PWR benötigt.

11.1.4 Antriebssysteme für mehrere Netzspannungen

11.1.4.1 Mehrsystemstromrichter für AC 15 kV und 25 kV

Mehrsystemstromrichter für Triebfahrzeuge, die in beiden AC-Systemen operieren sollen (15 kV / 16 2/3 Hz und 25 kV / 50 Hz), lassen sich durch eine sekundärseitige Anzapfung am Transformator relativ einfach realisieren.

11.1.4.2 Mehrsystemstromrichter für AC und DC 750 V / 1500 V

Mehrsystemstromrichter für AC- und 750 V DC–Netze werden für Stadtbahnen benötigt, die auch als Vollbahnen verkehren sollen. AC und 1500 V DC kommt z.B. für französische Mehrsystemlokomotiven zum Einsatz.

Stand der Technik dafür ist ein Stromrichter mit Pulswechselrichter und Vierquadrantensteller, bei dem im DC–Betrieb über eine Netzdrossel direkt in den Zwischenkreis eingespeist wird (Abb. 11.13). Wie bei reinen DC–Systemen kommt auch hier ein Bremssteller zum Einsatz. Für AC und 750 V DC werden 1,7 kV IGBT verwendet. Die Zwischenkreisspannung im AC Betrieb beträgt 900 V, im DC–Betrieb entspricht sie der Netzspannung. Für AC und 1500 V DC kommen entsprechend 3,3 kV IGBT zum Einsatz. Die Zwischenkreisspannung im AC Betrieb beträgt dann 1800 V.

11.1.4.3 Mehrsystemstromrichter für AC und DC 3000 V

I. Mehrsystemstromrichter mit Eingangssteller

Wie bereits erläutert, sind Leistungshalbleiter für Zwischenkreisspannungen, die den direkten Betrieb des Zwischenkreises am 3 kV Netz ermöglichen, erst seit Ende der 90er Jahre verfügbar. Bei der Verwendung von 3,3 kV oder 4,5 kV Leistungshalbleitern müssen, wie bei reinen DC-Anlagen, im DC-Betrieb Eingangssteller verwendet werden. Bei Mehrsystemstromrichtern bietet es sich an, die Vierquadrantensteller zu Eingangsstellern umzugruppieren.

Eine dieser Topologien ist der Stromrichter mit 4,5 kV GTOs und gekreuzten Eingangsstellern, wie er in den RENFE S252 Lokomotiven (Abb. 11.14) zum Einsatz kommt. Die Halbbrücken des Vierquadrantenstellers werden im DC Betrieb

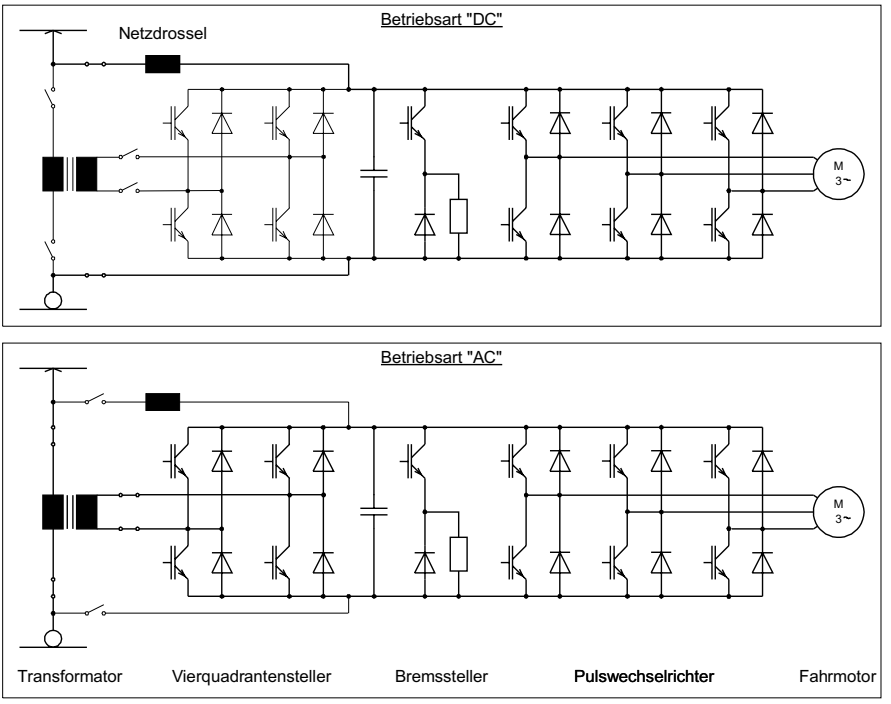


Abb. 11.13: *Mehrsystemstromrichter für DC– und AC–Netze — direkte Einspeisung in den Zwischenkreis im DC–Betrieb*

als Tiefsetzsteller verwendet. So sind die Halbleiter gut ausgenutzt. Der Zusatzbedarf für weitere Komponenten ist allerdings nicht unerheblich. Für die Steller sind zusätzliche Drosseln notwendig. Jeder der zwei Teilzwischenkreise benötigt einen eigenen Thyristor-Kurzschließer und einen Bremssteller. Im AC Betrieb sind beide Teilzwischenkreise parallel geschaltet, daher kann eine gemeinsame Drossel für den Saugkreis verwendet werden. Die Topologie mit gekreuztem Eingangsstellern (Abb. 11.14) ist gut für eine gerade Anzahl von Pulswechselrichtern geeignet. Sie kann allerdings nicht für einen oder drei PWR verwendet werden Bei der S252 hat jeder Motor seinen eigenen Pulswechselrichter. Dies ermöglicht 75% Redundanz im AC Betrieb (bei Ausfall eines PWR können noch drei von vier PWR weiterbetrieben werden). Im DC Betrieb sind die PWR eines Drehgestells über die Eingangssteller verbunden, so daß nur 50% Redundanz möglich ist.

Eine Lösung ohne zusätzliche Stellerdrosseln zeigt Abbildung 11.15. Im DC–Betrieb sind die Vierquadrantensteller zwischenkreisseitig in Reihe geschaltet. Vom oberen Teilzwischenkreis wird die Energie über die Vierquadrantensteller und den Transformator in den unteren Teilzwischenkreis übertragen. Die-

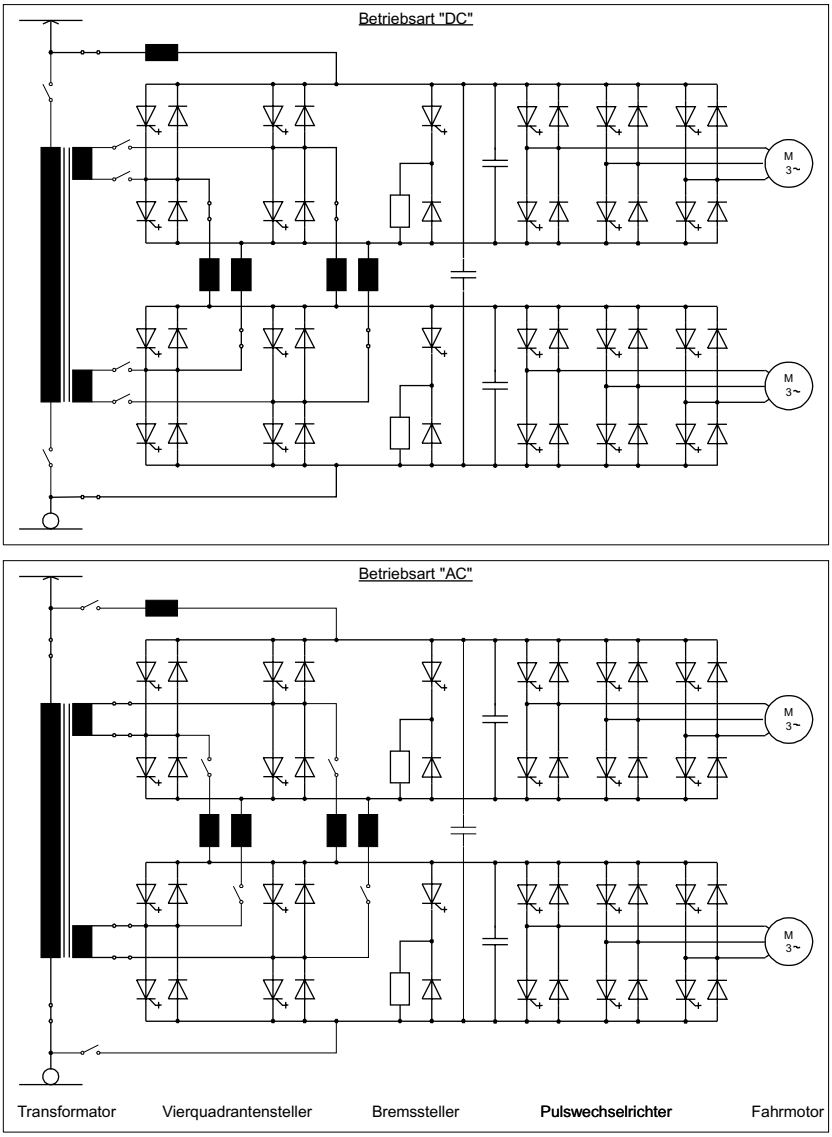


Abb. 11.14: *Mehrsystemstromrichter mit 4,5 kV GTO für den Betrieb unter AC und DC 3000 V — Prinzipschaltbild eines für Hochleistungslokomotiven realisierten Stromrichters mit gekreuzten Eingangssteller im DC–Betrieb*

se Topologie ist für eine gerade Anzahl von Vierquadrantenstellern einsetzbar. Um bei einer Lokomotive mit vier Pulswechselrichtern 75% Redundanz im DC–Betrieb zu erreichen, sind acht Vierquadrantensteller und entsprechend auch acht Transformator-Wicklungen mit den entsprechenden Durchführungen erforderlich. Mit einer üblichen Konfiguration von zwei Vierquadrantenstellern für zwei Pulswechselrichter ist im DC-Betrieb nur 50% Redundanz möglich. Parallelschaltung von Zwischenkreisen ist sowohl im AC– als auch im DC–Betrieb möglich, so daß sowohl der Saugkreis als auch Thyristor–Kurzschließer bzw. Bremssteller gemeinsam genutzt werden können. Für den in Reihe geschalteten Vierquadrantensteller ist allerdings ggf. ein weiteres Schutzelement erforderlich. Zudem muß der niederinduktive Zwischenkreis aufgetrennt werden können, um die Umgruppierung des Vierquadrantenstellers zu realisieren. Da die Vierquadrantensteller auch im DC–Betrieb verwendet werden, sind sie nicht als Bremssteller nutzbar. Daher ist ein separater Bremssteller erforderlich. Der Wirkungsgrad im DC–Betrieb dieser Topologie ist deutlich schlechter als der vom Stromrichter mit gekreuzten Eingangsstellern. Bei gekreuzten Eingangsstellern liegt nur ein Leistungshalbleiter im Strompfad. Die vier Halbbrücken aus Abb. 11.14 arbeiten parallel. Bei der Topologie mit in Reihe geschalteten Vierquadrantenstellern befinden sich zwei Leistungshalbleiter auf der Primärseite und zwei Leistungshalbleiter auf der Sekundärseite des Transformators im Strompfad. Die vier Halbbrücken aus Abb. 11.15 sind in Reihe angeordnet.

Eine weitere Topologie mit Eingangssteller ist der in Abb. 11.16 gezeigte IGBT–Stromrichter. Im AC–Betrieb sind die Zwischenkreise des PWR und des Vierquadrantenstellers verbunden. Im DC–Betrieb werden die Zwischenkreise getrennt. Der Zwischenkreis des Vierquadrantenstellers wird direkt am 3 kV Netz betrieben. Eine Halbbrücke arbeitet zusammen mit einer zusätzlichen Drossel als Tiefsetzsteller, der den Zwischenkreis des Pulswechselrichters speist. Durch die direkte Einspeisung des Zwischenkreises des Tiefsetzstellers ist im Vierquadrantensteller die Verwendung von 6,5 kV IGBT erforderlich. Für den Pulswechselrichter können entweder auch 6,5 kV IGBT, oder, falls verfügbar, 4,5 kV IGBT verwendet werden.

II. Mehrsystemstromrichter ohne Eingangssteller

Mit der Verfügbarkeit von 6,5 kV Leistungshalbleitern ist es möglich geworden, die bereits für Mehrsystemstromrichter mit AC und 750 V bzw. 1500 V DC verwendete Topologie auch bei 3000 V Netzspannung zu verwenden, es kommen dann 6,5 kV IGBT zum Einsatz. Ein Anwendungsbeispiel ist die bereits erwähnte Europalokomotive BR189 der Deutschen Bahn, eine Viersystem-Güterzuglokomotive mit einer Leistung von 6,4 MW im AC–Betrieb, 6,0 MW im DC–3000 V–Betrieb und 4,2 MW im DC–1500 V–Betrieb.

Den Stromrichter für ein Drehgestell zeigt Abb. 11.17. Um den Stromrichter so klein und leicht wie möglich zu halten, werden die Leistungshalbleiter, die induktiven Komponenten und die Kondensatoren sowohl im AC– als auch im DC–Betrieb verwendet. Die Drossel und der Kondensator des Saugkreises arbeiten im DC–Betrieb als zweite Netzfilterstufe (T–Filter). Die Sekundärwick-

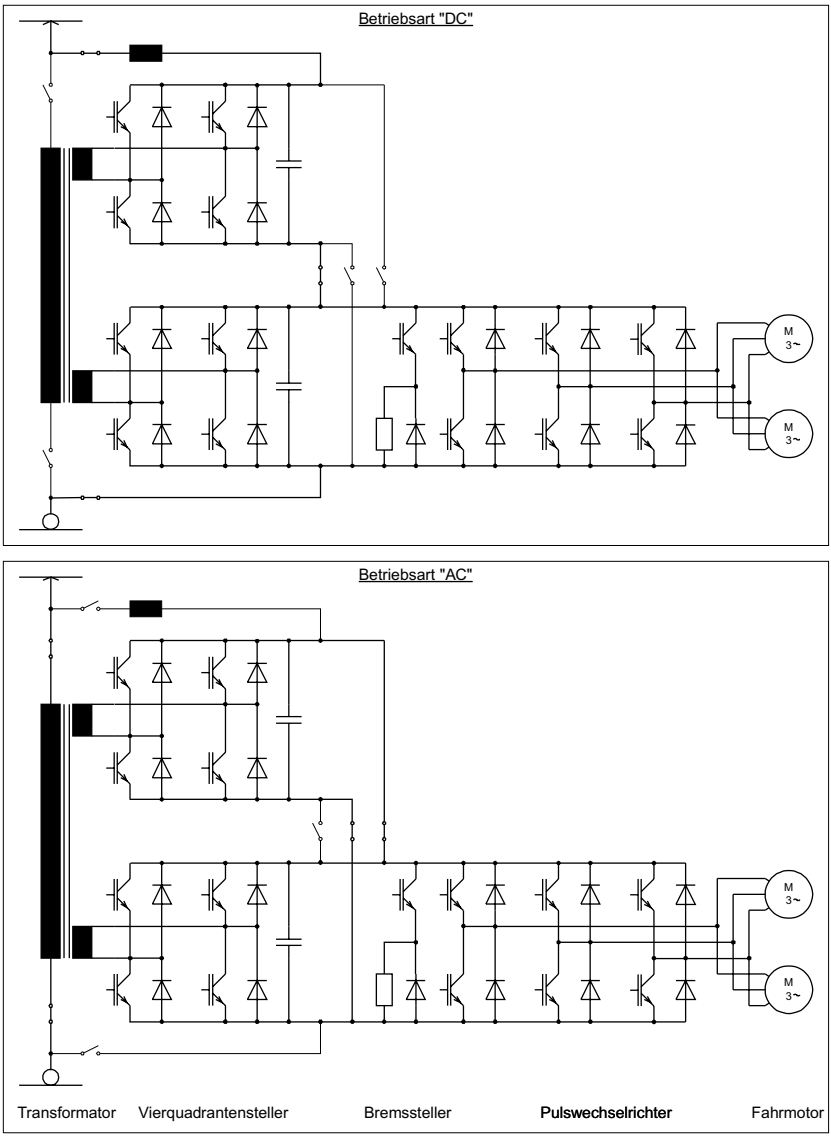


Abb. 11.15: *Mehrsystemstromrichter mit 3,3 kV IGBT für den Betrieb unter AC und DC 3000 V — Umgruppierung der Vierquadrantensteller im DC–Betrieb*

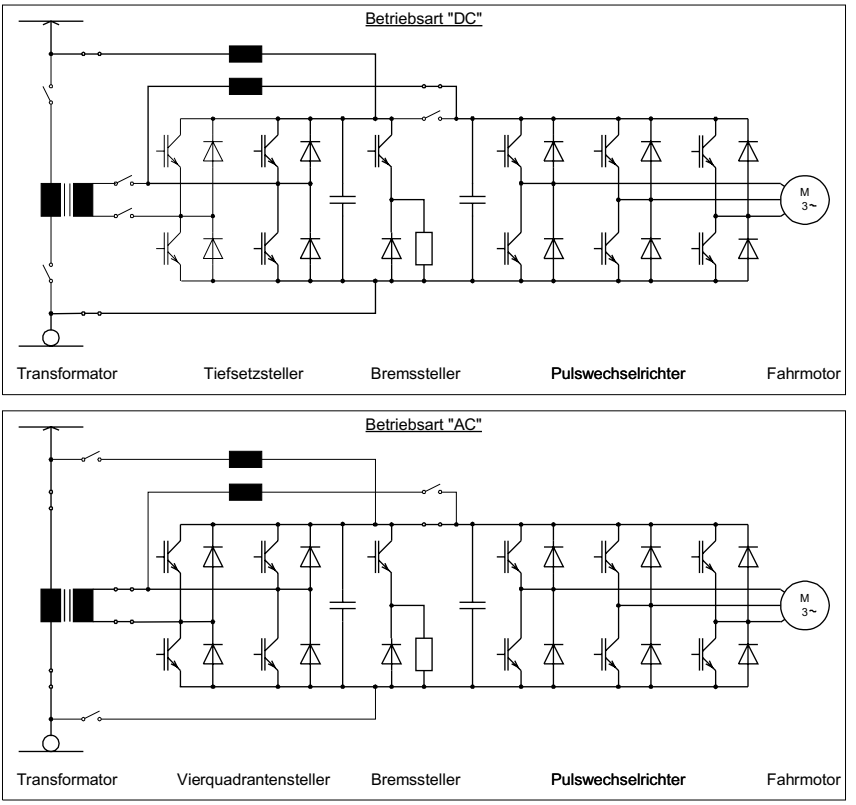


Abb. 11.16: *Mehrsystemstromrichter mit 6,5 kV IGBT für den Betrieb unter AC und DC 3000 V — Vierquadrantensteller als Tiefsetzsteller im DC–Betrieb*

lungen des Transformators werden im DC-Betrieb als Netzdrossel verwendet. Eine Phase jedes Vierquadrantenstellers wird im DC–Betrieb als Bremssteller umkonfiguriert.

11.1.4.4 Mehrsystemstromrichter für AC, DC 3000 V und DC 1500 V

Mehrsystemstromrichter für AC und 3000 V DC können natürlich auch unter 1500 V DC eingesetzt werden. Wird die einfache Topologie, die im DC Betrieb ohne Eingangssteller auskommt, unter 1500 V verwendet, so geht die Leistungsfähigkeit allerdings deutlich zurück. Der Motor ist üblicherweise für eine Zwischenkreisspannung von knapp 3000 V ausgelegt. Das Kippmoment bei maximaler Drehzahl geht im 1500 V Betrieb auf ein Viertel zurück. In vielen Fällen wird die reduzierte Leistungsfähigkeit unter 1500 V kein Problem darstellen. Wenn sie jedoch nicht ausreichend ist, sind Zusatzmaßnahmen erforderlich.

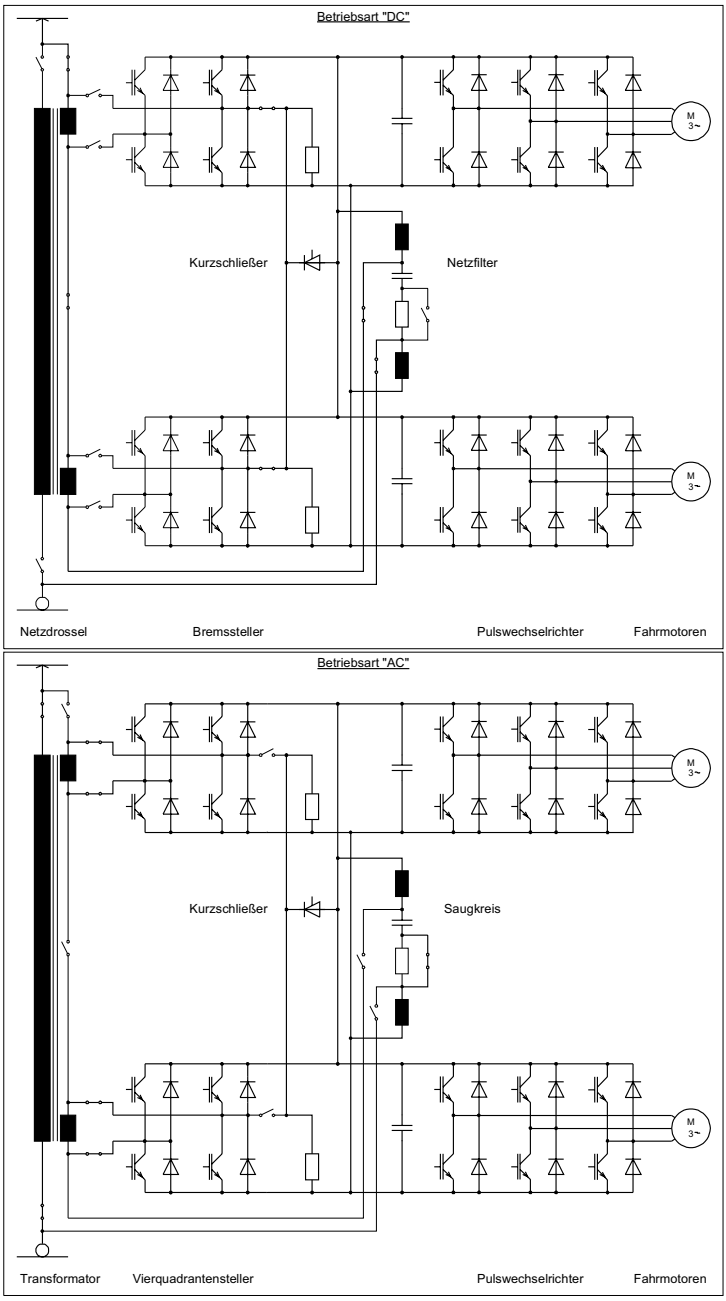


Abb. 11.17: *Mehrsystemstromrichter mit 6500 V IGBT für den Betrieb unter AC und DC 3000 V — Prinzipschaltbild des Stromrichters der Mehrsystemlokomotive BR189 mit direkter Einspeisung in den Zwischenkreis im DC–Betrieb*

I. Stromrichter mit Stern-Dreieck Umschaltung

Üblicherweise werden Drehstrommotoren in Stern geschaltet. Wird nun eine Umschaltmöglichkeit von Stern- auf Dreieckschaltung vorgesehen (Abb. 11.18), so kann man die Motoren im AC und 3000 V-DC-Betrieb in Stern betreiben, im 1500 V-DC-Betrieb in Dreieck. Die Klemmenspannung des Motors erhöht sich dadurch um Faktor Wurzel drei, das Kippmoment um Faktor drei. Bei 1500 V hat man dadurch 3/4 des bei 3000 V verfügbaren Kippmoments, was mehr als ausreichend ist. Nachteil dieser Lösung ist, daß beim Motor die Wicklungen nicht intern in Stern verschaltet werden können, sondern beidseitig auf den Klemmenkasten geführt werden müssen. Außerdem ist für die Umschaltung ein recht hoher Aufwand an mechanischen Schaltern erforderlich.

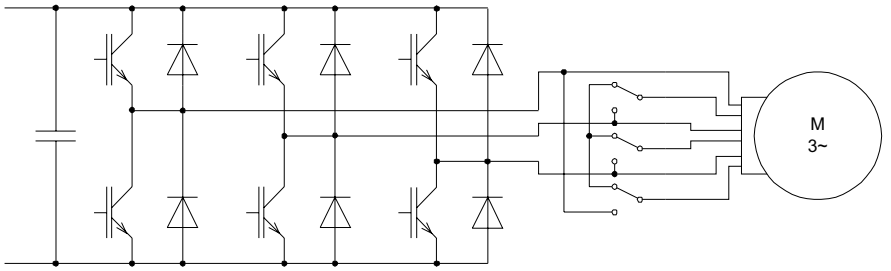


Abb. 11.18: *Stern-Dreieck Umschaltung zur Spannungsanpassung bei Betrieb unter DC 1500 V und DC 3000 V*

II. Stromrichter mit Hochsetzsteller

Eine weitere Möglichkeit zur Leistungssteigerung unter 1500 V DC ist die Verwendung der Vierquadrantensteller als Hochsetzsteller. Da hierzu der niederinduktive Zwischenkreis nicht aufgetrennt werden muß, ist dies relativ einfach möglich. Die Zwischenkreisspannung wird dann auf den gleichen Wert wie im AC-Betrieb geregelt, so daß die volle Leistungsfähigkeit der Motoren zur Verfügung steht. Nachteil dieser Lösung ist die für den Steller erforderliche Drossel. Je nach Störstromanforderung kann dafür die Sekundärwicklung des Transformators verwendet werden (Abb. 11.19). Unter 3000 V DC kann dann wahlweise direkt oder über den Hochsetzsteller in den Zwischenkreis eingespeist werden.

11.1.5 Dieselelektrische Systeme

Ein erheblicher Anteil der weltweit eingesetzten Triebfahrzeuge mit elektrischem Antrieb sind dieselelektrische Fahrzeuge. Die Entwicklung wurde vor allem in den USA vorangetrieben. Als Generatoren und Fahrmotoren kamen zunächst Gleichstrommaschinen zum Einsatz. Seit den sechziger Jahren werden elektrisch

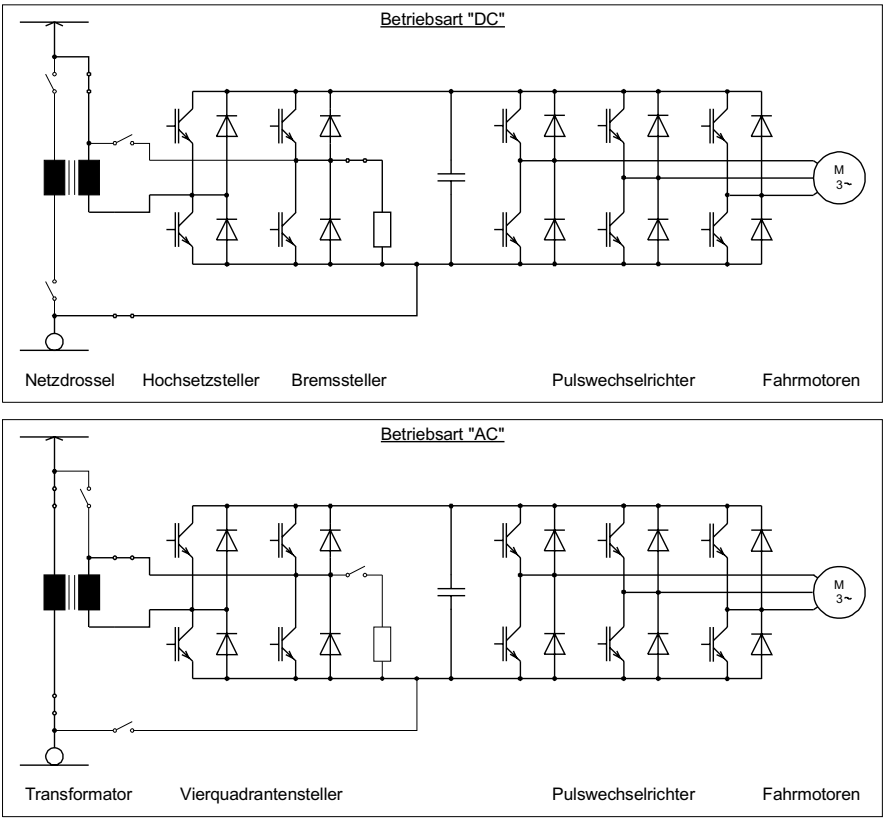


Abb. 11.19: *Mehrsystemstromrichter für den Betrieb unter AC, DC 1500 V und DC 3000 V — Hochsetzsteller zur Anhebung der Zwischenkreisspannung im DC 1500 V–Betrieb*

erregte Synchrongeneratoren verwendet, die über ungesteuerte Diodengleichrichter die Gleichstrommotoren speisen. Die Synchrongeneratoren sind mit bürstenloser Erregung und rotierenden Gleichrichtern für den Erregerstrom ausgerüstet. Die Steuerung der Gleichstromfahrmotoren erfolgt über die Generatorspannung, die — in Abhängigkeit von der Dieselmotordrehzahl — mit der Erregung eingestellt werden kann.

Seit Beginn der siebziger Jahre kommen in dieselelektrischen Triebfahrzeugen Asynchronfahrmotoren zum Einsatz. Der Synchrongenerator speist dann über den Gleichrichter den Zwischenkreis des Pulswechselrichters (Abb. 11.20). Wichtigster Unterschied zu den DC und AC Systemen ist, daß die Zwischenkreisspannung über die Erregung des Generators geregelt werden kann. Bei kleiner Motordrehzahl und damit Motorspannung wird die Zwischenkreisspannung abgesenkt. Dies senkt die Oberschwingungsverluste im Motor und die Schaltverluste

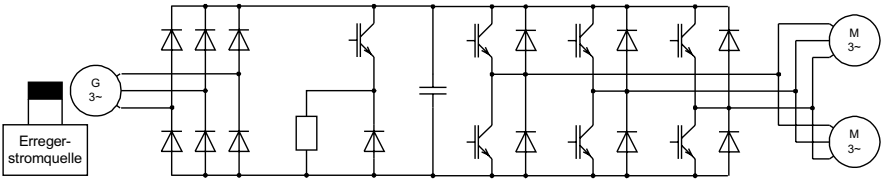


Abb. 11.20: *Pulswechselrichter und ungesteuerter Gleichrichter für dieselelektrische Triebfahrzeuge mit Asynchronmotoren*

im Pulswechselrichter. Bremswiderstände können über einen Bremssteller angesteuert werden. Da von der Einspeisung keine transienten Überspannungen zu erwarten sind, ist aber auch die Zuschaltung über Schütze möglich.

Neueste Entwicklung ist die Verwendung von permanenterregten Generatoren, die gegenüber elektrisch erregten Synchrongeneratoren eine höhere Leistungsdichte haben. Durch Einsatz eines Pulsumrichters als Gleichrichter läßt sich ein für die Motorauslegung besonders günstiger Verschiebungsfaktor einstellen. Bei permanentmagneterregten Generatoren entfällt allerdings die Möglichkeit, die Zwischenkreisspannung bei kleiner Motorspannung abzusenken.

11.1.6 Umrichtertechnik

11.1.6.1 Leistungshalbleiter in der Traktion

Von den in der Traktion eingesetzten Leistungshalbleitern war bereits bei den Schaltungstopologien die Rede. Heute sind die wichtigsten Leistungshalbleiter für die Traktion der IGBT und seine Freilaufdiode. Der IGBT hat sich in den 90er Jahren bei Nahverkehrsstromrichtern sehr schnell durchgesetzt, weil IGBT–Stromrichter bei den kleineren Leistungen sehr große Kostenvorteile gegenüber den üblicherweise überdimensionierten GTO–Stromrichtern bieten.

Mit der Entwicklung von Einzelschalter IGBT–Modulen mit typisch 24 parallelen IGBT und 12 Dioden Chips (190mm x 140mm Modulgehäuse) mit 2,5 kV, 3,3 kV, 4,5 kV und 6,5 kV Sperrspannung hat der IGBT auch im Hochleistungsbereich Einzug erhalten und verdrängt dort inzwischen den GTO.

In der Anfangszeit der Anwendung von IGBT gab es Zweifel, ob die Modulbauform mit gelöteten Chips und gebondeten Kontakten den hohen Lastwechselanforderungen der Traktion gewachsen sein würde. In den 90er Jahren wurden hierzu umfangreiche Untersuchungen unternommen, die in der Entwicklung besonders lastwechselfester Module — auch Traktionsmodule genannt — gemündet haben. Wesentliche Maßnahmen sind dabei die Verwendung von Materialien mit aneinander angepaßten Ausdehnungskoeffizienten (AlSiC–Bodenplatten und AlN–Keramiken) sowie Verbesserungen in der Bond–Technologie. Ausführliche Darstellungen der verwendeten Leistungshalbleiter und deren Verpackungen sind in [60] und insbesondere in [61] zu finden.

11.2 Three-Phase Active Filters for Power Conditioning

Prof. Dr. H. Akagi, Tokyo Institute of Technology, Japan

11.2.1 Introduction

Since their basic operating principles were firmly established in the 1970's [843]-[857], active harmonic filters–active filters,[1)] for short–have attracted the attention of power electronics researchers/engineers who have had a concern about harmonic pollution in power systems [877]- [858]. Moreover, deeper interest in active filters has been spurred by

- the emergence of semiconductor switching devices such as IGBTs (insulated-gate bipolar transistors) and power MOSFETs (metal-oxide-semiconductor field-effect transistors), which are characterized by fast switching capability and insulated-gate structure,
- the availability of digital signal processors (DSPs), field-programmable gate arrays (FPGAs), analog-to-digital (A/D) converters, Hall-effect voltage/current sensors, and operational and isolation amplifiers at reasonable cost [847]- [871].

Modern active filters are superior in filtering performance, smaller in physical size, and more flexible in application, compared to traditional passive filters using capacitors, inductors and/or resistors. However, the active filters are slightly inferior in cost and operating loss, compared to the passive filters, even at present. Active filters intended for power conditioning are also referred to as "active power filters", "active power line conditioners", "active power quality conditioners", "self-commutated SVCs (static var compensators)", etc. The term "power conditioning" used in this paper has much broader meanings than the term "harmonic filtering". In other words, the power conditioning is not confined to harmonic filtering, but it contains harmonic damping, harmonic isolation, harmonic termination, reactive-power control for power factor correction and voltage regulation, load balancing, voltage-flicker reduction, and/or their combinations.

Active filters can be divided into single-phase active filters and three-phase active filters. Research on single-phase active filters has been carried out, and the resultant papers have appeared in technical literature. However, single-phase active filters would attract much less attention than three-phase active filters because single-phase versions are limited to low-power applications except for electric traction or rolling stock.

Moreover, the active filters can be classified into pure active filters and hybrid active filters in terms of their circuit configuration. Most pure active filters can use as their power circuit either a voltage-source pulsewidth-modulated

[1)] The term "active filters" are also used in the field of analog signal processing. These active filters usually consist of operational amplifiers, capacitors and resistors. The active filters for power conditioning in this paper are quite different in circuit and principle from the active filters for analog signal processing.

(PWM) converter equipped with a dc capacitor or a current-source PWM converter equipped with a dc inductor. At present, the voltage-source converter is more favorable than the current-source converter in terms of cost, physical size and efficiency, when GTOs are used, this does not hold for current source inverters with GCTs. Hybrid active filters consist of single or multiple voltage-source PWM converters and passive components such as capacitors, inductors and/or resistors. The hybrid filters are more attractive in harmonic filtering than the pure filters from both viability and economical points of view, particularly for high-power applications [861]- [874].

This paper describes both pure and hybrid active filters, along with traditional passive filters. These pure and hybrid filters have a wide range of spectrum, ranging from those available in the market to those under research and development. They are based on leading-edge power electronics technology that includes power conversion circuits, power semiconductor devices, analog/digital signal processing, voltage/current sensors, and control theory. In addition, active filters act as a powerful bridge between power electronics and power engineering in electrical engineering. Attention, therefore, is paid to basic circuit configurations and operating principles of pure active filters intended for power conditioning. Then, emphasis is put on the principle, design and filtering performance of low-cost transformerless hybrid filters for harmonic filtering of low- and medium-voltage diode rectifiers. Finally, this paper gives some examples of practical pure and hybrid active filters, including the 300 kVA pure active filter installed in a water-processing plant, and the 21 MVA active filter using the 4,5 kV 1,5 kA IEGTs (injection-enhanced gate transistors) for voltage-flicker reduction of electric ac arc furnaces.

11.2.2 Voltage Harmonics in Power Systems

11.2.2.1 Harmonic-producing loads

Nonlinear loads drawing nonsinusoidal currents from three-phase sinusoidal voltages are classified into identified and unidentified loads. High-power diode or thyristor rectifiers, cycloconverters, and arc furnaces are typically characterized as identified harmonic-producing loads, because electric power utilities identify the individual nonlinear loads installed by high-power consumers on power distribution systems in many cases. Each of these loads produces a large amount of harmonic current. The utilities can determine the point of common coupling (PCC) of high-power consumers who install their own harmonic-producing loads on power distribution systems. Moreover, they can determine the amount of harmonic current drawn by an individual consumer.

A "single" low-power diode rectifier produces a negligible amount of harmonic current if it is compared with the system total current. However, multiple low-power diode rectifiers can produce a significant amount of harmonics into the power distribution system. A low-power diode rectifier used as a utility interface in an electric appliance is typically considered as an unidentified

harmonic-producing load. So far, less attention has been paid to unidentified loads than identified loads. Harmonic regulations or guidelines such as IEEE 519-1992, IEC 61000, etc. are currently applied to keep current and voltage harmonic levels in check. The final goal of the regulations or guidelines is to promote better practices in both power systems and equipment design at the minimum social cost.

11.2.2.2 Voltage THD and 5th-harmonic voltages

Tables 11.1 and 11.2 show the maximum and minimum values of total harmonic distortion (THD) in voltage and the most dominant 5th-harmonic voltage in a typical power system in Japan, which were measured in October 2001 [823]. Note that Japanese electric utilities have being traditionally introducing three-phase three-wire ungrounded systems without neutral line to their 6,6 kV distribution networks. The individual harmonic voltages and the resulting voltage THD in high-voltage power transmission systems tend to be less than those in the 6,6 kV power distribution system. The primary reason is that the expansion and in-

Tabelle 11.1: *Voltage THD and 5th-Harmonic Voltage in a High-Voltage Power Transmission System*

	Over 154 kV		154-22 kV	
	THD	5th-harm.	THD	5th-harm.
Max	2,8%	2,8%	3,3%	3,2%
Min	1,1%	1,0%	1,4%	1,3%

Tabelle 11.2: *Voltage THD and 5th-Harmonic Voltage in a 6,6 kV Power Distribution System*

	6,6 kV			
	Residential		Commercial	
	THD	5th-harm.	THD	5th-harm.
Max	3,5%	3,4%	4,6%	4,3%
Min	3,0%	2,9%	2,1%	1,2%

terconnection of high-voltage power transmission systems has made the systems stiffer with an increase of short-circuit capacity. For the distribution system, the maximum value of 5th-harmonic voltage in a commercial area has exceeded its allowable level of 3%, considering Japanese guidelines, while the maximum voltage THD was marginally lower than its allowable level of 5%.

According to [863], the maximum value of 5th-harmonic voltage in the downtown area of a 6,6 kV power distribution system in Japan exceeds 7% under

light-load conditions at night. They also have pointed out another significant phenomenon. The 5th-harmonic voltage increases on the 6,6 kV bus at the secondary of the power transformer installed in a substation, whereas it decreases on the 77 kV bus at the primary, under light-load conditions at night. These observations based on the actual measurement suggest that the increase of 5th harmonic voltage on the 6,6 kV bus at night is due to "harmonic amplification" as a result of series and/or parallel harmonic resonance between line inductors and shunt capacitors for power-factor correction installed on the distribution system. This implies that not only harmonic compensation, but also harmonic damping is a viable and effective way to solve harmonic pollution in power distribution systems. Hence, electric power utilities should have responsibility for harmonic damping throughout power distribution systems. Individual consumers and end-users are responsible for keeping the harmonic currents produced by their own equipment within specified limits.

11.2.3 Traditional Passive Filters

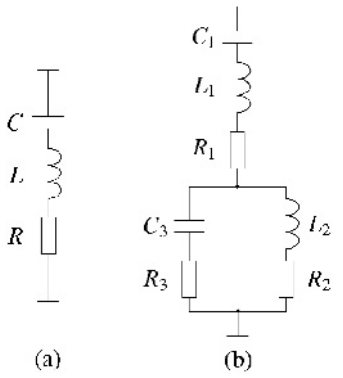


Abb. 11.21: *Passive tuned filters: (a) single tuned, and (b) double tuned*

11.2.3.1 Circuit configurations

Passive filters consisting of capacitors, inductors and/or resistors can be classified into tuned filters and high-pass filters. They are connected in parallel with nonlinear loads such as diode/thyristor rectifiers, ac electric arc furnaces, and so on. Figs. 11.21 and 11.22 show circuit configurations of the passive filters on a per-phase base. Among them, the combination of four single-tuned filters to the 5th-, 7th-, 11th- and 13th-harmonic frequencies and a second-order high-pass filter tuned around the 17th-harmonic frequency has been used in a high-power three-phase thyristor rectifier.

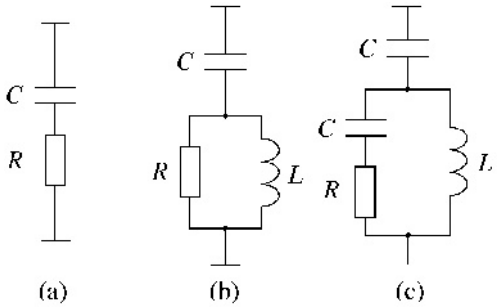


Abb. 11.22: *Passive high-pass filters: (a) first-order, (b) second-order, (c) third-order*

Installation of such a passive filter in the vicinity of a nonlinear load is to provide low-impedance paths for specific harmonic frequencies, thus resulting in absorbing the dominant harmonic currents flowing out of the load. The actual value of the low-impedance path for each single-tuned filter is affected by the quality factor of the filter inductor Q, which determines the sharpness of tuning. Usually, a value of Q ranges between 20 and 100 [856]. Although a second-order high-pass filter provides good filtering performance in a wide frequency range, it produces higher fundamental-frequency loss than its corresponding single-tuned filter.

Passive filters have a value-added function of achieving power-factor correction of inductive loads. This function brings an advantage to passive filters in many cases, but not in all cases.

11.2.3.2 Consideration to installation

The background power system impedance seen upstream of the point of installation of a passive filter can be represented by a simple inductive reactance in a range of low-order harmonic frequencies. Harmonic series and/or parallel resonances between the passive filter and the power system impedance may occur at a lower frequency than each tuned frequency. [2)] Moreover, a passive filter may sink specific harmonic currents from other nonlinear loads on the same feeder and/or from the power system upstream of the passive filter. [3)] This may make the passive filter overloaded and ineffective. Before installing a passive filter, engineers should make elaborate investigations into the possibility of harmonic resonance and overloading on a case-by-case basis. However, these investigations may be accompanied by relatively high engineering cost.

[2)] See the waveforms of i_S and i_F in Fig. 11.37 where a severe parallel resonance occurred at the 4th-harmonic frequency before starting the active filter.

[3)] See the waveforms of i_S and i_F in Fig. 11.38 where some harmonic currents flow from the supply to the passive filter before starting the active filter.

In addition, the final design of a passive filter should allow for component tolerance and variations. For example, initial inductor/capacitor tolerance typically ranges within 5%, and their variations occur due to temperature and other operating conditions [865].

11.2.4 Pure Active Filters for Power Conditioning

Pure active filters can be classified into shunt (parallel) active filters and series active filters from their circuit configurations. At present, shunt active filters are more preferable than series active filters in terms of form and function, and therefore series active filters are suitable exclusively for harmonic filtering.

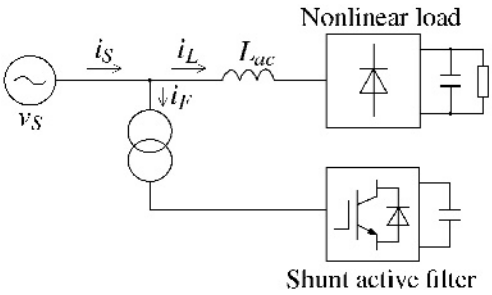


Abb. 11.23: *Single-phase or three-phase shunt active filter*

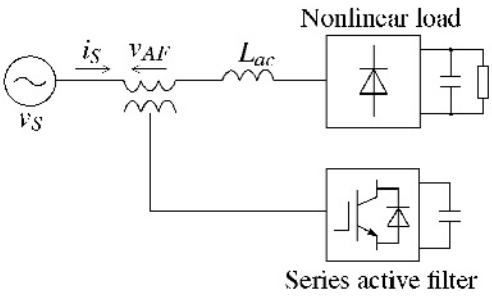


Abb. 11.24: *Single-phase or three-phase series active filter*

11.2.4.1 Circuit configurations of shunt and series active filters

Fig. 11.23 shows a system configuration of a single-phase or three-phase shunt active filter for harmonic-current filtering of a single-phase or three-phase diode

rectifier with a capacitive dc load. This active filter is one of the most fundamental system configurations among various types of pure and hybrid active filters. The dc load may be considered as an ac motor driven by a voltage-source PWM inverter in many cases. This active filter with or without a transformer is connected in parallel with the harmonic-producing load. The active filter can be controlled on the basis of the following "feedforward" manner:

- The controller detects the instantaneous load current i_L.
- It extracts the harmonic current i_{Lh} from the detected load current by means of digital signal processing.
- The active filter draws the compensating current i_{AF} $(= -i_{Lh})$ from the utility supply voltage v_S, so as to cancel out the harmonic current i_{Lh}.
- It should be mentioned, that this procedure is most effective when the load current i_L is stationary.

Note that the ac inductor L_{ac}, that is installed at the ac side of the diode rectifier, plays an important role in operating the active filter stably and properly.

Fig. 11.24 shows a system configuration of a single-phase or three-phase series active filter for harmonic-voltage filtering of a single-phase or three-phase diode rectifier with a capacitive dc load. The series active filter is connected in series with the utility supply voltage through a three-phase transformer or three single-phase transformers. Unlike the shunt active filter, the series active filter is controlled on the basis of the following "feedback" manner:

- The controller detects the instantaneous supply current i_S.
- It extracts the harmonic current i_{Sh} from the detected supply current by means of digital signal processing,
- The active filter applies the compensating voltage v_{AF} $(= Ki_{Sh})$ across the primary of the transformer. This results in significantly reducing the supply harmonic current i_{Sh} when the feedback gain K is set to be enough high.

The above considerations suggest that "dual" relationships exist in some items between the shunt active filter and the series active filter.

11.2.4.2 Three-phase voltage-source and current-source PWM converters

There are two types of power circuits applicable to three-phase active filters; a voltage-source PWM converter equipped with a dc capacitor, which is shown in Fig. 11.25 (a), and a current-source PWM converter equipped with a dc inductor, which is shown in Fig. 11.25 (b). These are similar to the power circuits used for ac motor drives. They are, however, different in their behavior because active

filters act as nonsinusoidal current or voltage sources. The author prefers the voltage-source to the current-source PWM converter because the voltage-source PWM converter is higher in efficiency, lower in cost, and smaller in physical size than the current-source PWM converter, particularly in terms of comparison between the dc capacitor and the dc inductor.

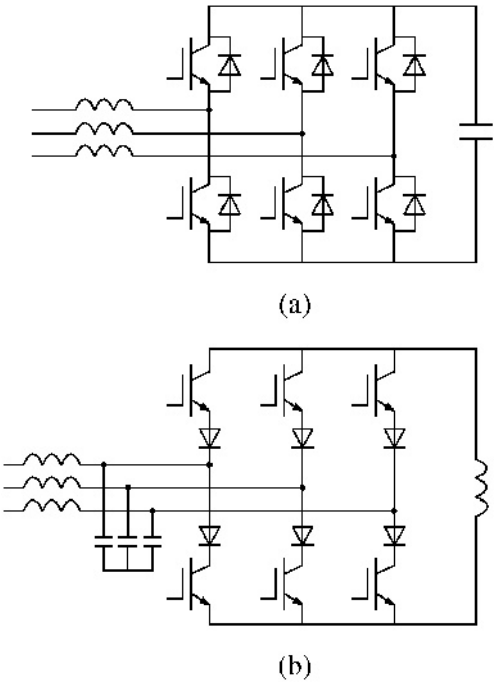


Abb. 11.25: *Power circuits applicable to three-phase active filters: (a) voltage-source PWM converter, (b) current-source PWM converter*

Moreover, the IGBT module that is now available from the market is more suitable for the voltage-source PWM converter because a free-wheeling diode is connected in anti-parallel with each IGBT. This means that the IGBT does not need to provide the capability of reverse blocking in itself, thus bringing more flexibility to device design in a compromise among conducting and switching losses and short-circuit capability than the reverse-blocking IGBT. On the other hand, the current-source PWM converter requires either series connection of a traditional IGBT and a reverse-blocking diode as shown in Fig. 11.25 (b), or the reverse-blocking IGBT that leads to more complicated device design and fabrication, and slightly worse device characteristics than the traditional IGBT without reverse-blocking capability. In fact, almost all active filters that have been put into practical applications in Japan have adopted the voltage-source PWM con-

verter equipped with the dc capacitor as the power circuit. This performance may enhance due to the availability of reverse blocking GCTs.

The authors of [871] describe shunt active filters using a voltage-source PWM converter and a current-source PWM converter with focus on their comparisons from various points of view ([61] Consider reverse blocking GCT!).

11.2.4.3 Three-phase pure active filters

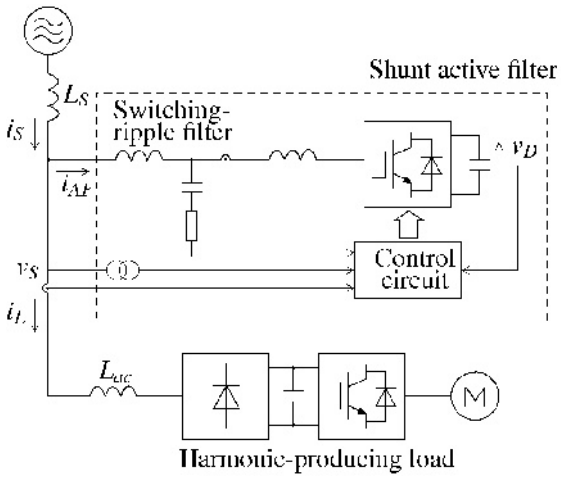


Abb. 11.26: *Single-line system configuration of a three-phase active filter*

Fig. 11.26 shows a detailed circuit configuration of a three-phase shunt active filter. This active filter consists of the following three parts; a three-phase voltage-source PWM converter equipped with a dc capacitor, a control circuit, and a switching-ripple filter. The control circuit is based on a leading-edge digital controller using DSPs, FPGAs, and A/D converters for digital signal processing, together with operational and isolation amplifiers for analog signal processing, and Hall-effect voltage/current sensors. The desirable device characteristics for the active filter can be summarized as follows:

- The voltage-source PWM converter with a current minor loop should provide the capability of controlling the compensating current i_{AF} with a frequency bandwidth up to 1 kHz. This leads to harmonic filtering in a range of the most dominant 5th-harmonic current to the 25th-harmonic current in the stationary and quasi-stationary state of the load. The carrier frequency of the PWM converter is desirable to be as high as 10 kHz.

- The control circuit should extract the harmonic current i_{Lh} from the detected load current i_L with as small errors as possible in amplitude and phase,

not only in steady states but also in transient states. As for three-phase active filters, the instantaneous active and reactive power theory or the so-called "p-q theory", [830] [825], and the d-q transformation [877] [842] are usually applied to their control circuits for harmonic extraction. The p-q theory is required to take the three-phase voltage v in the control circuit, as shown in Fig. 11.26. The d-q transformation needs a phase-locked-loop (PLL) circuit to synchronize the transformation with the line frequency and phase. Note that the p-q theory comprehends wider concepts than the d-q transformation.

- The small-rated switching-ripple filter designed appropriately should be connected in parallel as close as possible to the voltage-source PWM converter. The task of the small-rated filter is to eliminate switching ripples caused by PWM operation from the compensating current i_F.

The active filter shown in Fig. 11.26 is still referred to as a "pure active filter," because the small-rated switching-ripple filter provides no capability of mitigating the dominate 5th- and 7th-harmonic currents produced by the diode rectifier. Forming an appropriate dc-voltage feedback loop enables to build up and regulate the dc voltage without any power supply [866]. (See Fig. 11.40.)

Generally, the dc capacitor can be considered as an energy storage element from a theoretical point of view. However, the active filter is usually not referred to as an energy storage system from a practical point of view, because the amount of energy stored in the dc capacitor is much smaller than that in a battery or a superconductive magnetic coil. In other words, the difference in terminology between the active filter and the energy storage system does not come from their circuit configuration but depends mainly on whether their energy storage capacity is small or large.

11.2.4.4 Trends in pure active filters

As a result of keen competition in cost and performance among Japanese manufactures, a good market has developed for pure active filters for power conditioning. At present, the pure active filters are becoming affordable due to cost reductions in power semiconductor devices (IGBTs), their auxiliary parts, and integrated digital control circuits. However, the actual price of active filters on the market depends strongly on purchase conditions.

For example, Fuji Electric in Japan has already put pure active filters in a capacity range of 10 to 400 kVA on the market. An active filter can be directly installed on a low-voltage industrial power system in a voltage range from 200 to 440 V. On the other hand, another active filter requires a step-down transformer when it is installed on a medium-voltage power system. Practical applications of active filters are expanding into and electric power utilities, industry, office-buildings, hospitals, water supply utilities and transportation.

References [837]- [854] deal with a shunt active filter intended for installation on a power distribution system suffering from harmonic amplification due to

series and/or parallel resonances between line inductances and capacitors for power-factor correction. The active filter based on detection of voltage at the point of installation is controlled in such a way as to present infinite impedance to the external circuit for the fundamental frequency, and as to exhibit low resistance for harmonic frequencies. When the active filter is installed on the end of a radial power distribution feeder, it successfully performs harmonic damping throughout the distribution feeder. This implies that the active filter acts as a "harmonic terminator", just like a $50\,\Omega$ terminator installed on the end terminal of a signal transmission line.

11.2.5 Series Active Filters

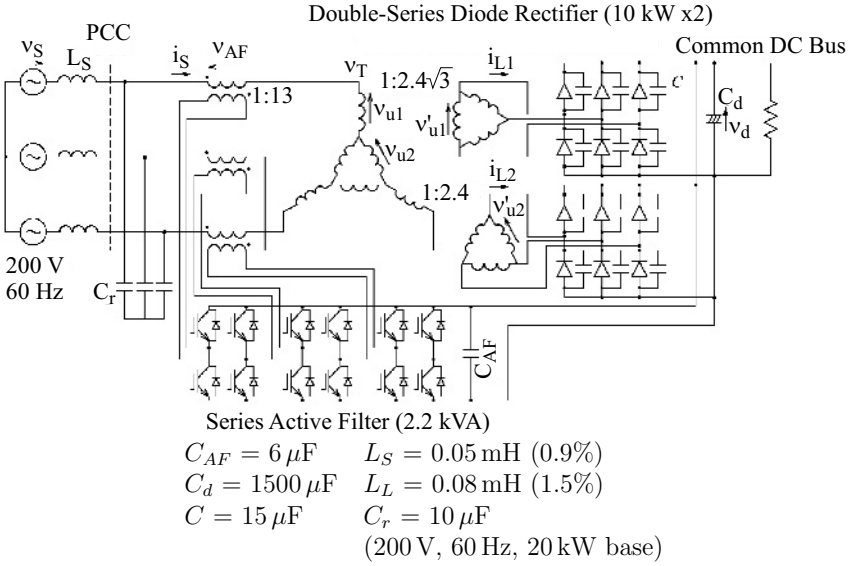


Abb. 11.27: *Experimental system of the harmonic current-free ac/dc power conversion system*

Harmonic current-free rectifiers capable of operating at unity power factor are required as utility interfaces for adjustable-speed motor drives without regenerative braking, and uninterruptible power supplies in a range of 0,1 to 10 MW. Recently, PWM rectifiers consisting of the same power circuit topology as PWM inverters have shown promise in meeting the guidelines for harmonic mitigation. The increased cost and switching loss caused by PWM, however, would make a high-power PWM rectifier economically impractical. The reason is that power switching devices such as IGBTs are subjected to high-frequency switching of the full amount of active power. A series active filter integrated into a diode rectifier would be an alternative to the PWM rectifier.

11.2.5.1 System configuration

Figure 11.27 shows an experimental system of a series active filter integrated into a double-series diode rectifier rated at 20 kW [875]. The series active filter with a peak voltage and current rating of 2,2 kVA consists of three single-phase matching transformers and three single-phase H-bridge voltage-fed PWM converters. Three small-rated capacitors C_r installed at the utility-consumer point of common coupling (PCC) form a passive filter for eliminating switching ripples. The ac terminals of each PWM converter are connected in series with a power line through a single-phase matching transformer. The double-series diode rectifier consists of three-phase Y-Δ and Δ-Δ connected transformers and two three-phase full-bridge diode rectifiers. The primary windings of the three-phase transformers are connected in series with each other. The dc terminals of the diode rectifiers and the active filter form a common dc bus equipped with an electrolytic capacitor.

11.2.5.2 Operating principle

The double-series diode rectifier is represented as series connection of a leakage inductor L_L of the transformers with an ac voltage source v_L. The reason for providing the ac voltage source to the equivalent model of the diode rectifier is that the electrolytic capacitor C_d is directly connected to the dc terminals of the diode rectifier, as shown in Fig. 11.27. The active filter is controlled in such a way as to present zero impedance for the fundamental frequency and to act as a resistor with high resistance of K [Ω] for harmonic frequencies. The ac voltage of the active filter, which is applied to a power line through the matching transformer, is given by

$$v_{AF} = K \cdot i_{Sh}, \tag{11.1}$$

where i_{Sh} is a supply harmonic current drawn from the ac mains. Note that v_{AF} and i_{Sh} are not rms values but instantaneous values.

Let an angular harmonic frequency be ω_h. If K is much higher than $\omega_h(L_S + L_L)$, the supply harmonic current and the active filter voltage I_{Sh} and V_{AF} in rms values at the harmonic
frequency are approximated by

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh} - V_{Lh}}{K + j\omega_h(L_S + L_L)} \approx \frac{V_{Sh} - V_{Lh}}{K} \tag{11.2}$$

$$V_{AF} = \frac{K}{K + j\omega_h(L_S + L_L)}(V_{Sh} - V_{Lh}) \approx V_{Sh} - V_{Lh}. \tag{11.3}$$

Note that V_{Sh} is a background supply harmonic voltage seen upstream of the PCC, and V_{Lh} is a load harmonic voltage containd in v_L, both of which are rms values at the harmonic frequency.

If the gain K is high enough, (11.2) implies that almost purely sinusoidal three-phase currents are drawn from the utility. Equation (11.3) suggests that no harmonic voltage appears upstream of the active filter or at the utility-consumer

point of common coupling (PCC) as long as $V_{Sh} = 0$. The 15-μF commutation capacitor C, that is connected across each diode, contributes to a significant reduction of the required rating of the active filter. If the commutation capacitor were removed from each diode, the ac voltage source v_L would be a twelve-step waveform, and so

$$v_L = \sqrt{2}V_S(\sin\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \cdots). \tag{11.4}$$

The 11th-harmonic voltage is the most dominant in v_L from a theoretical point of view. Equations (11.2) and (11.4) suggest that the gain K should be more than $5\,\Omega$ (250% on a 200 V, 60 Hz, 20 kW base) to reduce the 11th-harmonic current contained in i_{Sh} to 3% of the fundamental current.

11.2.5.3 Design and effect of switching-ripple filters

Three Y-connected capacitors C_r, that are installed at the PCC, play an important role in filtering out the high-frequency voltage and current produced by pulsewidth modulation, because they enable to reduce the background system impedance seen upstream of the series active filter in a high-frequency range. As a result, the switching-ripple voltage appearing at the PCC can be given by

$$\frac{V_{PCC_{SW}}(s)}{V_{AF_{SW}}(s)} = \frac{1}{s^2L_LC_r + 1 + L_L/L_S} \approx \frac{1}{s^2L_LC_r}. \tag{11.5}$$

In the case of $L_L = 0,08$ mH and $\omega/2\pi = 20$ kHz, the above equation can assign C_r to 10 μF, considering a condition of $V_{PCC_{SW}}/V_{AF_{SW}} \approx 0{,}1$.

Figs. 11.28 and 11.29 show experimental waveforms of v_{PCC} and i_S during operation of the series active filter before and after the switching-ripple filter was installed.[4)] Here, the supply inductance L_S was changed from 0,9% to 5% ($L_S = 0,258$ mH) in Fig. 11.27, thus making the effect of the switching-ripple filter more clear. Fig. 11.30 and 11.31 are frequency spectra of the waveforms in Figs. 11.28 and 11.29. [5)] Before installing the switching-ripple filter, the supply reactance was much higher than the leakage reactance of the double-series transformer at an equivalent switching frequency of 20 kHz. Thus, a non-negligible amount of switching voltage appeared at the PCC. After installing the switching-ripple filter, neither switching-ripple voltage nor current appeared at the PCC. However, the switching-ripple filter produces no effect on the 11th and 13th-harmonic voltages and currents, as shown in Fig. 11.28 and Fig. 11.29.

[4)] The waveforms were observed by using a digital data recorder (Yokogawa: AR4800) capable of operation at a sampling frequency of 100 kHz.

[5)] The spectra were measured by the function of fast Fourier transformation (FFT) integrated into a digital oscilloscope (IWATSU-LeCroy: LT344L) with a sampling frequency of 20 MHz.

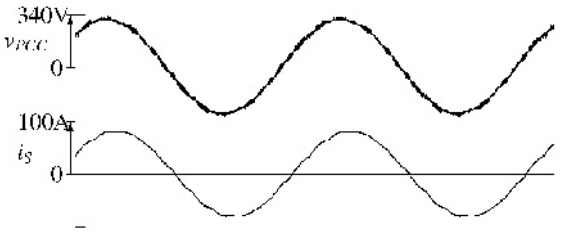


Abb. 11.28: *Experimental waveforms before installing the switching-ripple filter, in which v_{PCC} is a line-to-line voltage*

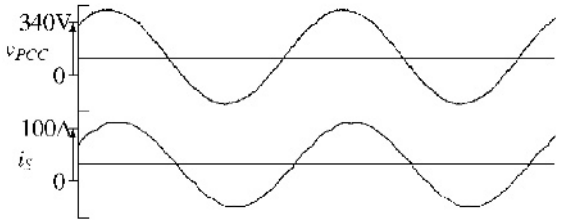


Abb. 11.29: *Experimental waveforms after installing the switching-ripple filter, in which v_{PCC} is a line-to-line voltage*

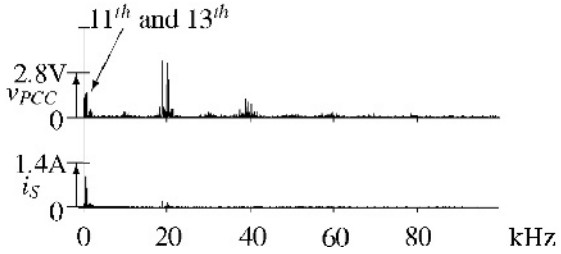


Abb. 11.30: *Spectra in rms values before installing the ripple filter*

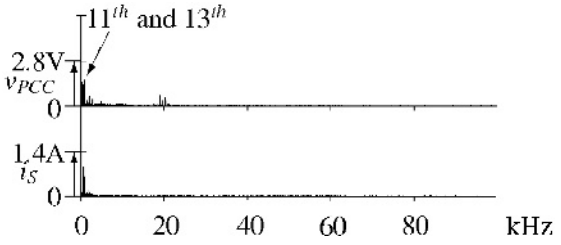


Abb. 11.31: *Spectra in rms values after installing the ripple filter*

11.2.5.4 Experimental results - Series Active Filters

Figs. 11.32 and 11.33 show experimental waveforms before and after the series active filter was started in Fig. 11.27. The control circuit of the series active filter was implemented by a hybrid digital/analog circuit using multiplying D/A converters and its control gain is set to $K = 5\,\Omega$. The use of a digital filter with a cut-off frequency of 4 kHz [6)] resulted in eliminating high-frequency switching ripples and noises from the waveforms of v_{AF} and v_T. Before starting the active filter, a large amount of 11th-harmonic current was included in i_S. Since the load (rectifier) currents, i_{L1} and i_{L2} were also distorted, a ripple voltage of 3 V appeared in the dc-bus voltage v_{dc}. After starting the active filter, the supply current looked sinusoidal because the 11th-harmonic current in i_S was reduced to 1,6%.

Table 11.3 shows the total harmonic distortion (THD) of i_S and the ratio of each harmonic current with respect to the fundamental current contained in i_S. The 3rd-, 5th- and 7th-harmonic currents were smaller than 1%, and the THD value of i_S was decreased from 31% to 2,0%.

Tabelle 11.3: *Supply Current THD and Harmonics Before and After Starting the Active Filter Expressed as the Harmonic-to-Fundamental Current Ratio[%]. Table IV*

	3rd	5th	7th	11th	13th	23th	25th	THD
Before	7,5	1,7	3,3	24,8	16,8	1,7	1,5	31,2
After	0,5	0,1	0,1	1,6	1,1	0,2	0,3	2,0

11.2.6 Hybrid Active Filters for Harmonic-Current Filtering

11.2.6.1 Circuit configurations

Two types of hybrid active filters for harmonic-current filtering of nonlinear loads were proposed in 1988 [867] and in 1990 [845], respectively. Fig. 11.34 [867] [868] and Fig. 11.35 [845] show the simplified circuit configurations of the hybrid active filters. The proposal of the two hybrid filters has encouraged power electronics researchers/engineers to do further research on various hybrid active filters, concentrating on their practical use [874]- [878].

The two hybrid filters are based on combinations of an active filter, a three-phase transformer (or three single-phase transformers), and a passive filter consisting of two single-tuned filters to the 5th- and 7th-harmonic frequencies and a second-order high-pass filter tuned around the 11th-harmonic frequency. Although these hybrid filters are slightly different in circuit configuration, they are almost the same in operating principle and filtering performance. Such a combination with the passive filter makes it possible to significantly reduce the rating

[6)] This digital filter is integrated into a digital data recorder operated at a sampling frequency of 100 kHz.

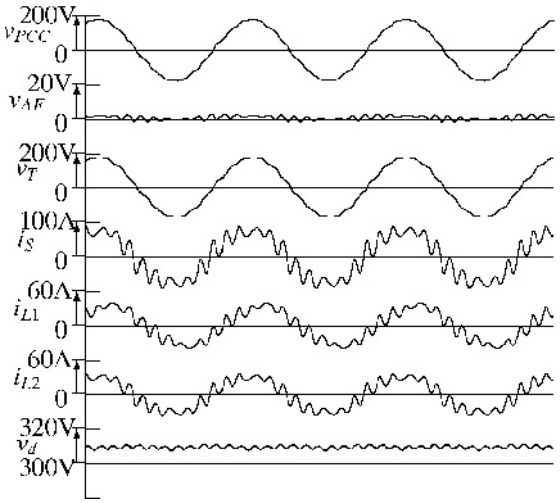


Abb. 11.32: *Experimental waveforms before starting the active filter, in which v_{PCC} is a line-to-neutral voltage*

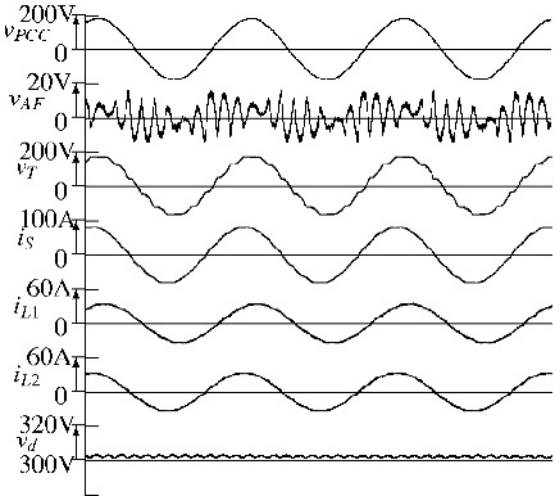


Abb. 11.33: *Experimental waveforms after starting the active filter, in which v_{PCC} is a line-to-neutral voltage*

of the active filter. The task of the active filter is not to compensate for harmonic currents produced by the thyristor rectifier, but to achieve "harmonic isolation" between the supply and the load [867]. As a result, no harmonic resonance occurs, and no harmonic current flows in the supply.

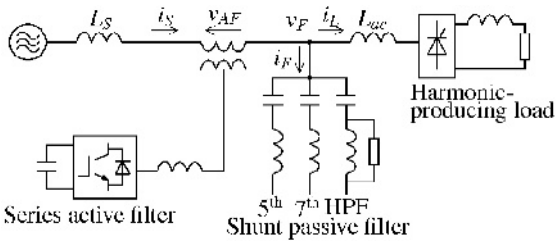


Abb. 11.34: *Combination of a series active filter and a shunt passive filter*

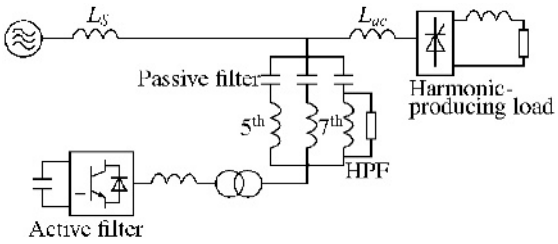


Abb. 11.35: *Series connection of an active filter and a passive filter*

11.2.6.2 Experimental waveforms

Figs. 11.36 to 11.38 show experimental waveforms obtained from the hybrid filter shown in Fig. 11.34. A three-phase six-pulse thyristor rectifier with an inductive dc load was used as a harmonic-producing load. The thyristor rectifier is rated at 200 V, 20 kVA and 50 Hz. From the top of the five waveforms, v_F is the voltage at the terminals of the shunt passive filter, i_S is the supply current, i_F is the current flowing into the passive filter, i_L is the load current, and v_{AF} is the voltage across the series active filter, which was observed in the primary of the transformer, as shown in Fig. 11.34.

Fig. 11.36 shows experimental waveforms on the transient state at the start of the series active filter in the case of $L_S = 2\%$ on a three-phase 200 V, 20 kVA and 50 Hz base. Before the active filter was started, a large amount of harmonic current still remained in i_S. This means that the "pure" passive filter provides

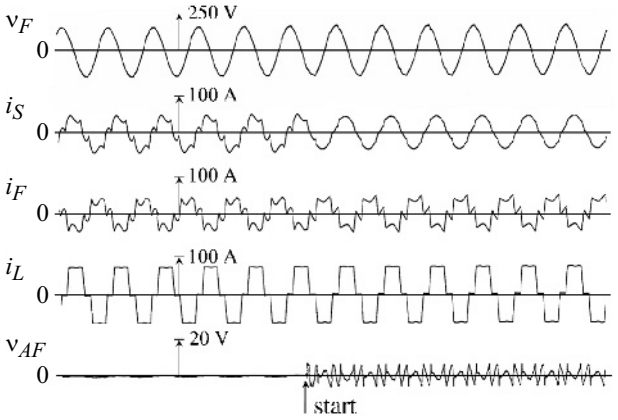


Abb. 11.36: *Experimental waveforms with $L_S = 2\%$ in Fig. 11.34*

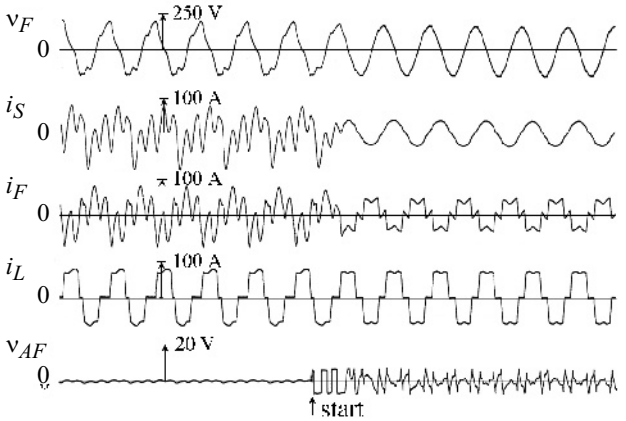


Abb. 11.37: *Experimental waveforms with $L_S = 5,6\%$ in Fig. 11.34*

unsatisfactory performance in terms of harmonic-current filtering. After the active filter was started, i_S became almost sinusoidal, showing that the active filter improves the filtering performance of the passive filter.

Fig. 11.37 shows experimental waveforms in the case of $L_S = 5,6\%$. Before the active filter was started, a severe parallel resonance at the 4th-harmonic frequency occurred in the whole system. This resonance significantly amplified a small amount of the 4th-harmonic current in i_L. However, no harmonic resonance appeared after the active filter was started.

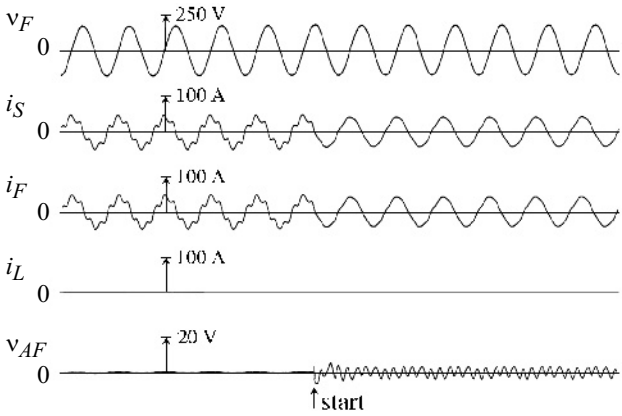


Abb. 11.38: *Experimental waveforms with $L_S = 2\%$ under no-load condition ($i_L = 0$) in Fig. 11.34*

Fig. 11.38 shows experimental waveforms with no load ($i_L = 0$) in the case of $L_S = 2\%$. Although an amount of background harmonic voltage existing upstream of the passive filter was only 1%, the harmonic current contained in i_S reached about 10% before the active filter was started. This means that the passive filter may absorb an unexpected amount of harmonic current from the power system upstream of the passive filter and other nonlinear loads on the same feeder. After the active filter was started, no harmonic current flowed in the passive filter. Moreover, no harmonic voltage appeared at the terminals of the passive filter because the background harmonic voltage was blocked by the active filter [867].

These hybrid filters provide viable and effective solutions to harmonic-current filtering of high-power thyristor rectifiers. However, they have difficulty in finding a good market because of the necessity of the transformer and the complexity of the passive filter.

11.2.7 Low-Voltage Transformerless Hybrid Active Filters

Adjustable-speed drive systems based on leading-edge voltage-source PWM converters using IGBTs have been used in industrial drives, home appliances, and transportation. In many applications, however, an inverter-driven motor requires neither fast speed response nor regenerative braking. As a result, a three-phase diode rectifier can be used as the front-end converter of the inverter, instead of a three-phase PWM rectifier. The diode rectifier is much more efficient and reliable as well as much less expensive than the PWM rectifier in low- and medium-voltage drive systems. However, the diode rectifier produces a large amount of

harmonic currents, and therefore it does not comply with the harmonic guidelines.

This section deals with a low-cost transformerless hybrid active filter [876] [831], comparing it with a pure active filter.

11.2.7.1 The 480 V hybrid active filter

Fig. 11.39 (a) shows the circuit configuration of a hybrid active filter connected in parallel with a three-phase diode rectifier rated at 480 V and 20 kW [831]. The hybrid filter is directly connected to the 480 V industrial distribution feeder without any transformer. It is designed to reduce the total harmonic distortion (THD) of i_S below 5%. The hybrid filter consists of an active filter based on a 1,6 kVA voltage-source PWM converter with a carrier frequency of 10 kHz, and a 5 kVA passive filter. The passive filter is a three-phase single-tuned filter to the 7th-harmonic frequency with a quality factor of $Q = 22$. The passive filter exhibits poor filtering performance in a range of low-order harmonic frequencies except around the 7th-harmonic frequency.

The passive filter and the active filter are directly connected in series with each other. This "hybrid" configuration results in a dc voltage as low as 105 V across the dc bus of the active filter. Moreover, no switching-ripple filter is required for the hybrid filter because the passive filter presents high impedance around 10 kHz. The diode rectifier has an ac inductor of $L_{ac} = 5\%$ at its ac side. This ac inductor is indispensable to achieve proper operation of the hybrid filter because no inductor is installed on the dc side of the diode rectifier.

Fig. 11.39 (b) shows the control system of the hybrid filter. The control system has the following three control functions; feedback control, feedforward control and dc-voltage control.

The feedback control forces all the harmonic currents contained in i_L to flow into the hybrid filter, whereas it forces no harmonic current to flow from the power system into the hybrid filter. This improves the filtering performance of the passive filter, and prevents the passive filter from being overloaded and ineffective. Moreover, the feedback control makes the active filter act as a damping resistor for low-order harmonic frequencies, so that no harmonic resonance occurs between the passive filter and the power system inductance L_S. As a result, this hybrid filter gets free from elaborate investigations into the possibility of harmonic resonance and overloading before installing it.

The feedforward control forces the 5th-harmonic current contained in i_L to flow actively into the hybrid filter. The dc-voltage control makes the active filter build up and regulate its dc capacitor voltage by itself without any external power supply. A proportional plus integral (PI) controller is used to do it. Reference [876] describes in detail the control system.

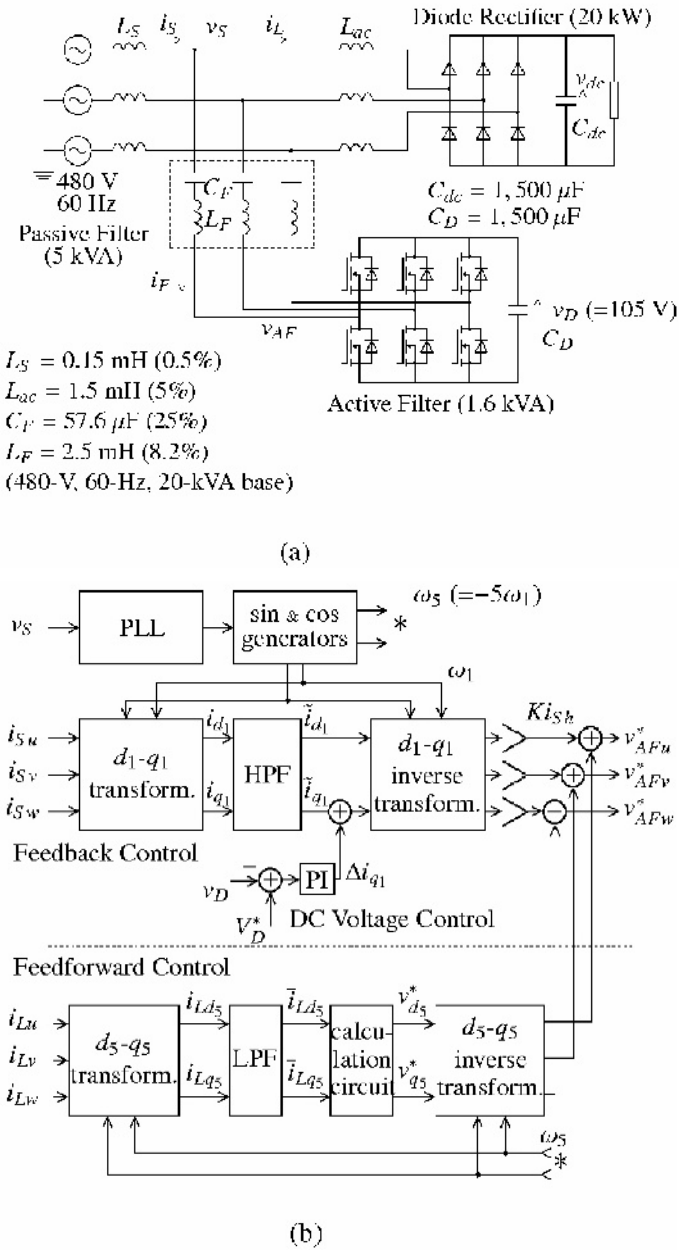


Abb. 11.39: *The 480 V hybrid active filter: (a) circuit configuration, (b) control system*

This paper defines the volt-ampere rating required for the active filter in the 480 V hybrid filter as follows:

$$\begin{aligned} P_{HF} &= \sqrt{3} \times \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{Fmax}}{\sqrt{2}} \\ &= \sqrt{3} \times 74\text{V} \times 13,0\text{A} \\ &= 1,6\,\text{kVA}, \end{aligned}$$

where I_{Fmax} is a maximum value of the filter current i_F.

11.2.7.2 The 480 V pure active filter

Fig. 11.40 (a) shows a pure active filter integrated into the same diode rectifier as that in Fig. 11.39 (a). The pure active filter consists of an inductor L_F and a PWM converter that are directly connected in series. Strictly speaking, this inductor is not a filter inductor but an ac inductor. However, it has the same inductance value as the filter inductor L_F in Fig. 11.39 (a).

The hybrid filter in Fig. 11.39 (a) can be divided into the following two parts connected with each other: One is the capacitor C_F, and the other is an pure active filter consisting of the inductor L_F and the PWM converter. This means that the hybrid filter in Fig. 11.39 (a) can be considered as a series connection of the capacitor and the pure active filter.

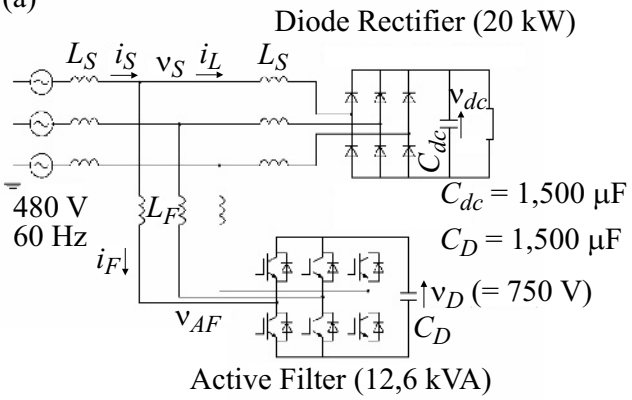
The pure filter is designed to reduce the total harmonic distortion of i_S below 5%, like the hybrid filter. Unfortunately, this "pure" configuration results in a dc voltage as high as 750 V across the dc bus of the active filter, and so the active filter requires the 1,2 kV — or higher-voltage — IGBT as a power device. The carrier frequency of the pure filter is 10 kHz, which is the same as that of the hybrid filter. The other parameters of the pure filter are the same as those of the hybrid filter. The required rating of the 480 V pure filter, P_{PF} is given by

$$\begin{aligned} P_{PF} &= \sqrt{3} \times 530\,\text{V} \times 13,7\,\text{A} \\ &= 12,6\,\text{kVA} \end{aligned}$$

Fig. 11.40 (b) shows the control system of the pure filter. The control system is almost the same as that of the hybrid filter. The pure filter has the same proportional and integral gains as the hybrid filter. However, the following differences exist, compared to the control system of the hybrid filter:

- The supply voltage v_S is detected and added to the voltage reference of the pure filter, v^*_{AF}, in order to compensate for an effect of v_S on current controllability.
- The electrical quantity controlled in the dc voltage control is not Δi_{q1} but Δi_{d1}, because precise adjustment of a small amount of active power enables to regulate the dc voltage of the pure filter.

(a)



L_S = 0,15 mH (0,5%)
L_{ac} = 1,5 mH (5%)
L_F = 2,5 mH (8,2%)
(480 V, 60 Hz, 20 kVA base)

(b)

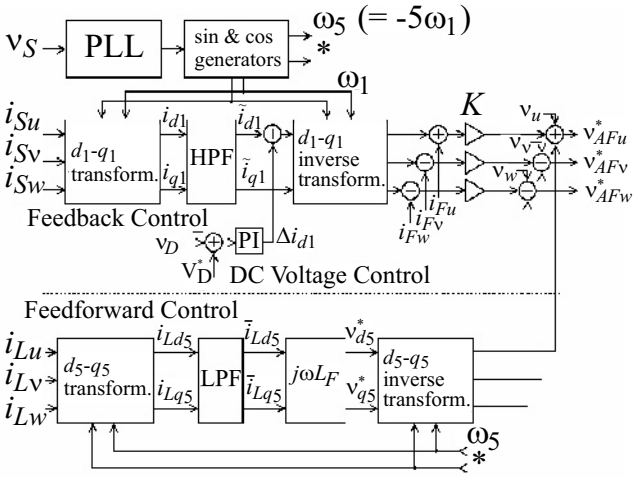


Abb. 11.40: *The 480 V pure active filter: (a) circuit configuration, (b) control system*

The feedforward control in the pure filter has the same task as that in the hybrid filter. It calculates the voltage appearing across the ac inductor L_F, assuming that all of the 5th-harmonic current included in the load current flows into the pure filter.

11.2.7.3 Design of the 480 V hybrid active filter

The resonant frequency of the passive filter in the hybrid filter is given by

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}}. \tag{11.6}$$

It is a well-known fact that the passive filter presents good filtering characteristics around the resonant frequency. This paper selects not the 5th-harmonic frequency but the 7th-harmonic frequency as the resonant frequency for the following lucid reasons:

- The passive filter tuned to the 7th-harmonic frequency is less expensive and less bulky than that tuned to the 5th-harmonic frequency as long as both filters have the same filter inductor L_F.
- The passive filter tuned to the 7th-harmonic frequency offers less impedance to the 11th- and 13th-harmonic components, compared to that tuned to the 5th-harmonic frequency.
- The feedforward control combined with the feedback control makes a significant contribution to improving the filtering performance at the most dominant 5th-harmonic frequency.

The characteristic impedance of the passive filter, Z is given by

$$Z = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}}. \tag{11.7}$$

This impedance determines filtering performance at harmonic frequencies except for the resonant frequency. Generally speaking, the characteristic impedance should be as low as possible to obtain better filtering performance. This implies that the capacitance value of C_F should be as large as possible, and the inductance value of L_F should be as small as possible. A lower characteristic impedance reflects a lower dc capacitor voltage as well as lower EMI emissions by the hybrid filter. This allows the hybrid filter to use low-voltage MOSFETs that are less expensive and more efficient than high-voltage ones. On the other hand, a low characteristic impedance has the following disadvantages:

- A large capacitance value of C_F makes it bulky and expensive.
- A large amount of leading reactive current flows into the hybrid filter.

- A smaller inductance value of L_F increases switching ripples. The ratio of the switching-ripple voltage contained in the supply voltage, v_{Ssw}, with respect to that at the ac side of the active filter, v_{AFsw} can be calculated under an assumption of $L_S \ll L_{ac}$ as follows:

$$\frac{v_{Ssw}}{v_{AFsw}} \approx \frac{L_S}{L_S + L_F}.$$

Hence, a trade-off or a compromise exists in the design of the characteristic impedance. In other words, the above-mentioned criteria should also be considered when selecting the value of L_F.

11.2.7.4 Comparisons between the 480 V hybrid and pure filters

Fig. 11.41 (a) shows simulated waveforms [7)] of the 480 V hybrid filter in a steady state. The feedback gain of the active filter, K is set to 39 Ω (340%) so that the hybrid filter provides good stability [876]. The supply current i_S becomes nearly sinusoidal. The dc capacitor voltage of the active filter is set to 105 V. The low-voltage MOSFETs used here are easily available from the market at low cost.

Fig. 11.41 (b) shows simulated waveforms of the 480 V pure filter under the same conditions as Fig. 11.41 (a). The waveform of i_S is also nearly sinusoidal. Note that the dc capacitor voltage for the 480 V pure filter is observed to be 750 V from computer simulation. This means that the 1,2 kV, or higher-voltage, IGBTs are required as the power devices in the pure-filter configuration.

The following significant difference exists in the waveforms of v_{AF} between Fig. 11.41 (a) and (b): No fundamental voltage appears across the ac terminals of the active filter in the hybrid filter because the supply voltage v_S is applied across the filter capacitor C_F. On the other hand, the supply line-to-neutral voltage as high as 277 V ($= 480/\sqrt{3}$) appears in the waveform of v_{AF} in the case of the pure filter. This is an essential difference in operating principle and performance between the hybrid filter and the pure filter. When attention is paid to switching ripples contained in v_S and i_S of Fig. 11.41, it is clear that the switching-ripples in the hybrid filter are much smaller than those in the pure filter. Note that no additional switching-ripple filter is installed in both cases. Fig. 11.42 (a) and (b) shows frequency spectra of v_S in the hybrid and pure filters. The 10 kHz ripple voltage contained in v_S is 0.38 V (0,14%) in the hybrid filter, whereas it reaches 4,0 V (1,4%) in the pure filter. Fig. 11.43 (a) and (b) shows frequency spectra of i_S in the hybrid and pure filters. The 10-kHz current ripple present in i_S is small enough to be neglected in the hybrid filter, whereas it reaches 0,4 A (1,8%) in the pure filter [831].

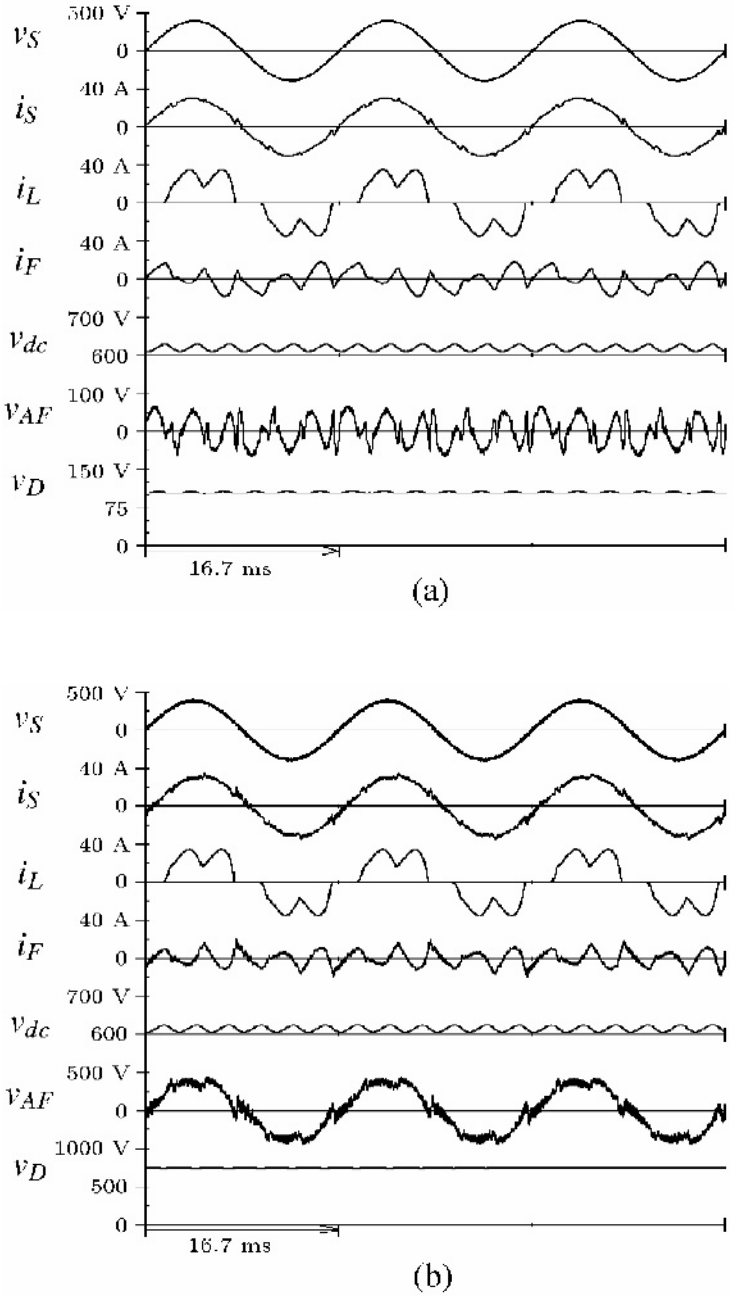


Abb. 11.41: *Simulated waveforms of the 480 V hybrid and pure filters: (a) hybrid filter, (b) pure filter*

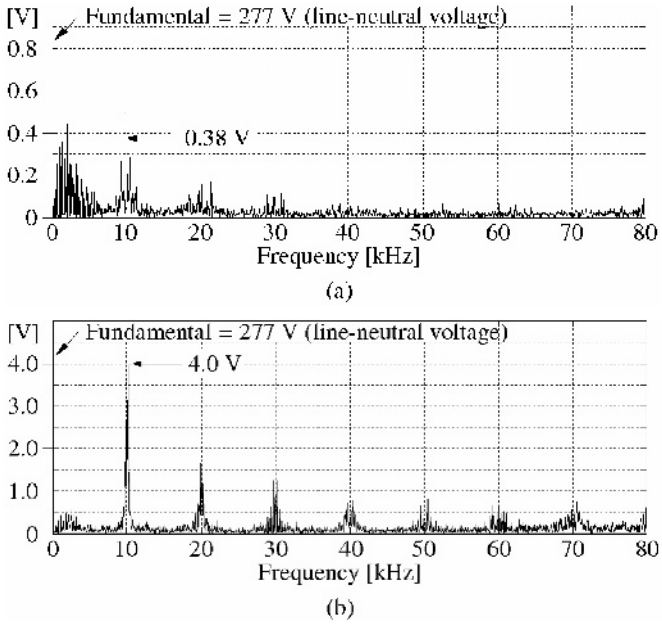


Abb. 11.42: *Spectra (rms) of v_S in the 480 V hybrid and pure filters: (a) hybrid filter, (b) pure filter*

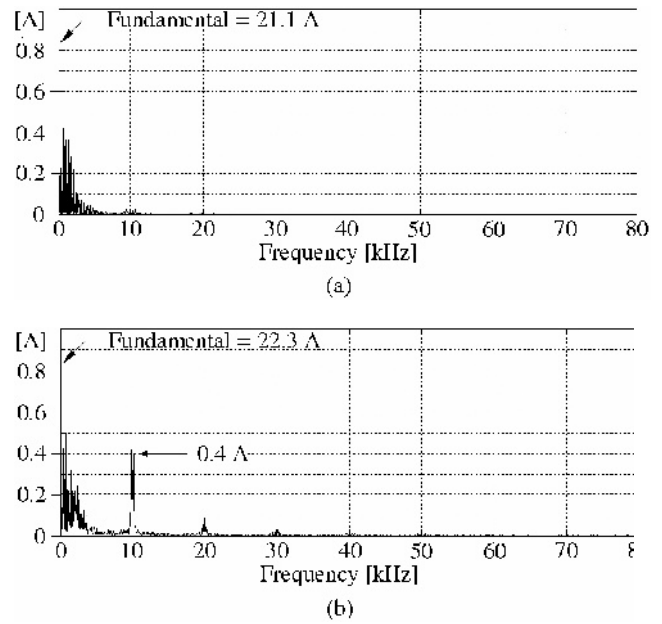


Abb. 11.43: *Spectra (rms) of i_S in the 480 V hybrid and pure filters: (a) hybrid filter, (b) pure filter*

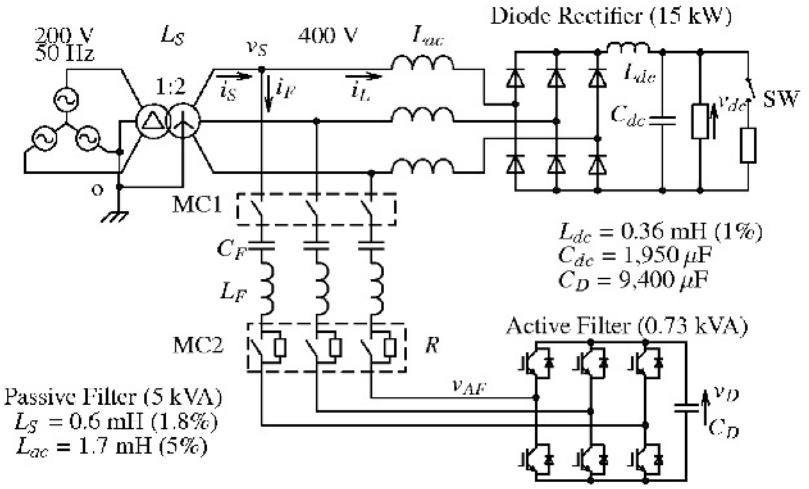


Abb. 11.44: *The 400 V - 15 kW experimental system*

11.2.8 The 400 V Hybrid Active Filter

11.2.8.1 System configuration

Fig. 11.44 shows the experimental system integrating the 400 V hybrid active filter into the 400 V, 15 kW diode rectifier. This hybrid filter consists of the 0,73 kVA active filter with a PWM carrier frequency of 10 kHz, and the 5 kVA single-tuned passive filter. Both are directly connected in series without transformer. A proportional plus integral (PI) controller can regulate the dc voltage of the active filter to its reference voltage of 80 V.

The capacitor C_F and the inductor L_F were assigned to 100 μF and 2 mH, respectively. As a result, their resonant frequency was 356 Hz, that was not equal, but close, to the 7th-harmonic frequency of 350 Hz. The characteristic impedance was 4,5 Ω, and the quality factor was 25.

The diode rectifier acting as a nonlinear load produces a large amount of harmonic current, mainly including the 5th- and 7th-harmonic components. The ac inductance L_{ac} (5%), that is connected at the ac side of the diode rectifier, should be designed to be larger than the supply inductance L_S (1,8%), that is an equivalent inductance seen upstream of the point of installation of the hybrid

[7] A first-order low-pass filter with a cut-off frequency of 2 kHz is used to eliminate the switching ripples from v_{AF}, thus making the waveform clear. Note that the low-pass filter for signal processing is integrated into the software package.

filter. The dc inductor L_{dc} (1%) [8] is connected to the dc side of the diode rectifier.

11.2.8.2 Start-up procedure

Magnetic contactors MC1 and MC2, and a resistor R per phase are used for starting the hybrid filter in Fig. 11.44. The start-up procedure is as follows:

1. Before starting, the three upper IGBTs of the active filter remained turned on, while the three lower IGBTs remained turned off. The active filter formed a short circuit when it was seen from the ac side. Moreover, both MC1 and MC2 remained turned off.

2. When MC1 was switched on, the hybrid filter was connected to the ac mains through the resistor R, keeping a large amount of in-rush current from flowing into the hybrid filter.

3. After the passage of 12 cycles (= 240 ms), MC2 was switched on. At this moment, the filter current i_F was transferred from R to MC2. Hence, the hybrid filter was directly connected to the ac mains.

4. After the above-mentioned procedure was completed, the active filter controller started providing PWM gate signals to the six IGBTs, thus building up the dc-capacitor voltage to 80 V by itself.

Figure 11.45 shows the transient waveforms of the u-phase line-to-neutral supply voltage v_{Su}, and the three-phase passive filter currents i_{Fu}, i_{Fv} and i_{Fw} during the start-up procedure. When MC1 was switched on, the peak in-rush current reached 40 A. When MC2 was switched on, it was 15 A.

11.2.8.3 Steady-state performance of the passive filter used alone

Fig. 11.46 shows experimental waveforms with a dc load rated at 15 kW when the single-tuned passive filter was used alone. Table 11.4 summarizes harmonic currents and THD values of i_S and i_L, which were obtained from their experimental waveforms. Here, each THD value was calculated up to the 37th-harmonic currents. The THD value of i_L was 27,3%, whereas that of i_S was 32,5%. The most dominant 5th-harmonic current included in i_L was 25,7%, whereas that in i_S was 32,1%. The reason is that installation of the single-tuned passive filter was accompanied by increased supply harmonic currents in a frequency range of 200 to 340 Hz.

11.2.8.4 Steady-state performance of the hybrid filter

Fig. 11.47 shows experimental waveforms with a dc load rated at 15 kW when the hybrid filter was used. The feedback gain of the active filter, K was set to

[8] Although the dc inductor is connected to the dc side of the rectifier, this per-unit value is on a three-phase, 400 V - 15 kW base, like the other per-unit values.

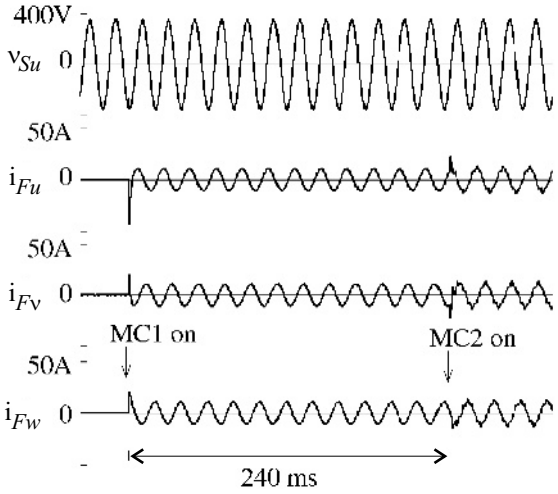


Abb. 11.45: *Experimental waveforms when MC1 and MC2 were turned on with a time difference of 240 ms*

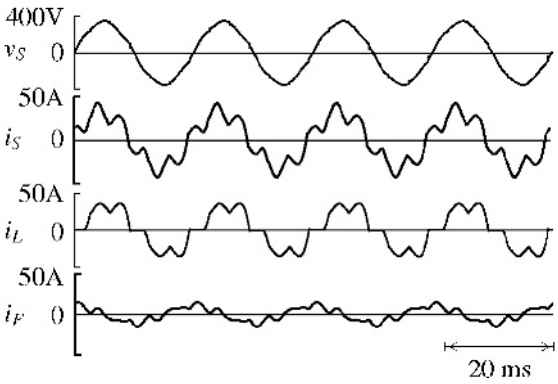


Abb. 11.46: *Experimental waveforms with a dc load rated at 15 kW when the single-tuned passive filter was used alone*

21 Ω (200%). The voltage waveform at the ac side of the active filter, v_{AF} was observed through a first-order low-pass filter with a cut-off frequency of 4 kHz, thus making the waveform clear. The peak voltage of v_{AF} was as low as 50 V because no fundamental voltage was included in v_{AF}, unlike a pure active filter. The dc capacitor voltage was well regulated to its reference voltage of 80 V.

Table 11.4 indicates that the THD value of i_S was as low as 3,6%, whereas that of i_L was as high as 32,5%. Moreover, each harmonic current contained in

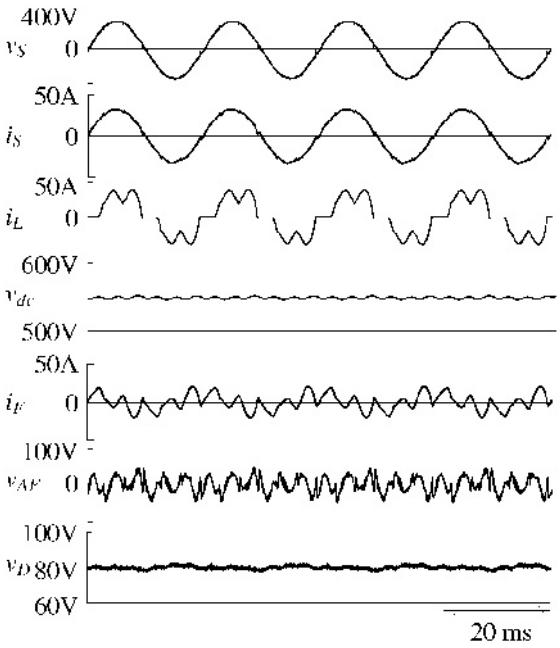


Abb. 11.47: *Experimental waveforms with a dc load rated at 15 kW when the hybrid filter was used*

Tabelle 11.4: *Harmonic Currents and THD Values with a DC Load Rated at 15 kW, Expressed as the Harmonic-to-Fundamental Current Ratio[%]*

Passive Filter	3rd	5th	7th	11th	13th	17th	19th	23rd	25th	29th	31st	35th	37th	THD
i_S	0,7	32,1	1,4	2,8	2,7	0,9	1,1	0,6	0,5	0,5	0,4	0,3	0,3	32,4
i_L	0,9	25,7	6,8	4,5	3,3	1,3	1,5	0,8	0,7	0,6	0,5	0,3	0,4	27,3
Hybrid Filter	3rd	5th	7th	11th	13th	17th	19th	23rd	25th	29th	31st	35th	37th	THD
i_S	0,9	1,0	1,0	1,2	1,4	1,0	0,9	0,8	0,7	0,5	0,5	0,5	0,3	3,6
i_L	1,5	30,8	7,7	4,9	3,2	1,9	1,7	0,9	0,9	0,6	0,5	0,5	0,4	32,5

i_S was reduced below 2%. These experimental results conclude that the hybrid filter provides satisfactory filtering performance in steady states.

11.2.8.5 Transient-state performance of the hybrid filter

Fig. 11.48 shows transient waveforms of the hybrid filter when a step change occurred in the dc load from 15 to 10 kW. The supply current i_S was slightly distorted for about 10 ms after the load change occurred. However, such a supply current would not produce any bad effect on other loads connected on the same

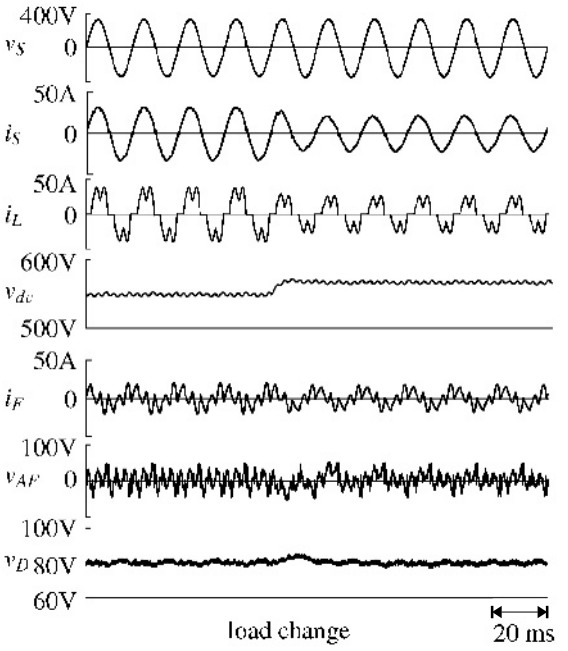


Abb. 11.48: *Experimental waveforms by the hybrid filter when a step load change occurred from 15 kW to 10 kW*

feeder. The dc voltage of the active filter was well regulated, even during the transient state. The overvoltage appearing in the transient state was as low as 5,2 V, that is 6,5% of 80 V.

11.2.9 Medium-Voltage Transformerless Hybrid Active Filters

Fig. 11.49 shows a possible circuit configuration of a transformerless hybrid active filter applicable to the 6,6 kV 1.000 kW diode rectifier. The 50 kVA active filter uses a three-level diode-clamped PWM converter with a dc voltage of 1,2 kV and a PWM carrier frequency of 10 kHz. The 250 kVA passive filter is tuned to the 7th-harmonic frequency. The active filter and the passive filter are directly connected in series without transformer. The ac inductor of $L_{ac} = 10\%$ is usually preferred for better current protection than a value of $L_{ac} = 5\%$, particularly in such a medium-voltage diode rectifier.

The 6,6 kV hybrid filter has less flexibility in assigning the dc voltage of the active filter than the 400 V hybrid filter presented in the previous section. In other words, the 6,6 kV hybrid filter imposes the following constraint on its active filter: The dc voltage should be assigned to range from 1.200 to 1.500 V when

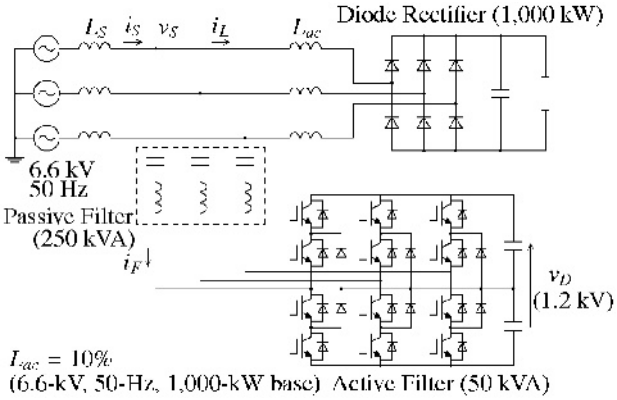


Abb. 11.49: *System configuration of the 6,6 kV transformerless hybrid filter*

the three-level converter uses 1,2 kV or 1,4 kV IGBTs. These IGBTs are easily available from the market at reasonable cost. The three-level converter produces less switching ripple and loss, and less EMI emission than the two-level converter when both converters has the same PWM carrier frequency as 10 kHz [840]- [880].

11.2.10 Practical Applications of Active Filters

11.2.10.1 Application to harmonic-current filtering

Water supply utilities in Japan have been actively introducing adjustable-speed inverter-driven pumps to their water-processing plants for energy conservation.

Fig. 11.50 shows an example of a practical application of a pure active filter for power conditioning to a water-processing plant. The use of the four inverter-driven pumps brings optimal system operation and energy savings to the plant. However, the inverter-driven pumps draw a large amount of harmonic current, and other inductive and imbalanced loads connected to the same feeder deteriorate power quality. The 300 kVA shunt active filter has been installed at the secondary of the 6,6 kV/440 V transformer rated at 750 kVA. The functions of this active filter are mainly harmonic-current filtering, as well as power-factor correction, and load balancing [886].

11.2.10.2 Application to voltage-flicker reduction

Toshiba Mitsubishi-Electric Industrial Systems Corporation (TMEIC) in Japan has developed a 21-MVA active filter [9] using 4,5 kV - 1,5 kA IEGTs (injection-enhanced gate transistors) for voltage-flicker reduction of two ac arc furnaces [864]. Each IEGT has a press package with a diameter of 125 mm, and it is based on leading-edge semiconductor technology. It may be considered as an

[9] This active filter is referred to as a self-commutated SVC (static var compensator) in [864].

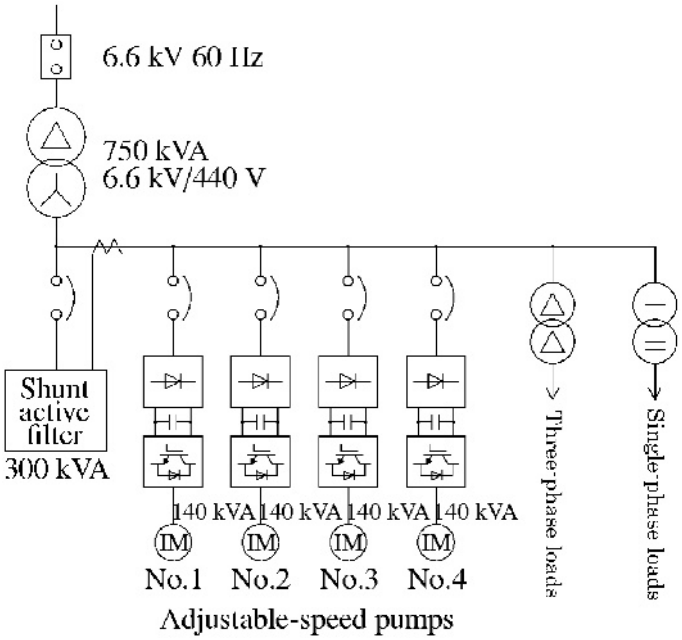


Abb. 11.50: *Single-line diagram of water-processing plant in water supply utility*

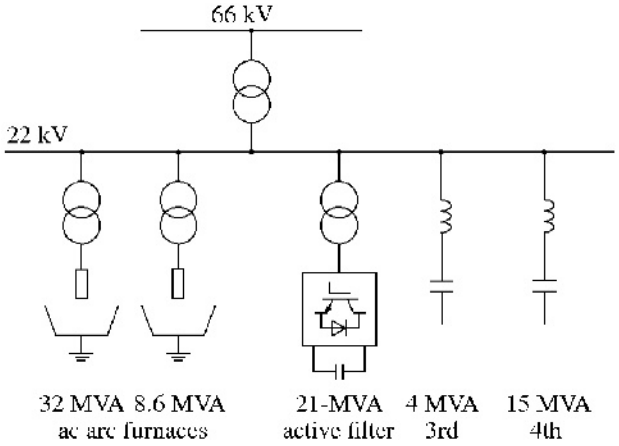


Abb. 11.51: *Single-line diagram of the whole system including ac arc furnaces, along with active and passive filters*

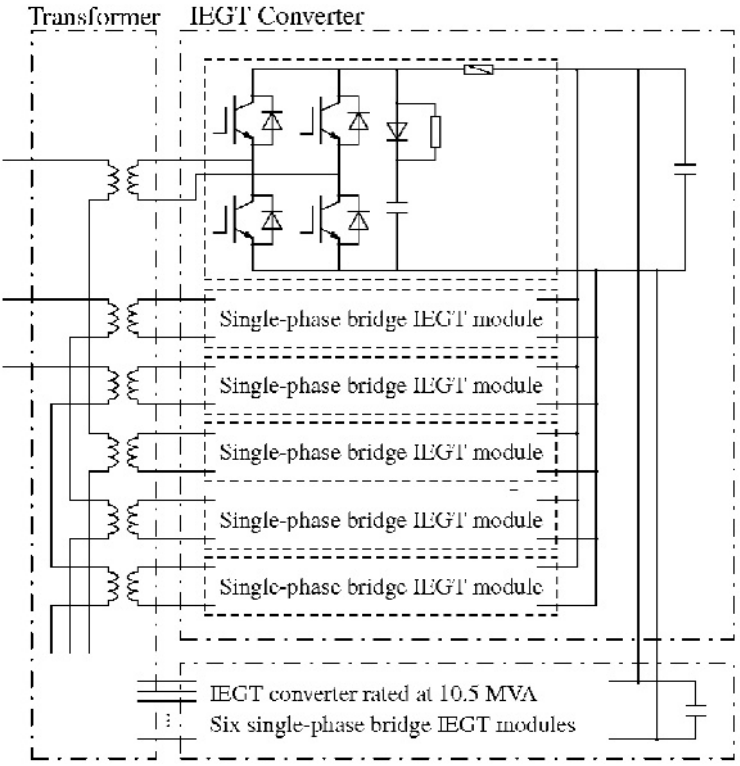


Abb. 11.52: *Circuit configuration of the 21 MVA shunt active filter*

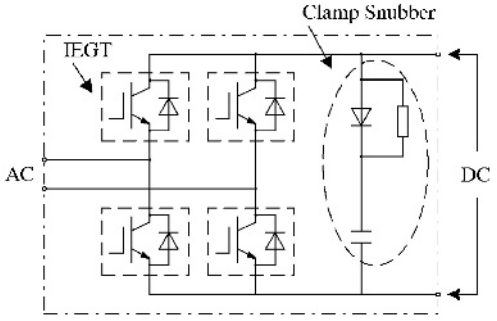


Abb. 11.53: *Circuit configuration of each IEGT converter*

Tabelle 11.5: *Ratings and Specifications of the 21 MVA Shunt Active Filter*

Power device	IEGT 4,5 kV - 1,5 kA
Capacity	21 MVA
Converter configuration	(1S-1P-2L)×3×4
Rated dc voltage	2.500 V
Rated ac voltage	1.350 V
Rated ac current	1.296 A
Carrier frequency	390 Hz

advanced IGBT in terms of device structure and characteristics. The IEGT leg in each phase is one third the physical size of its corresponding GTO (gate-turn-off thyristors) leg. Moreover, the IEGT-based active filter has lower power loss by 50% than the GTO-based active filter. The IEGTs used here are planar-gate devices. Toshiba will soon release a trench-gate version of the IEGT that has lower conducting and switching losses [882].

Fig. 11.51 shows the simplified single-line diagram of the whole system including two ac arc furnaces, the active filter, and two single-tuned filters to the 3rd- and 4th-harmonic frequencies. The two arc furnaces draw a reactive current, a negative-sequence current and low-order harmonic currents from the 22 kV bus. All the currents fluctuate with time. In collaboration with the two single-tuned filters, the active filter compensates for the randomly-fluctuating reactive, negative-sequence, and harmonic currents.

Fig. 11.52 shows the detailed circuit configuration of the 21 MVA active filter consisting of 12 single-phase H-bridge converters and a transformer with multi-windings.

Fig. 11.53 shows the detailed circuit configuration of each single-phase H-bridge converter. Neither turn-on nor turn-off snubber is required for each IEGT. However, each IEGT leg needs a simple and efficient clamp snubber that is connected between the positive and negative buses. The carrier frequency of PWM is 390 Hz.

Table 11.5 summarizes the ratings of the active filter. The symbol "1S-1P-2L" means the one-series, one-parallel, two-leg configuration. In other words, the single-phase H-bridge converter consists of four IEGTs with neither series nor parallel connection. The total number of the IEGTs used here is 48, so that the MVA rating per power switching device is 0,44 MVA/device [838] .

Japan has been using the so-called "ΔV10" as an index for evaluating voltage flicker. This index considers the sensitivity of human eyes to flicker frequencies with the largest weight assigned to flicker at 10 Hz. When the active filter was disconnected, the maximum value of the ΔV10 was 1,3 V. When the active filter was operated, it was reduced to 0,5 V [864] [10)] . Note that these values of the

[10)] consider: cap. 10.5 and especially cap. 10.8

ΔV10 are referred to 100 V. The active filter made a significant contribution to mitigating the voltage flicker caused by the arc furnaces to acceptable levels.

11.2.11 Conclusions

Active filters based on leading-edge power electronics technology can be classified into pure active filters and hybrid active filters. The reader may ask the following simple question in his/her mind, "Which is preferred, a pure active filter or a hybrid active filter?" Fortunately or unfortunately, engineering has no versatile techniques in terms of cost and performance, and it is based on a compromise or a trade-off between cost and performance. Therefore, a comprehensive answer of the author to the question depends strongly on the function(s) of active filters intended for installation.

A pure active filter provides multiple functions such as harmonic filtering, damping, isolation and termination, load balancing, reactive-power control for power-factor correction and voltage regulation, voltage-flicker reduction, and/or their combinations. A cluster of the above functions can be represented by "power conditioning." Hence, the pure active filter is well suited to "power conditioning" of nonlinear loads such as electric ac arc furnaces, and utility/industrial distribution feeders. On the other hand, a hybrid active filter consists of an active filter and a single-tuned filter that are directly connected in series without transformer. This hybrid filter is exclusively devoted to "harmonic filtering" of three-phase diode rectifiers, because it has no capability of reactive-power control from a practical point of view although it has from a theoretical point of view.

Some manufactures have already put active filters for power conditioning on the market. However, they should strive for cost reductions, as well as better filtering performance and higher efficiency, to compete well with traditional passive filters. In addition to the harmonic guidelines or recommendations, sincere efforts by the manufactures would accelerate installation of active filters in the vicinity of nonlinear loads. This in turn would bring greater cost reductions to the active filters due to the economy of large-scale production. Constituting such a positive feedback loop would encourage wide acceptance of the active filters, resulting in solving harmonic pollution and improving power quality.

11.3 Elektronische Energiewandler für netzgekoppelte photovoltaische Solarenergieanlagen

Prof. Dr. P. Zacharias, Kassel

11.3.1 Einleitung

Der rasante Anstieg der Nutzung von Photovoltaik (PV) für die Energiebereitstellung in netzgekoppelten Anlagen seit Anfang der 90er Jahre hat die Entwicklung einer großen Zahl von elektronischen Konvertern stimuliert, die auf die Besonderheiten dieser Applikation zugeschnitten sind. Zielstellungen sind dabei sowohl die reine Einspeisung von Wirkleistung in das Niederspannungsnetz, als auch zusätzliche Wirkungen, die zur Stabilisierung der Netze und Sicherung der Versorgungsqualität erforderlich sind. Wurden ursprünglich modifizierte Schaltungen aus der Antriebstechnik z.T. noch auf Thyristoren basierend verwendet, so kommen nun spezialisierte Topologien zum Einsatz, zu denen im nachfolgenden Beitrag ein Überblick gegeben werden soll.

11.3.2 Grundsätzliche Zielstellungen und Anforderungen

Photovoltaische Solarzellen wandeln durch den 1839 von Alexandre Edmond Becquerel beschriebenen photoelektrischen Effekt Strahlungsenergie in elektrische Energie um. Mittlerweile sind eine Vielzahl solcher Wandlungssysteme entwickelt worden, die eine unterschiedliche Bedeutung hinsichtlich ihrer praktischen Nutzung haben. Der weitaus größte Anteil der eingesetzten Solarzellen basiert auf Silizium in monokristalliner, polykristalliner oder amorpher Form. Für die Großproduktion werden Konzepte immer interessanter, die auf Dünnschichttechnologien beruhen, da hierbei sehr hohe Produktivitäten bei geringstem Materialeinsatz erreichbar sind und außerdem sehr große Flexibilität in der Gestaltung der Solarzellen–Module möglich ist. Eine einzelne Si–Zelle liefert bei Raumtemperatur in der Regel ca. 0,7 V Leerlaufspannung. In Abhängigkeit von der Einstrahlung nimmt die Ausgangsspannung einer Solarzelle bei Erhöhung des Belastungsstroms nichtlinear ab (Abb. 11.54). Für kleine Ströme ist das Verhalten einer Spannungsquelle ähnlich. In der Nähe des Kurzschlussstroms verhält sich eine Solarzelle vergleichbar einer idealen Stromquelle.

Je nach Einstrahlung kann man an einem Punkt maximaler Leistung (MPP, *maximum power point*) die Solarenergie optimal in elektrische Energie umformen. Typische Wandlerwirkungsgrade sind zurzeit ca. 15%. Unter Laborbedingungen werden bei monokristallinen Zellen 24,7% erreicht (PERL–Zelle, UNSW Australien). Die extraterrestrische Strahlung der Sonne hat eine Leistungsdichte von $\sim 1300\,\mathrm{W/m^2}$, von der auf Meereshöhe noch etwa $1000\,\mathrm{W/m^2}$ nutzbar sind. Daraus ergibt sich überschlägig der Netto–Flächenbedarf der Zellen für eine Photovoltaikanlage von 3 kWp (*kilowatt peak*) zu $20\,\mathrm{m^2}$.

Die optimale Ausrichtung der Zellen zur Sonne ist vor allem von der geografischen Breite abhängig. Bei fester Montage ist eine Südausrichtung mit einem Neigungswinkel der etwa der geografischen Breite des Standorts entspricht, optimal. Die „Energieernte“ kann extrem standortabhängig sein. Klimaeinflüsse (Wolkenbildung, Staub, Höhe über Normal–Null etc.) und topologische Situationen (z.B. Verschattungen durch Bäume, Bauwerke oder Hügel) können zu unterschiedlichen Ergebnissen selbst bei eng beieinander liegenden Standorten führen.

Durch den modularen Aufbau der Photovoltaikgeneratoren aus Zellen mit $U_{MPP} \sim 0{,}5\,\mathrm{V}$ und typischen Nennströmen I_{MPP} von 3 A bis 15 A und die unterschiedlichen Installations–Gegebenheiten auf Gebäuden ergibt sich eine große Gestaltungsvielfalt für Anlagen selbst bei Standard–Testbedingungen (*standard test conditions*, STC, u.a.: $1000\,\mathrm{W/m^2}$, 25°C, terrestrisches Solarspektrum). Bedingt durch hohe Temperaturkoeffizienten im Bereich $-0{,}3$ bis $+0{,}5\%/\mathrm{K}$ erhält man einen weiten Ausgangsspannungsbereich. Bei einer Nutzungstemperatur von $-25°\mathrm{C}$ bis $+85°\mathrm{C}$ ergibt sich somit unter Umständen ein Betriebsspannungsbereich gegenüber STC von $+25\%$ bis -30%.

Hinzu kommen Variationen des Betriebsspannungsbereichs auf der Gleichstromseite, die aus der unterschiedlichen Form der Belastungskennlinien des Photovoltaikgenerators herrühren (Abb. 11.54). Da als maximale Gleichspannung (Leerlauf) für den PV–Generator 1000 V auch bei niedrigen Temperaturen nicht überschritten werden sollte, ergibt sich in der Regel die Forderung nach Wechselrichtertopologien mit hoch- bzw. tiefsetzendem Verhalten.

Einzelne oder mehrere Solarzellen in einem Solarmodul können durch Laub oder Schattenwurf oder durch Parameterstreuung der Solarzellen einen geringeren Strom liefern. Eine abgeschattete, weniger Strom produzierende Solarzelle, durch die der Strom der übrigen Zellen hindurchfließt, wird dann gleichzeitig in Sperr–Richtung beansprucht. Sie kann sich bis zur Zerstörung erhitzen (sog. „Hot–Spot“–Effekt). Um dies zu verhindern, wird der Strom mittels einer Bypassdiode automatisch an diesen Zellen vorbeigeleitet. Ein Solarmodul hat üblicherweise — je nach Zellenanzahl — zwei bis vier Bypassdioden. Dies führt dazu, daß die Kennlinie eines Strings oder eines Arrays bei den oben genannten Störungen mehrere lokale Leistungsmaxima aufweisen kann. Effiziente Suchalgorithmen haben hier sicher zu stellen, daß der tatsächliche MPP ermittelt wird. Neben der Verschattung wird der MPP auch von der Zelltemperatur und der Einstrahlung selbst beeinflußt.

Eine gute PV–Anlage zeichnet sich daher neben dem hohen Wirkungsgrad auch durch ein schnelles und sicheres MPP–Suchverfahren aus (MPPT *maximum power point tracking*). Abbildung 11.55 zeigt die Variationsbreite für gefundene MPP-Arbeitspunkte für eine photovoltaische Fassadenkonstruktion.

Angesichts der Physik der Energiewandlung, der Eigenschaften des Netzes und der Erwartungen der Stromproduzenten kann man die grundsätzlichen gestalterischen Aufgaben an die Systemtechnik des leistungselektronischen Wandlers für einen netzgekoppelten Betrieb wie folgt zusammenfassen:

- Umwandlung der dargebotenen Strahlungsenergie in Gleichstrom,
- Umwandlung von Gleichstrom in Wechselstrom bei maximalem Wirkungsgrad und $\cos\phi = 1$,
- Elektromagnetische Verträglichkeit der angeschlossenen Generatoren,
- Toleranz gegenüber Netzfehlern, insbesondere transienten Überspannungen,
- Entkopplung des hohen Eingangsspannungsbereichs auf der DC–Generatorseite von der engen Toleranz auf der Netzseite,
- automatische Erkennung von Netzabschaltungen,
- Vermeidung von Gleichstrominjektionen in das Netz,
- hohe Zuverlässigkeit und Lebensdauer (>20 Jahre Design–Lebensdauer),
- geringe Investitions- und Wartungskosten.

Seit dem Start der ersten staatlichen Programme zur breiten Förderung der photovoltaischen Energiewandlung in Japan und Deutschland hat sich eine ständig größer werdende Zahl an Wettbewerbern entwickelt, die eine entsprechende Vielfalt an Lösungen auf den Markt gebracht haben. In den 80er/90er Jahren entwickelte sich die Zahl der auf Solarenergiekonversion bezogenen Patente sprunghaft und hat weiterhin eine hohe jährliche Wachstumsrate.

Da der spezifische Energiepreis pro Jahr wegen der vergleichsweise hohen Investitionskosten noch immer hoch ist, kommt dem Wirkungsgrad der leistungselektronischen Energiewandler eine hohe Bedeutung zu. Die besten Wechselrichter erreichen hier z.T. trotz mehrstufiger Ausführung Wirkungsgrade von 98%. Dabei ist nicht der Wirkungsgrad bei maximaler Ausgangsleistung das Maß der Dinge. Die photovoltaischen Systeme arbeiten in der Regel im Teillastbereich. Daher wurde z.B. für Europa ein Wirkungsgrad für den Gerätevergleich (Euro–Wirkungsgrad) definiert, der sich aus gewichteten Teillastwirkungsgraden zusammensetzt, die in der Anwendung relevant sind:

$$\eta_{EURO} = 0,03\,\eta_{5\%} + 0,06\,\eta_{10\%} + 0,13\,\eta_{20\%} + 0,1\,\eta_{30\%} + 0,48\,\eta_{50\%} + 0,2\,\eta_{100\%} \tag{11.8}$$

Typische Wirkungsgradverläufe zeigt Abb. 11.56. Auffällig ist das Erreichen von η >90% bereits bei geringer Teilauslastung. Die hier erarbeiteten Design–Regeln und grundsätzlichen Lösungen können also auch im konventionellen Bereich der Energiewandlung mit Leistungselektronik zur Energieeinsparung bei Verbrauchern eingesetzt werden.

Neben den oben als grundsätzlichen Aufgaben beschriebenen bekommen solche zunehmende Bedeutung, die geeignet sind, einen zusätzlichen Vorteil zu generieren.

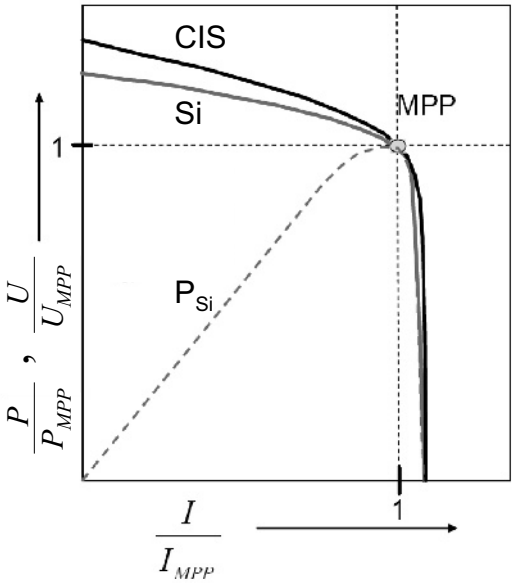


Abb. 11.54: *Beispiele für normierte Kennlinien von photovoltaischen Generatoren aus polykristallinem Silizium [1017] und in Dünnschichttechnologie aus Kupfer–Indium–DiSelenid (CIS) [1046]*

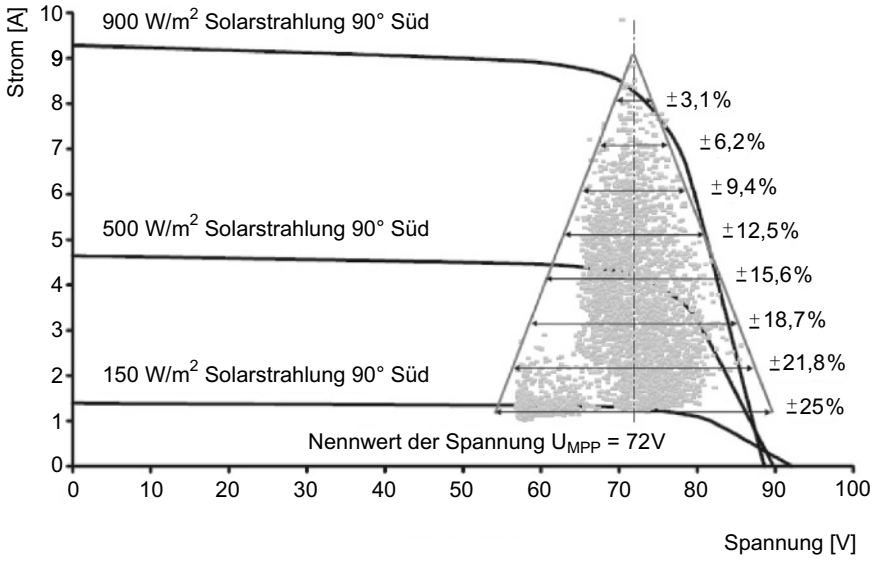


Abb. 11.55: *Lage der MPP–Spannungen in einem PV–Fassadensystem [1040]*

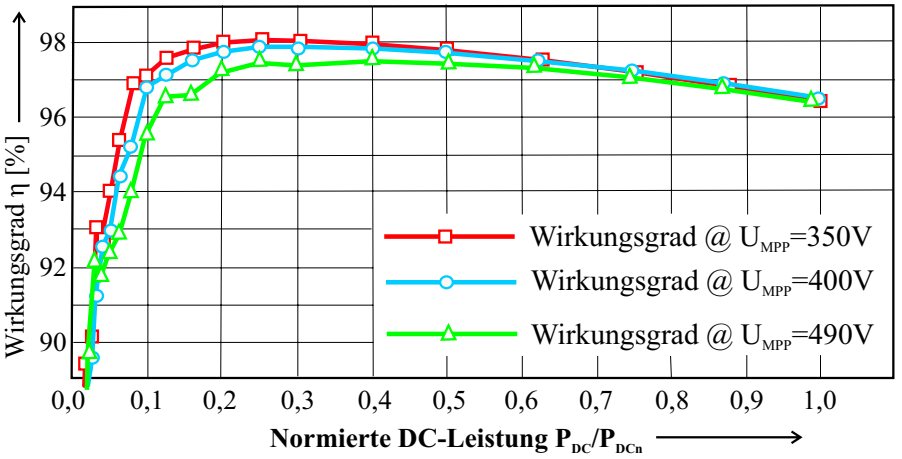


Abb. 11.56: *Wirkungsgradverläufe bei verschiedenen MPP–Eingangsspannungen bei einem PV–Wechselrichter [1032] mit sehr hohem Euro–Wirkungsgrad (P_{DCn}=8250 W, Sunny Mini Central 8000TL)*

Dies sind insbesondere:

- Inselnetzfähigkeit zur Bereitstellung einer Notstromversorgung bei implementiertem zusätzlichem Speicher [1036],
- Injektion von Blindleistung zur Regelung der Netzspannung auf der Mittelspannungsebene [1036],
- Sicherung der Energiequalität von lokalen Verbrauchern durch aktive Filterung der Oberschwingungen etc. [1003, 1044, 1048].

Die Nennleistung der Anlagen hat dabei einen wichtigen Einfluß auf die spezifischen Kosten, wie aus Abb. 11.57 hervorgeht. Die spezifisch sinkenden Kosten bei Anlagen größerer Leistung führen zu einem Anstieg der Nennleistung der installierten Anlagen. Interessant ist trotzdem der untere Leistungsbereich, da sich hierbei viele Reserveflächen an Bauwerken erschließen lassen, ohne neue Flächen zu belegen. Wenn jedes Photovoltaikmodul in einem Punkt maximaler Leistung betrieben werden soll, wären modulintegrierte Wechselrichter mit Nennleistung von 100 W bis 250 W erforderlich. Die Grafik zeigt jedoch, daß dieses Ziel sehr ambitioniert und mit einer simplen Verbesserungsstrategie nicht zu erreichen ist [1033, 1034, 1050]. Die meisten Applikationen befinden sich im Bereich 2..**5**..10 kW, wenn man Abb. 11.57 von der Angebotsseite als Reaktion auf die Nachfrage interpretiert.

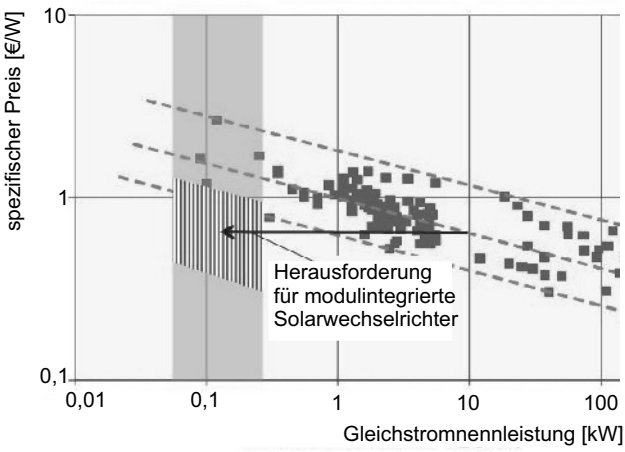


Abb. 11.57: *Spezifische Kosten von Solarwechselrichtern für die Netzkopplung in den Jahren 2003–2005 (Quelle: PHOTON, 3-2004, 3-2005, 3- 2006, [1051])*

11.3.3 Gestaltung der Energiewandlungskette DC/AC für PV–Systeme

Die ersten Wechselrichter für Photovoltaikgeneratoren nutzten die Fähigkeit von vollgesteuerten ein- und dreiphasigen Thyristorstromrichtern (Abb. 11.64), bei einem Steuerwinkel $\alpha > 90°$el als Wechselrichter rückspeisefähig zu arbeiten. Diese robusten Schaltungskonzepte verfügen jedoch nur über recht begrenzte Steuermöglichkeiten bei Änderungen der Eingangsspannung und bedürfen einer beträchtlichen Steuerblindleistung. Außerdem ist die Stromform bei diesen Topologien praktisch nicht steuerbar. Dadurch werden signifikant Oberschwingungen des Stroms im Netz induziert. Zusätzlich können folgende Feststellungen getroffen werden:

- Wechselrichter mit Gleichstromzwischenkreis haben bisher kaum Bedeutung,
- resonante oder sanft schaltende Konzepte für Stromrichter auf der Netzseite spielen keine Rolle,
- transformatorlose Konzepte vergrößern ständig ihren Anteil, da sie höhere Wirkungsgrade ermöglichen,
- Wechselrichter für die Integration in einzelne Photovoltaikmodule haben vor allem wegen des höheren spezifischen Preises bislang keinen kommerziellen Erfolg.

Die früheren Photovoltaikgeneratoren (Abb. 11.64) wurden über einen Transformator isoliert vom Netz betrieben, was zusätzliche Verluste im Transformator und damit geringere Wirkungsgrade zur Folge hatte (-1...1,5%).

Bei einer typischen Nutzungsdauer von mindestens 20 Jahren bei einem typischen jährlichen Ertrag von 800...900 kWh/kWp führt dies zu einem deutlichen Minderertrag. Daher wurden zunehmend selbstgeführte Wechselrichter ohne isolierenden Transformator auf den Markt gebracht. Da der Ausgangsstrom ins Netz bei diesen Wechselrichtern über Pulsweiten–Modulation (PWM) geregelt wird, sind bei diesen Anlagen neben Netzrückwirkungen auch Wirkungen auf die Umgebung möglich [1019]. Dies soll Abb. 11.58 verdeutlichen. Schematisch dargestellt ist ein Pulswechselrichter in Brückenschaltung, dessen Gleichspannungszwischenkreis mit dem PV–Generator verbunden ist. Je nach gewähltem Pulsmuster für die Schalter hat dies mehr oder weniger starke Potentialsprünge am PV–Generator zu Folge. Die parasitären Kapazitäten des Generators werden dabei umgeladen, so daß hochfrequente Ableitströme in die Umgebung die Folge sind.

Je nach Generatoraufbau, Aufständerung und Oberflächenbenetzung mit Wasser können die parasitären Kapazitäten relativ groß sein (2...100 nF/kWp [1019]), bei Dünnschichtmodulen bis 1 μF/kWp [1043]), so daß erhebliche HF–Ableitströme in die Konstruktion fließen können. Beim Einfügen eines Transformators liegen die Koppelkapazitäten der Wicklungen in Serie mit den parasitären Kapazitäten des Generators und mindern so die Ableitströme. Es ist jedoch auch möglich, die Ableitströme durch den Einsatz geeigneter Topologien und Pulsmuster zu minimieren oder zu eliminieren. Flankierend werden häufig Filter zwischen PV–Generator und Wechselrichtertopologie eingesetzt. Diese Filter haben jedoch auch die Aufgabe, die Leistungselektronik vor atmosphärisch verursachten Überspannungen seitens des Generators zu schützen.

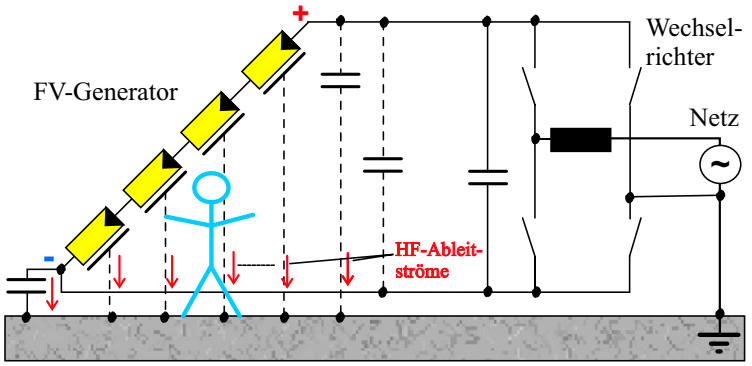


Abb. 11.58: *Veranschaulichung der parasitären Kapazitäten bei einer netzgekoppelten PV–Anlage mit einfachem B2I–Wechselrichter ohne Trenntransformator (nach [1022])*

Beim Aufbau photovoltaischer Anlagen können unterschiedliche Systemkonfigurationen eingesetzt werden. Einen Überblick hierüber ermöglicht Abb. 11.59. Berücksichtigt man die Tatsache, daß bei einer Reihenschaltung von Photovoltaikmodulen dasjenige mit dem geringsten Strom den Gesamtstrom bestimmt, wird deutlich, daß bei einem System mit der Möglichkeit teilweiser Abschattungen eine Anlage den höchsten Energieertrag liefern wird, bei der jedes einzelne Modul in seinem optimalen Arbeitspunkt betrieben wird, wie es der Systemansatz in Abb. 11.59a zeigt. Hier ist jedes PV–Modul mit einem eigenen Wechselrichter ausgestattet. Dies führt bei typischen Modulleistungen von 100...300 Wp zu sehr hohen spezifischen Kosten, die jedoch ggfs. durch hohe Stückzahlen und weitere Systemvorteile wie z.B. fehlende DC–Installationen kompensiert werden könnten. An Technologien für derartige modulintegrierte Wechselrichter wird seit Anfang der 90er Jahre gearbeitet.

Einen modularen Aufbau mit günstigeren spezifischen Kosten ermöglicht die sogenannte String–Technik (Abb. 11.59b). Dabei werden einzelne PV–Modul–Serienschaltungen (Strings) an einem Wechselrichter in ihrem optimalen Arbeitspunkt betrieben. Bei großflächigen, stromergiebigen Solarzellen kann man so Anlagen mit Leistungen bis zu einigen kWp aufbauen.

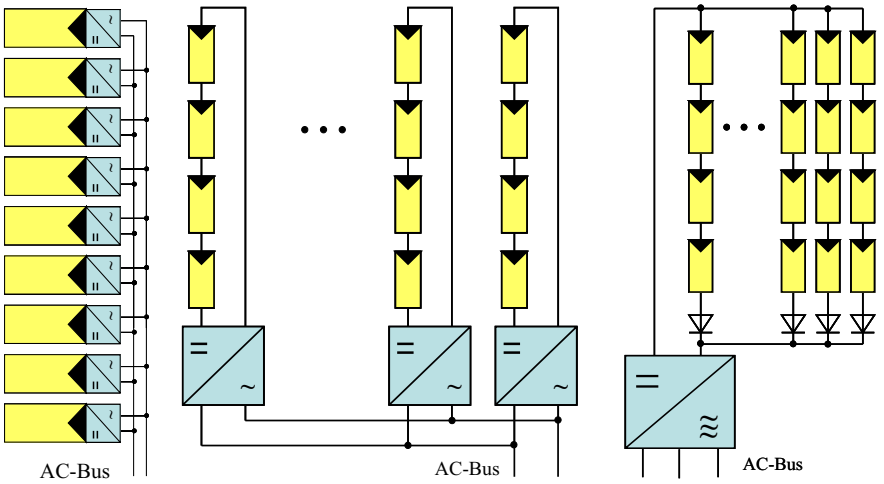


Abb. 11.59: *Systemtechnische Ansätze für die Struktur netzgekoppelter Photovoltaikanlagen a) modulintegrierte Wechselrichter, b) String–Wechselrichter, c) Zentralwechselrichter [1028]*

Bei PV–Anlagen mit mehr als 10 kWp ist die Parallelschaltung mehrer Strings zu einem Feld (Abb. 11.59c) üblich. Diese Gestaltung wird üblicherweise als Zentralwechselrichter bezeichnet. Jeder String aus PV–Modulen wird über eine Seriendiode entkoppelt, um eine Rückwärtsspeisung von Strings aus dem Netz und aus benachbarten Strings zu verhindern. Bei größeren Anlagen mit Zentral-

wechselrichter kann man im Teillastbereich den Wirkungsgrad der Gesamtanlage durch die DC– und AC–seitige Parallelschaltung mehrerer Wechselrichter kleinerer Nennleistung verbessern. Bei Einspeiseleistungen im Teillastbereich werden dann nur die erforderlichen Wechselrichtereinheiten aktiviert. Dadurch fallen die Verluste der nicht erforderlichen Einheiten auch nicht an und der Wirkungsgrad ist im entsprechenden Betriebsbereich höher.

Wenn die Strings aus unterschiedlichen Modulen aufgebaut sind, wie es bei gebäudeintegrierten PV–Anlagen mit angepassten Modulgrößen auftreten kann, hat jeder String einen eigenen optimalen Arbeitspunkt. Eine einfache Parallelschaltung aller Strings — wie in Abb. 11.59c gezeigt — würde dann nicht die Lieferung des maximal möglichen Energieertrags ermöglichen. Ungleiche optimale Arbeitspunkte können sich in größeren Anlagen auch durch Abschattungen und unterschiedliche Einstrahlungen bzw. Erwärmungen ergeben. In einem solchen Fall bietet es sich an, jeden String oder gleiche Gruppen von einem separaten Hochsetzsteller im Optimum zu betreiben und die Zusammenführung der bereitgestellten Energie erst im Zwischenkreis des Wechselrichters vorzunehmen (Multistring–Wechselrichter [1004]).

Die unterschiedlichen Ansätze zur Verbesserung des Wirkungsgrades der leistungselektronischen Energieaufbereitung werden ergänzt durch den Einbau von mehr Diagnoseoptionen, Schnittstellen zu Kommunikation sowie der Implementierung von Standards für eine Integration in andere Systeme. Dadurch wird man mittlerweile in die Lage versetzt, auch kleine autonome und erweiterbare 1– oder 3–phasige elektrische Netze für netzferne Gebiete aufzubauen. Durch die Nutzung des eingeführten Netzstandards in Verbindung mit der Übertragung von Prinzipien der Regelung für Kraftwerksverbundnetze auf die Regelung für diese Systeme lässt sich ohne großen Aufwand bei der Implementierung ein lokales elektrisches Versorgungssystem aufbauen. Durch die Verbindung komplementärer erneuerbarer Energiequellen in Verbindung mit Speichern und Backup–Systemen lassen sich elektrische Versorgungssysteme mit hoher Verfügbarkeit und geringem Primärenergieverbrauch aufbauen (Abb. 11.60) [1024].

11.3.4 Situation bei den Halbleiterschaltern

Die großen Bereiche für Eingangsspannung und Temperatur und die hohen Erwartungen an Lebensdauer und Wirkungsgrad etc. führten zu einer großen Zahl verschiedener Schaltungstopologien auf dem Markt. Erreichbarer Wirkungsgrad, Spannungsbereich, Topologie und nutzbare Schaltfrequenz sind sehr von der Art der verfügbaren Schalter abhängig. Abb. 11.61 zeigt den spezifischen Chip–Widerstand für konventionell vertikal strukturierte MOSFET, für CoolMOS^{TM}, für IGBTs und für MOSFETs und vertikale JFETs aus Siliziumkarbid (SiC) im eingeschalteten Zustand in Abhängigkeit von der nominalen (Durchbruchs–) Spannung. Für IGBTs wurde der Quotient von Durchlaßspannung und Nennstrom bei 125°C dargestellt. Die dargestellten Beispiele und Grenzen für die

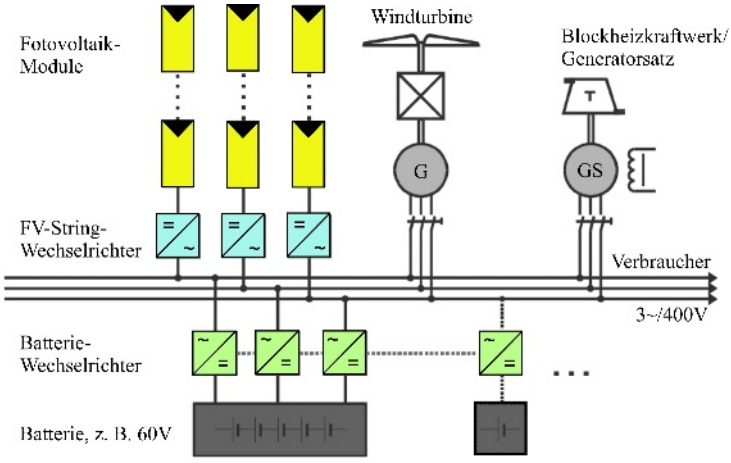


Abb. 11.60: *Systemaufbau für ein autonomes Versorgungsnetz, das hauptsächlich aus Solarenergie und Windenergie gespeist wird und durch Batterien mit entsprechenden Wechselrichtern gepuffert wird [1024]*

Bauelementetechnologien zeigen, daß für die Photovoltaik noch sehr interessante Perspektiven existieren.

Der spezifische Widerstand von vertikal strukturierten Standard–MOSFETs folgt der Nennspannung etwa mit der Regel $\sim U_{BR}^{2,5}$. Damit ist die CoolMOS^{TM}–Technik ein Designansatz, mit dem man diese Barriere durchbrochen hat. Der spezifische Widerstand folgt hier nur $\sim U_{BR}^{1,0}$. IGBTs zeigen zwar in Abb. 11.58 einen geringeren spezifischen Widerstand, jedoch wesentlich höhere Schaltverluste als Bauelemente mit unipolaren Ladungsträgern. Hier deutet sich mit SiC–Bauelementen ein Durchbruch auch in der Kombination von Durchlaß- und Schaltverlusten an. Derzeit steht diese Entwicklung noch am Anfang. Die wesentlich aufwendigeren Prozeßschritte für die SiC–Bauelemente im Vergleich zu Silizium werden diese auf absehbare Zeit zu höheren Kosten verfügbar machen. Einen allgemeinen Ersatz der Si–Bauelemente wird das SiC daher vorerst nicht erschließen. Der Einsatz dürfte jedoch sinnvoll sein in speziellen Topologien und bei hohen Schaltfrequenzen.

Abbildung 11.62 zeigt die Vergrößerung der normierten Schaltverluste für die derzeit am meisten genutzten IGBTs. Die Schaltverluste sind im Mittel viel größer als bei MOS-Transistoren. Bei 650 V CoolMOS^{TM}–Transistoren beträgt der Abstand z.B. mehr als zwei Größenordnungen (Infineon, SPP20N65C3). Ausserdem wachsen sie progressiv mit der Nennspannung: $\sim U_{BR}^{1,4}$.

Das Schaltverhalten liefert wichtige Gründe für die relativ große Vielfalt der genutzten Schaltungstopologien in der Solartechnik. Man hat die Möglichkeit durch geschickte Kombination der Eigenschaften von Schaltern und passiver Bauelemente, speziell magnetischer Bauelemente, sehr verschiedene marktfähi-

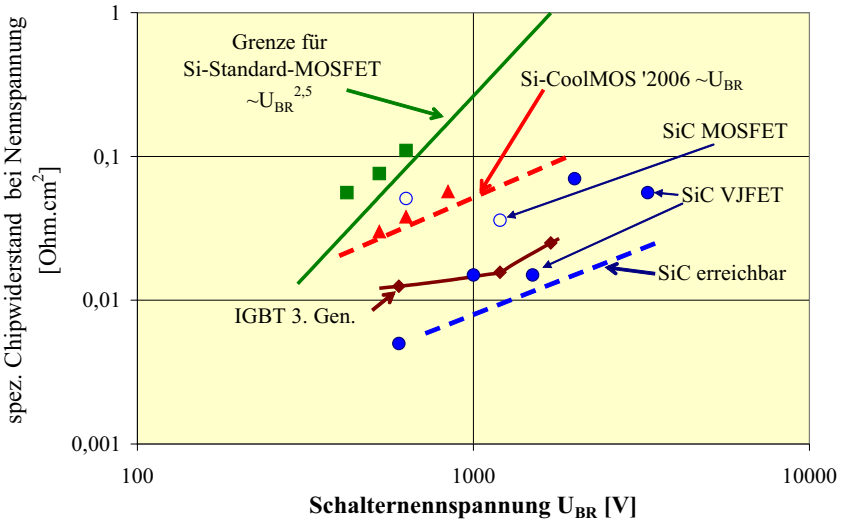


Abb. 11.61: *Spezifischer Widerstand im eingeschalteten Zustand bei Leistungsschaltern mit unterschiedlichem Aufbau (für IGBTs: Verhältnis von Spannungsabfall und Nennstrom bei 125° C) [1030, 1031, 1051]*

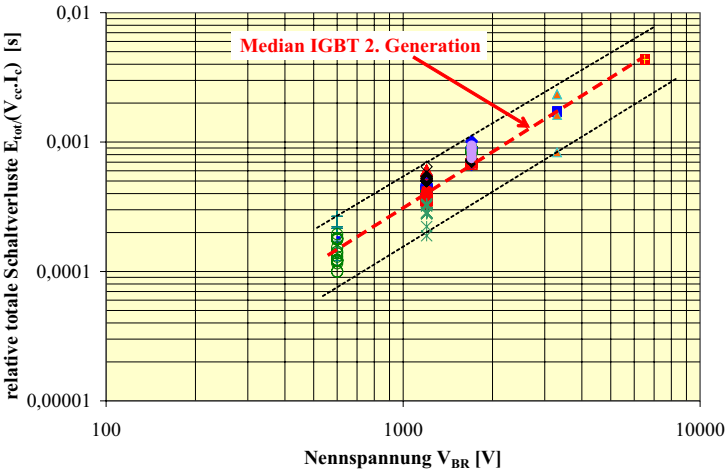


Abb. 11.62: *Normierte Schaltverluste von IGBTs, Quellen: Datenblätter Infineon, und IPOSIM Datenbank INFINEON verschiedene IGBT–Designs der 2. und 3. Generation [1016, 1051]*

ge Kompromißlösungen für die sich z.T. widersprechenden Optimierungsziele bei hocheffizienten Wechselrichtern zu erreichen.

11.3.5 MPP–Tracking

Wie in Kap. 11.3.2 erläutert ist die Ausgangsleistung eines Photovoltaikgenerators von vielen Parametern abhängig. Neben der eingestrahlten Leistungsdichte gehören dazu im wesentlichen die Ausrichtung des Generators, seine Temperatur und eventuelle Verschattungen. Für eine maximale Ausbeutung und Nutzung der Ressourcen ist es erforderlich, den Punkt maximaler Leistungsabgabe (MPP) zu ermitteln. Bei genau bekannten und vermessenen PV–Generatoren, die auf freiem Gelände ohne Verschattungen aufgestellt werden, ist eine solche Optimierregelung bzw. ein entsprechender Suchalgorithmus leichter zu realisieren, als für beliebig zu installierende Kombinationen aus PV–Generatoren und Wechselrichtern. Je nach Kombination der eingesetzten Module zu Strings hat der Algorithmus für das MPP–Tracking über einen weiten Spannungsbereich zu funktionieren. Eine Möglichkeit besteht darin, im PV–Generator eine gleichartige Zelle als Referenzzelle zu integrieren [1005]. Unabhängig vom Betrieb des PV–Generators kann dann durch ständiges Vermessen der Referenzzelle der optimale Arbeitspunkt bestimmt und durch die Stromregelung des netzseitigen Wechselrichters nachgeführt werden.

Bei PV–Generatoren, die aus Modulen mit unterschiedlicher Ausrichtung gegen die Einstrahlung (z.B. an Gebäuden) aufgebaut sind oder die Teilabschattungen erfahren können, ist diese Methode nicht anwendbar. Durch die beschriebenen Abweichungen von einem idealen großflächigen PV–Generator können mehrere lokale Leistungsmaxima auftreten. Hier hat man die Möglichkeit, durch periodisches Starten von Suchalgorithmen durch Variation des Ausgangsstroms in einem zweckmäßigen DC–Spannungsbereich den Punkt der maximalen Leistungsabgabe zu ermitteln. Zur Suche werden Methoden eingesetzt, die aus der nichtlinearen Optimierung bekannt sind (Intervallschachtelung, Monte–Carlo, generische Algorithmen etc., ggfs. mit Lernalgorithmen kombiniert). Auch Parameter, die die Symmetrie des Wechselanteils des Stroms aus dem PV–Generator abbilden, lassen sich zur Stabilisierung des MPP einsetzen. Sie allein führen jedoch stets nur zum Verharren auf dem jeweiligen lokalen Maximum der Leistung.

Während der Suche arbeitet das System naturgemäß nicht optimal. Notwendige Starthäufigkeit und Dauer des Suchalgorithmus können sich somit negativ auf die Energieausbeute auswirken. Eine weitere Möglichkeit, die auch ohne Eingriffe in die Funktion des PV–Wechselrichters arbeitet ist die kurzzeitige Trennung des Generators von der Wechselrichtereinheit für eine Bestimmung des optimalen Arbeitspunkts. Ein solches Verfahren wird in [1006] beschrieben. Der Photovoltaikgenerator kann dabei durch die Schalter S1 und S2 vom Wechselrichter getrennt werden und dadurch für einen kurzen Zeitraum Testroutinen unterzogen werden.

Nach Öffnen von S1 und S2 kann die Leerlaufspannung bestimmt werden. Nach Schließen von S3 über einen hinreichend kleinen Meßwiderstand R1 wird praktisch der Kurzschluß–Strom des PV–Generators gemessen. In der Steuereinheit sind dann die zugehörigen Kennlinien mit ihrer MPP–Spannung abgelegt und die Steuerung der angeschlossenen Last bzw. des angeschlossenen Wechselrichters erfolgt derart, dass die MPP–Spannung bei geschlossenen S1 und S2 sich am Pufferkondensator C2 einstellt [1006]. Wenn diese Schaltvorgänge schnell genug ablaufen und der Pufferkondensator C2 groß genug ist, dann kann die Energieeinspeisung ins Netz praktisch unbeeinflußt erfolgen. Nachteilig sind die maximal drei zusätzlichen Schalter, die mindestens für Generatorspannung und dessen Kurzschlußstrom ausgelegt sein müssen.

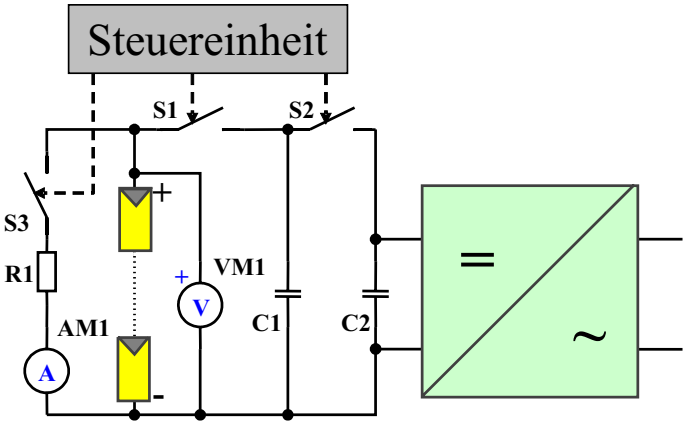


Abb. 11.63: *Schaltungsanordnung zur Steuerung der maximalen Energieausbeute aus Photovoltaik–Generatoren durch Bestimmung der aktuellen Generatorkennlinie [1006]*

Ein anderer Lösungsweg zur Datenerhebung bei dieser Schaltungsanordnung ist, nach Öffnen von S2 bei geschlossenem S1 zunächst den Meßkondensator C1 über Schließen von S3 zu entladen. Nach Öffnen von S3 lädt sich dann C1 auf. In kurzer Zeit kann man so bei entsprechender Abtastrate die aktuelle Kennlinie des angeschlossenen Generators $U_{PV}(\mathrm{I})$ bestimmen und durch einige Berechnungen den optimalen Arbeitspunkt ermitteln, der dann durch Steuerung der Belastung des PV–Generators eingestellt wird. Zum Beispiel kann U_{MPP} durch einen Suchalgorithmus der beiden größten benachbarten Werte des Produkts $I_{PV} \cdot U_{PV}$ bestimmt werden. U_{MPP} wird dann durch Interpolation zwischen den beiden zugehörigen Werten bestimmt. Die Algorithmen unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Geschwindigkeit und Robustheit gegenüber Meßfehlern und Störungen. Diverse Variationen und Kombinationen dieser grundsätzlichen Ansätze findet man in der einschlägigen Literatur.

11.3.6 Schaltungstopologien für netzgekoppelte Photovoltaik–Wechselrichter

11.3.6.1 Konzepte mit isoliertem Photovoltaikgenerator

In der Anfangsphase der netzgekoppelten Solarwechselrichter in den 80er Jahren war es zunächst naheliegend, einphasige oder dreiphasige Thyristorschaltungen einzusetzen. Abb. 11.64 zeigt einen 3–phasigen Thyristorstromrichter mit Transformatorkopplung an das Netz. Bei einem Steuerwinkel $\alpha > 90°$ elektr. ermöglicht diese Schaltung die Einspeisung von Wirkleistung in das 3–phasige Netz. Derartige Thyristorschaltungen haben sehr wenige, seit langem eingeführte und extrem robuste Komponenten. Dies führt zu geringen Kosten und hoher Zuverlässigkeit. Der Wirkungsgrad ist im Bereich von 94...97%.Nachteilig ist die vom Steuerwinkel abhängige erforderliche Steuerblindleistung (Grundschwingungsblindleistung) und die durch den nichtsinusförmigen Netzstrom verursachte Verzerrungsblindleistung. Vor allem die Netzrückwirkungen und der eingeschränkte Steuerbereich haben zu einem Rückgang des Einsatzes dieses Wandlers geführt.

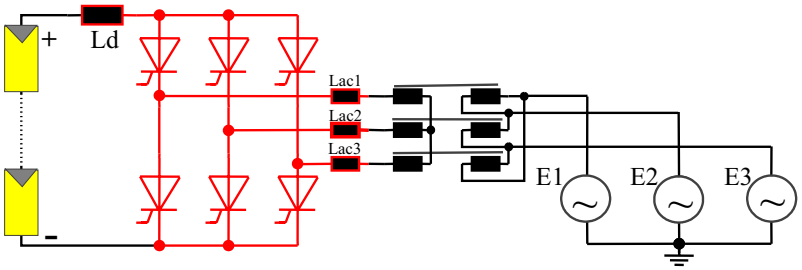


Abb. 11.64: *Dreiphasiger vollgesteuerter Thyristorgleichrichter, der zur Netzeinspeisung aus Photovoltaikgeneratoren mit einem Steuerwinkel >90° elektr. als Wechselrichter betrieben wird [1051]*

Der totale Leistungsfaktor ist wegen der durch das Schaltprinzip und die Steuerung induzierte Blindleistung (Grundschwingungs- und Verzerrungsblindleistung) gering. Der 50 Hz–Transformator ist deutlich größer als bei sinusförmiger Einspeisung. Durch die Anwendung einer Dy–Schaltgruppe für die Wicklungen lassen sich die Harmonischen mit durch 3 teilbarer Ordnungszahl unterdrücken. Die Spannung des Photovoltaikgenerators muß zur Gewährleistung der Funktion der Schaltung stets unterhalb der gleichgerichteten Netzspannung sein. Berücksichtigt man u.a. Begrenzungen für den Steuerwinkel zur Gewährleistung der Kippsicherheit etc. so ergibt sich ein vergleichsweise eingeschränkter Stellbereich bei variabler Spannung des Solargenerators. Der Nachteil der Steuerblindleistung läßt sich vermeiden, wenn man die Thyristoren durch abschaltbare Schalter ersetzt und mit $\cos\phi = 1$–Stromblöcke in das Netz einspeist [1035]. Dies ist aus der Rückspeisung von Energie zum Abbremsen von Antrieben bekannt. Durch das netzsynchrone Schalten im Wechselrichter fallen praktisch kaum Schaltver-

luste an. Zur Spannungsanpassung für das Erreichen des MPP ist jedoch ein vorgeschalteter DC/DC–Wandler erforderlich.

Die Nachteile führten dazu, daß Topologien mit Steuerblindleistung aus dem Markt mehr und mehr verdrängt wurden. An ihre Stelle traten ein- und mehrstufige selbstgeführte Wandlertopologien mit schnellen abschaltbaren Schaltern. Eine Grundschaltung zeigt dafür Abb. 11.65 mit einem Pulswechselrichter in Brückenschaltung (B2I–Schaltung). Mit diesem Konzept läßt sich sinusförmiger Strom ins Netz einspeisen und grundsätzlich sowohl Wirkleistung als auch Blindleistung unabhängig voneinander kontrollieren, was bei der vorgenannten Topologie in Abb. 11.64 nicht der Fall ist. Ein selbstgeführter Wechselrichter in 1– oder 3–phasiger Ausführung ist somit prinzipiell auch zum Aufbau eines Inselnetzes geeignet [1029].

Mit diesem Konzept wurde bislang ein maximaler Wirkungsgrad von 95,5% erreicht (Häberlin, SMC6000A). Die Steuerung der Schalter ist allgemein bekannt und einfach. Zur Verringerung der Schaltverluste und der Verluste in den AC–Drosseln kann man zur Einspeisung von reiner Wirkleistung das *single switch chopping* anwenden. Dabei bleiben während einer Periode z.B. die Schalter S3 und S4 offen, während S2 eingeschaltet ist und mit S1 die Pulsweitenmodulation ausgeführt wird. Durch die relativ geringe Kopplungskapazität der Wicklungen des Netztransformators werden die Ableitströme des PV–Generators in engen Grenzen gehalten. Dies wird unterstützt durch eine symmetrische Ausführung des Netzfilters, gebildet aus den beiden AC–Drosseln und dem Filterkondensator. Der einfache und robuste Aufbau dieses Konzepts hat zunächst zu einer recht weiten Verbreitung geführt.

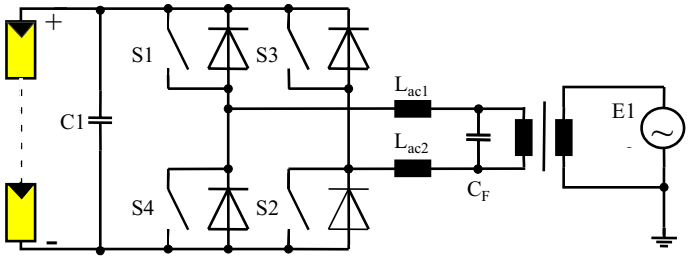


Abb. 11.65: *Einphasiger PWM–Wechselrichter +50 Hz Transformator [1028, 1051]*

Die Schaltung in Abb. 11.65 hat zur Netzseite hin ein rein tiefsetzendes Verhalten. In Grenzen kann eine Anpassung an unterschiedliche Bemessung der MPP–Spannungen des PV–Generators durch Anzapfungen des Transformators erreicht werden, allerdings zum Preis größerer Transformatormaße. Eine deutliche Erweiterung des Eingangsspannungsbereichs läßt sich erreichen, wenn man die Topologie auf der DC–Seite mit einem Hochsetzsteller erweitert (Abb. 11.66).

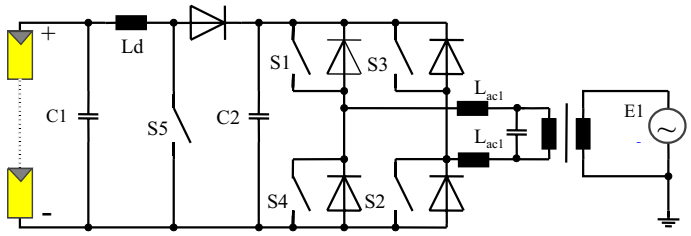


Abb. 11.66: *Boost Converter + PWM Single Phase Inverters + 50 Hz Trafo [1028, 1051]*

Hier isoliert noch immer der 50 Hz–Transformator die Solargeneratorseite vom Netz, so daß man relativ frei in der Wahl der Modulationsverfahren ist. Dem größeren Eingangsspannungsbereich steht ein geringerer Wirkungsgrad durch die zusätzliche Wandlerstufe entgegen. Der erreichte maximale Wirkungsgrad liegt bei 94% bis 95%. Gleichtaktstörungen bzw. HF–Ableitströme lassen sich weiter reduzieren, wenn man die Drossel des Hochsetzstellers teilt und zwischen beide Verbindungen zwischen S5 und C1 schaltet.

Einerseits liegt die Koppelkapazität zwischen eng gekoppelten Wicklungen von 50 Hz–Transformatoren von einigen kW im Bereich von weniger als 100 pF bis zu einigen nF. In der Regel gilt: Je enger die magnetische Kopplung (z.B. durch Wicklungsverschachtelung u.a.), desto größer die Koppelkapazität. Andererseits ist der 50 Hz–Trafo auch ein Bauteil mit hohem Gewicht und bemerkenswertem Eigenverbrauch, wenn man nicht auf kostspielige Sondermaterialien zurückgreift. Dies führte zu Schaltungstopologien mit Hochfrequenztransformatoren. Diese haben ein deutlich geringeres Gewicht und eine um ca. 1 Größenordnung geringere Koppelkapazität der Wicklungen. Sie verfügen über mindestens drei Wandlerstufen: HF–DC/DC–Wandler bestehend aus Wechselrichter und Gleichrichter sowie einem netzsynchronen Wechselrichter. Ein Beispiel zeigt Abb. 11.67.

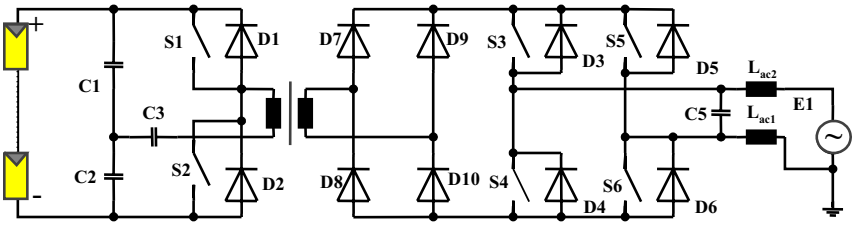


Abb. 11.67: *Dreistufiger DC/AC–Konverter mit HF–Transformator (Schwingkreiswechselrichter in Halbbrückenschaltung + Gleichrichter + Polwender) OKE-4, HICAAP-Projekt [1021, 1050]*

In diesem Schaltungskonzept wird ein Reihenschwingkreis–Wechselrichter in Halbbrückenschaltung für die erste Stufe verwendet. Die Einstellung des glei-

tenden Mittelwerts des Ausgangsstroms, der mit dem Filter C5+(L_{ac1}+L_{ac2}) geglättet wird, erfolgt durch eine Frequenzsteuerung der Schalter S1 und S2 unterhalb der Resonanzfrequenz des Schwingkreises. Die Schaltfrequenzen können ohne weiteres >100 kHz sein, da praktisch keine Ausschaltverluste der Schalter S1 und S2 anfallen. Insbesondere bei lückendem Ausgangsstrom ($f_s \leq 2 \cdot f_r$) sind die Verluste des Wandlers niedrig, weil dann die Steilheit des kommutierenden Stroms in den Schaltern S1 und S2 sowie den Dioden D1 und D2 begrenzt ist. Die nachfolgende Wandlerstufe beinhaltet einen schnellen ungesteuerten Gleichrichter, der die erzeugten Stromimpulse über eine dritte Stufe, einen nachgeschalteten Polwender S3 bis S6, mit der der Netzspannung entsprechenden Polarität in das Netz einspeist. Durch die nur mit Netzfrequenz schaltenden Schalter S3 bis S6 fallen hier nur sehr geringe Schaltverluste an und die Topologie bleibt unter diesem Aspekt interessant. Problematisch ist jedoch ein hinreichend sensibler und schneller Schutz der netzseitigen Schalter bei transienten Netzüberspannungen. Bei netzseitigen Wechselrichtern mit Spannungszwischenkreis ist die Absorption erheblicher Energieimpulse möglich, bevor sich die Spannung an den Schaltern signifikant erhöht. Bei der in Abb. 11.67 gezeigten Schaltung muß die Spannung am Ausgang des Polwenders durch zusätzliche, schnelle Schutzelemente auf zulässige Werte begrenzt werden. Die hohen möglichen Schaltfrequenzen ermöglichen extrem kompakte Bauweisen, weshalb dieses Konzept schließlich zur Anwendung kam. Es gibt zu diesem Ansatz mehrere verwandte Konzepte [1010, 1021, 1023].

Abb. 11.68 zeigt eine 4–stufige Topologie, die einen Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und HF–Transformator beinhaltet. Dadurch wird die Empfindlichkeit gegenüber der Netzseite entschärft. Auf der DC–Eingangsseite erreicht man durch die Kombination Tiefsetzsteller plus stromgespeisten Gegentaktwechselrichter in Mittelpunktschaltung einen weiten Eingangsspannungsbereich. Bei synchronisierter Kommutierung dieser ersten beiden Stufen lassen sich geringe Schaltverluste erzielen. Durch den HF–Transformator besteht nur eine sehr geringe Koppelkapazität zwischen Generator- und Netzseite. Ein *single switch shopping* ist hier problemlos möglich für die Minimierung der Schaltverluste, so daß trotz der vier Stufen maximale Wirkungsgrade um 95% erreicht werden.

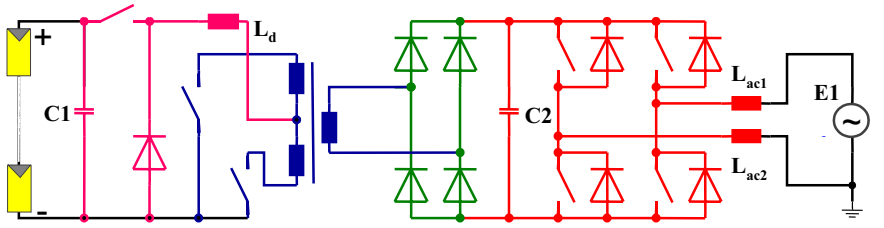


Abb. 11.68: *Vierstufiges Wandlerkonzept mit Tiefsetzsteller, Gegentaktwandler in Mittelpunktschaltung, Gleich- und Pulswechselrichter [1051]*

11.3.6.2 Transformatorlose Wechselrichter

Da Transformatoren als zusätzliche Wandlerstufe zu geringeren Wirkungsgraden führen, sind vor allem in den letzten 10 Jahren Topologien entwickelt worden, die einen Anschluß des PV–Generators ohne zwischengeschalteten Transformator gestatten. Verhindern lassen sich die HF–Ableitströme, wenn die Wandlertopologie eine Erdung des PV–Generators gestattet. Eine solche Topologie wurde in [1007] veröffentlicht und in den Markt eingeführt (Abb. 11.69).

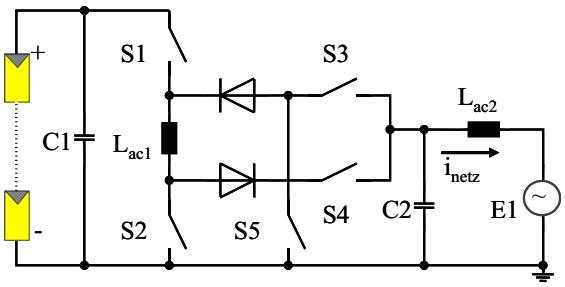


Abb. 11.69: *„Flying Inductor" Topologie [1007, 1051] mit geerdetem Photovoltaik—Generator*

In der patentierten Betriebsart [1007] arbeitet die Schaltung zur Einspeisung von Strom mit negativem Vorzeichen als Inverswandler, in dem S2 und S3 geschlossen sind und S1 die Pulsweitenmodulation ausführt:
S1 und S2 geschlossen — Stromaufbau in L_{ac1}; S1 auf, S2 und S3 geschlossen — S2, C2 (negativer Ausgangsstrom), untere Diode gesperrt, Stromabgabe über die obere Diode.

Zur Einspeisung von Strom mit positivem Vorzeichen werden die Schalter S4 und S5 geschlossen, während S3 geöffnet gehalten wird und die PWM durch synchrones Schalten von S1 und S2 erreicht wird.
S1 und S2 geschlossen — Stromaufbau in L_{ac1}; S1 und S2 auf, S4 und S5 geschlossen — Stromabgabe von L_{ac1} über untere Diode, S4, C2 (positiver Ausgangsstrom), beide Dioden werden dabei in Durchlassrichtung betrieben.

In beiden Polaritäten arbeitet die Schaltung mit tief- bzw. hochsetzendem Verhalten.

Es werden Stromblöcke in das Netz eingeprägt. Zur Glättung des Stroms für die Einhaltung der zulässigen Netzoberschwingungen muß daher ein kapazitives Filter eingesetzt werden. Dieses hat Blindleistung im Schwachlastbereich mit entsprechenden Verlusten oder geringeren totalen Leistungsfaktoren zur Folge. Je höher die Schaltfrequenz, desto geringer ist dieser Einfluß. Für die positive Polarität könnte man dies durch die Kombination 'S5 geschlossen + S1' für die PWM vermeiden, hat dann allerdings ein rein tiefsetzendes Verhalten für diese Polarität.

Abbildung 11.70 zeigt eine Schaltung, die ebenfalls eine asymmetrische Stellkennlinie aufweist, jedoch in beiden Stromrichtungen kein kapazitives Filter er-

fordert. Für positiven Ausgangsstrom ist S4 geschlossen. S1 und S2 arbeiten dann als Kaskade aus Hoch- und Tiefsetzsteller.

Positiver Ausgangsstrom: Hochsetzsteller: L1, S1, D1; Hochsetzsteller–Freilauf: L1, D1, C2, D2, C1; C2 und D2 Glättungskreis. Tiefsetzsteller: S2, D4, L2, E1, S4, C2; Tiefsetzsteller–Freilauf: L2, E1, S4, D3.

Für die negative Polarität des Ausgangsstroms sind S3 und S5 geschlossen, so daß nach dem Prinzip eines Cuk–Wandlers mit S1 ein negativer Ausgangsstrom bei negativer Ausgangsspannung erzeugt wird. In Abb. 11.70 wurden zur Darstellung ideale Schalter eingezeichnet. Reale Halbleiterschalter arbeiten jedoch in der Regel asymmetrisch. Zur Verdeutlichung der Schalterbeanspruchungen wurden deshalb die notwendigen Dioden–Funktionen grafisch mit eingefügt. Weitere Schaltungsbeispiele sind in [1008, 1041] enthalten.

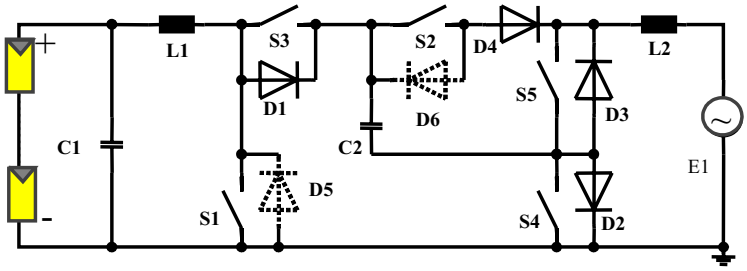


Abb. 11.70: *PV–Wechselrichter mit geerdetem PV–Generator und rein induktivem Filter [1014]*

Allen bisher behandelten Beispielen für transformatorlose PV–Wechselrichter mit geerdetem PV–Generator ist eine hohe Spannungsbelastung der Schalter im Normalbetrieb gemeinsam. Hinzu kommen Schwierigkeiten beim Schutz der Schalter gegen transiente Überspannungen aus dem Netz. Bei Wechselrichtern mit Spannungszwischenkreis wird die maximale Schalterspannung bei schnellen Netztransienten praktisch auf die Zwischenkreisspannung begrenzt. Bei einer Brückenschaltung mit Spannungszwischenkreis oder ähnlichen Schaltungen ist somit ein inherenter Bauelementeschutz gegeben. Eine Abhilfe schafft hier z.B. die Verwendung eines geteilten Photovoltaikgenerators (Abb. 11.71).

Durch die Halbbrückenschaltung kommt es zu einer relativ hohen Spannungsbelastung der Schalter. Dies wird jedoch abgemildert durch die gewählte Dreipunkt–Schaltung (siehe Kap. 8.5.1). Damit haben z.B. die Schalter S1 und S2 nur die Hälfte der gesamten Gleichspannung des Zwischenkreises zu schalten. Damit fallen auch nur ca. die Hälfte der Schaltverluste einer alternativen Zweipunkt–Schaltung an. Die in Abb. 11.71 dargestellte Konfiguration kann nur in Wechselspannungsnetze einspeisen, deren Amplitude geringer als die Gleichspannung des Zwischenkreises ist. Problematisch wird die Schaltungsanordnung bei ungleichem Energieertrag aus beiden Generatorhälften, wenn der Mittelwert

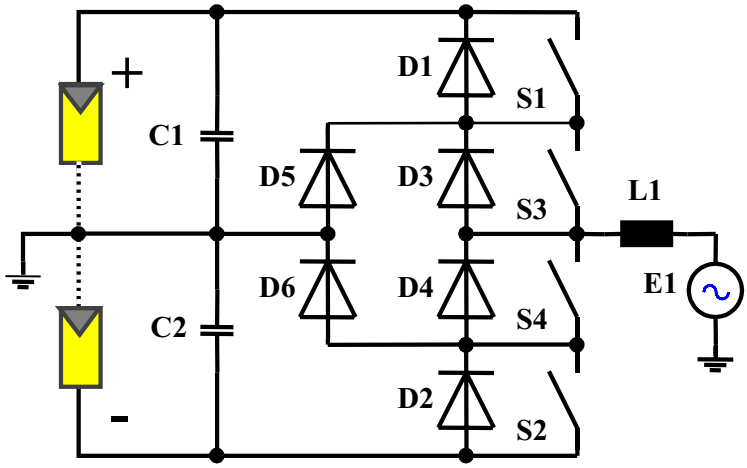


Abb. 11.71: *Beispiel für mittig geerdeten PV–Generator in Verbindung mit einem Dreiunkt–Wechselrichter in Halbbrückenschaltung für die einphasige Netzeinspeisung [1038]*

des in das Netz eingespeisten Stroms gleich Null sein soll. Zwangsläufig wird das Verhältnis aus Ertrag und theoretisch möglichem Ertrag sinken.

Es liegt somit nahe, das Potenzial dieser Schaltungen auf die Unterdrückung bzw. Vermeidung von Schäden durch Gleichtaktstörungen zu untersuchen, die zu den oben erwähnten hochfrequenten Ableitströmen führen. Es gibt hierbei die Möglichkeit, mit passiven Schaltungen (LCR–Filtern) eine Dämpfung der genannten Ströme zu erreichen oder durch aktives Eingreifen in die Schaltzustände ein synthetisches symmetrisches Schalten im Mittel zu erzwingen, so daß mit minimalem Aufwand Ableitströme begrenzt werden können.

Eine solche aktive Unterdrückung von Gleichtaktstörungen und Ableitströmen in PV–Anlagen ist in [1009] beschrieben. Während der Phase der Energieübertragung vom PV–Generator zum Netz sind die beiden Anlagenteile miteinander verbunden. In der Freilaufphase der Filterinduktivitäten wird durch zwei zusätzliche Schalter gegenüber der konventionellen Topologie parallel zum Ausgang der Brücke ein künstlicher „Null–Zustand“ eingefügt (Abb. 11.72), bei dem PV–Generator und Netz praktisch voneinander getrennt werden. Dies ermöglicht selbst bei asymmetrischen Modulationsverfahren, die geringere Verluste und Baugrößen bei den netzseitigen Induktivitäten zulassen, eine signifikante Verringerung der Ableitströme.

Der gleiche grundsätzliche Ansatz wird bei der in Abb. 11.73 gezeigten Topologie verwendet, jedoch anders umgesetzt. In der Freilaufphase für die Filterinduktivitäten werden durch eine spezielle Ansteuerung der Schalter der einphasigen Brücke und des Schalters in der Verbindung zum Gleichspannungs–Zwischenkreis das Netz und der PV–Generator voneinander getrennt. Damit wer-

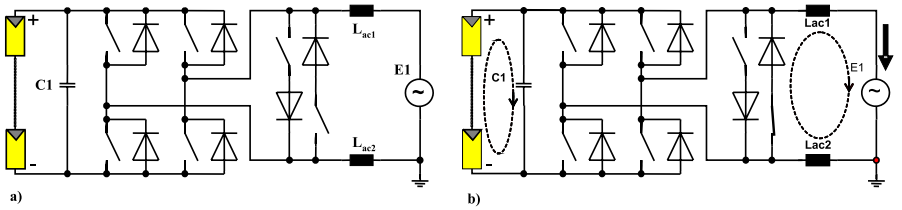


Abb. 11.72: *Modifizierter einphasiger Wechselrichter in Brückenschaltung zur Unterdrückung von hochfrequenten Ableitströmen [?, 1009, 1051]. a) Struktur; b) Freilauf—Situation*

den mit einem Schalter weniger ebenfalls künstliche „Null–Zustände“ im Schaltungsbetrieb eingesetzt.

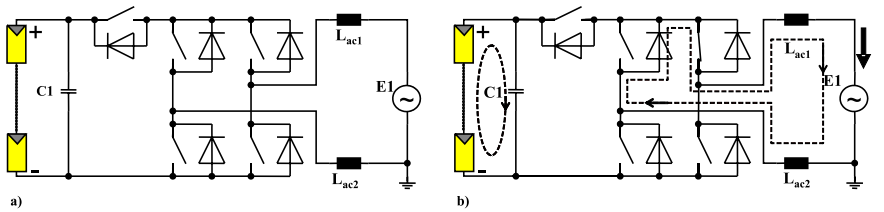


Abb. 11.73: *Topologie mit 5 Schaltern zur Synthese eines zusätzlichen „Null–Zustands“ [1010, 1051]. a) Prinzpschaltbild; b) Ströme in der Schaltung beim Freilauf der netzseitigen Induktivitäten*

Beide Schaltungen in Abb. 11.72 und Abb. 11.73 haben rein tiefsetzenden Charakter und müssen für ein gewünschtes hoch- und tiefsetzendes Verhalten erweitert werden. Weitere in der praktischen Anwendung oder der wissenschaftlichen Untersuchung befindliche Topologien werden in [1021, 1023, 1026, 1028, 1038, 1039] vorgestellt.

11.3.7 Weitere Entwicklung

Mit bereits erreichten 98% Wirkungsgrad ergibt sich wenig Spielraum für wesentliche Verbesserungen. Zielstellungen werden sich bei einem solchen Wirkungsgrad die Sicherung der Zuverlässigkeit und die Verringerung der Zahl der Kosten sein. Ein Weg kann die Verringerung der Anzahl aktiver Schalter sein, wie zum Beispiel im Z–Source–Wechselrichter (Abb. 11.74). Der Impedanz–Zwischenkreis ist sowohl bei ein- als auch bei mehrphasigen Anwendungen einsetzbar. Der netzseitige Strom wird wie bei einem gewöhnlichen Pulswechselrichter mit Spannungszwischenkreis durch Pulsweitenmodulation gesteuert. Während bei einem Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis jedoch ein überlappendes Schalten der Schalter eines Brückenzweigs zur Zerstörung der Schalter führt, hat dies bei

der Schaltungsanordnung nach Abb. 11.74 ein Aufladen der induktiven Speicher Ld1 und Ld2 zur Folge. Dadurch ist die Schaltung in der Lage, die Spannung an den Zwischenkreiskondensatoren C2 und C3 gegenüber der Spannung an C1 zu vergrößern. Mit der Überlappungsdauer der Schaltzeiten kann man das Spannungsübersetzungsverhältnis steuern [1047]. Abbildung 11.74b zeigt die Phase während der Aufladung der Speicherdrosseln. Durch das kurzzeitige Schließen der Schalter des Wechselrichters werden C2 und C3 in Reihe geschaltet und somit die Diode zwischen PV–Generator und Wechselrichter gesperrt. Ld1 ist dann parallel zu C3 geschaltet bzw. Ld2 parallel zu C2. Die beiden Kondensatoren geben einen Teil ihrer Energie zum Aufladen der induktiven Speicher ab.

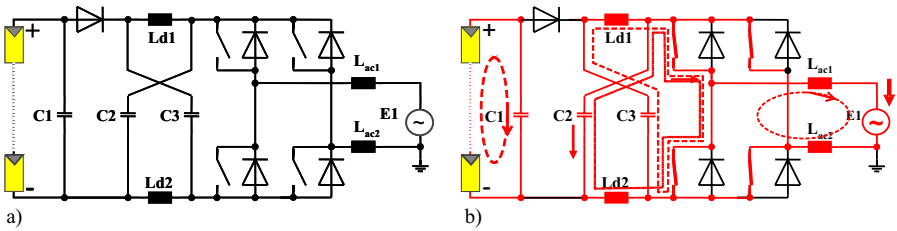


Abb. 11.74: *Impedanzzwischenkreis (Z–source) in Serie mit einem Pulswechselrichter [1013, 1051]. a) Schaltungsstruktur; b) Ströme während der Einschalt–Überlappungszeit des Wechselrichters zum Aufladen der Induktivitäten Ld1 und Ld2*

Im Gegensatz zu einer alternativen Konfiguration Hochsetzsteller und Wechselrichter ermöglicht diese Schaltung ein hoch- bzw. tiefsetzendes Verhalten für die Netzeinspeisung mit nur vier aktiven Schaltern und fünf Dioden. Die Diode im Zwischenkreis wird wie die in einem Hochsetzsteller dynamisch hoch beansprucht. Durch die gleichzeitige Steuerung des Ausgangsstroms und des Spannungsübersetzungsverhältnisses ist die Regelung etwas komplexer als bei der Alternative mit mehr aktiven Schaltern. Wie auch andere Schaltungen für netzgekoppelte photovoltaische Wandler ist diese Konfiguration auch geeignet für Quellen/Speichern mit weitem DC–Spannungsbereich wie Brennstoffzellen, Superkondensatoren, Batterien etc. [1040].

Verschiedene Ansätze [1001, 1011] zielen auf eine weitere Reduzierung der aktiv angesteuerten Schalter ab, um durch Verringerung der Anzahl der Elemente Lebensdauer- und Kostenvorteile zu erreichen. Dies wird jedoch in der Regel bei einer deutlichen Erhöhung der Spannungsbelastung der Schalter erreicht.

In einigen Ländern wie z.B. in Spanien und den USA ist durch die Anschlussregeln für das öffentliche Netz die Erdung des PV–Generators gefordert. Hinzu kommt noch z.B. in den USA die Forderung nach einer permanenten Überwachung dieser Erdung [1018, 1027]. Außerdem gerieten seit der deutlichen Zunahme des Einsatzes von photovoltaischen Dünnschichtmodulen die Degradationseigenschaften dieser Module, die sich offensichtlich von den kristallinen Siliziummodulen unterscheiden [1042], auch in den Fokus des Interesses bei der Entwicklung leistungselektronischer Energiewandler. Es ist offensichtlich so, dass bei PV–Modulen unterschiedlichen Aufbaus, je nach Potential der DC–Anschlüsse,

ein unterschiedliches Degradationsverhalten zu beobachten ist. Dünnschichtmodule sollen bevorzugt mit einem geerdeten negativen DC–Anschluss betrieben werden, während kristalline Siliziummodule mit Rückseitenkontaktierung wegen effektivitätsmindernder Polarisierungseffekte eher mit dem positiven DC–Anschlusses geerdet werden sollen [1042]. Bei Energiewandlern mit isolierendem Transformator führt dies zu keinen besonderen Problemen. Betrachtet man jedoch die Schaltungsbeispiele aus den Abbildungen 11.69 bis 11.73, so wird klar, dass bei den hocheffizienten Wechselrichteranordnungen ohne Transformator ein größeres Problem entsteht, wenn eine Erdung des PV–Generators gefordert wird und diese auch noch hinsichtlich der Polarität der Anschlüsse beliebig sein soll. Hier ist eine neue treibende Kraft zur Entwicklung neuer Schaltungen entstanden. Abb. 11.75 zeigt das Ergebnis einer solchen Schaltungsentwicklung.

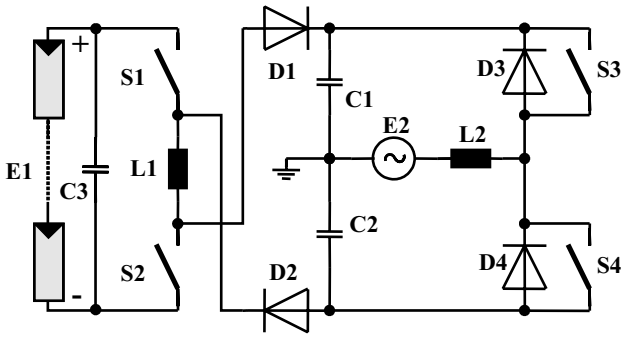


Abb. 11.75: *Beispiel für einen transformatorlosen PV–Wechselrichter, bei dem die Erdung von positivem oder netativem DC–Anschluss beliebig ist [1012].*

Auf der rechten Seite der Schaltung in Abb. 11.75 ist ein Pulswechselrichter in Halbbrückenschaltung mit einem geteilten Gleichspannungszwischenkreis und geerdetem Mittelpunkt als Beispiel für einen netzseitigen Wechselrichter mit den Schaltern S3 und S4 angeordnet. Auf der linken Seite des Schaltbildes ist ein bipolarer DC/DC–Wandler mit einem induktiven Speicher angeordnet. Dieser weist bei synchronem Schalten der Schalter S1 und S2 eine hoch-/tiefsetzende Charakteristik bezüglich der übertragenen Spannung an den Zwischenkreis auf. Offensichtlich ist egal, welchen Anschlusspol des PV–Generators man erdet. Interessant an dieser Schaltung ist außerdem, dass zwischen dem Erdungspunkt des PV–Generators und dem des Netzes im Unterschied zu den Anordnungen in den Abbildungen 11.69–11.71 betriebsmäßig nie Strom fließt. Dies ermöglicht eine separate Überwachung der Erdverbindung und der Fehlerströme des PV–Generators. Die dargestellte Schaltung ist ein Beispiel für eine neue Generation von transformatorlosen Energiewandlern für PV–Generatoren, die gerade erst am Beginn ihrer Entwicklung steht.

11.3.8 Erwartete Trends und Schlußfolgerungen

In den 90er Jahren ist die Technik der Solarwechselrichter in der Serienproduktion gereift. Die Wachstumsraten und Perspektiven inspirieren den Wettbewerb um die ökonomisch und technisch beste Lösung. Die hohen Erwartungen an Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit, Lebensdauer und geringe Kosten führen einerseits zu neuen Wandlertopologien und andererseits auch zu immer höheren Integrationsgraden für Komponenten und Teilsysteme, ähnlich wie in der Antriebstechnik. Für letztere sind bereits seit längerem komplette Wechselrichtertopologien inklusive Strom- und Spannungsmessung integriert und kostengünstig verfügbar [1049]. Eine Entwicklung in dieser Richtung läßt sich auch für die Solarwechselrichter erwarten. Mit einer Erwartung von 20 Jahren an die Lebensdauer bei einer Betriebsquote von ca. 50% ggfs. im Außenbereich sind die Maßstäbe für Solarwechselrichter jedoch ungleich höher als für allgemeine Antriebe. Transformatorlose Wechselrichterkonzepte haben wegen ihrer hohen Effizienz weite Verbreitung gefunden und werden sich weiter verbreiten. Insbesondere die Forderung nach Flexibilität des Einsatzes der Wandler sowohl für PV–Generatoren mit kristallinen Zellen als auch für solche mit Dünnschichtzellen treiben die Entwicklung neuer Wandlerkonzepte voran.

Zur Verringerung der Baugröße und Erhöhung der Zuverlässigkeit dürfte der Einsatz drei–phasiger Wechselrichterschaltungen an Bedeutung gewinnen. Die Kapazität der Kondensatoren des Zwischenkreises läßt sich dadurch verringern, so daß Elektrolytkondensatoren durch Kunststoff–Folienkondensatoren ersetzt werden können. Dieser Trend wird unterstützt durch immer größere Nennleistungen der neu installierten Anlagen.

Die Solarwechselrichter stellen hochflexible und effiziente Energiewandler im Niederspannungsnetz dar. Mit ihnen können neben der Bereitstellung von Wirkleistung auch andere Aufgaben erfüllt werden. Dieses Potenzial ist bislang weitgehend ungenutzt. Der zusätzliche Nutzen liegt im Bereich der Qualitätssicherung der elektrischen Energieversorgung (Blindleistungs–Kompensation, aktive Oberschwingungsfilter) und der Bereitstellung von Notstromversorgung bei Netzausfall. Dazu müssen die netzseitigen Wechselrichter Blindleistungsfähig sein und über entsprechende Regelungen sowie Schnittstellen zur Steuerung verfügen. An diesen systemtechnischen Zielstellungen wird zurzeit international gearbeitet.

11.4 Elektronische Betriebsgeräte für Lichtquellen

F. Bernitz, Fa. Osram, München

Zielsetzung dieses Kapitels ist es, einen Überblick über die Entwicklung und Anwendung elektronischer Betriebsgeräte zu geben. Der folgende Abschnitt über Betriebsgeräte für Lampen wurde von den Herren F. Bernitz, A. Huber und F. Franck der Firma Osram und Herrn F. Hansmann, Firma Hansmann, erarbeitet.

11.4.1 Einführung

Elektronische Betriebsgeräte sind wichtige Komponenten für die effiziente Umwandlung elektrischer Energie vom Netz oder einer anderen Stromversorgung in eine elektrische Form, wie sie für moderne energiesparende Lichtquellen benötigt wird. Die Bedeutung elektronischer Betriebsgeräte ist leicht zu erkennen, wenn man einerseits die weite Verbreitung der Glühlampe, andererseits ihre Unwirtschaftlichkeit beachtet.

Mit der Erfindung der Kohlefaden–Glühlampe durch H. Goebel 1854 und T.A. Edison 1879 wurde die Elektrifizierung der Haushalte initial ausgelöst. Die Lichtausbeute der Lampen betrug damals etwa $3\,lm/W$ (lm = Lumen, Einheit des Lichtstroms). Sie konnte durch die Verwendung von Wendeln aus Wolfram, bei einer eingestellten Brenndauer von $1000\,h$, bis heute lediglich auf $10 - 15\,lm/W$ gesteigert werden. Die Einstellung der Lebensdauer auf $1000\,h$ war und ist für Allgebrauchslampen ein Kompromiß, einerseits zwischen mäßiger Lichtausbeute, aber andererseits dem direktem Betrieb der Glühlampen an den international gebräuchlichen $100\,V$–, $120\,V$– bzw. $230\,V$–Netzen mit $\pm 10\,\%$ Netzspannungsschwankung, ohne ein zusätzliches Betriebsgerät zur Stabilisierung der Netze vorschalten zu müssen.

Wissenswert ist, daß sich bereits bei $5\,\%$ Netzüberspannung die Lebensdauer der Glühlampe mehr als halbiert, während sich der Lichtstrom verdoppelt. Bei $5\,\%$ Netzunterspannung verdoppelt sich dagegen die Lebensdauer der Glühlampe, aber der Lichtstrom reduziert sich um volle $20\,\%$ (s. Abb. 11.77). Dagegen steigt bei gleicher Lebensdauer und Lampenleistung die Lichtausbeute mit der Drahtdicke der Wolframwendel. So hat eine $120\,V\,/\,100\,W$–Glühlampe bereits eine 5 bis $15\,\%$ höhere Lichtausbeute als eine $230\,V\,/\,100\,W$–Lampe. Dies ist der wesentliche Grund, warum $12\,V$–Halogenglühlampen in Verbindung mit elektronischen Betriebsgeräten (sogenannten elektronischen Transformatoren, s. Kap. 11.4.7) in Europa sehr verbreitet sind, aber in den USA dieser Markt praktisch nicht existiert. Der Unterschied in der Lichtausbeute zwischen $12\,V$–Niedervolt–Halogenglühlampen (ca. $20 - 25\,lm/W$) und $120\,V$–Hochvolt–Halogenglühlampen (ca. $18\,lm/W$), wie sie in den USA eingesetzt werden, ist gering. Dieser geringe Unterschied genügt nicht, um die Kosten für ein Betriebsgerät aufzuwiegen, da die heutigen Schaltungstopologien, die notwendigen Bauelemente

und die Produktionskosten von elektronischen Betriebsgeräten noch nicht effizient genug sind.

Elektronische Betriebsgeräte sind dagegen viel erfolgreicher in Verbindung mit Lichtquellen einzusetzen, die im Vergleich zu den Glühlampen um den Faktor 5 bis 10 höhere Lichtausbeuten besitzen. Dies sind im wesentlichen Niederdruck- und Hochdrucklampen mit Lichtausbeuten in der Allgemeinbeleuchtung zwischen 50 und 100 lm/W (s. Kap. 11.4.2).

Andererseits bietet die Glühlampe mit ihrer weltweiten Verbreitung wichtige Substitutionspotentiale. Allein in Europa existieren ca. 3 Milliarden E27 Brennstellen. Der genormte E26 und E27 Lampenschraubsockel, eine Erfindung eines deutschen Mitarbeiters von T.A. Edison, trug maßgeblich zur schnellen Verbreitung der Glühlampe bei. Edison dachte bereits an große Stückzahlen und erkannte, daß ein elektrisches Versorgungsnetz in Verbindung mit einem „System“, das den Kontakt zwischen der Glühlampe und dem Netz herstellt, der genormte Schraubsockel, Voraussetzung für die Verbreitung der Glühlampe war. Diese erste international definierte Schnittstelle findet in der heutigen Zeit uneingeschränkte Akzeptanz, z.B. bei innovativen Kompakt–Energiesparlampen mit dem E27 Schraubsockel.

Der Hauptnachteil der Glühlampe seit ihrer Erfindung aber bleibt. Ihre laufenden Energiekosten ($\geq$ 60 W·0,18 €/kWh · 1000 h = 10,80 €)[11] sind mindestens 22 mal höher als ihr Einkaufspreis (ca. 0,49 €). Es ist einsichtig, daß derartige Lösungen nicht ökonomisch und umweltfreundlich sind. Abhilfe schaffen modernere, wirtschaftlichere Lichtquellen wie Halogen–Glühlampen, Nieder– und Hochdruck–Entladungslampen. Alle diese Lichtquellen lassen sich wirtschaftlich aber nur in Verbindung mit Betriebsgeräten, das heißt entsprechenden Wandlern betreiben. Bis ca. 1980 wurden nur Betriebsgeräte (sogenannte Vorschaltgeräte) mit 50/60 Hz Betriebsfrequenz eingesetzt. Sie war gleichzeitig die Betriebsfrequenz der Lampen. Seit 1980 werden diese Betriebsgeräte mehr und mehr durch elektronische Wandler mit Betriebsfrequenzen größer als 50/60 Hz ersetzt, die im Sprachgebrauch unter folgenden Begriffen eingeführt sind:

- EVG: elektronische Vorschaltgeräte (Electronic Ballast) für Niederdruck–Entladungslampen und Hochdruck–Entladungslampen;
- Elektronische Transformatoren für 12 V–Halogen–Glühlampen.

11.4.2 Lichterzeugung und Gliederung wichtiger Lichtquellen

Gliederung elektrischer Lampen

Elektrische Lampen werden in zwei Hauptgruppen eingeteilt, in Temperaturstrahler und in Entladungslampen deren Strahlung entweder direkt sichtbar ist oder durch Umwandlung an Leuchtstoff sichtbar wird. Elektrolumineszenz,

[11] im Dezember 2007

Lasereffekt und Leuchtdioden werden als technische Lichtquellen in der Allgemeinbeleuchtung bisher nicht genutzt, deshalb werden sie hier nicht behandelt. Die wichtigsten Merkmale, die eine Lichtquelle charakterisieren sind Lichtstrom, Lichtausbeute, Lichtstärke, Farbwiedergabe und Lebensdauer. Nur bei den Entladungslampen lassen sich diese Merkmale in Grenzen entsprechend der Anwendung einstellen. Auch aus diesem Grund wird der Nachteil, daß zum Betrieb der Lampen Vorschaltgeräte erforderlich sind, in Kauf genommen werden.
Die Gliederung technisch wichtiger Lichtquellen ist in Abb. 11.76 dargestellt [1059].

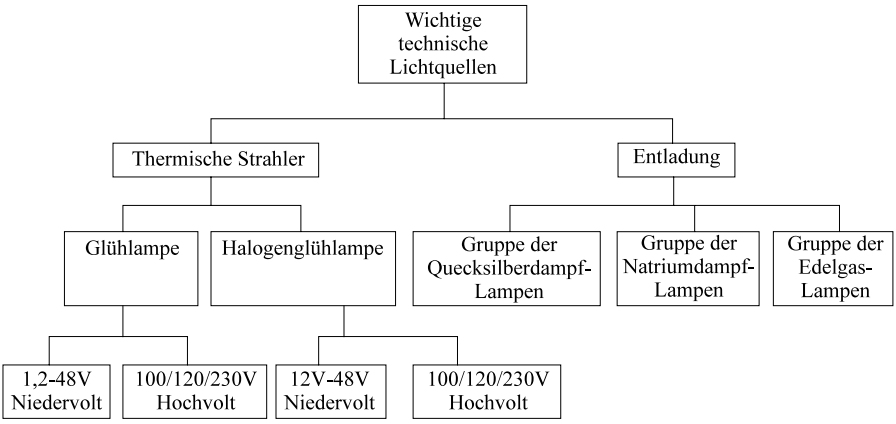


Abb. 11.76: *Gliederung technisch wichtiger Lichtquellen*

Lichterzeugung durch Temperaturstrahler

Zu den Temperaturstrahlern werden als wichtigste Vertreter die Glühlampen und die Halogenglühlampen (im Sprachgebrauch „Halogenlampen“) gezählt. Sehr hohe Strahlungsanteile im infraroten und relativ geringe im sichtbaren Bereich des Spektrums bestimmen die niedrigen Lichtausbeuten von etwa 10–15 lm/W für Glühlampen bzw. 15–25 lm/W für Halogenglühlampen. Die Wendeltemperaturen liegen bei 2000–3000 $°C$, dies liegt nahe an der Schmelztemperatur des Wolframs mit 3400 $°C$. Ein theoretischer Temperaturstrahler von 7000 $°C$ hätte eine Lichtausbeute von 95 lm/W, ist aber technisch nicht realisierbar. Die elektrische Energie verteilt sich wie folgt [1081]:

- Infrarotstrahlung 58 %;
- Sichtbare Strahlung 12 %;
- Elektrodenverluste 10 %;
- Verluste in den Stromzuführungen 10 %;

- Füllgasverluste 10 %.

Abbildung 11.77 [1062, 1083] zeigt für eine $40\,W$–Glühlampe den Einfluß von $\pm 5\,\%$ Netzspannungsänderung auf die Lampenlebensdauer und den Lichtstrom. Bei konstruktiven Vorgaben zur Vermeidung von Frühausfällen, d.h. um eine mittlere Lebensdauern von $1000\,h$ bei $\pm 10\,\%$ Netzspannungsschwankung erreichen zu können, ergeben sich nur Lichtausbeuten von etwa $10\,lm/W$. In den Lampensockel integrierte verlustarme Netzstabilisatoren lassen höhere Lichtausbeuten, insbesondere bei großen Netzspannungsschwankungen, erwarten.

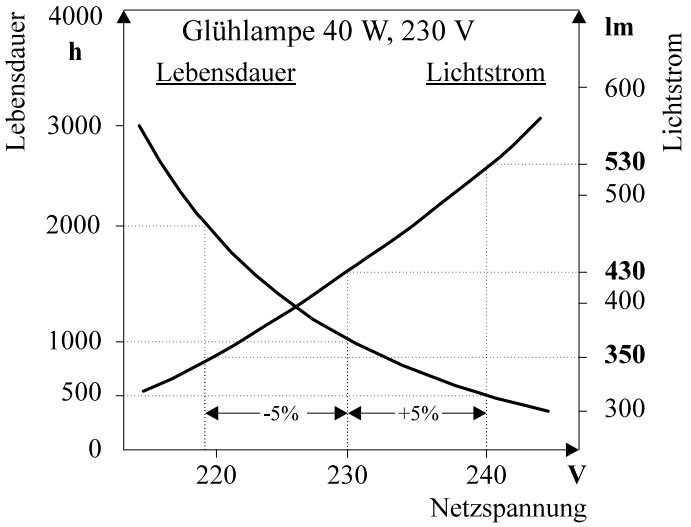


Abb. 11.77: *Lebensdauer und Lichtstrom einer $40\,W$–Glühlampe in Abhängigkeit von der Netzspannung*

Eine Weiterentwicklung der Glühlampe ist die Halogenglühlampe, bei der der Kolben mit Halogengas gefüllt ist. Dieser Füllgaszusatz sorgt dafür, daß die abdampfenden Wolframatome nach einem Kreisprozeß sich wieder auf der Wendel ablagern und damit eine Schwärzung des Kolbens vermieden wird. Wesentlicher Vorteil der Halogenglühlampe ist die höhere Lichtausbeute mit bis zu $25\,lm/W$ bei einer Lebensdauer von $2000\,h$. Die fehlende Kolbenschwärzung erlaubt den Bau von Kolben mit wesentlich kleineren Oberflächen. Daraus resultiert, daß die Kolben viel stabiler sind und höhere Edelgasdrücke möglich werden. Die dadurch wieder mögliche höhere Wendeltemperatur führt zu der höheren Lichtausbeute und zu dem gegenüber Glühlampen weißeren Licht. Die genannten Vorteile kommen nennenswert nur bei den Niedervolt–Halogenglühlampen zum Tragen. Die notwendige Wechselspannung von $12\,V$ wird durch konventionelle oder elektronische Transformatoren (s. Kap. 11.4.7) erreicht.

Lichterzeugung durch Entladungslampen

Entladungslampen besitzen ein geschlossenes Entladungsgefäß, das Gas bzw. Metalldampf enthält und mit zwei eingequetschten Elektroden versehen ist. Durch Anregung der Atome bei Stromdurchgang wird eine Strahlung erzeugt, die sowohl von der Gaszusammensetzung als auch von den Druckverhältnissen abhängig ist. Sie führt zur Einteilung in Niederdruckentladungslampen mit einem Betriebsdruck in der Größenordnung von $1\,Pa$ und Hochdruckentladungslampen mit einem Betriebsdruck von 10^4 bis $10^6\,Pa$. Je nach Gasfüllung wird sichtbares Licht direkt abgestrahlt oder die UV–Strahlung durch Leuchtstoffe auf der Innenseite der Glaskolben in sichtbares Licht umgewandelt. Durch die Zusammensetzung des Leuchtstoffes läßt sich die Lichtfarbe und Farbwiedergabe von Leuchtstofflampen in weiten Grenzen verändern.

Zur Zündung von Entladungslampen werden Starter oder Zündgeräte gebraucht, die genügend hohe Spannungs– und Energie–Impulse liefern, um die Gassäule, d.h. die Entladungsstrecke, zu ionisieren. Solange die Zündspannung klein ist, wirkt die Gasstrecke wie ein Isolator. Bei ansteigender Spannung kommt es zu einer schwachen Leitfähigkeit durch positive Ionen, die z.B. durch Höhenstrahlung immer vorhanden sind. Werden Neutralgasteilchen durch die ansteigende Spannung ebenfalls ionisiert spricht man von der multiplen Ladungsträger–Kollektion, die aber ohne Fremdionenzufuhr abklingt, deshalb ist diese Entladung „unselbständig“. Vermehrt sich die Eigenionisierung lawinenartig, so daß keine Fremdionen zur Initiierung mehr notwendig sind, gilt die Gasstrecke als „durchgeschlagen“, sie ist jetzt elektrisch leitfähig geworden, und es besteht eine „selbständige“ Entladung.

Durch Stoßionisation bilden sich beliebig viele Ladungsträger, der Strom muß daher begrenzt werden. Wenn der Strom auf Werte begrenzt wird, bei der sich die Elektroden nur geringfügig erwärmen, nennt man die Entladung Glimmentladung. Für technische Lichtquellen ist die Bogenentladung, die bei höheren Strömen eintritt, von Bedeutung.

Die Elektronen können einerseits aus der Kathode aufgrund einer hohen treibenden Spannungen von mehreren $100\,V$ durch Feldemission austreten, andererseits aber auch durch thermische Elektronenemission der Kathode nach dem Richardson–Gesetz erzeugt werden. Auf der Kathode bildet sich ein Brennfleck, der für alle Gasentladungen, die zur Lichterzeugung eingesetzt werden, typisch ist.

Im Strom–Spannungs–Diagramm in Abb. 11.78 [1052, 1066, 1068, 1074, 1075, 1080] werden die verschiedenen Betriebszustände einer Gasentladung dargestellt. Beim Zünden einer Lampe müssen alle Zustände der Kurve durchlaufen werden.

Je nach Grundfüllung der Entladung erfolgt die Einteilung der Lampen in:

- Quecksilberdampf–Lampen,
- Natriumdampf–Lampen,
- Edelgas–Lampen.

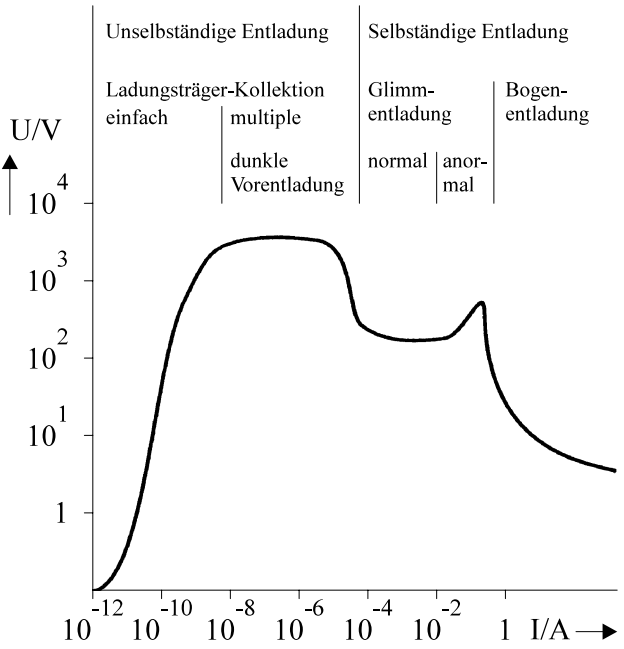


Abb. 11.78: *Strom–Spannungs–Diagramm einer Gasentladung*

Gruppe der Quecksilberdampf–Entladungslampen

Diese Gruppe zählt neben den Glühlampen zu den meistverbreiteten Lichtquellen. (Gliederung s. Abb. 11.79)

Leuchtstofflampen (Quecksilberdampf–Niederdrucklampen, Fluorescent–Lamps)

Die Leuchtstofflampen [1059,1081,1083] sind mit Abstand die wichtigsten Vertreter der Quecksilber–Niederdruckentladungslampen. Sie sind in der heute bekannten Stabform seit etwa 1938 auf dem Markt und haben als kompakte Energiesparlampe mit integriertem Betriebsgerät einen innovativen Höhepunkt erreicht. Die elektrische Entladung im Quecksilberdampf gibt bis zu 98 % der abgestrahlten Energie im ultravioletten Bereich des Spektrums ab. Leuchtstoffe wandeln diese ultraviolette Strahlung in sichtbares Licht um (Photolumineszenz). Stabförmige Leuchtstofflampen gibt es in den Leistungsklassen 18–58 W, Kompaktlampen (= Kompaktleuchtstofflampen) haben Leistungsklassen von 9–55 W.

Die Lichtausbeute bei Leuchtstofflampen liegen je nach Abmessung und nach Leuchtstoff zwischen 50 und 90 lm/W (5 bis 9 mal soviel wie bei der Glühlampe). Über die modifizierenden Leuchtstoffe lassen sich Farbtemperaturen über 5000 K (tageslichtweiß) einstellen. Der Lichtstrom von Leuchtstofflampen ist von der Umgebungstemperatur abhängig (s. Abb. 11.80 [1062]).

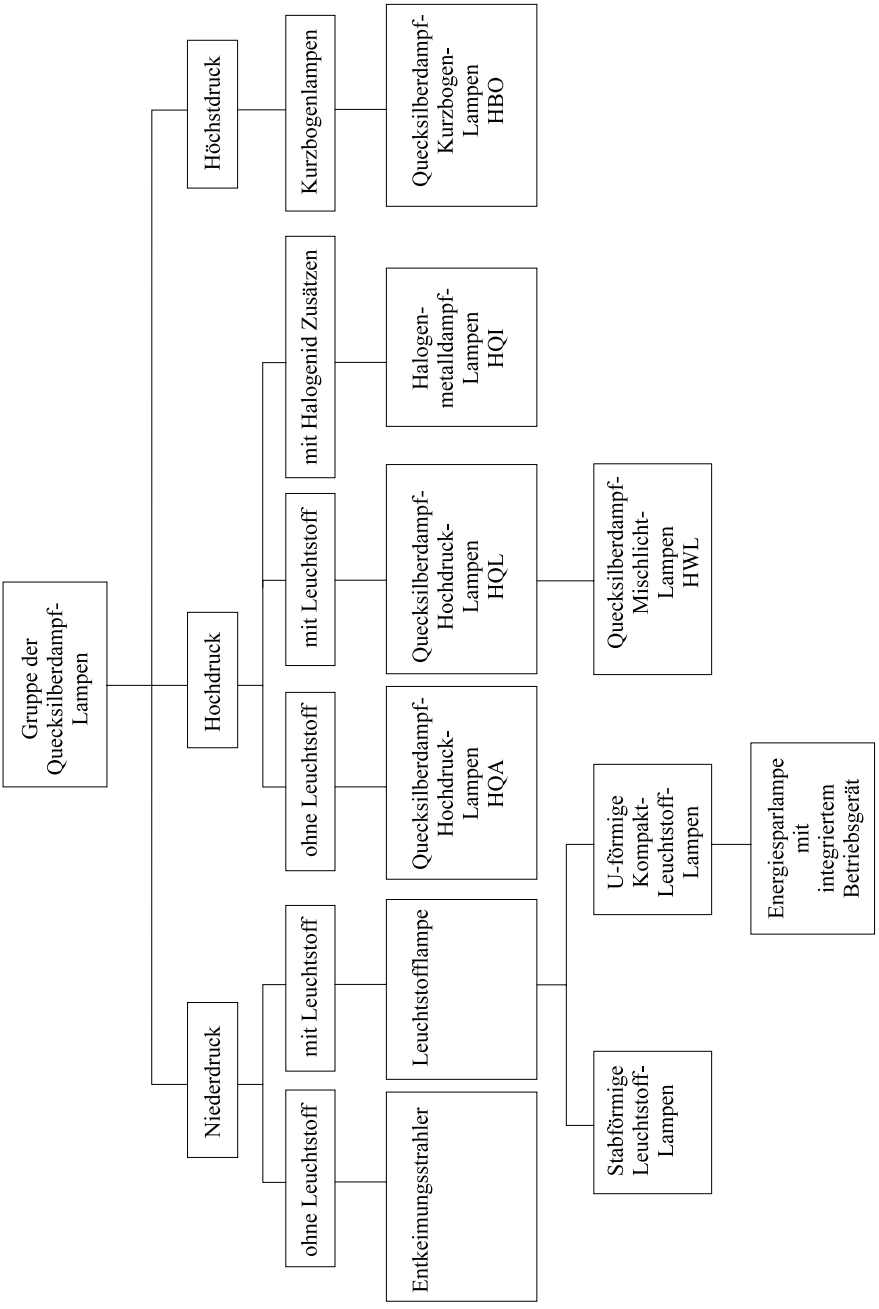


Abb. 11.79: *Gliederung der Quecksilberdampf–Entladungslampen*

Wie bei allen Gasentladungen ist auch hier für die Zündung und zur Strombegrenzung ein Betriebsgerät erforderlich. Besonders wichtig ist eine geeignete Vorheizung der wendelförmig aufgebauten Elektroden. Die Lebensdauer von Leuchtstofflampen liegt bei über 8000 h. Die Schaltlebensdauer (Anzahl der Aus- und Einschaltungen) erreicht bei geeigneter Vorheizung der Elektroden durch das Betriebsgerät bis zu 20000 Zyklen. Etwa 20 % der Neuanlagen mit Leuchtstofflampen werden trotz höherer Investitionen mit elektronischen Betriebsgeräten ausgestattet. Im Jahre 1980 war der Anteil der konventionellen Vorschaltgeräte noch 100 %.

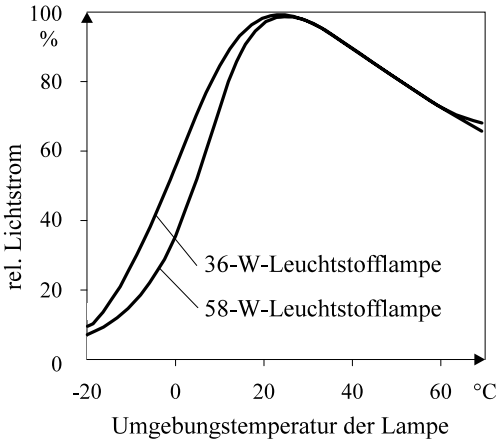


Abb. 11.80: *Lichtstrom einer* 36 W– *und einer* 58 W–*Leuchtstofflampe abhängig von der Umgebungstemperatur*

Quecksilberdampf–Hochdrucklampen HQL

Anwendung finden diese Lampen [1053, 1059, 1083] in der Außenbeleuchtung, in Industrie und Verkehrsanlagen und Sportplätzen. Nach dem Einschalten wird der volle Lichtstrom nach etwa 5 *min* erreicht, d.h. sobald das Quecksilber vollständig verdampft ist. Der Lichtstrom ist von der Umgebungstemperatur nahezu unabhängig, d.h. dieser Lampentyp wird in der Straßenbeleuchtung (kein Lichtstromabfall im Winter) vielfach eingesetzt. Handelsübliche Leistungsstufen sind 50 W, 80 W, 125 W, 250 W, 400 W, 700 W, 1000 W. Die Lichtausbeute liegt bei ca. 60 lm/W. Die Farbtemperatur liegt bei etwa 4000 K. Die Farbwiedergabe ist aufgrund der spektralen Verteilung nicht für Wohnräume geeignet. Als Betriebsgeräte werden heute ausschließlich konventionelle Vorschaltgeräte (Drosseln) zur Strombegrenzung eingesetzt.

Halogen–Metalldampflampen HQI (High Intensity Discharge Lamps)

Halogen–Metalldampflampen [1081, 1082] sind die konsequente Weiterentwicklung der Quecksilberdampf–Hochdrucklampen. Metallhalogenide sorgen für hervorragende Farbwiedergabe und Lichtausbeuten bis zu $100\,lm/W$. Das Leistungsspektrum reicht von $35\,W$ ($2400\,lm$) bis $3500\,W$ ($300.000\,lm$). Halogen–Metalldampflampen finden eine sehr breite Anwendung überall dort, wo anspruchsvolle Farbwiedergabe und gerichtete Strahlung erwünscht ist (Schaufenster, Stadien, Flughäfen). In Verbindung mit Xenon als Startgas wird dieser Lampentyp als hocheffiziente Lichtquelle für das Abblendlicht bei Kraftfahrzeugen eingesetzt. Dazu werden elektronische Betriebsgeräte ausgehend von $12\,V$ Bordspannung benötigt. Eine weitere zukünftige Anwendung dieses Lampentyps ist die Front- bzw. Rearprojektion von Fernseh- bzw. Video- und Personalcomputerbildern. Die Steuerung des fokussierten Lichtstrahles erfolgt durch Liquid Crystal Displays (LCDs, TFTs) oder Digital Mirrow Displays (DMDs). Bei annähernd punktförmiger Auslegung kann diese Lichtquelle auch für Glasfaserbeleuchtung eingesetzt werden. In Kap.11.4.6 werden die erforderlichen Schaltungsstrukturen der elektronischen Wandler für diesen Lampentyp ausführlich beschrieben.

Gruppe der Natriumdampf–Entladungslampen

Natriumdampflampen zeichnen sich durch hohe und höchste Lichtausbeuten in Verbindung mit einem gelblichen Licht aus. (Gliederung s. Abb. 11.81)
Natriumdampf–Niederdrucklampen NA

Natriumdampf–Niederdrucklampen sind in ihrem Aufbau Leuchtstofflampen ähnlich, liefern höchste Lichtausbeuten bis zu $200\,lm/W$ aber nur als monochromatisches gelbes Licht, das keine Farberkennung zuläßt. Einsatzgebiete sind die Beleuchtung von Fernstraßen oder von historischen Gebäuden. Zur leichteren Zündung wird Neon als Grundgas eingefüllt. Aufgrund der hohen Brennspannung (während des Anlaufs über die zweifache Netzspannung) können keine Drosseln zur Strombegrenzung vorgeschaltet werden, sondern es kommen überwiegend Streufeldtransformatoren als Betriebsgerät zum Einsatz.

Natriumdampf–Hochdrucklampen NAV (High Pressure Sodium Lamps)

Natriumdampf–Hochdrucklampen liefern bei sehr hohen Lichtausbeuten von bis zu $150\,lm/W$ und sehr hoher Lebensdauer ($10000\,h$) ein gelblich–weißes Licht, das im Gegensatz zu Natriumdampf–Niederdrucklampen farbiges Sehen in Grenzen ermöglicht. Üblicherweise erfolgt der Netzbetrieb durch vorgeschaltete Drosseln. Ein besonders interessanter Aspekt ist jedoch, daß durch einen elektronischen Pulsbetrieb die Farbwiedergabe drastisch verbessert wird und höchsten Ansprüchen genügt. Mit der Form des Pulspakets läßt sich bei ein und derselben Lampe — bei elektronischem Vorschaltgerät — die Farbtemperatur zwischen $2500\,K$ und $3000\,K$ einstellen und konstant halten (s. Kap. 11.4.6).

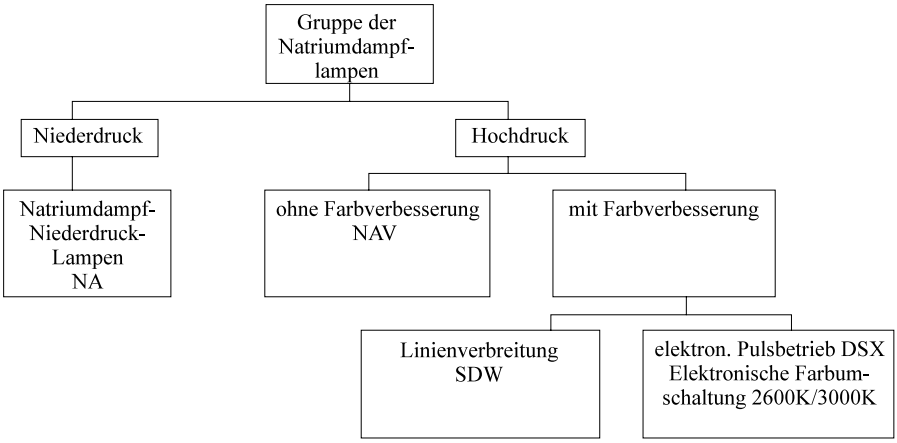


Abb. 11.81: *Gliederung der Natriumdampflampen*

Gruppe der Edelgas–Entladungslampen

Das Spektrum der Edelgasentladungslampen [1082] reicht von einfachen Glimmlampen für Signalanwendungen bis hin zu gleichstrombetriebenen Xenon–Hochdruckkurzbogenlampen hoher Leuchtdichte mit Leistungen bis zu $24\,kW$ für Film- und Fernsehproduktionen (Gliederung s. Abb. 11.82). Es werden elektronische Betriebsgeräte mit Leistungen bis zu $5\,kW$ verwendet. Für größere Leistungen werden konventionelle Vorschaltgeräte mit $50/60\,Hz$ Betriebsfrequenz eingesetzt.

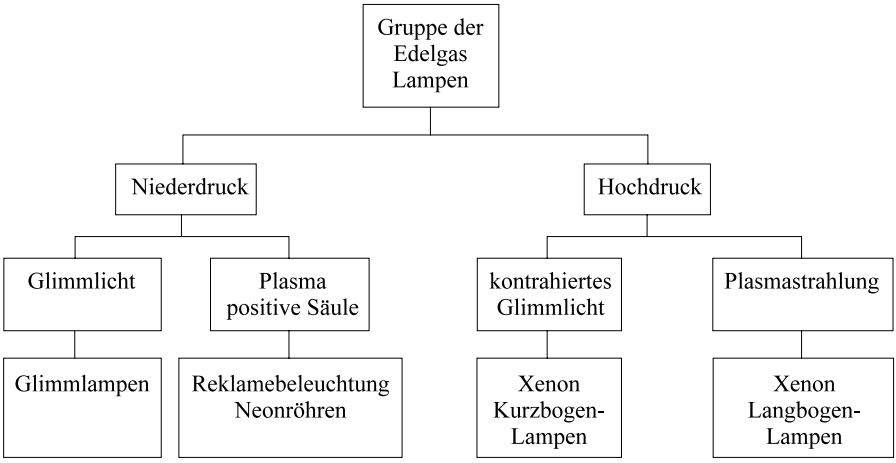


Abb. 11.82: *Untergliederung der Edelgaslampen*

11.4.3 Grundlagen zum Betrieb von Entladungslampen

Grundsätzlich entspricht die Entladungslampe in erster Näherung einer Spannungssenke und muß deshalb von einer Stromquelle versorgt werden. Bei den konventionellen Betriebsgeräten werden nur Komponenten zur Strombegrenzung verwendet, die mit Netzfrequenz betrieben werden. Der Wechselstrombetrieb der Lampen erfolgt mit Netzfrequenz bei sinusförmiger Versorgungsspannung, bei Gleichstrombetrieb der Lampen wird die Strombegrenzung durch Spulen auf der netzfrequenten Wechselstromseite erreicht.

Stromleitung in Gasentladungslampen

Unter dem Begriff Gasentladung wird der Durchgang eines elektrischen Stroms durch ein Gas oder durch Metalldampf zwischen zwei Elektroden verstanden. Die im Gas vorhandenen freien Elektronen (negativ) wandern zur positiven Elektrode, während sich die Ionen (positiv) zum negativen Pol bewegen. Der Zusammenstoß der Elektronen mit Atomen ist für die Erzeugung des Lichtes notwendig. Die lawinenartige Vermehrung der Ladungsträger in der Gasentladungsstrecke bei Stromfluß verursacht die fallende Strom–Spannungs–Charakteristik (s. Abb. 11.78, Abschnitt „Bogenentladung“). Bei konstanter Spannung an der Entladungsstrecke steigt der Strom innerhalb weniger Millisekunden auf Werte, die zur Zerstörung der Lampe führen würden, wenn nicht strombegrenzende Betriebsmittel vorgeschaltet wären. Der Entladungsstrom muß somit durch einen äußeren Widerstand begrenzt werden. Bis die Bogenentladung erreicht wird, durchläuft die Entladung mehrere Phasen, entsprechend Abb. 11.78, in diesen Phasen werden viel höhere Spannungen benötigt (Dunkelentladung, Glimmentladung) als im stationären Betrieb. Betriebsgeräte für Entladungslampen, konventionelle oder elektronische, müssen so aufgebaut sein, daß alle Phasen vom Durchschlag über die Glimmentladung (normal, anormal) schnell durchlaufen werden, bis die Bogenentladung sicher erreicht wird und stabil brennt, möglichst unabhängig von Alterungszuständen der Lampen.

Glimm- und Bogenentladung, Lampenstromkreis

Bei dieser Betrachtung soll die Glimmentladung über eine externe Zündung eingeleitet werden. Mittels eines Funkengenerators erfolgt die Initial–Ionisation.

Die Aufnahme der Lampenkennlinie ist schwierig weil die Stromquelle zeitlich so gesteuert sein muß, daß die thermische Zeitkonstante des jeweiligen Lampentyps (abhängig von Elektroden, Füllung, Druck und Abmessungen) berücksichtigt wird.

Üblicherweise werden zur Ermittlung der Lampendaten Referenz–Vorschaltgeräte mit 50/60 *Hz* Betriebsfrequenz eingesetzt. Die Lampenentwicklung basiert also auf konventionellen 50/60 *Hz*–Betriebsgeräten. Bei der Entwicklung von elektronischen Betriebsgeräten muß dieser teilweise historischen Tatsache höchste Bedeutung geschenkt werden.

Einerseits darf ein elektronisches Betriebsgerät in keiner Phase des Lampenbetriebs, vom Start bis zur Zündung, der 50 *Hz*–Drossel unterlegen sein, da es ansonsten auf dem Markt nicht konkurrenzfähig ist. Andererseits können elektronische Betriebsgeräte mit kleineren Innenwiderständen zu starken Überbelastungen der Lampe während des Anlaufs führen. Als Beispiel kann Wolfram von den noch zu kalten Elektroden abgespattert werden, wobei der Kolben geschwärzt wird, und damit der Lichtaustritt reduziert und der Brenner thermisch überbelastet wird.

Die Anlaufproblematik einer Lampe soll in Abb. 11.84 an einem Minimalmodell eines Lampenstromkreises (Abb. 11.83), bestehend aus einer verstellbaren Wechselspannungsquelle U_Q, einer Entladungslampe und einem zur Strombegrenzung in Serie liegenden Widerstand R, dargestellt werden.

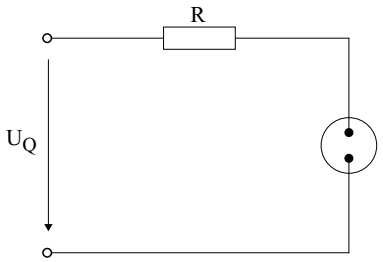


Abb. 11.83: *Lampenstromkreis*

In Abb. 11.84 sind die Lampenkennlinie [1080], sowie die Widerstandskennlinien für zwei unterschiedliche Spannungen U_Q dargestellt. Ausgehend von einer externen Initialzündung durchläuft die Lampe bei U_{Q1} die Glimmphase. Am Arbeitspunkt AP_1 steht aber nicht mehr genug Spannung zur Verfügung für den Übergang in die Bogenentladung. Die Lampe stabilisiert sich im unerwünschten Arbeitspunkt AP_1 in einer Glimmentladung.

Wird das gleiche Experiment mit der höheren Versorgungsspannung U_{Q2} durchgeführt, so werden alle Phasen sicher durchlaufen. Die Lampe stabilisiert sich im Arbeitspunkt AP_2 in einer Bogenentladung.

Dieses Modell ist selbstverständlich stark vereinfacht und gilt nur in erster Näherung.

11.4.4 Konventionelle Betriebsgeräte (Vorschaltgeräte) für Entladungslampen

Ohmsche Widerstände werden in der Lampenleitung nur in Ausnahmefällen zur Strombegrenzung verwendet, gemessen an der Lampenleistung wären die Verluste viel zu groß. Bei Wechselspannung werden hauptsächlich Spulen, aber auch Kondensatoren als Begrenzungswiderstände eingesetzt. Verluste entstehen dann nur durch die ohmschen Anteile. Trotz der im Prinzip primitiven Grundschaltung

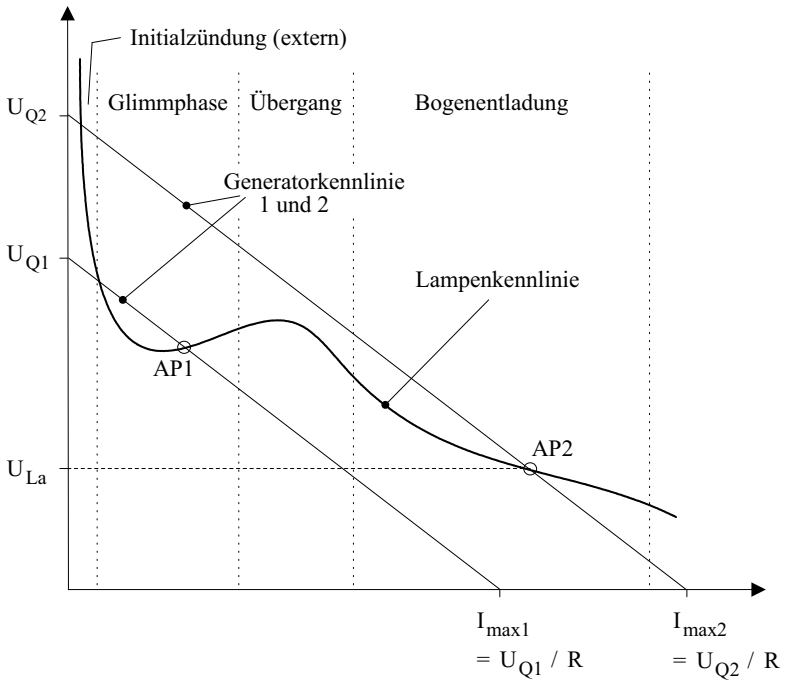


Abb. 11.84: *Lampen- und Generatorkennlinie für die Lampenphasen Glimmen, Übergang und Bogenentladung*

in Abb. 11.85 sind die Verhältnisse im Lampenstromkreis nicht ganz so einfach. Das liegt daran, daß die elektrischen Daten der Lampe wesentlich durch das

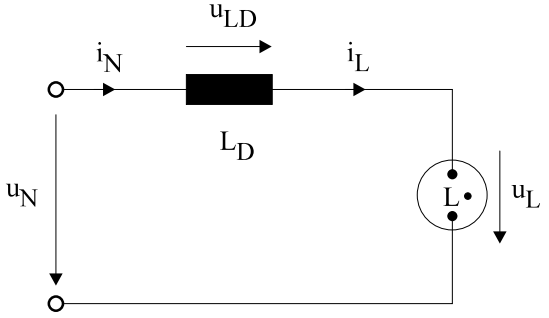


Abb. 11.85: *Lampenstromkreis bei Wechselstrombetrieb*

Betriebsgerät geprägt werden. Der zeitliche Verlauf der Lampenspannung und des Lampenstroms ist nicht mit der treibenden Netzspannung identisch. Abbil-

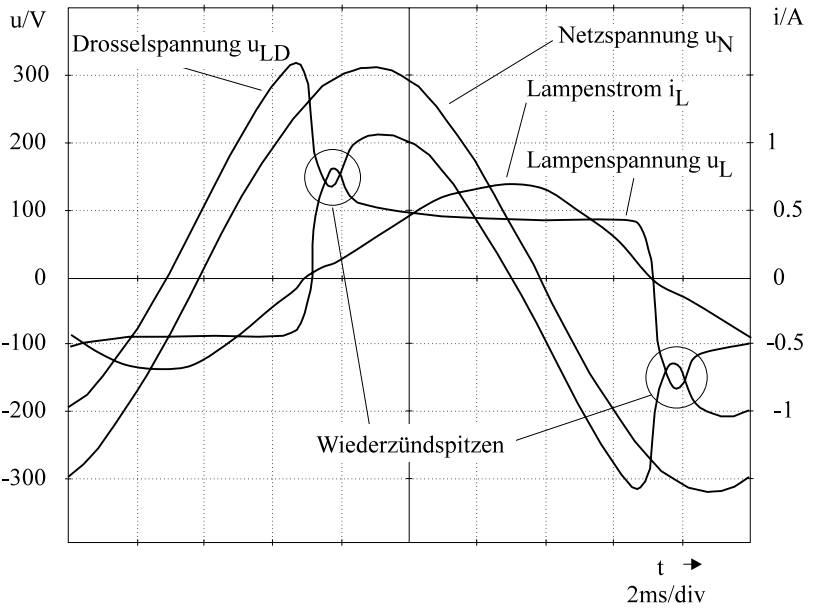


Abb. 11.86: *Verlauf der Netzspannung u_N, der Lampenspannung u_L, der Drosselspannung u_{LD} und des Lampenstroms i_L einer 70 W–Hochdruck–Entladungslampe HQI mit Drossel als Strombegrenzung im 50 Hz–Betrieb*

dung 11.86 zeigt dies am Beispiel einer 70 W–Hochdruck–Entladungslampe HQI. Auffällig ist, daß die Lampe nach jeder Netzhalbschwingung zu verlöschen versucht. Nach dem Stromnulldurchgang bilden sich auf der Lampenspannung sogenannte Wiederzündspitzen aus, die ein Verlöschen der Entladung verhindern. Dieser Verlauf ist für Entladungslampen im 50/60 Hz–Wechselstrombetrieb typisch. Die Form der Wiederzündspitze ist nicht nur durch die Lampe selbst, sondern auch durch die Schaltung bedingt. Sie beinhaltet wertvolle Hinweise über die Stabilität des Betriebes. Ein wesentlicher Vorteil des induktiven Lampenbetriebes ist, daß bedingt durch die Phasenverschiebung zwischen der Netzspannung und dem Netzstrom ein hoher Momentanwert der Netzspannung als treibende Spannung für das Wiederzünden der Lampe zur Verfügung steht.

11.4.5 Betriebsgeräte für Niederdruckentladungslampen

M. Heckmann, Fa. Osram, München

Die Betriebsgeräte für Niederuckentladungslampen lassen sich in zwei Hauptgruppen unterteilen:

1. KVG: Konventionelle Vorschaltgeräte, oft auch magnetische Vorschaltgeräte genannt;
2. EVG: Elektronische Vorschaltgeräte.

Der Schwerpunkt dieses Kapitels wurde den EVG gewidmet, dennoch soll ein kurzer Einblick in die KVG gegeben werden.

11.4.5.1 KVG für Niederdruckentladungslampen

Gasentladungslampen weisen allgemein das physikalische Phänomen auf, dass mit steigendem Betriebstrom die Spannung über der Lampe sinkt (differentieller Widerstand ist negativ). Um einen stabilen Arbeitspunkt zu erreichen, ist ein seriell zur Lampe angeordnetes Bauteil im Stromkreis erforderlich, welches strombegrenzende Eigenschaften besitzt. Als verlustarme Lösungen bieten sich hierfür Drosseln und Kondensatoren an. Abbildung 11.87 zeigt die weit verbreitete Schaltung mit einer Drossel und einem Glimmstarter. Diese Anordnung ermöglicht bei minimalem Bauteilaufwand eine zuverlässige Wendelvorheizung, generiert ausreichend Zündspannung und gewährleistet einen stabilen Lampenbetrieb.

Der Glimmstarter liegt parallel zur Leuchtstofflampe (vgl. Abb. 11.87) [12)] . Bei Anlegen der Netzspannung zündet zunächst die Glimmlampe im Starter da deren Zündspannung kleiner ist als die der Leuchtstofflampe. Der Glimmstrom (typ. 20 mA....40 mA) fliesst durch die Elektroden der Leuchtstofflampe und durch den Glimmstarter. Im Glimmstarter erwärmt er den integrierten Bimetallkontakt der elektrisch ebenfalls parallel zur Leuchtstofflampe liegt. Sobald dieser Kontakt schließt, fließt ein deutlich höherer Strom, der hauptsächlich durch die Impedanz der seriellen Drossel begrenzt wird. Während die Elektroden der Leuchstofflampe aufgeheizt werden, kühlt der Bimetallkontakt ab und öffnet nach wenigen Sekunden. Die in der Drossel gespeicherte Energie erzeugt entsprechend der schnellen Stromänderung (di/dt) eine hohe Spannungsspitze. Dieser Spannungsimpuls zündet die Leuchtstofflampe und die Lampe geht in den regulären Brennzustand über. Der Glimmzünder ist so ausgelegt, dass er bei der nun anliegenden Lampenbrennspannung nicht mehr glimmen kann. Der Bimetallkontakt bleibt somit offen.

[12)] Der Schalter im Glimmstarter wird als Bimetallschalter ausgeführt. Der Zündpuls wird nicht vom Starter, sondern von der Drossel beim Öffnen des Bimetallschalters generiert, d.h. es ist kein zusätzlicher Zünder notwendig. Die parallel zum Bimetallschalter liegende Kapazität dient hauptsächlich als Entstörkondensator.

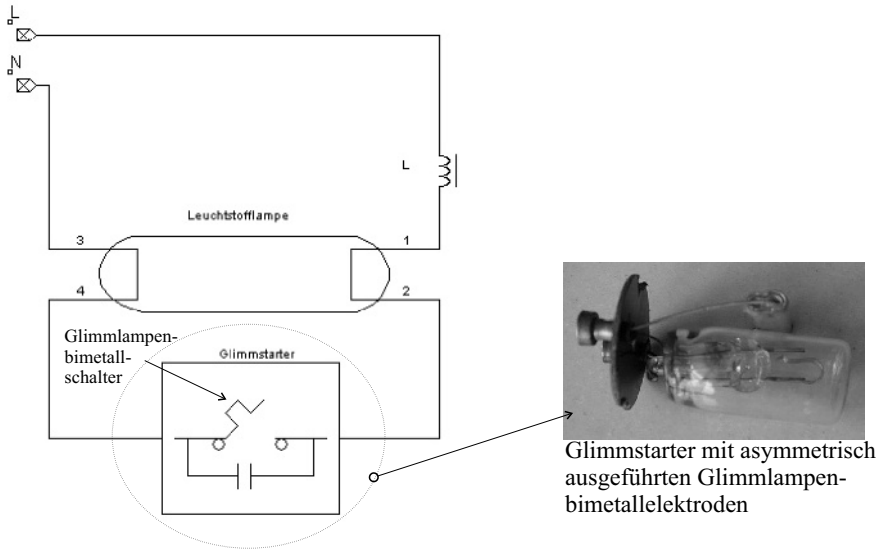


Abb. 11.87: *Leuchtstofflampe mit Drossel und Glimmstarter*

Ebenfalls üblich ist die Duo-Schaltung (vgl. Abb. 11.88). Hier wird eine Lampe mit induktivem Vorwiderstand und die zweite mit kapazitivem Vorwiderstand betrieben. Der zweite Zweig benötigt trotzdem eine Drossel, um die Zündspannung zu erzeugen. Die Kombination eines induktiven und eines kapazitiven Zweiges hat mehrere Vorteile. Elektrisch kompensieren sich die kapazitiven und induktiven Blindströme beider Lampenzweige. Zudem wird die Modulation des Lichtstromes verringert. Die Auslegung muss jedoch viele Kriterien gleichzeitig berücksichtigen.

Nutzung von KVG für Niederdruckentladungslampen

Niederdruckentladungslampen sind besonders weit verbreitet zur Beleuchtung im gewerblichen Bereich wie z.B. Büros und Kaufhäuser. Auch in öffentlichen Anlagen wie U-Bahn und Straßentunnel finden sie breite Anwendung. Die dominierenden Gründe für die Nutzung dieser Lampenart sind die hohe Lebensdauer und Effizienz. Die benötigten Vorschaltgeräte werden entsprechend ihrer Effizienz in verschiedene Kategorien eingeteilt.

Energie-Effizienz-Index (EEI)	**Bedeutung: Magnetische Vorschaltgeräte**
D	- mit hohen Verlusten
C	- mit moderaten Verlusten
B2	- mit geringen Verlusten
B1	- mit sehr geringen Verlusten

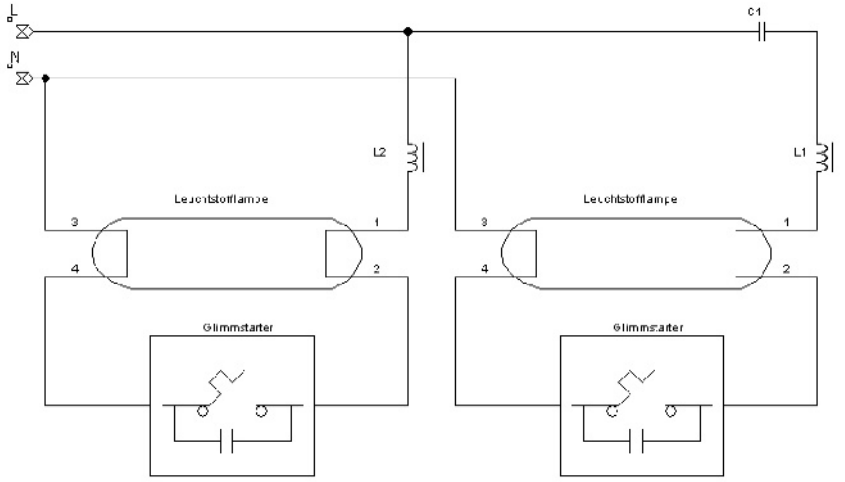


Abb. 11.88: *Duo-Schaltung*

Vorsicht ist insbesondere bei KVGs der Kategorien C und D geboten. Der Vertrieb von Geräten beider Kategorien ist seit einigen Jahren nicht mehr zulässig.

11.4.5.2 EVG für Niederdruckgasentladungslampen

Übersicht

Das marktübliche Produktspektrum teilt sich in drei Bereiche:

- Integrierte EVG
- EVG ohne Dimmfunktion
- EVG mit Dimmfunktion

Integrierte EVG finden meist in Energiesparlampen Anwendung. Die Platine wird im Sockelbereich in die Lampe integriert. Der geringe zur Verfügung stehende Platz und die hohen Umgebungstemperaturen stellen hohe Anforderung an Schaltung und Bauteile. Energiesparlampen sind in nahezu beliebigen Leistungsklassen und Formen erhältlich. Die Unterschiede bei der Qualität und Lebensdauer sind jedoch erheblich. Besonders hochwertige Modelle bieten auch bei häufigem Schalten eine Lebensdauer bis 15.000 h. Auch Produkte mit integrierter Dimmfunktion sind erhältlich.

EVG ohne Dimmfunktion stellen insbesondere im Bürobereich die wirtschaftlichste Lösung zum Betrieb von Leuchstofflampen dar und werden in höchsten Stückzahlen eingesetzt. EVG mit Dimmfunktion ermöglichen es die Lampenleistung und damit die Leuchtstärke beliebig einzustellen. Dies ermöglicht

z.B. in Büroräumen die Beleuchtung abhängig vom Tageslicht zu steuern. Auch in Wohn- und Verkaufsräumen wird die Dimmfunktion zunehmend häufiger gewünscht. Dimmbare EVG besitzen Steuereingänge über welche die Information für die gewünschte Dimmstellung zum EVG gelangt. Diese Eingänge können für analoge Signale (0...10 V), oder digitale Ansteuerung (DALI-System) ausgelegt sein. Oft werden Anlagen mit Tageslichtsensoren installiert. Sie ermöglichen eine automatische Anpassung der Beleuchtung an das einfallende Tageslicht.

Schaltungstechnik der EVG

EMV-Filter:

Mit einem Netzwerk aus passiven Bauelementen werden die vom EVG ausgehenden Störungen gefiltert, so dass kaum Störsignale ins Versorgungsnetz gelangen können. Die zulässigen Grenzwerte sind in der Norm für elektromagnetische Verträglichkeit festgelegt, EN55015.

Gleichrichter:

Meistens wird diese Stufe mit vier Dioden aufgebaut. Die vom Netz kommende Wechselspannung wird zu pulsierender Gleichspannung gleichgerichtet.

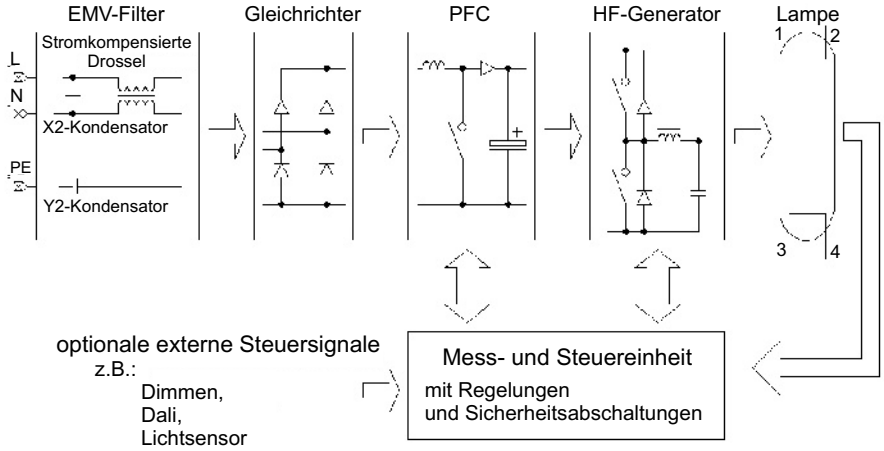


Abb. 11.89: *Blockschaltbild eines EVG*

PFC

Diese Abkürzung steht für „Power Factor Correction“. Das EVG soll möglichst sinusförmigen Strom vom Netz aufnehmen. Dies kann durch aktive Elektronik als auch mittels passiver Netzwerke erreicht werden. Die relevante Norm für Netzstromoberschwingungen ist die IEC61000-3-2 (siehe Kap. 11.4.6).

HF-Generator:
Dieser Schaltungsteil stellt den hochfrequenten Strom zum Betrieb der Lampe bereit. Typischerweise kommen hier Halb- oder Vollbrückenschaltungen mit zusätzlichen Resonanzkreisen zum Einsatz. Die Steuer- und Regelelektronik beinhaltet je nach Gerätetyp vielfältige Ablaufsteuerungen und Regelungen, um einen Lampenbetrieb gemäß EN60929 sicherzustellen (siehe Kap. 11.4).

Mess- und Steuereinheit-Sicherheitsabschaltung:
Diese Funktionseinheit beinhaltet üblicherweise eine Ablaufsteuerung für Vorheizung, Zündung und stationären Lampenbetrieb. Weiterhin sind oft Regelkreise für einzelne oder alle Betriebszustände implementiert.

Sicherheitsabschaltung:
Je nach Lampentyp und Anwendung sind verschiedene Sicherheitsabschaltungen erforderlich. Als neue Forderung zum Betrieb von T5-Lampen und Kompaktleuchtstofflampen ist insbesondere die EOL-Abschaltung (End Of Life) hervorzuheben. Am Ende der Lampenlebensdauer (End Of Lamp Life: EOLL) treten bei Leuchtstofflampen im wendelnahen Bereich erhöhte Spannungsabfälle auf (erhöhter Kathodenfall). Es entstehen auf engem Raum erhöhte Verluste, die zu Hotspots führen. Bei Lampen mit geringen Rohrdurchmessern können diese Hotspots das Glasrohr schmelzen oder zerbrechen. Beim Betrieb ohne korrekte Sicherheitsschaltung entstünde sowohl Brandgefahr als auch direkte Personengefährdung durch heisse Lampen, die unter Umständen sogar herabfallen könnten. Deshalb fordern aktuelle Sicherheitsnormen eine EOLL-Erkennung und Abschaltung bzw. Leistungsreduzierung auf unkritische Werte für T5-Lampen (16 mm Rohrdurchmesser) und Kompaktleuchtstofflampen.

Insgesamt ist das Thema Sicherheit bei EVG ausserordentlich komplex. Eingangsseitig werden EVG zwar meist lediglich mit 230V/50Hz gespeist, am Ausgang jedoch müssen für den Lampenstart Spannungen im kV-Bereich bereitgestellt werden. Darüber hinaus trägt die Norm weiteren Besonderheiten Rechnung, deren Ursprung in der Gasentladungsphysik und Lampenkonstruktion liegen. Die relevante Sicherheitsnorm ist die IEC61347-2-3.

HF-Generator: Halbbrücke und Resonanzlastkreis

Der HF Generator setzt sich aus einer Halbbrücke und einem Resonanzkreis zusammen (vgl. Abb. 11.90). Die Lampe wird in den Resonanzkreis eingebunden. Durch Frequenzvariation lassen sich die zum Lampenstart notwendigen hohen Spannungen erzeugen. Sobald die Lampe durchzündet, bewirkt sie eine erhebliche Dämpfung des Resonanzkreises. Aus der Lampenkennlinie und der Stromquellencharakteristik des LC-Resonanzkreises ergibt sich ein stabiler Arbeitspunkt. Besonders hervorzuheben ist die ausserordentlich verlustarme Arbeitsweise der Halbbrücke. Der Lastkreis wird oberhalb der Resonanzfrequenz betrieben und weist somit induktives Verhalten auf. Die Schalter der Halbbrücke arbeiten im ZVS-Softswitching-Betrieb. ZVS steht für ‚Zero Voltage Switching', d.h. während des Schaltvorganges liegt keine Spannung über dem Schalter an (siehe Kap. 9).

Die Simulation und Beschreibung der einzelnen Betriebsphasen für eine vollständige HF-Periode zeigt die Arbeitsweise im Detail (vgl. Abbildungen 11.90 und 11.91).

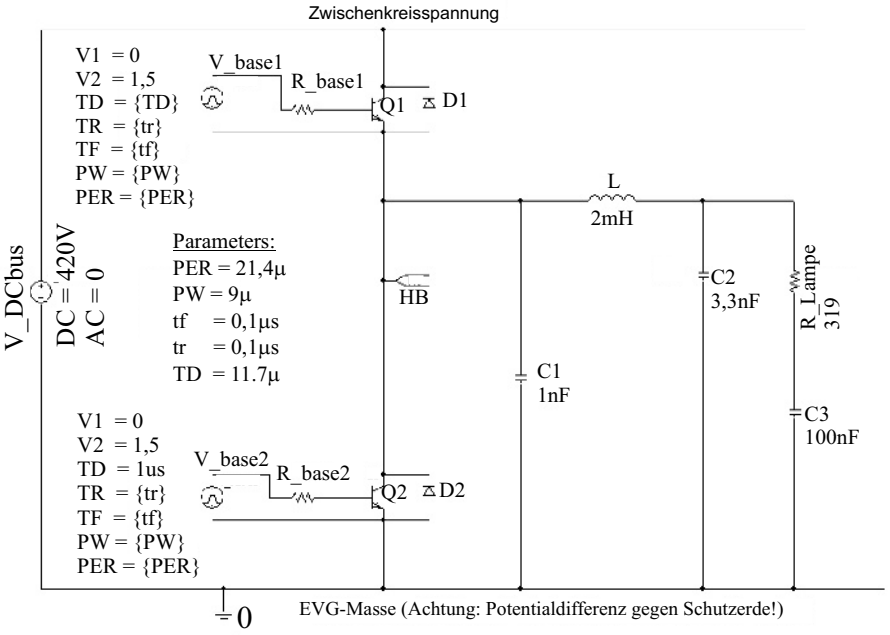


Abb. 11.90: *Vereinfachter Schaltkreis, Halbbrücke und Resonanzlastkreis*

Definition der relevanten Stromrichtungen:
I(D1): Positiver Strom durch D1 bedeuted Stromfluss von der Anode zur Kathode.
IC(Q1): Positiver Kollektorstrom bedeuted Stromfluss vom Kollektor zum Emitter.
I(D2): Positiver Strom durch D2 bedeuted Stromfluss von der Anode zur Kathode.
IC(Q2): Positiver Kollektorstrom bedeuted Stromfluss vom Kollektor zum Emitter.
I(L): Positiver Strom bedeuted Stromfluss aus der Halbbrücke heraus zur Drossel.
I(C1): Positiver Strom bedeuted Stromfluss von L zu C1.

Definition der Halbbrückenausgangsspannung:
V(HB): Spannung bezieht sich auf EVG-Masse.
HIGH = 420V. LOW = 0V.

Phase 1, $0\,\mu s < t < 2{,}9\,\mu s$:
Schaltzustand von Q1: OFF (isolierend)
Schaltzustand von Q2: Alle Zustände erlaubt, OFF (isolierend) als auch ON (leitend). Während dieser Phase wird Q2 durch die EVG-Steuerung von OFF (isolierend) zu ON (leitend) eingeschaltet. Der Schaltvorgang findet praktisch

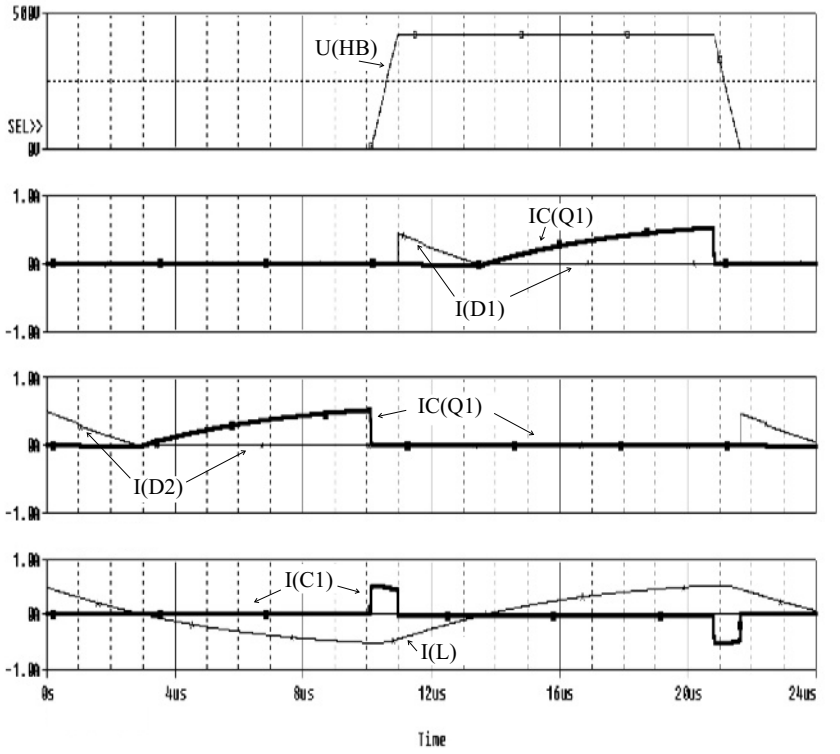


Abb. 11.91: *Simulationsergebnisse*

verlustfrei statt, weil die Spannung über Q2 nahezu Null ist (ZVS: Zero Voltage Switching).
Stromkreislauf: L ⇒ C2, R_Lampe, C3 ⇒ D2.
Die Halbbrückenspannung ist LOW. Der Strom in L ist positiv und sinkt auf Null ab.

Phase 2, 2,9 μs < t < 10,1 μs:
Schaltzustand von Q1: OFF
Schaltzustand von Q2: ON
Stromkreislauf: L ⇒ Q2 ⇒ C2, R_Lampe, C3.
Die Halbbrückenspannung ist LOW. Der Strom in L ist negativ.

Phase 3, 10,1 μs < t < 11 μs:
Schaltzustand von Q1: OFF
Schaltzustand von Q2: Bei t=10,1 μs schaltet die EVG-Steuerung Q2 aus. Der Schaltvorgang findet praktisch verlustfrei statt, weil die Spannung über Q2 während des Ausschaltmomentes nahezu Null bleibt (ZVS: Zero Voltage Switching). C1 verhindert einen sprungartigen Spannungsanstieg, $du/dt = I/C$.
Stromkreislauf: L ⇒ C1 ⇒ C2, R_Lampe, C3.

Die Halbbrückenspannung schwingt von LOW zu HIGH. Der Drosselstrom bleibt negativ und lädt C1 auf.

Phase 4, 11 μs < t < 13,5 μs:
Schaltzustand von Q1: Alle Zustände erlaubt, OFF als auch ON. Während dieser Phase wird Q1 durch die EVG-Steuerung von OFF zu ON eingeschaltet. Der Schaltvorgang findet praktisch verlustfrei statt, weil die Spannung über Q1 nahezu Null ist (ZVS: Zero Voltage Switching).
Schaltzustand von Q2: OFF
Stromkreislauf: L ⇒ D1 ⇒ V_DCbus ⇒ C2, R_Lampe, C3.
Die Halbbrückenspannung ist HIGH. Der Strom in L ist negativ und geht auf Null zurück.

Phase 5, 13,5 μs < t < 20,8 μs:
Schaltzustand von Q1: ON
Schaltzustand von Q2: OFF
Stromkreislauf: L ⇒ C2, R_Lampe, C3 ⇒ V_DCbus ⇒ Q1.
Die Halbbrückenspannung ist HIGH, der Strom in L ist positiv.

Phase 6, 20,8 μs < t < 21,6 μs:
Schaltzustand von Q1: Bei t=20,8 μs schaltet die EVG-Steuerung Q1 aus. Der Schaltvorgang findet praktisch verlustfrei statt, weil die Spannung über Q1 während des Auschaltmomentes nahezu Null bleibt (ZVS: Zero Voltage Switching).
C1 verhindert einen sprungartigen Spannungsanstieg, $du/dt = I/C$.
Schaltzustand von Q2: OFF
Stromkreislauf: L ⇒ C2, R_Lampe, C3 ⇒ C1.
Die Halbbrückenspannung schwingt von HIGH zu LOW. Der Drosselstrom bleibt positiv und entlädt C1.

Dieser Ablauf mit sechs verschiedenen Betriebsphasen wiederholt sich für jede HF-Periode.

Schaltvorgänge allgemein und Soft Switching:
Grundsätzlich können beim Schaltvorgang erhebliche Verluste in einem Schalter auftreten. Der Übergang von leitend zu isolierend (oder vice versa) führt in den meisten Schaltungen dazu, dass im Schalter gleichzeitig Strom- und Spannungsbelastungen auftreten. Die Multiplikation der Momentanwerte von Strom und Spannung ergibt eine Verlustleistungsspitze. Beim Soft Switching werden diese Verluste prinzipiell vermieden. Es gibt zwei Arten von Soft Switching (siehe auch Kap. 9):
ZVS: Zero Voltage Switching
ZCS: Zero Current Switching
Die Halbbrücke in EVG-Anwendungen wird üblicherweise im ZVS-Betrieb eingesetzt.

Vgl. Phase 1 und 4: Die Schalter werden eingeschaltet während die Spannung über den betreffenden Schaltern Null ist.

Vgl. Phase 3 und 6: Im Ausschaltmoment, wird die Spannung über den betreffenden Schaltern nahezu auf Null gehalten, weil C1 die Umschwinggeschwindigkeit begrenzt ($du/dt = I/C$).

Beispiel eines professionellen EVG

Die in Abb.11.92 vorgestellte Schaltung ist in vielen Punkten identisch mit einem realen und millionenfach bewährten EVG. Es handelt sich um ein EVG für eine L58W-Lampe. T8-Lampen dürfen ohne besondere EOL-Schaltung betrieben werden, wodurch die vorgestellte Schaltung überschaubar bleibt.

- EMV-Filter:
  C1: X2-Kondensator [13)]
  L1: Stromkompensierte Drossel
  C2: Y2-Kondensator [14)]
  C1 bildet zusammen mit der Streuinduktivität von L1 ein Filter gegen symmetrische Störungen. C2 bildet zusammen mit der Hauptinduktivität von L1 ein Filter gegen unsymmetrische Störungen. Zusätzlich bewirken die Wicklungskapazitäten von L1 mit der Hauptinduktivität einen Parallelresonanzkreis der als Bandsperre für unsymmetrische Störungen wirkt. Neben diesen einfach erfassbaren Zusammenhängen, haben jedoch auch das Layout und der mechanische Aufbau sowie die Lampen, die Geometrie des Leuchtenreflektors und die Verkabelung einen Einfluss auf die vom EVG ausgehenden Störungen. Insbesondere im Frequenzbereich $\geq 150\,\mathrm{kHz}$ muß ein besonderes Augenmerk auf diese Einflüsse gelegt werden.

- PFC:
  Die Bauteile D1-D7, C3-C11, L2, Q1, R1-R9 und der PFC-Controler bilden die aktive Powerfaktorkorrekturschaltung. Es handelt sich um eine sehr

[13)] X1, X2 und X3 bezeichnen spezielle Zulassungsklassifizierungen für X-Kondensatoren, also für Entstörkondensatoren gegen symmetrische Störungen. X1 erfüllt die höchsten Anforderungen, X3 ist am niedrigsten spezifiziert. Ein besonders wichtiges Kriterium ist die Peakspannungsbelastbarkeit, da diese Kondensatoren direkt am Netz betrieben werden und Versorgungsnetze erhebliche Spannungsspitzen im kV-Bereich aufweisen können. Normen: EN132400, IEC60384-14.

[14)] Y1, Y2, Y3 sind die Zulassungsklassifizierungen für Y-Kondensatoren, d.h. für Entstörkondensatoren gegen asymmetrische Störungen. Y1 erfüllt die höchsten Anforderungen, Y3 ist am niedrigsten spezifiziert. Y-Kondesatoren sind hinsichtlich Spannungspeaks höher spezifiziert als X-Kondensatoren (Stromnetze weisen in der Regel höhere asymmetrische als symmetrische Peaks auf, was durch Immunitätsnormen mit entsprechenden Surgepuls-Tests abgedeckt wird). Noch wichtiger sind jedoch die Isolationseigenschaften hinsichtlich Sicherheit, da Y-Kondensatoren meist mit Gehäuseteilen verbunden sind. Bei EVG, die für den Einbau in Leuchten gedacht sind (und somit als nicht berührbar gelten), reichen Y2-Kondensatoren. Diese sind ausreichend für Basis-Isolationsanforderungen. Y1-Kondensatoren erfüllen die Anforderungen für verstärkte bzw. doppelte Isolation und finden Verwendung bei Schaltungen, in denen der Y-Kondensator zwischen berührbaren Gehäuseteilen (oder berührbaren Anschlüssen) und spannungsführenden Schaltungsteilen liegt. Normen: EN132400, IEC60384-14.

weit verbreitete Schaltung bei der ein Boost-Converter an der Lückgrenze betrieben wird (Engl. Literatur: Critical Conduction Mode). Als PFC Controler kommen zum Beispiel ICs wie der L6562 oder TDA4862 in Frage. Als Ausgangsgrösse liefert der PFC eine Gleichspannung mit geringer Welligkeit, üblicher Zwischkreisspannung genannt.

- HF-Generator:
  Das Herzstück des HF-Generators ist ein IC, der speziell für EVG (Engl.: Ballast oder ECG=Electronic Control Gear) entwickelt wurde. Der hier gezeigte IC ist fiktiv. Es gibt jedoch eine Vielfalt von ähnlichen ICs bei Herstellern wie STM, Infineon, IR, Fairchild. Die meisten Hersteller bieten online im Internet öffentlich und kostenlos Datenblätter und Application Notes, - durchaus mit Schaltungsbeispielen für vollständige EVG. Unser fiktiver IC verfügt über eine Ablaufsteuerung für Vorheizung, Zündung und Lampenbetrieb. Die Zeiten dieses Ablaufes werden mit C14 eingestellt. Ein interner Oszillator erzeugt die nötigen Frequenzen und auch die Totzeiten während der beide MOSFETS ausgeschaltet sind. Die Vorheizfrequenz wird mit C15 eingestellt. Während dem stationären Lampenbetrieb wird die Frequenz vom Ausgangssignal des integrierten Operationsverstärkers (OP+, OP- , OP out) bestimmt. Der Ausgang des OP ist intern an den Oszillator angekoppelt. Eine hohe Ausgangsspannung des OP bewirkt eine niedrige Arbeitsfrequenz. Zur Ansteuerung des oberen Halbbrückentransistors verfügt der IC über einen integrierten High Side Treiber. Der Treiber wird per Bootstrapping versorgt, C12 wird über D8 geladen während die Halbbrücke LOW ist. Während die Halbbrücke HIGH ist, wird der Versorgungsstrom für den High Side Treiber aus C12 geliefert. Weiterhin verfügt der IC über einen Shutdowneingang und eine Referenzspannungsquelle. Der Strom durch den Kondensator C20 wird durch die Lampenelektroden geführt. Für die verschieden Betriebsphasen Vorheizung, Zündung und stationärer Lampenbetrieb müssen der Halbbrücke lediglich unterschiedliche Arbeitsfrequenzen vorgegeben werden. Die Leistungsbauteile aus Abb. 11.90 sind analog auch in Abb. 11.92 wiederzufinden.

- Analogien zu Abb. 11.90:

Bauteile in Abb. 11.90	Bauteile im EVG in Abb. 11.92
Q1 + D1	Q2
Q2 + D2	Q3
C1	C19
C2	C20
C3	C21
R_Lampe	Leuchtstofflampe T8 L58W
L	L3

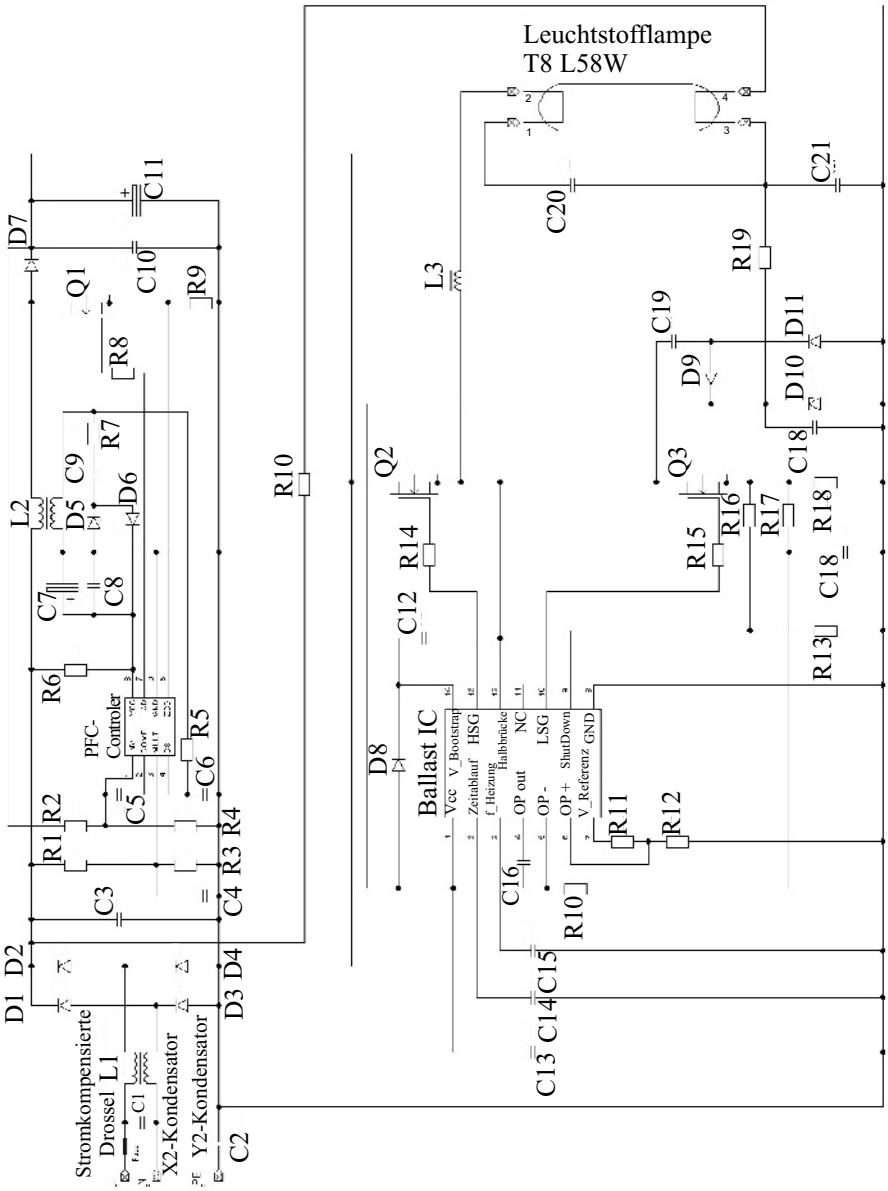


Abb. 11.92: *Professionelles EVG*

Die Halbbrücke besteht aus zwei MOSFETS. Im Vergleich zu Abb. 11.90 fällt auf, dass keine Freilaufdioden im Schaltplan ersichtlich sind. MOSFETs haben naturgemäss eine integrierte Diode zwischen Source und Drain, die sogenannte Bodydiode. Die Bodydiode kann problemlos als Freilaufdiode genutzt werden solange die ZVS Bedingung mit induktiver Last erfüllt ist. (Achtung: In anderen Anwendungen mit harten Schaltvorgängen sind die MOSFET-Bodydioden üblicherweiser nicht als Freilaufdiode geeignet !)

C19 ist nicht direkt an die EVG-Masse angekoppelt, sondern speist das Netzwerk D9, D10, D11, C18 und C13 für die IC Versorgung. Für die IC Versorgung steht somit je HF-Periode die Ladungsmenge $Q = C19 \cdot (U_{Zwischenkreis} - U_{Zener})$ zur Verfügung. Der maximal zulässige Stromverbrauch des IC ergibt sich aus $I = f \cdot C19 \cdot (U_{Zwischenkreis} - U_{Zener})$. Diese IC-Versorgung ist sehr kostengünstig und eine verlustarme Methode, um Niederspannungsversorgungen aus einer hohen Zwischenkreisspannung zu speisen. Die Begrenzung von du/dt, um den Ausschaltvorgang der Transistoren als ZVS-Vorgang zu ermöglichen, bleibt weitgehend erhalten. Lediglich zu Beginn eines jeden Umschwingvorganges findet keine du/dt-Begrenzung durch C19 statt, in der Praxis zeigen sich keine relevant erhöhten Ausschaltverluste in den Leistungstransistoren.

- Regelungen und Abschaltungen:
  R18 (Halbbrückenshunt) dient zur Messung des Halbbrückenstromes. Dieses Signal enthält vielfältige Informationen. Der Peakwert wird oft für Notabschaltungen bei Überstrom und für die Regelung der EVG-Ausgangsspannung beim Zündvorgang genutzt. Zusätzlich trägt dieses Stromsignal aber auch die Information über die über Lampenleistung in sich. Die Halbbrücke wird aus einer Gleichspannungsquelle gespeist, d.h. die Leistungsaufnahme der Halbbrücke ergibt sich aus der Multiplikation der Zwischenkreisspannung und dem Gleichstromanteil der Halbbrückenstromaufnahme. Die Zwischenkreisspannung wird als konstante Größe betrachtet. Der Gleichstromanteil, den die Halbbrücke aus dem Zwischenkreis entnimmt, spiegelt sich im arithmetischen Mittelwert des Spannungsabfalles an R18 wieder. In der realen Schaltung wird der arithmetische Mittelwert durch R17 und C17 gebildet. Dieser Messwert stellt den Istwert für die Leistungsregelung dar. Der Sollwert kann beliebig mit R11 und R12 vorgegeben werden. Der OP ist als Integrierer beschaltet wodurch die bleibende Abweichung der gesamten Regelschleife zu Null wird. Die Verluste in der Halbbrücke und im Resonanzkreis sind üblicherweise unter 5% und zudem systematisch. Die Lampenleistung korreliert hervorragend mit dem Istwert am Reglereingang.

11.4.5.3 Vor- und Nachteile von EVG und KVG

Vorteile von KVG gegenüber EVG

- Lebensdauer und Robustheit;
- Sehr gute Recyclingeigenschaften:
- Kosten; der Kostenvorteil schrumpft jedoch seit Jahren, weil die Kosten für Elektronik beständig sinken, während die Kosten für Rohstoffe steigen. Die Rohstoffkosten dominieren bei KVG wegen den großen Kupfer- und Eisenmengen die Gesamtkosten.

Vorteile von EVG gegenüber KVG

- Geringerer Energieverbrauch;
- Längere Lampenlebensdauer;
- Kein Stroboskopeffekt in Kombination mit rotierenden Maschinen ⇒ Arbeitssicherheit!
- Komfortables flimmerfreies Licht ohne Interferenzen mit Monitoren oder Fernsehern;
- Weniger Brummgeräusche;
- Dimm-EVG ermöglichen den Dimmbetrieb für Leuchtstofflampen.
- Erlaubt den sicheren Betrieb von modernen Leuchtstofflampen mit kleinen Rohrdurchmessern als auch Kompaktleuchtstofflampen. End Of Lamp Life (EOLL) kann mit einer Schutzschaltung zuverlässig erkannt werden. Die Schutzschaltung reduziert die Leistung auf unkritische Werte oder schaltet ganz ab.

11.4.5.4 Konventionelle Betriebsgeräte für Hochdruck-Entladungslampen

Für Hochdruck–Entladungslampen werden hauptsächlich induktive Vorschaltgeräte eingesetzt. Die Dimensionierung ist komplex, weil die in Kap. 11.4.3 beschriebenen Arbeitspunktverschiebungen während der Zündung bis zur Bogenentladung (Thermische Emisson) nur korrekt ablaufen können, wenn das Lampenverhalten in seiner ganzen Streubreite über die Fertigung und Alterung bekannt ist. Im europäischen 230 V–Netz kann für die Strombegrenzung nur eine Spule eingesetzt werden. Die notwendigen Kompromisse für die Halogen–Metalldampflampen erlauben aber nur den Betrieb bei eingeengten Netzspannungstoleranzen. Für die 100 V– und 120 V–Netze sind Streufeldtransformatoren erforderlich (Abb. 11.94). Abbildung 11.93 zeigt die gebräuchlichste Schaltung für 230 V–Netze. Bestimmte Gruppen von Hochdruck–Entladungslampen benötigen auch am 230 V–Netz kein externes Zündgerät. Die nach der Zündung einsetzende Glimmentladung heizt die Elektroden soweit auf, daß die Bogenentladung einsetzt.

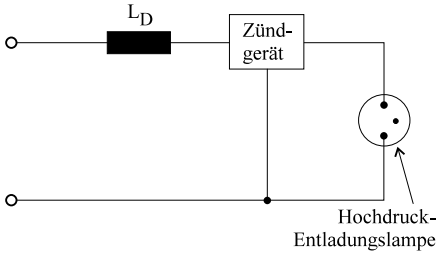


Abb. 11.93: *Betriebsgerät für Hochdruck–Entladungslampen für das 230 V–Netz*

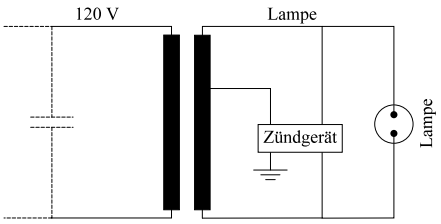


Abb. 11.94: *Betriebsgerät für Hochdruck–Entladungslampen für 100 V und 120 V–Netze*

Zündgeräte

Die Schaltung des in Abb. 11.93 als Funktionsblock dargestellten Zündgeräts zeigt Abb. 11.95. Der Kondensator $C_{Stoß}$ wird über die Parallelschaltung aus Widerstand R_E und Zündhilfskondensator C_{ZH} aufgeladen bis die Spannung $u_{CStoß}$ den Wert der Schaltspannung der Schaltstrecke erreicht, die in Abb. 11.95 [1065] durch den Sidac SI realisiert ist. Die Durchlaßspannung des Sidac geht gegen Null und der Kondensator $C_{Stoß}$ entlädt sich über die Primärwicklung des Impulstransformators. Unter Ausnutzung der Tranformatorübersetzung entstehen an der Lampe die für den Durchbruch notwendigen Hochspannungsimpulse mit typischen Amplituden von 2 bis 5 kV. Bei der Auslegung der Bauelemente ist zu beachten, daß die Hochspannungsimpulse durch die Kapazität C_{Leit} der Lampenleitung gedämpft werden. Die im Zündkreis angeordnete Spule L_{HF} wirkt als dämpfendes Element zum Schutz des Sidacs SI während der Entladung von $C_{Stoß}$, hat aber ansonsten keinen nennenswerten Einfluß auf die Abläufe im Zündgerät.

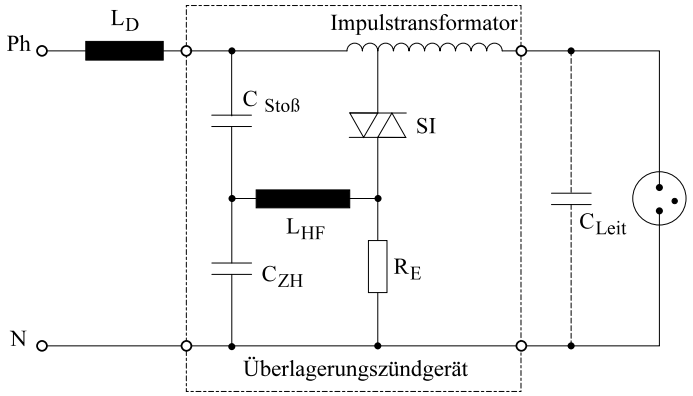


Abb. 11.95: *Typische Schaltung eines Überlagerungszündgerätes für Halogen–Metalldampflampen*

Gleichzeitig, noch während die Schaltstrecke leitend ist, wird der Schwingkreis bestehend aus der Lampendrossel L_D und dem Zündhilfskondensator C_{ZH} mit einer Eigenfrequenz zwischen 500 bis 2000 Hz angeregt. Der Kondensator $C_{Stoß}$ ist durch den leitenden Sidac überbrückt und für den Schwingvorgang nicht wirksam. Über den Impulstransformator entsteht durch die Schwingung an der Lampe eine überhöhte Leerlaufspannung die die Lampe zum Glimmen bringt. Diese Glimmentladung heizt die Elektroden der Lampe auf und erzeugt so die Bedingungen für eine thermische Bogenentladung. An der Lampe liegen während dieser Glimmphase Spannungen bis zu 500 V an (s. Kap. 11.4.3).

Der beschriebene Zündvorgang wiederholt sich jede Halbperiode bis die Lampe sicher an ist. Sobald die Lampe in ein stabile Bogenentladung übergegangen ist, beschränkt sie die maximale Spannung über $C_{Stoß}$ auf den Wert der Lampenbrennspannung von etwa 80 bis 100 V. Die Spannung $u_{CStoß}$ reicht nicht mehr aus den Sidac (typische Zündspannung > 250 V) zu zünden.

11.4.6 Elektronische Betriebsgeräte für Entladungslampen

Allgemein

Getaktete Netzteile lösten seit 1960 in allen Bereichen der Elektronik Stromversorgungen mit verlustbehafteten Längsreglern ab, diese Entwicklung beeinflußte auch die Lichttechnik.

Abgesehen von Spezialanwendungen wurden für die Allgemeinbeleuchtung die ersten getakteten Stromversorgungen, sogenannte elektronische Betriebsgeräte, ab 1980 zum Betrieb von Leuchtstofflampen und ab 1985 für Halogen–Metalldampflampen auf den Markt gebracht.

Da zu diesem Zeitpunkt alle gängigen Lampen so entwickelt und gebaut wurden, daß sie mit 50 Hz Wechselstrom betrieben werden konnten, mußten und

müssen die elektronischen Betriebsgeräte mit den sehr einfachen und entsprechend kostengünstigen Drosseln preislich konkurrieren; Marktanteile gegenüber den konventionellen Betriebsgeräten können also nur über die Kosten gewonnen werden. Vorteilhaft ist der höhere Wirkungsgrad von ca. 90 % der Gesamtanordnung gegenüber nur ca. 80 % bei den Drosseln.

Ein weiterer sehr wichtiger Beitrag bei elektronischen Betriebsgeräten für Leuchtstofflampen ist die deutliche Steigerung der Lichtausbeute durch die höheren Betriebsfrequenzen von etwa 30 kHz. Rechnet man beide Vorteile zusammen, ergibt sich, trotz der deutlich höheren Anschaffungskosten, bei gleichem Lichtstrom eine Energieeinsparung, die zu einer Amortisation bereits nach wenigen Jahren führt.

Die Entwicklung der elektronischen Betriebsgeräte wurde allerdings wesentlich erschwert, da neben der Einhaltung der Vorschriften bezüglich der Funkentstörung nach VDE 0875 auch die Oberschwingungen des Netzstroms nach VDE 0712 begrenzt sein müssen (s. Tabelle 11.6) um Netzrückwirkungen zu verringern bzw. zu vermeiden.

Diese Forderungen wurden bei allen anderen Schaltnetzteil–Anwendungen, wie beispielsweise in Fernsehgeräten, Rechnern usw., trotz des sehr oberschwingungsbehafteten Ladestroms (s. Abb. 11.96) des Glättungskondensators und den damit verbundenen Oberschwingungsanteilen im Netzstrom, zunächst nicht verlangt. Ausgenommen sind ebenso sogenannte Kompakt–Leuchtstofflampen mit angeflanschter Elektronik, E27–Schraubsockel und Leistungen unter $25\,W$.

Eine weitere Anforderung für separate elektronische Betriebsgeräte ist die Gerätelebensdauer von 15.000 Betriebsstunden bei etwa 50°C Umgebungstemperatur (zum Vergleich: Autoelektronik 3.000 h, Fernseher 8.000 h).

Aufgrund der Entwicklung geeigneter Schaltungsstrukturen und durch das Vorhandensein von kostengünstigen, netzspannungsfesten Bauteilen, setzte ab 1990 eine stürmische Verbreitung elektronischer Betriebsgeräte ein, jedoch nur für wichtige, ausgewählte Lampentypen mit Systemleistungen kleiner 150 W.

Tabelle 11.6: *Zulässige Netzstrom–Oberschwingungen nach VDE 0712*

Oberschwingung Nr.	Höchstwert des Oberschwingungsstroms im Verhältnis zur Grundschwingung
2	5 %
3	$(30 \cdot \lambda/0,9)$ %
5	7 %
7	4 %
9	3 % usw.

mit Leistungsfaktor $\lambda = P/S$

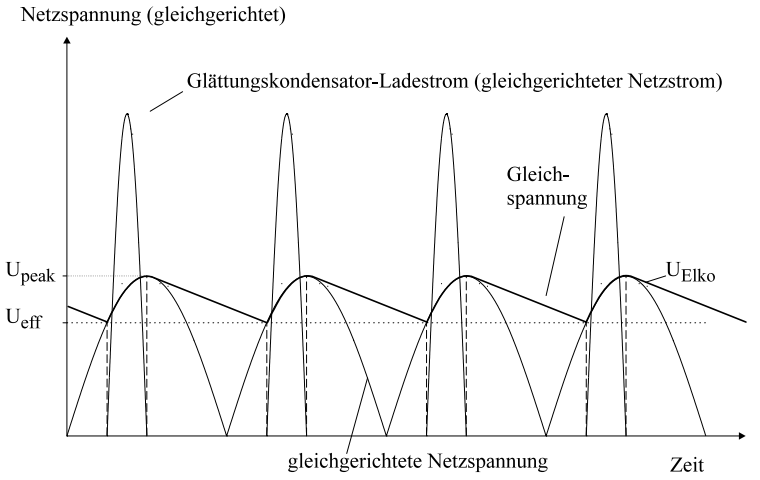


Abb. 11.96: *Ladeströme bei Glättungskondensatoren, ohne Leistungsfaktor–Korrektur (Power–Factor Controller, PFC)*

Elektronische Betriebsgeräte für Leuchtstofflampen

Die wichtigsten Anforderungen [1080] an die elektronischen Betriebsgeräte für Leuchtstofflampen sind:

- Wechselstrombetrieb (mit symmetrischen Halbwellen) bei Frequenzen um 30 kHz;
- Zündspannung $U_{ignpeak}$ der kalten und warmen Lampen ca. 1 kV;
- Lampenspannung U_L ca. 100 V;
- Zulässige Lichtmodulation ca. 20 %;
- Potentialtrennung nicht erforderlich.

In Abb. 11.97 sind die Varianten der elektronischen Betriebsgeräte entsprechend ihrer Anwendung und ihrer Netzspannung gegliedert. Das Blockschaltbild in Abb. 11.98 gibt einen Überblick über die notwendigen Funktionsstufen. Die Funktion der einzelnen Blöcke wird nachfolgend genauer beschrieben.

Eingangsstufe und Leistungsfaktorkorrektur

Die Eingangsstufe besteht aus einem EMI–Filter, dem Überspannungsschutz (Varistor) und dem Netzgleichrichter GR mit der zusätzlichen Schaltung zur Leistungsfaktorkorrektur (PFC); zu weiteren Erläuterungen bezüglich PFC sei auf Kap. 7.6 verwiesen.

Nach der PFC–Schaltung zur „Sinus–Formung“ des Netzstroms folgt der Gleichspannungszwischenkreis mit dem Glättungskondensator — auch Gleichspannungs–Stützkondensator genannt.

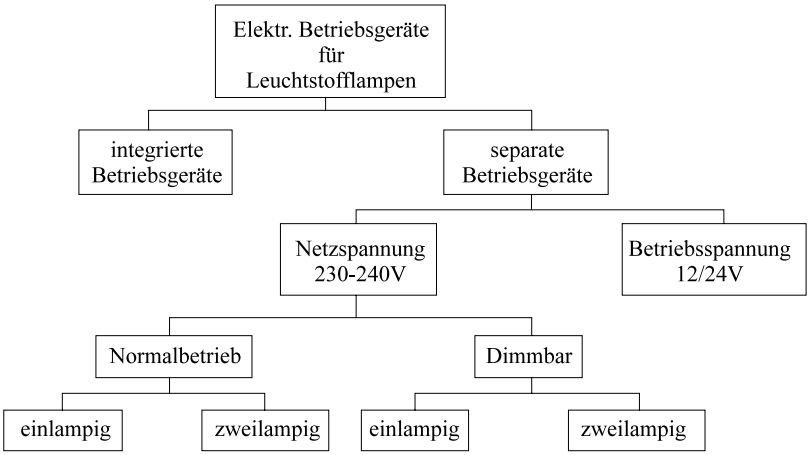
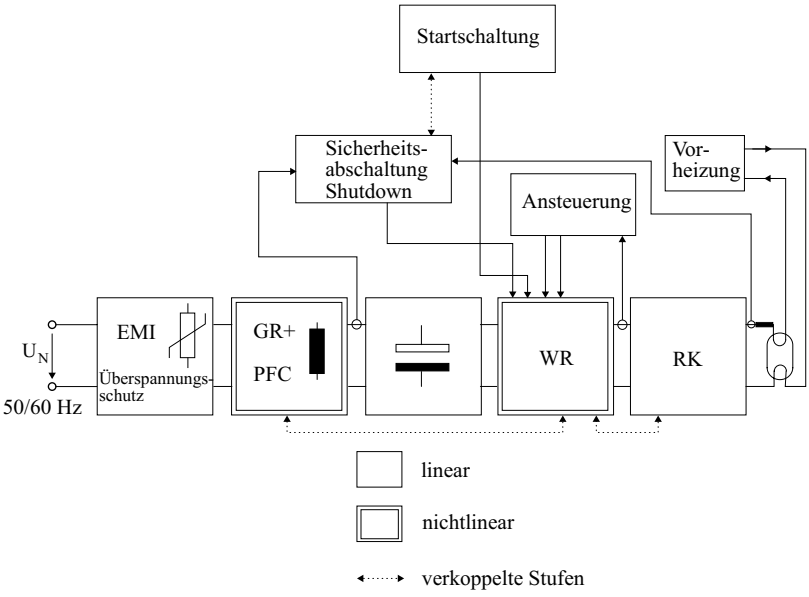


Abb. 11.97: *Gliederung der wichtigsten elektronischen Betriebsgeräte für Leuchtstofflampen*



EMI = Electro–Magnetic–Interference–Filter
GR = Gleichrichter
WR = Wechselrichter (Halbbrücke bzw. Vollbrücke)
RK = LC–Resonanzkreis (Strombegrenzung, Zündung)
PFC = „Sinusformung“ zur Leistungsfaktor–Korrektur

Abb. 11.98: *Elektronisches Betriebsgerät für Leuchtstofflampen (Blockschaltbild)*

Befindet sich der Netzüberspannungs–Schutz nicht im EMI–Filter, so ist er parallel zum Gleichspannungs–Stützkondensator angeordnet. Der Wechselrichter WR erzeugt den Betriebsstrom für die Lampe und verfügt über eine separate Startschaltung. Die Ansteuerung des Wechselrichters erfolgt bei den meisten Betriebsgeräten für Leuchtstofflampen über einen Ringkern rückgekoppelt aus einem Resonanzkreis, dessen Charakteristik sowohl auf den Wechselrichter als auch auf den Lampenbetrieb abgestimmt sein muß.

Der selbe Resonanzkreis übernimmt auch das Zünden der Lampe . Dies erfolgt erst, nachdem die Vorheizung der Wendeln in den Leuchtstofflampen abgeschlossen ist. Der Resonanzkreis bleibt nach der Zündung der Lampe weiter aktiv und verbessert den Leistungsfaktor der Lampe, und damit den Wirkungsgrad des Gesamtsystems.

Wechselrichter–Halbbrückenwandler

Eine sehr gut geeignete Schaltungstopologie für den Wechselrichter WR ist der freischwingende Halbbrückenwandler (s. Abb. 11.99).

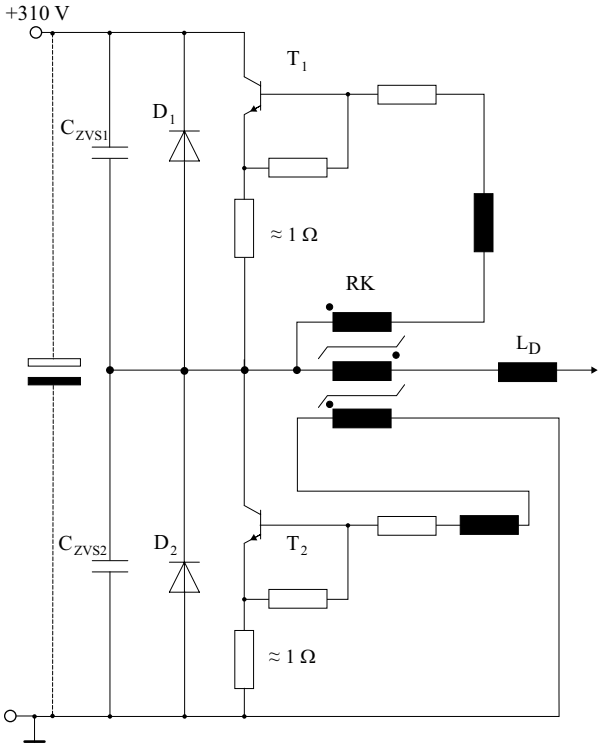
Die wesentlichen Argumente für diese Lösung sind:

- Die Sperrspannung der Transistoren ist begrenzt auf die einfache Betriebsspannung;
- sicheres Ausschalten der Transistoren, da Freilauf durch die jeweilige antiparallele Freilaufdiode gegeben;
- kostengünstige Ansteuerung mit Sättigungsübertrager.

Bei allen Gegentaktschaltungen ergeben sich Probleme bei der Ansteuerung, da zu keinem Zeitpunkt beide Transistoren gleichzeitig leiten dürfen. Außerdem besteht der Nachteil, daß der obenliegende Transistor zur Ansteuerung einen „High–Side–Driver“ benötigt. Beide Aufgaben löst der Sättigungsübertrager mit bisher unerreicht günstigen Kosten. Aufgrund des Sättigungsbetriebs des Übertragers entstehen Tastlücken, die das gleichzeitige Einschalten beider Transistoren sicher verhindern.

Alle freischwingenden Halbbrückenwandler nutzen das aus Kap. 9.5 bekannte ZVS–Prinzip; daraus folgt, daß der Resonanzkreis (s. Abb. 11.98 und 11.99) den Halbbrücken–Wechselrichter induktiv abschließen muß (genauere Erläuterungen in Kap. 9). Es ergibt sich die für jede Wechselrichter–Halbschwingung gültige Schaltphasen–Abfolge:

- ZVS–Parallelkondensator wirksam, Entladung des C_{ZVS};
- Inversdiode leitet, Transistor wird eingeschaltet, Richtungswechsel des Stroms im ZVS–Schalter und damit positiver Strom im ZVS–Schalter;
- Transistor stromführend;
- Transistor wird abgeschaltet: ZVS–Parallelkondensator wirksam, Aufladung des zum Transistor parallelen C_{ZVS} und Entladung des zweiten C_{ZVS}.



T_1, T_2	= Schalttransistoren
D_1, D_2	= Inversdioden
C_{ZVS1}, C_{ZVS2}	= ZVS–Kondensatoren
RK	= Ringkern (Sättigungsübertrager)
L_D	= Lampendrossel (induktiver Abschluß)

Abb. 11.99: *Freischwingender Halbbrücken–Wechselrichter mit induktivem Abschluß*

Solange der ZVS–Kondensator wirksam ist, ändert sich die Halbbrücken–Mittelpunktspannung rampenförmig, wodurch sowohl der Wirkungsgrad als auch die Funkentstörung positiv beeinflußt werden. Die bereits erwähnte Tastlücke muß mindestens so lange sein wie die Zeitdauer der Spannungsrampe am Halbbrückenmittelpunkt, dies legt den notwendigen Flußhub des Sättigungsübertragers fest.

Vorheizung

Die Vorheiz–Schaltung ist im Prinzip ein Zeitschalter, der für die Dauer der Vorheizzeit die Lampe und den Kondensator des Zünd–Schwingkreises kurzschließt. Dadurch fließt der Wechselrichter–Ausgangsstrom durch beide Wendeln und heizt diese auf. Durch Öffnen des Zeitschalters wird der Zünd–Schwingkreis aktiv und

die Spannung zwischen den beiden Wendeln erhöht sich innerhalb weniger Millisekunden auf die erforderliche Zündspannung.

Aufgrund der immer noch warmen und somit emissionsfähigen Wendeln kann die Lampe sicher und schonend gezündet werden. Als Zeitschalter wird entweder ein Kaltleiter eingesetzt, der sich durch den Vorheizstrom während der Vorheizzeit soweit erwärmt hat, daß er hochohmig wird, oder es wird ein MOSFET verwendet, der während der Vorheizzeit den Vorheizstrom führt. Nach dem Ausschalten muß dieser MOSFET die Zündspannung der Lampe blockieren können. In Sonderfällen wird die Avalanche–Festigkeit moderner MOSFETs genutzt, um die maximale Ausgangsspannung am Betriebsgerät auf die in VDE–Vorschriften gesetzten Limits zu begrenzen.

Sicherheitsabschaltung

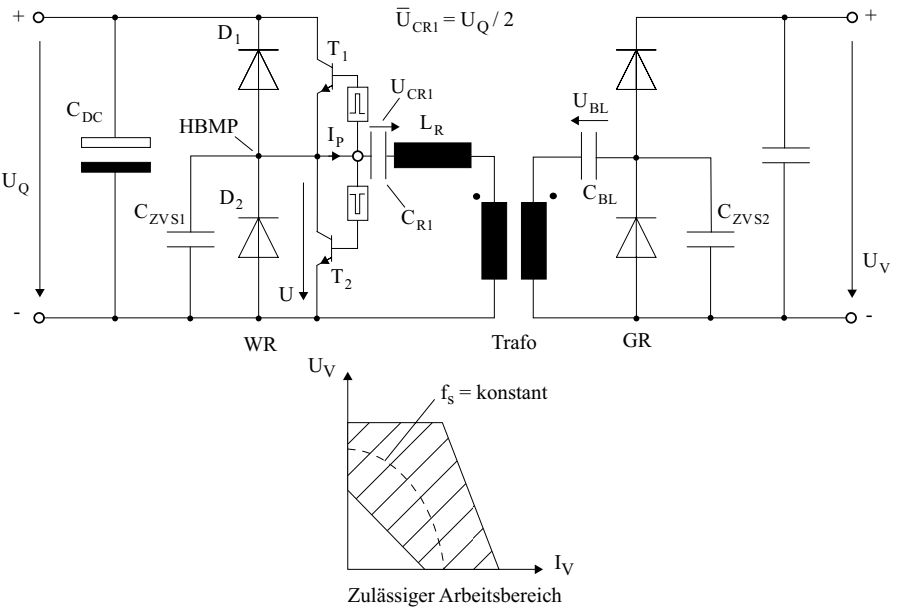
Hier werden die Lampenspannung und die Zwischenkreisspannung laufend überwacht. Bei Überschreitung eingestellter Grenzwerte wird der Wechselrichter abgeschaltet, indem entweder die Ansteuerung eines Transistors kurzgeschlossen wird (kein Problem bei freischwingenden Halbbrückenwandlern) oder indem der Emitteranschluß des unteren Transistors aufgetrennt wird. Dieser „Shutdown“ muß so gestaltet sein, daß bei eingeschalteter Netzspannung nach Entfernen einer defekten Lampe und Einsetzen einer neuen Lampe das Betriebsgerät wieder anschwingt (Sicherheitsabschaltung und Startschaltung müssen gekoppelt sein!), die Wendeln vorheizt, die neue Lampe zündet und weiterbetreibt. Diese Standard–Situation tritt immer dann auf, wenn in einer großen Beleuchtungsanlage bei laufendem Betrieb Lampen gewechselt werden. Die Betriebsgeräte sind für mindestens drei Lampen–Lebensdauern ausgelegt.

Leistungsfaktor–Korrektur am Eingang des Betriebsgeräts (PFC)

Alle Einzel–Lichtsysteme mit Eingangsleistung größer $25\,W$ müssen, unabhängig vom Typus der Lampe, nach geltenden Vorschriften „sinus–ähnlichen“ Netzstrom aufweisen. Bei Betriebsgeräten für Leuchtstofflampen ist die Energierückführung eine geeignete und kostengünstige Technik zur Leistungsfaktor–Korrektur.

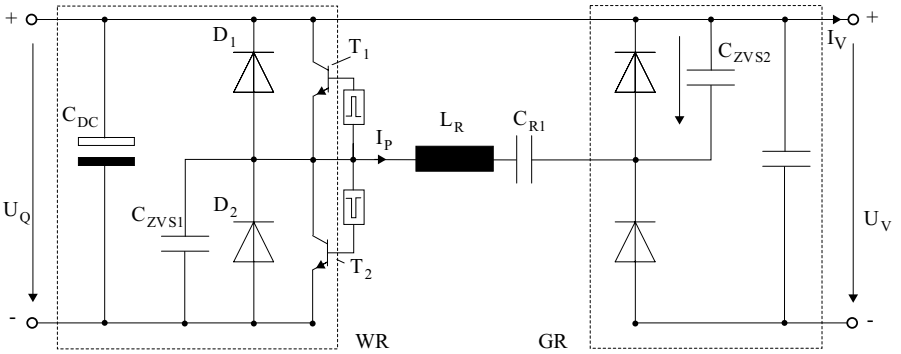
Ausgangspunkt für die folgende Erläuterung ist der aus Kap. 9.5 bekannte multi–resonante Halbbrücken–Gleichspannungswandler. Neu ist der ausgangsseitige Spannungsverdoppler, der als Gleichrichter GR wirkt (Abb. 11.100). Dieser Wandler kann ebenso ohne galvanische Trennung ausgeführt werden (Abb. 11.101). Beide Varianten haben den gleichen zulässigen Arbeitsbereich (s. Abb. 11.100). Die dort gestrichelt eingezeichnete Linie ergibt sich, wenn der Wandler mit einer festen Schaltfrequenz angesteuert wird.

Soll ein Verbraucher mit Gleichspannungs–Stützkondensator dem Netz sinusförmigen Strom entnehmen, und ist die Stufe zwischen Netz und Stützkondensator quellenfrei (also ohne — zeitlich veränderliche — Spannungs- oder Stromquellen), so muß der Stützkondensator C_{DC} mit gleichgerichtetem Sinusstrom geladen werden. Die entsprechenden Zeitverläufe sind in Abb. 11.102 dargestellt. Ausserdem müssen die Spannungen $|U_N|$ und U_Q = konst. elektrisch



HBMP	= Halbbrücken–Mittelpunkt
C_{DC}	= Energiespeicher–Elektrolytkondensator
C_{ZVS1}	= primärseitiger ZVS–Kondensator
C_{ZVS2}	= sekundärseitiger ZVS–Kondensator
C_{R1}	= Resonanzkondensator
C_{BL}	= Blockkondensator
L_R	= Resonanzinduktivität (Streuinduktivität)
U_Q	= Quellenspannung
I_P	= Pumpstrom
U_V	= Verbraucherspannung
I_V	= Laststrom
f_S	= Schaltfrequenz

Abb. 11.100: *Multi–resonanter vollständig symmetrischer isolierender Halbbrücken-Gleichspannungswandler und sein zulässiger Arbeitsbereich*



T_1, T_2 = Schalttransistoren
D_1, D_2 = Freilaufdioden
C_{ZVS1}, C_{ZVS2}, U_Q, I_P, U_V, I_V siehe Abb. 11.100

Abb. 11.101: *Multi–resonanter Halbbrücken–Gleichspannungswandler mit positiver Potentialschiene*

gekoppelt werden, ohne daß große Verluste entstehen und ohne daß sich $|U_N|$ und U_Q gegenseitig beeinflussen. Es ist also ein zusätzlicher Wandler einzufügen, der die Versorgungsspannung $U_V = U_Q - |U_N|$ abgibt, wobei der Verlauf des abgegebenen Stroms komplementär zu U_V ist. In anderen Worten: Je größer U_V, desto kleiner ist I_V, und umgekehrt. Vergleicht man diese Anforderung mit der gestrichelten Linie im Arbeitsbereich aus Abb. 11.100, ergibt sich eine gute Übereinstimmung. Deshalb liegt es nahe, aus dem multi–resonanten Halbbrücken–Gleichspannungswandler mit gemeinsamer Plus–Schiene (keine Potentialtrennung erforderlich !) aus Abb. 11.101 in drei Schritten die Grundschaltung der Energierückführung in Abb. 11.102 abzuleiten:

- An der gemeinsamen Plusschiene wird der Spannungsverdoppler GR zur Eingangsschaltung verschoben. Aus der ehemaligen Ausgangsschaltung wird die Energierückführung !

- In die „Lücke“ zwischen U_V (über dem Kondensator C_V) und U_Q (über Kondensator C_{DC}) wird der Ausgang des Netzgleichrichters eingefügt.

- Parallel zu C_{R1} wird an L_R der Lampenkreis aus Leuchtstofflampe, Vorheizung und $2 \cdot C_{R2}$ angeschlossen.

Eine andere Möglichkeit der Funktionsbeschreibung ist, vom Ziel dieser Schaltungsanordnung auszugehen. Dabei soll in erster Näherung gelten, daß die Schaltfrequenz des Halbbrücken–Wechselrichters und die Quellenspannung U_Q konstant sind.

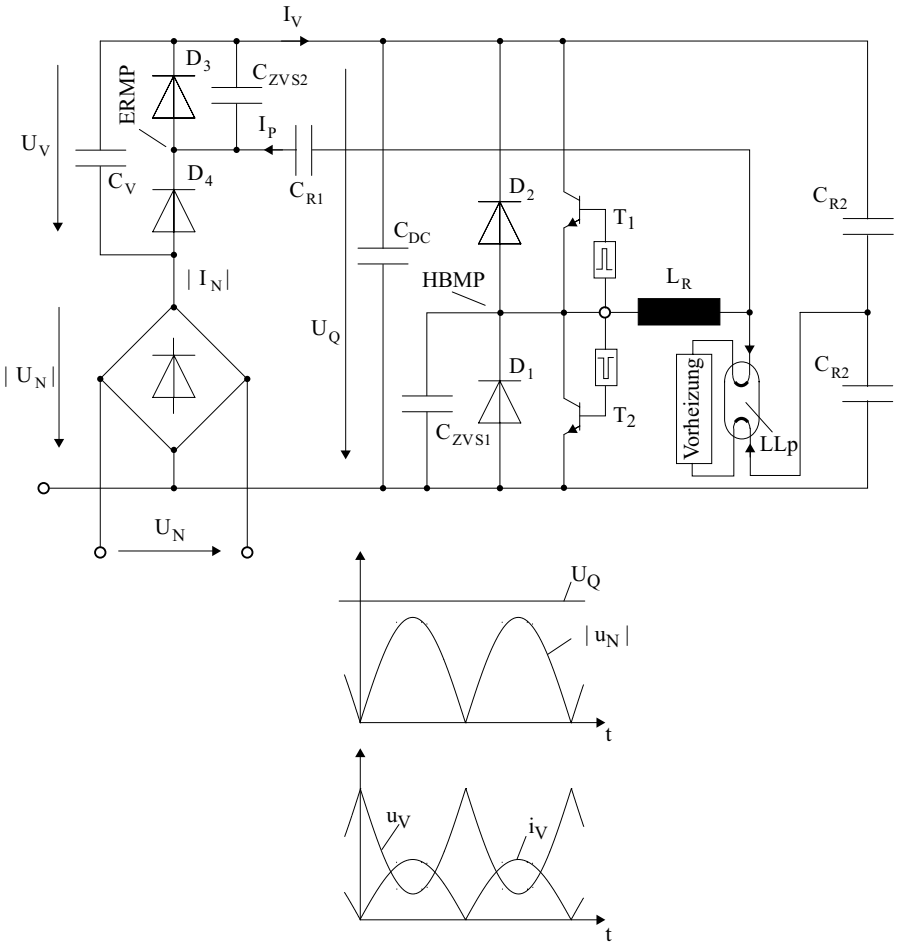


Abb. 11.102: *Grundschaltung des separaten elektronischen Betriebsgeräts für Leuchtstofflampen, wichtige Zeitverläufe*

Ziel der obigen Anordnung ist, daß der Netzstrom I_N und damit auch sein Betrag $|I_N|$ um so größer ist, je größer U_N ist. Der Kondensator C_V ist so dimensioniert, daß der durch $|U_N|$ verursachte Strom vernachlässigbar ist. Aufgrund der Anordnung der Diode D_4 ist der gleichgerichtete Netzstrom $|I_N|$ abschnittsweise gleich dem Strom durch C_{R1}. Der Wert von $|I_N|$ wird durch die Dauer dieser Schaltsequenz bestimmt.

Diese Funktion wird durch den ausgangsseitigen ZVS–Resonanzkondensator C_{ZVS2} sichergestellt:

Je größer U_V ist, desto größer ist auch der vom Halbbrückenmittelpunkt (HBMP) ausgehende und durch C_{R1} übertragene Spannungshub des Mittelpunkts der Energierückführung (ERMP).

Damit wächst auch die Zeitdauer, in der C_{ZVS2} umgeladen wird, zugleich verringert sich die Zeitdauer, in der $|I_N|$ gleich dem Strom durch C_{R1} ist: $|I_N|$ ist klein. Umgekehrt ist U_Q dann minimal, wenn $|U_N|$ seinen Scheitelwert erreicht. Dann ist auch der Spannungshub an C_{ZVS2} minimal, ebenso seine Umladezeit.

Daraus folgt, daß der Zeitabschnitt, in dem $|I_N|$ gleich dem Strom durch C_{R1} ist, maximal ist. Wie gewünscht, ist $|I_N|$ dann maximal, wenn $|U_N|$ maximal ist.

Energiesparlampen mit integriertem Betriebsgerät (Kompakt- Leuchtstofflampen) [1053, 1059, 1083]

- Keine Leistungsfaktorkorrektur erforderlich, da Netzleistung kleiner $25\,W$;
- keine Sicherheitsabschaltung erforderlich, da die Lampe vom Betriebsgerät nicht getrennt werden kann. Dies bedeutet, daß die Lebensdauer der Lampe die Lebensdauer des Betriebsgerätes bestimmt und umgekehrt;
- das Betriebsgerät muß einerseits sehr kompakt, andererseits sehr temperaturstabil aufgebaut werden;
- die maschinengerechte Fertigung hat oberste Priorität, um gegenüber Billigprodukten konkurrenzfähig zu sein;
- in den übrigen Punkten deckt sich die Schaltungstechnik weitgehend mit den vorhergehend beschriebenen Lösungen.

Elektronische Betriebsgeräte für Hochdruck-Entladungslampen

Die elektronischen Betriebsgeräte für Hochdruck–Entladungslampen [1055, 1064, 1078, 1080–1082] sind erst seit 1987 auf den Markt. Hauptgründe für die wesentlich spätere Einführung im Vergleich zu den Betriebsgeräten für Leuchtstofflampen waren:

- Aufgrund des hohen Betriebsdruckes im Lampenbrenner lösen die hohen Betriebsfrequenzen häufig Turbulenzen im Plasma, sogenannte akustische Resonanzen, aus, mit der Konsequenz, daß der Lichtstrom zeitlich instabil ist;
- das Zünden und Starten der Lampen ist kompliziert;
- die Lampenspannung ändert sich über die Lebensdauer bis um den Faktor zwei;
- die thermischen Belastungen der Betriebsgeräte sind sehr hoch, weil in den Strahlern Lampen und Betriebsgeräte kompakt angeordnet werden und die Verlustwärme der Lampe das Betriebsgerät zusätzlich erwärmt;

- die bei Leuchtstofflampen beobachtete Lichtstromsteigerung durch elektronische Betriebsgeräte trifft nicht in diesem Maße zu.

Die Vorteile der Betriebsgeräte für Hochdruckentladungslampen sind nur bedingt wirtschaftlicher Art, sondern vielmehr sind Verbesserungen bei der Anwendung und in der Lichtqualität wesentlich:

- Die konstant geregelte Lampenleistung führt zur besseren Farbkonstanz der Lichtquelle über ihre Lebensdauer;
- die Lampenlebensdauer erhöht sich durch an die Elektroden angepaßte Zünd- und Startschaltungen;
- das störende, mit dem Auge sichtbare 50 Hz–Flimmern entfällt;
- der elektronische Betrieb eröffnet ganz neue Möglichkeiten der Farbwiedergabe (z.B. elektronische Umschaltung der Farbtemperatur von 2600 K auf 3000 K, s. Kap. 11.4.3);
- bestimmte Hochdruck–Entladungslampen können per Elektronik gedimmt werden, bei konventionellen Vorschaltgeräten ist dies nur mit erheblichen Problemen möglich;
- Zündbarkeit der heißen, unter hohem Druck stehenden Lampe, durch einfachere Generierung von Hochspannungsimpulsen mit bis zu 30 kV Spitzenwert.

In Abb. 11.103 sind die wichtigsten elektronischen Betriebsgeräte für Hochdruck–Entladungslampen gegliedert.

Elektronische Betriebsgeräte für Halogen–Metalldampflampen

Eine Halogen–Metalldampflampe hat im stationären Zustand einen Betriebsdruck je nach Typ zwischen $30 \cdot 10^5$ und $60 \cdot 10^5 Pa$. Bei Betrieb mit Frequenzen, die nach Gesichtspunkten des Betriebsgeräts geeignet wären, z.B. 50 kHz, ergeben sich sichtbare Bogenunruhen, leichtes Wabern, oder sogar Löschung des Plasmas.

Ursache sind sogenannte akustische Resonanzen, die in der Literatur vielfältig beschrieben werden [1054, 1061, 1064, 1076]. Untersuchungen ergaben (s. Abb. 11.104), daß etwa ab 1 kHz diese Bogenunruhen auftreten und erst ab Frequenzen zwischen 250 kHz und 1 MHz nicht mehr zu beobachten sind. Für eine Schaltfrequenz des Betriebsgeräts oberhalb der Bogenunruhen ist die Einhaltung aller nationalen und internationalen EMI–Vorschriften aufwendig.

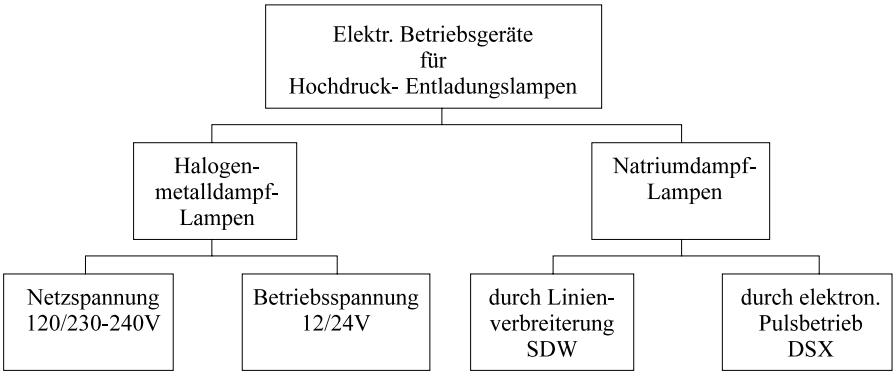


Abb. 11.103: *Elektronische Betriebsgeräte für Hochdruck–Entladungslampen*

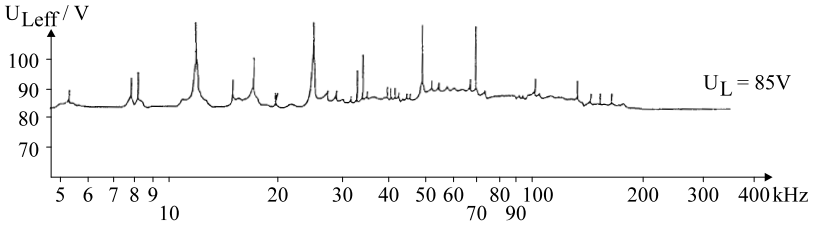


Abb. 11.104: *Bogenunruhen einer Halogen–Metalldampflampe bis 400 kHz*

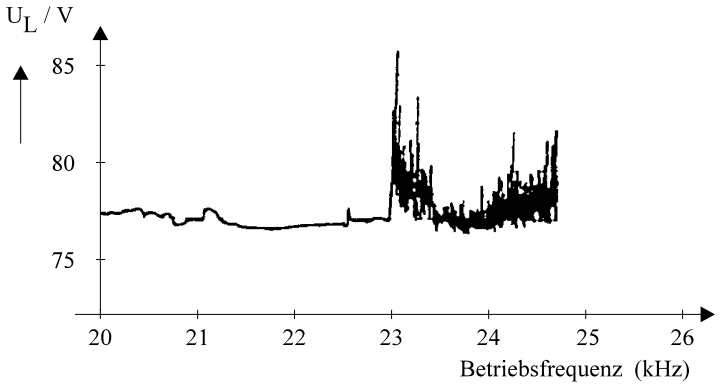


Abb. 11.105: *Bogeninstabilitäten einer 70 W–Halogen–Metalldampflampe im Frequenzbereich zwischen 20 kHz und 25 kHz*

Damit bestehen folgende Möglichkeiten für stabilen Lampenbetrieb:

- in speziell für einen Lampentyp ausgewählten stabilen Frequenzbereichen, z.B. $22\,kHz$ (s. Abb. 11.105 [1054, 1064]);
- bei Frequenzen im Frequenzbereich unterhalb aller akustischen Resonanzen ($f_S < 10\,kHz$).

Elektronische Betriebsgeräte für Halogen–Metalldampflampen mit 22 kHz Betriebsfrequenz

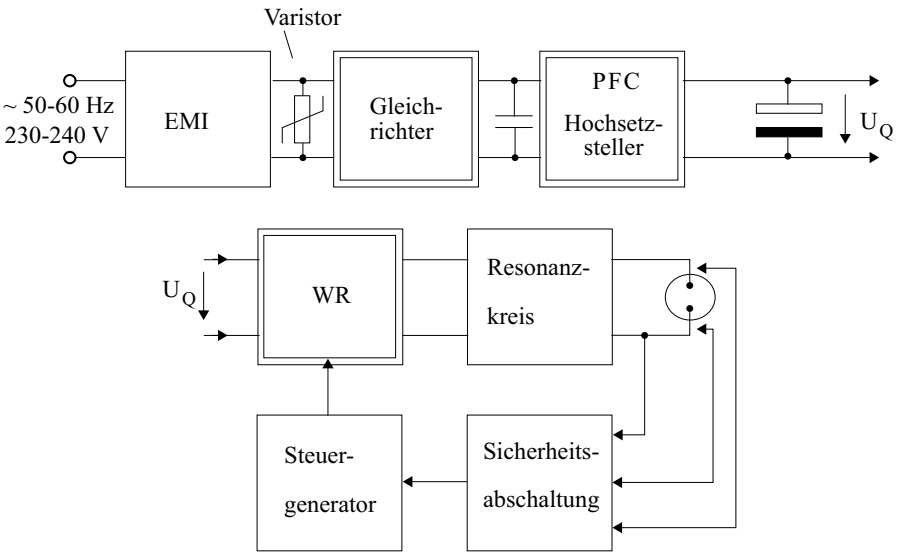


Abb. 11.106: *Blockschaltbild eines elektronischen Betriebsgerätes für Halogen–Metalldampflampen mit 22 kHz Betriebsfrequenz*

Das Blockschaltbild in Abb. 11.106 gibt einen Überblick über die notwendigen Schaltstufen.

Die wesentlichen Unterschiede zum bereits vorgestellten Betriebsgerät für Leuchtstofflampen sind:

- Die Lampen müssen frequenzstabil mit der ausgewählten Betriebsfrequenz von $22\,kHz$ betrieben werden ($\pm 1\,\%$), d.h. die Ansteuerung des Wechselrichters kann nicht über eine direkte Rückkopplung (freischwingend), sondern nur über einen eigenen frequenzstabilen Oszillator erfolgen;
- die stabile Mittenfrequenz wird zur Vermeidung etwaiger kleinerer akustischen Resonanzen ca. $\pm 10\,\%$ frequenzmoduliert;

- zur Erzielung sinusförmigen Netzstroms und als Stellglied für die Regelung der Betriebsparameter wird üblicherweise ein Hochsetzsteller eingesetzt;
- der Resonanzkreis zur Zündung der Lampen ist auf die dritte bzw. fünfte Oberschwingung gegenüber der Betriebsfrequenz abgestimmt.

Die Eingangsstufe besteht aus einem EMI–Filter, einem Überspannungsschutz (Varistor) und dem Netzgleichrichter (sowie einem Stützkondensator kleiner Kapazität). Der Hochsetzsteller übernimmt die Leistungsfaktor–Korrektur des Netzstroms und liefert eine einstellbare Zwischenkreis–Gleichspannung. Damit kann in bestimmten Grenzen die Lampenleistung nachgeregelt werden. Ausserdem besteht der Vorteil, daß die Zwischenkreisspannung während der Startphase auf höhere Werte eingestellt werden kann.

Das Arbeitsprinzip des Hochsetzstellers wird im Abschnitt „Elektronische Betriebsgeräte für Halogen–Metalldampflampen mit Betriebsfrequenzen zwischen 80 *Hz* und 500 *Hz* und rechteckigem Betriebsstrom“ erläutert. Das Schaltbild des Wechselrichters WR, des Resonanzkreises, des Steuergenerators und der Sicherheitsabschaltung zeigt Abb. 11.107. Als Wechselrichter wird ein fremdgesteuerter Halbbrückenwandler eingesetzt. Zur Vermeidung von Querströmen durch die Transistoren T_1 und T_2 werden Tastlücken mittels der Dioden D_1 und D_2 erzeugt, die sich durch besonders lange Rückwärtserholzeiten auszeichnen.

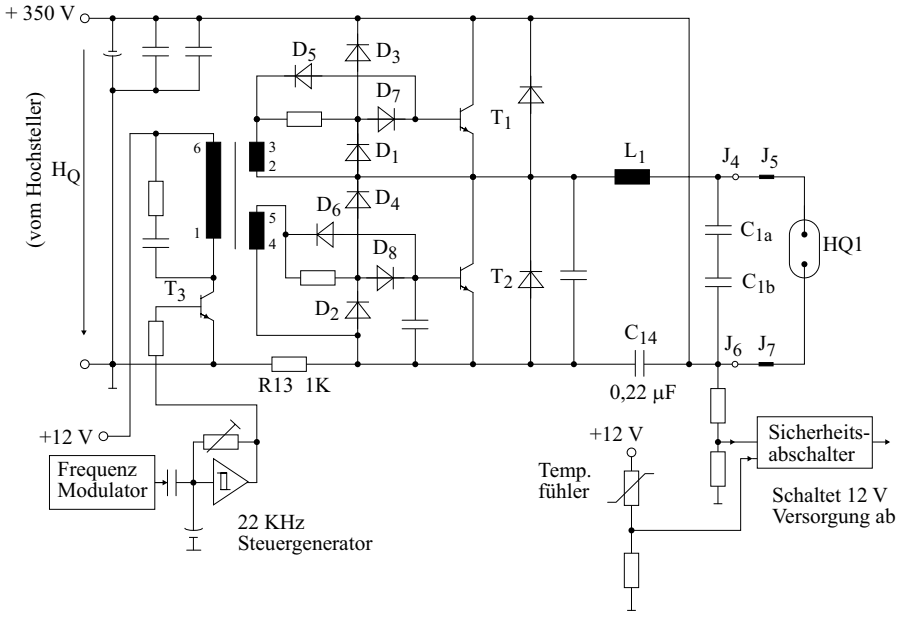


Abb. 11.107: *Schaltbild des Wechselrichters (Halbbrücke T_1, T_2), des Resonanzkreises L_1, C_1, des Steuergenerators mit FFM und der Sicherheitsabschaltung*

Im Normalbetrieb schalten die Transistoren T_1 und T_2 mit $22\,kHz$. Der Verlauf der Lampenspannung und des Lampenstroms ist in Abb. 11.108 dargestellt. Bemerkenswert ist, daß im Arbeitspunkt das Verhältnis zwischen Spannung und Strom konstant ist; die Lampe verhält sich wie ein ohmscher Widerstand. Die in Abschnitt 11.4.3 beschriebene fallende Strom–Spannungs–Charakteristik gilt nicht für diese schnellen Strom- und Spannungs–Änderungen.

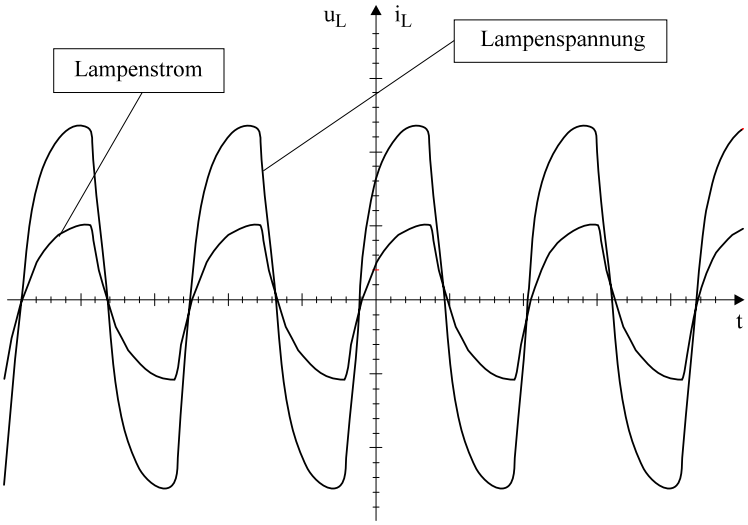


Abb. 11.108: *Verlauf von Lampenstrom und Lampenspannung bei Betrieb mit 22 kHz*

Die Resonanzfrequenz von $C_1 = C_{1a} + C_{1b}$ und L_1 ist auf die dreifache Schaltfrequenz abgestimmt. Damit wird im Leerlauf, d.h. bei nichtgezündeter Lampe eine Zündspannung von $3\,kV$ aufgebaut die zu einem Durchschlag in der Lampe führt. Der Resonanzkreis muß so dimensioniert sein, daß bei fließendem Glimmstrom durch die Lampe die Resonanzspannung oberhalb der Glimmspannung liegt (s. Abb. 11.78 und 11.84). Mit der Sicherheitsabschaltung wird die Stromversorgung des Treibertransistors T_3 unterbrochen. Ausgewertet wird sowohl der Resonanzkreis als auch über einen Fühler die Temperatur des Betriebsgerätes.

Elektronische Betriebsgeräte für Halogen–Metalldampflampen mit Betriebsfrequenzen zwischen 80 Hz und 500 Hz und rechteckförmigem Betriebsstrom

Aufgrund der großen Schwierigkeiten, geeignete Betriebsfrequenzen für Halogen–Metalldampflampen zu finden, bei denen keine akustischen Resonanzen und damit verbunden keine Lichtinstabilitäten auftreten (s. Abb. 11.105), wurden Betriebsgeräte mit Betriebsfrequenzen weit unterhalb aller akustischen Resonanzen ($< 5\,kHz$) entwickelt. Der Frequenzbereich zwischen $500\,Hz$ und $18\,kHz$ ist aber durch das Auftreten von mechanischen Schwingungen (in Induktivitäten, Folien-

kondensatoren, etc.) im Betriebsgerät, die zu störenden Geräuschentwicklungen führen, ungeeignet.

Frequenzen unterhalb von 60 *Hz* führen bei unterschiedlich emittierenden Elektroden zu Flickererscheinungen, die vom menschlichen Auge wahrgenommen werden können. Zusätzlich führen Frequenzen unterhalb von 10 *Hz* zu Kataphoreseerscheinungen; die sich optisch durch Farbungleichmäsigkeiten über dem Plasmabogen zeigen.

Durch die genannten Einschränkungen bleibt daher für die Entwicklung eines Betriebsgerätes nur der Ausgangsfrequenzbereich zwischen 80 *Hz* und 500 *Hz*, wenn man von den bezüglich der EMI–Vorschriften schwer beherrschbaren Frequenzen oberhalb aller akustischen Resonanzen absieht (je nach Lampentyp bis über 1 *MHz*, s. Abb. 11.105 [1078]).

Wesentliche Vorteile von höherfrequent arbeitenden elektronischen Betriebsgeräten gegenüber konventionellen liegen im allgemeinen in den geringeren Abmessungen und dem kleineren Gewicht, die im wesentlichen in der hohen Wandlerfrequenz und den damit verbundenen kleineren induktiven und Filter–Bauelementen begründet sind. Die Entwicklung eines niederfrequenten Betriebsgerätes widerspricht zunächst diesen Grundsätzen.

Durch die Entwicklung eines Mehrstufenwandlers, bei dem die Bereitstellung der Betriebsparameter (Lampenstrom und Lampenleistung) hochfrequent, die Umschaltung des Lampenstroms niederfrequent erfolgt, konnten die Anforderungen an die genannten Randbedingungen wieder erfüllt werden. Das Blockschaltbild in Abb. 11.109 zeigt einen Überblick über die notwendigen Funktionsstufen, die im Folgenden näher betrachtet werden sollen.

Die Eingangsstufe (EMI, Überspannungsschutz und Netzgleichrichter) entspricht weitgehend der Eingangsstufe bei Betriebsgeräten für Leuchtstofflampen (Kap. 11.4.6).

Aufgrund der unterschiedlichen Lastbedingungen (Innenwiderstand der Lampe ist unendlich vor der Zündung und entspricht in Grenzen einem Kurzschluß während des Einsatzes der Bogenentladung), hat sich der Hochsetzsteller als Leistungsfaktor–Korrektur (PFC)–Schaltung bewährt (s. Abb. 11.110 [1056]). Der Hochsetzsteller arbeitet im lückenden Betrieb, um besonders niedrige Schaltverluste zu erreichen. Die Erfassung der Lückgrenze wird hier, anders als üblich, nicht durch eine Zusatzwicklung auf der Spule L_1 realisiert, sondern mit Hilfe des RC–Gliedes C_3 und R_6. Diese Konfiguration spricht auf die Spannungsänderung am Drain des Schalters T_1 nach dem Abschalten der Diode D_1 an. Erst nach der Rückwärts–Erholzeit der Diode D_1 sinkt die Spannung am Drain von T_1 unter die Ausgangsspannung U_0 des Hochsetzstellers. Nach dieser Spannungsänderung wird über die Schmitt–Triggergatter S_1 bis S_3 der Hochstelltransistor T_1 eingeschaltet. Die Zeitkonstante des Ausgangsspannungsreglers (OP1) ist dabei so groß, daß während einer Netzhalbwelle die Einschaltzeiten des Transistors T_1 konstant bleiben. Damit ist sichergestellt, daß die Einhüllende des dreieckförmigen Drosselstroms bei sinusförmiger Netzspannung ebenfalls sinusförmig ist. Mit dieser einfachen Schaltungstechnik läßt sich ein Leistungsfaktor von

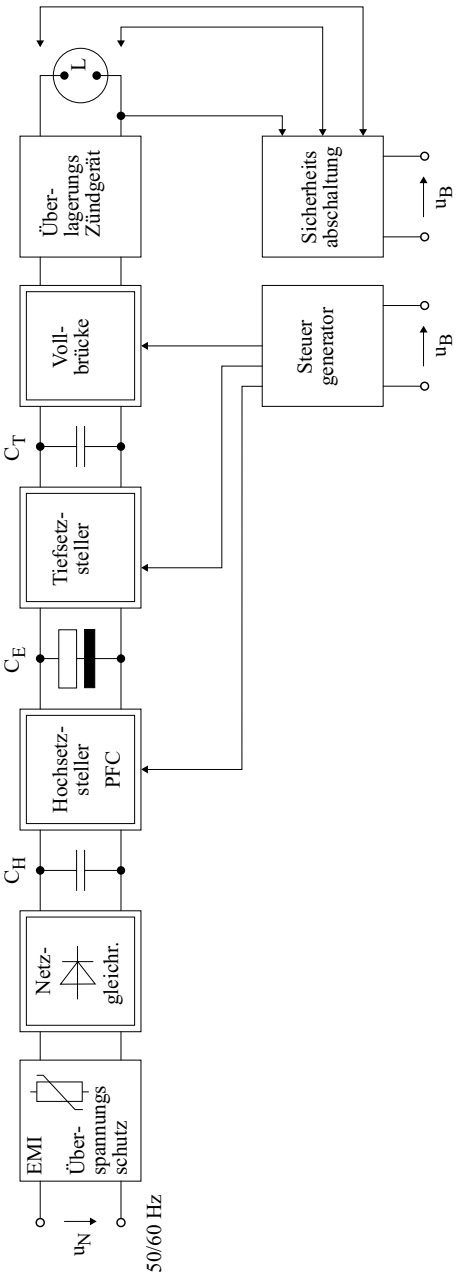


Abb. 11.109: *Blockschaltbild eines elektronischen Betriebsgerätes für Halogen–Metalldampflampen mit Betriebsfrequenzen zwischen 80 Hz und 500 Hz*

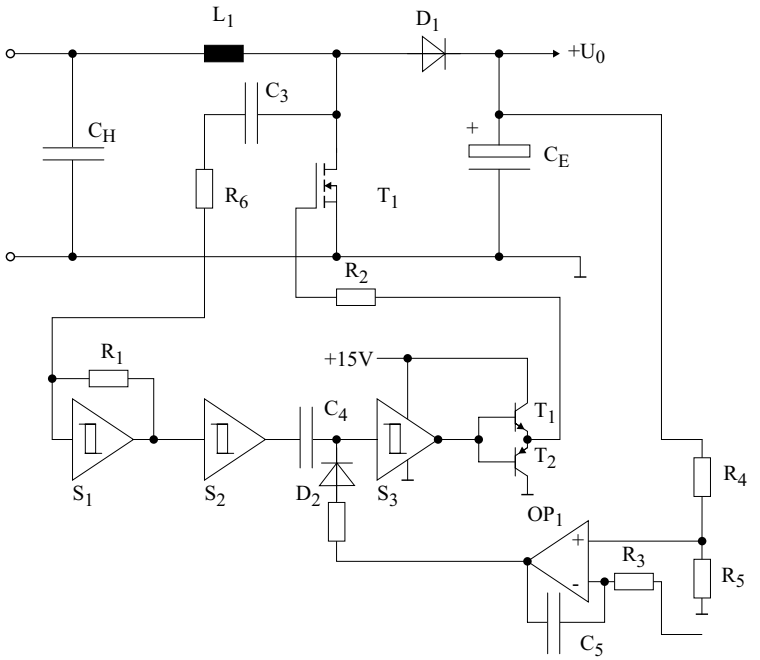


Abb. 11.110: *Hochsetzsteller eines elektronischen Betriebsgerätes für Halogen–Metalldampflampen*

über 0,98 erreichen, womit die internationalen Vorschriften bezüglich der zulässigen Netzstrom–Oberschwingungen entsprechend Tabelle 11.6 sicher eingehalten werden.

Um die Lampe auch während der Nulldurchgänge der Netzspannung mit Energie versorgen zu können, ist es erforderlich, den Energiespeicher, in Form des Kondensators C_E, am Ausgang des Hochsetzstellers ausreichend groß zu dimensionieren. Aus diesem Grunde kann der Eingangswandler (Hochsetzsteller), der im wesentlichen für die Sicherstellung der sinusförmigen Stromaufnahme verantwortlich ist, nicht gleichzeitig die für den Betrieb der Lampe erforderliche Stromquelle bilden.

Da bei allen üblichen Versorgungsnetzen, sich eine Zwischenkreisspannung ergibt, die größer als die Brennspannung der Entladungslampen ist, muß der Lampengenerator die Anpassung der relativ hohen Kondensatorspannung an die Lampenbrennspannung gewährleisten. Als Schaltungsstruktur eignet sich dazu ein Tiefsetzsteller.

Der im Blockschaltbild in Abb. 11.111 [1057] dem Kondensator C_E nachfolgende Tiefsetzsteller dient als eigentliche Stromversorgung für die Lampe. Die in Abb. 11.111 gezeigte Tiefsetzstellerschaltung arbeitet ebenfalls im lückenden Betrieb, analog der in Abb. 11.110 abgebildeten Hochsetzstellerschaltung. Der Tiefsetzsteller dient aber nicht nur der bereits erwähnten Spannungsanpassung,

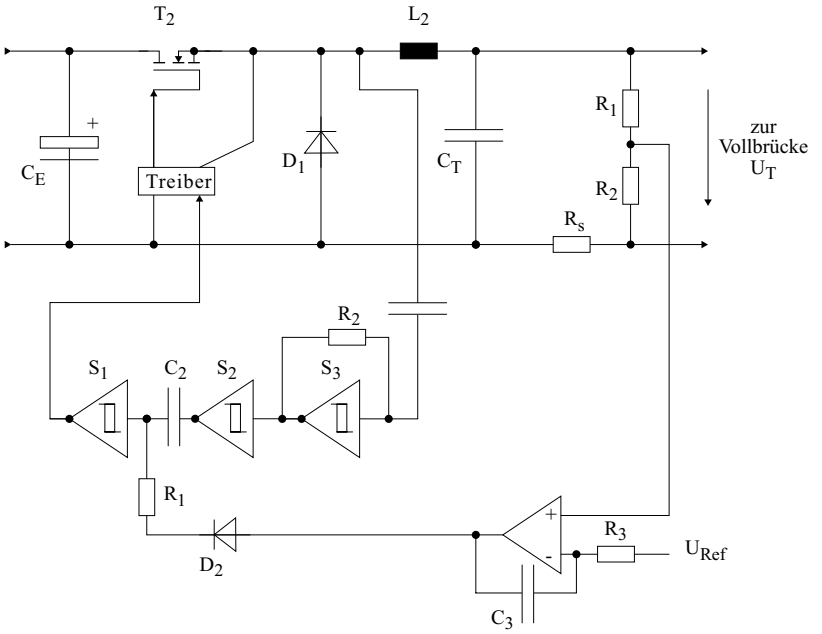


Abb. 11.111: *Tiefsetzsteller mit Leistungsregelung*

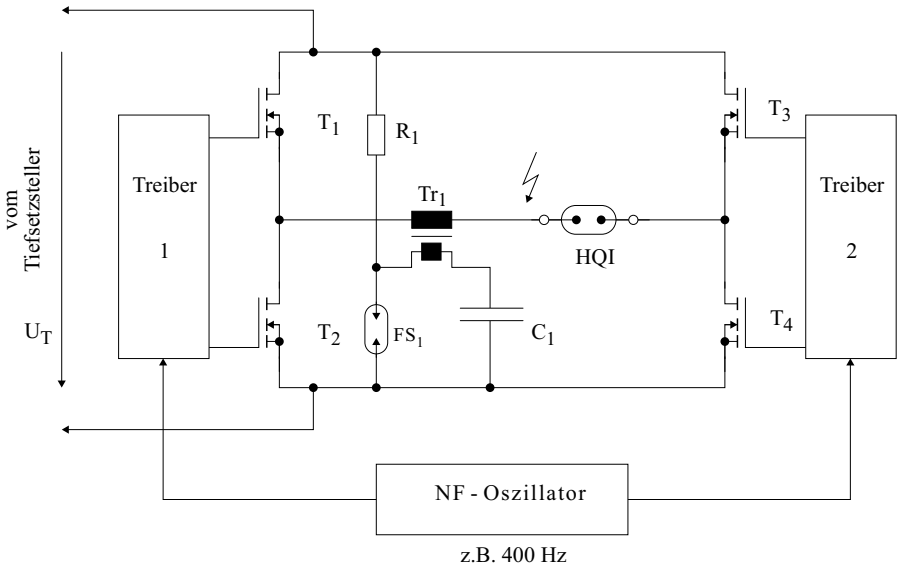


Abb. 11.112: *Vollbrücke und Überlagerungszündgerät*

sondern auch zur Regelung der in die Lampe eingespeisten Leistung. Aus dem für den Lampenbetrieb gewählten Arbeits- und Regelungsprinzip folgt, daß der

Ausgangskondensator C_T so gewählt werden muß, daß einerseits der Rippelstrom keine akustischen Resonanzen im Plasma anregt und andererseits die Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers schnell genug an die sich ändernde Lampenspannung angepaßt werden kann. Die für eine exakte Leistungsregelung erforderliche Multiplikation von Strom und Spannung wird in diesem Fall nicht durch einen aufwendigen Multiplizierer realisiert, sondern mit Hilfe einer Additionsschaltung aus R_S, R_2 und R_1 gebildet. Dies entspricht einer Linearisierung der Multiplikation nach Taylor an einem Arbeitspunkt. Am Ausgang des Tiefsetzstellers steht nun eine Gleichspannung zur Verfügung, die der Brennspannung der Entladungslampe entspricht. Durch die gleichzeitige Leistungsregelung entspricht die Ausgangsleistung des Tiefsetzstellers der Lampenleistung plus der Verlustleistung des folgenden Wechselrichters.

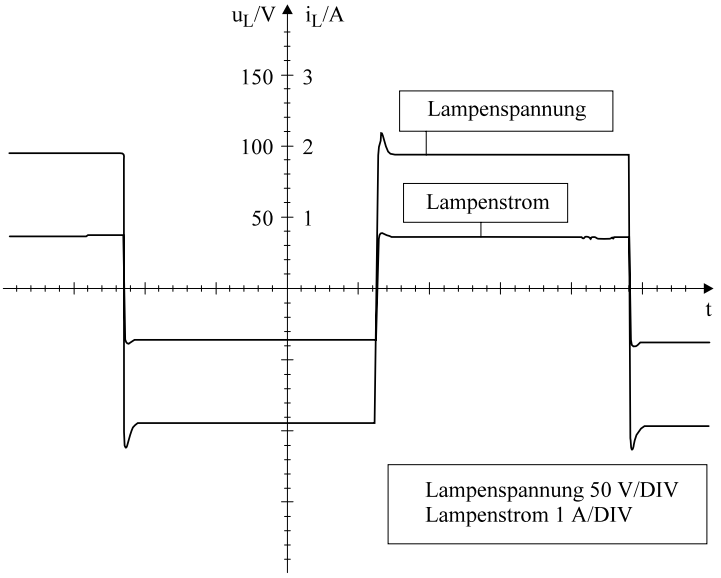


Abb. 11.113: *Verlauf von Lampenstrom und Lampenspannung bei Betrieb mit 100 Hz–Rechteckstrom*

Die gebräuchlichsten Entladungslampen sind für Wechselstrombetrieb ausgelegt. Deshalb muß dem Tiefsetzsteller ein Wechselrichter nachgeschaltet werden, der aus dem Ausgangsgleichstrom des Tiefsetzstellers den rechteckförmigen Lampenstrom erzeugt. Das Umschalten der Stromrichtung übernimmt eine Vollbrückenschaltung (Abb. 11.112 [1058]), die, um das Zündgerät ergänzt, direkt mit der Lampe verbunden wird. Die Brückenfrequenz ist, wie im Eingang dieses Kapitels bereits beschrieben, in den Grenzen von 80 *Hz* bis 500 *Hz* frei wählbar und hat keinen nennenswerten Einfluß auf den Lampenbetrieb.

Gegenüber dem 50 *Hz* Sinusbetrieb ergibt sich bei dem niederfrequenten Rechteckbetrieb aufgrund der schnellen Kommutierung der Vorteil, daß kei-

ne Wiederzündspitzen auftreten. Die sich ergebenden Strom- und Spannungsverläufe an der Lampe sind in Abb. 11.113 dargestellt. Die in Abb. 11.113 zu sehenden Spannungsspitzen resultieren aus der im Zündgerät gespeicherten Energie und dürfen nicht mit Wiederzündspitzen verwechselt werden.

Das Überlagerungszündgerät, bestehend aus R_1, C_1, FS_1 und Tr_1, generiert im Leerlauf Hochspannungsimpulse mit Amplituden bis zu $5\,kV$ (für die Zündung einer heißen Lampe bis zu $30\,kV$!) und Impulsweiten im Bereich von mehreren $100\,ns$. Die Zündschaltung aktiviert sich automatisch, wenn während des Leerlaufbetriebs die Spannung U_T am Ausgang des Tiefsetzstellers einen Wert erreicht, der größer ist, als die Durchbruchspannung der Funkenstrecke FS_1. Über R_1 wird C_1 nach jedem Durchbruch der Funkenstrecke wieder nachgeladen. Die Zündimpulswiederholraten liegen üblicherweise zwischen $50\,Hz$ und $500\,Hz$.

Elektronische Betriebsgeräte für Halogen–Metalldampflampen für Automobil–Frontbeleuchtung mit Betriebsfrequenzen zwischen 80 Hz und 500 Hz und rechteckförmigem Betriebsstrom

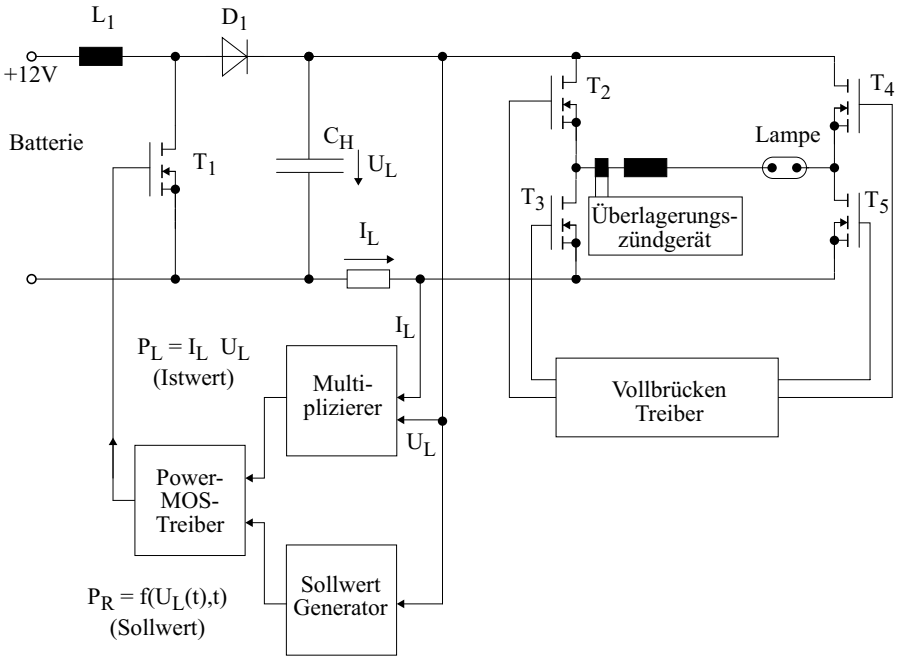


Abb. 11.114: *Prinzipschaltbild für ein Halogen–Metalldampflampen–Betriebsgerät im Kraftfahrzeug*

Das Prinzipschaltbild eines Betriebsgerätes für die Automobilbeleuchtung ist in Abb. 11.114 dargestellt. Gegenüber dem in Abb. 11.109 dargestellten Blockschaltbild eines Betriebsgerätes für Netzeinspeisung besteht der große Vorteil darin, daß einerseits eine nahezu konstante Versorgungsspannung von $12\,V$ zu

Verfügung steht und andererseits die Forderung nach sinusförmiger Stromaufnahme nicht erfüllt werden muß. Als geregelte Stromquelle für die $35\,W$–Halogen–Metalldampflampe, die, um mehr Sofortlicht abgeben zu können, als Grundgas Xenon enthält und deshalb im Sprachgebrauch als Xenonlampe bekannt ist, kann ein Hochsetzsteller, wie er bereits in Abb. 11.110 dargestellt und beschrieben wurde, verwendet werden. Ein Hochsetzsteller deshalb, weil die Brennspannung der Lampe in jedem Betriebszustand größer als die Batteriespannung ist (kalte Lampe ca. $20\,V$, Normalbetrieb ca. $90\,V$, Zündbetrieb ca. $350\,V$).

Für die Dimensionierung des Ausgangskondensators C_H gelten die gleichen Randbedingungen wie im vorangegangenen Abschnitt. Da es für die Anwendung im Kraftfahrzeug besonders wichtig ist, daß nach dem Einschalten des Lichts innerhalb von Sekundenbruchteilen der Lichtstrom der Entladungslampe einen hohen Wert erreicht (entsprechend einer Halogenlampe), ist es erforderlich die Lampe mit sehr hohem Anlaufstrom bzw. mit Überleistung ($70\,W$) zu starten. Da im Anlaufbetrieb die Brennspannung relativ niedrig ist ($20\,V$ bis $30\,V$), erreicht der Hochsetzsteller auch im Anlaufbetrieb einen guten Wirkungsgrad.

Die nachgeschaltete Vollbrückenkonfiguration dient, analog dem Betriebsgerät mit Netzeinspeisung, der Erzeugung eines niederfrequenten rechteckförmigen Lampenbetriebsstroms. Da die Lampe in jeder Phase sofort wieder sicher gezündet werden muß, ist eine Überlagerungszündspannung von ca. $30\,kV$ notwendig. Aufgrund der Massenproduktion für die Automobilanwendung werden bewährte Schaltungsteile (z.B. Additionsschaltung, diskrete Vollbrücke) durch hochintegrierte Schaltkreise ersetzt.

Elektronische Betriebsgeräte für Natrium–Entladungslampen

Gepulster Betrieb von Natriumdampf–Hochdrucklampen

Wie in Kap. 11.4.2 im Unterpunkt „Natriumdampf–Hochdrucklampen“ bereits kurz beschrieben wurde, ist die Beleuchtung mit Natriumdampf–Hochdrucklampen [1069] eine sehr wirtschaftliche Beleuchtungstechnik, da sie neben einer hohen Lebensdauer der Lampe (mehr als $10000\,h$) zusätzlich eine hohe Lichtausbeute (80 bis $120\,lm/W$) besitzt. Bisher konnten sich Natriumdampf–Hochdrucklampen allerdings nur dort durchsetzen, wo es nicht zu sehr auf eine natürliche Farbwiedergabe bzw. auf das Farbunterscheidungsvermögen ankommt und daher eine niedrige Farbtemperatur ausreichend ist, zum Beispiel in der Straßenbeleuchtung oder Illumination von Gebäuden. Der große Bereich der Allgemeinbeleuchtung, insbesondere der Innenraumbeleuchtung, blieb diesen Lampentypen bisher weitgehend verschlossen.

Versuche, das typische Natriumspektrum durch eine Druckerhöhung im Entladungsgefäß, dem Brenner, zu verbreitern und dadurch eine sehr gute Farbwiedergabe zu erreichen, finden ihre Grenze in der absinkenden Lichtausbeute, der gleichzeitig nach oben beschränkten Farbtemperatur und einer wesentlich geringeren Lebensdauer aufgrund der spektralen Linienverbreiterung. Ende der 80er Jahre wurde daher versucht, auf der Basis eines besonderen elektrischen Betriebsverfahrens die Entladung in der Lampe so zu stimulieren, daß sowohl die

Farbtemperatur angehoben wird, als auch die Farbwiedergabeeigenschaften des erzeugten Lichts erheblich verbessert werden. Diese Verbesserungen der Lichtqualität können dadurch erreicht werden, indem die Lampe nicht zeitkontinuierlich mit Leistung versorgt wird, sondern die Leistungseinspeisung innerhalb eines zeitlichen Rasters verändert wird.

Durch die Anregung des Plasmas während der sogenannten Pulsphase tritt eine entscheidende Verbreiterung der gelben Natrium–Resonanzlinie ein, wodurch sich das Spektrum praktisch über den gesamten Bereich des sichtbaren Lichts erstreckt. An die Pulsphase, die, wie in Abb. 11.115 gezeigt, auch aus mehreren Einzelschwingungen bestehen kann (Pulsburst), schließt sich eine Simmerphase an (Simmern = leichtes Sieden bzw. Köcheln), bei der mit relativ kleiner Leistung (ca. 1/4 der mittleren Lampenleistung) die Bogenentladung aufrechterhalten wird. Da sich die Betriebsströme dabei bis über den Faktor 100 unterscheiden, ist der Simmerbetriebsstrom in Abb. 11.115 kaum zu erkennen. Die mittlere in die Lampe eingespeiste Leistung ergibt sich aus der Pulsleistung, der Simmerleistung sowie aus der Puls- bzw. Burstwiederholrate. Die Wiederholfrequenz ist nach unten im wesentlichen durch die physiologische Wahrnehmbarkeit begrenzt und sollte ca. 130 Hz nicht unterschreiten. Die Begrenzung nach oben ergibt sich aus den Strahlungszeitkonstanten des Plasmas, so daß die Wiederholfrequenz nicht größer als ca. 500 Hz werden darf.

Über das Verhältnis von Impulsleistung und Simmerleistung läßt sich die Farbtemperatur in weiten Bereichen von ca. 2300 K bis über 3000 K einstellen. Die mittlere in die Lampe eingespeiste Leistung bestimmt im stationären Betrieb die „cold–spot“–Temperatur des Brenners und damit den Natriumdampfdruck im Entladungsgefäß. Eine Variation der mittleren Leistung ergibt eine mehr oder weniger starke Verbreiterung der Resonanzlinie und damit ist es innerhalb gewisser Grenzen möglich, die Farbwiedergabeeigenschaften auf Kosten der Lichtausbeute zu verbessern und umgekehrt. Daher stehen aus elektrischer Sicht zwei unabhängige Parameter (P_{Last} und P_{Puls}/P_{Simmer}) zur Verfügung, um sowohl die Farbwiedergabe als auch die Farbtemperatur gezielt zu beeinflussen. Die in Kap. 11.4.3 beschriebene negative Strom–Spannungscharakteristik hat zur Folge, daß sich die Impedanz der Lampe zwischen Puls- und Simmerphase erheblich ändert. Obwohl die Stromamplitude während des Pulsbursts ca. 100 mal größer ist als in der Simmerphase, geht die Brennspannung der Lampe während des Pulsburst gegenüber der Sinus–Phase noch etwas zurück (Abb. 11.116). Am Brennspannungsverlauf läßt sich auch recht gut das zeitliche Verhalten des Plasmas erkennen. Da es sich hier hauptsächlich um thermische Aufheiz- bzw. Abkühlvorgänge handelt, kann der zeitliche Verlauf der Lampenimpedanz gut durch e–Funktionen angenähert werden.

Am praktischen Beispiel der DSX T 80 W (Firma OSRAM) ergibt sich aus einem Verhältnis von Puls- zu Simmerleistung von 50 eine Farbtemperatur von ca. 3000 K und bei einem Verhältnis von 16 eine Farbtemperatur von etwa 2600 K. Die korrespondierenden Betriebsströme zeigt Abb. 11.117. Für diese beiden Beispiele ergeben sich folgende Betriebsdaten der Lampe:

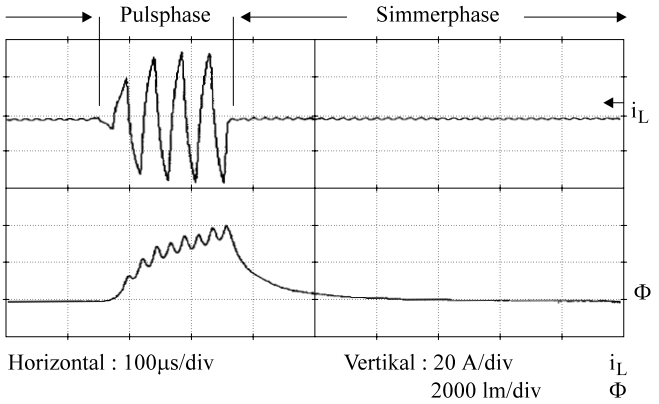


Abb. 11.115: *Lampenstrom und resultierender Lichtstromverlauf*

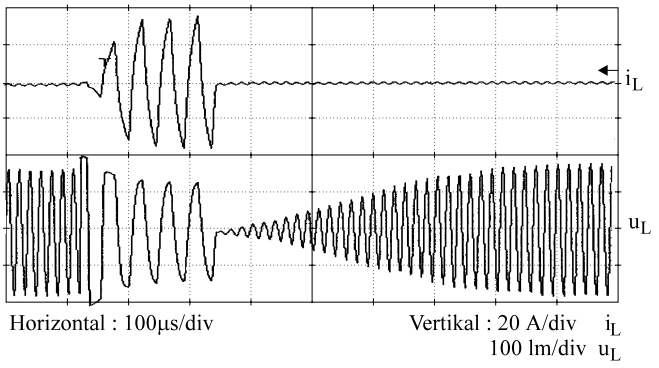


Abb. 11.116: *Zeitlicher Verlauf von Lampenstrom und Lampenspannung*

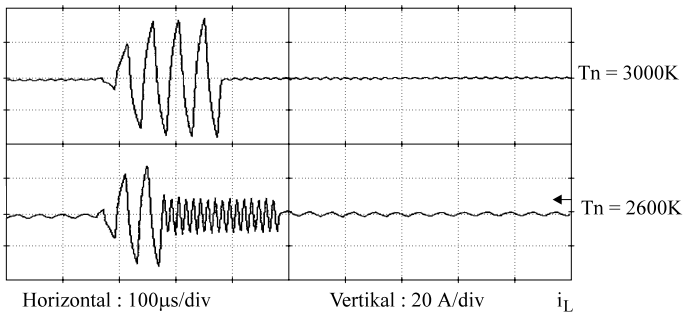


Abb. 11.117: *Pulsburst für zwei unterschiedliche Farbtemperaturen*

Farb-temperatur	Simmer-strom	Puls-strom	Mittl. Lampenstrom	Puls-leistung	Simmer-leistung
$2600\,K$	$0,38\,A_{eff}$	$6,5\,A_{eff}$	$1,9\,A_{eff}$	$650\,W$	$40\,W$
$3000\,K$	$0,17\,A_{eff}$	$11,5\,A_{eff}$	$2,7\,A_{eff}$	$1400\,W$	$25\,W$

Die mittlere Lampenleistung beträgt dabei jeweils ca. $80\,W$. Die Dauer von Pulsphase bzw. Simmerphase beträgt bei der $3000\,K$–Einstellung $220\,\mu s/3,4\,ms$ und bei der $2600\,K$–Einstellung $320\,\mu s/3,1\,ms$.

Ein Betriebsgerät muß also in der Lage sein, unterschiedliche Laststromamplituden zu erzeugen.

Außerdem müssen noch einige weitere Randbedingungen bei der Wahl der Schaltungstopologie beachtet werden :

- Wechselstrombetrieb mit Betriebsfrequenzen $20\,kHz < f_B < 80\,kHz$ (Betriebsbereich ohne akustische Resonanzen);
- kein Gleichstromanteil im Laststrom;
- hoher Wirkungsgrad, damit die Systemlichtausbeute möglichst groß wird und die Kühltechnik einfach bleibt bzw. kleines Bauvolumen erreichbar ist;
- Zündung der Lampe (2–$3\,kV$ erforderlich).

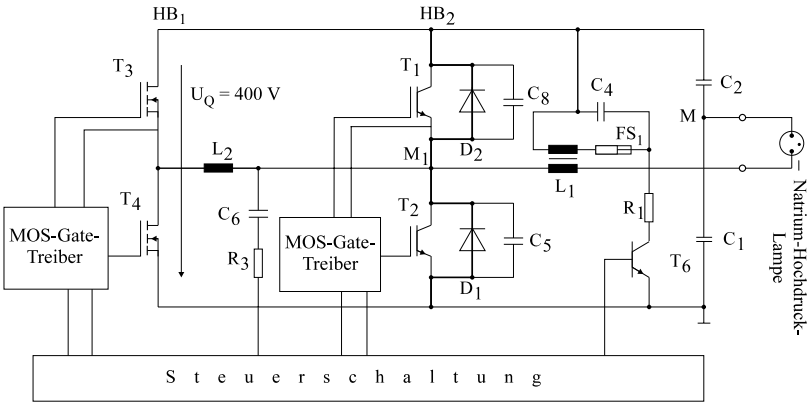


Abb. 11.118: *Leistungselektronik eines Vorschaltgerätes für gepulste Entladung*

Eine mögliche Schaltungslösung zur effizienten Erzeugung solch unterschiedlicher Laststromamplituden mit integriertem Zündgerät zeigt Abb. 11.118. Die Topologie besteht aus zwei Halbbrückenzweigen (HB_1, HB_2) die über eine Spule L_2 miteinander verbunden sind. Die beiden Halbbrückenzweige können jeweils über die beiden MOS–Gate–Treiber separat angesteuert werden. Ein Anschluß

der Lampe wird am Mittenabgriff einer Reihenschaltung aus zwei Elektrolytkondensatoren C_1, C_2 angeschlossen. Die Anordnung der Elkos erfüllt gleichzeitig die Funktion des Koppelkondensators (Gleichstromfreiheit der Lampe), sowie die Funktion des Zwischenkreiskondensators (Energiespeicher für Pulsleistung und Glättungskondensator). Durch die symmetrische Lampenlast stellt sich am Mittelpunkt der Zwischenkreiskondensatoren C_1 und C_2 im stationären Betrieb die halbe Brückenversorgungsspannung ein. Die Spule L_1 verbindet das andere Lampenende mit der Halbbrücke HB_2. Diese Spule ist mit einer Hilfswicklung versehen und wirkt als Tesla–Transformator und ermöglicht es, über eine Entladung des Zündkondensators C_4 mittels der Funkenstrecke FS_1 die erforderliche Zündspannung bereitzustellen.

Die Einspeiseschaltung für die Schaltung in Abb. 11.118 [1070] zur Versorgung mit der Gleichspannung U_Q ist hier nicht dargestellt. Diese wird mit einer Hochsetzstellerschaltung (Leistungsfaktor–Korrektur) sowie Gleichrichter–Kombination und vorgeschalteter Funkentstörung ausgeführt, wie sie dem Stand der Technik entspricht. Mit dieser Eingangsschaltung wird die Zwischenkreisspannung U_Q gegenüber Netzspannungsschwankungen und Lastwechseln konstant gehalten.

Zur Erzeugung der Simmerphase werden die MOSFETs T_3 und T_4 mit dem Tastverhältnis 50 % und mit einer Frequenz f_{Simmer} angesteuert. Am Brückenmittelpunkt von T_3 und T_4 entsteht somit eine Rechteckwechselspannung mit einer Amplitude in Höhe der Versorgungsspannung. Während der Simmerphase bleiben die IGBTs T_1 und T_2 ausgeschaltet. Bei gezündeter Lampe kann nun ein Betriebsstrom über L_1 und L_2 in die Zwischenkreiskondensatoren fließen. Der Lampenstrom wird induktiv begrenzt. Die wirksame Induktivität in der Simmerphase ergibt sich aus der Summe von L_1 und L_2. Während der Pulsphase wird die Ansteuerung der beiden MOSFETs T_3 und T_4 abgeschaltet und dafür die beiden IGBTs T_1 und T_2 mit je 50 % Tastverhältnis über den Gate–Treiber mit einer Frequenz f_{Puls} angesteuert. Die für die Strombegrenzung wirksame Induktivität besteht während der Pulsphase lediglich aus L_1. Somit können selbst bei gleichen Betriebsfrequenzen $f_{Simmer} = f_{Puls}$ über die Dimensionierung von L_1 und L_2 sehr unterschiedliche Lampenbetriebsströme realisiert werden.

Die MOSFETs T_3 und T_4 sowie die Spule L_2 können optimal für den relativ kleinen Simmerstrom, die IGBTs T_1 und T_2 sowie die Induktivität L_1 dagegen auf die vergleichsweise hohen Pulsströme dimensioniert werden. Mit Hilfe der Kondensatoren C_5 und C_8 werden die IGBTs beim Abschalten entlastet, so daß die Abschaltverluste der IGBTs klein gehalten werden. Das Einschalten der Transistoren einer solchen Schaltungskonfiguration geschieht ebenfalls verlustreduziert, da aufgrund der induktiven Lastcharakteristik die Kondensatoren C_5 und C_8 in der Tastlücke zwischen T_1 und T_2 vollständig entladen werden und die antiparallele Diode des einzuschaltenden IGBT leitet. Damit reduzieren sich die Halbleiterverluste im wesentlichen auf die Durchlaßverluste, ein guter Wirkungsgrad wird möglich.

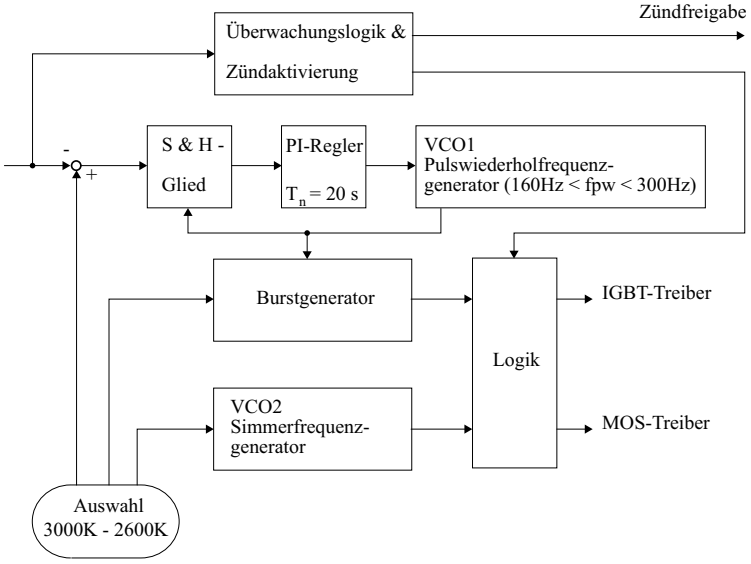


Abb. 11.119: *Blockschaltbild der Steuerelektronik*

Die Ansteuersignale für die beiden Halbbrücken werden von einer Steuerschaltung bereitgestellt, die im wesentlichen mit einem Mikrocontroller realisiert werden kann. Die einzelnen Funktionsblöcke der Steuerung sind in Abb. 11.119 schematisch dargestellt. Damit die Farbwiedergabeeigenschaften und die Farbtemperatur konstant gehalten werden können, muß der Natrium–Dampfdruck im Entladungsgefäß geregelt werden. Da sich der Natrium–Dampfdruck nur mit großem Aufwand direkt messen läßt, muß mit Hilfe einer elektrischen Ersatzgröße ein geschlossener Regelkreis aufgebaut werden. Als Ersatzgröße eignet sich die Brennspannung der Lampe während der Simmerphase.

Bei definiertem Simmerstrom und Meßzeitpunkt gilt folgender Zusammenhang:

$$U_{Simmer} \;=\; f(t, P_{Na}, I_{Simmer}) \tag{11.9}$$

Mit Hilfe des Mikrocontrollers wird dazu die Simmerspannung zu einem definierten Zeitpunkt digitalisiert, mit dem Sollwert verglichen und einem Abtastregler zugeführt. Als Stellgröße wird die Pulsburstwiederholfrequenz nachgeführt und damit die in die Lampe eingespeiste mittlere Leistung variiert, die wiederum den Natrium–Dampfdruck verändert. Damit ist der Regelkreis geschlossen. Der Burstgenerator erzeugt im Takt der Pulsburstwiederholfrequenz die definierte Anzahl und Dauer der Perioden des Pulsbursts. Ein weiterer Generator sorgt für die Ansteuersignale der Simmerphase. Mit Hilfe einer Logikverknüpfung wird dafür gesorgt, daß beide Halbbrücken gegenseitig verriegelt werden.

Über einen Auswahleingang lassen sich auf Wunsch die Arbeitspunkte bzw. Betriebsparameter gezielt beeinflussen, so daß eine Umschaltung der Farbtemperaturen eintritt.

11.4.7 Elektronische Transformatoren für Niedervolt-Halogenglühlampen

Die Entwicklung von Niedervolt–Halogenglühlampen ($12\,V$) erfolgte für Anwendungen in der Automobiltechnik (Frontbeleuchtung, Ersatz der Bilux Glühlampe ab 1960) und Display–Anwendungen (Bühne, Projektoren). Erst ab 1980 wurden Niedervolt–Halogenglühlampen in der Allgemeinbeleuchtung (Wohnräume, Schaufenster) mit und ohne Reflektoren eingesetzt. Die Stromversorgung erfolgte üblicherweise mit $12\,V$–Netztransformatoren, die den Anforderungen nach Sicherheitskleinspannung (IEC 1046, EN 61046, DIN VDE 0712 Teil 24) entsprechen müssen.

Die Entwicklung der getakteten Netzteile führte auch zur Entwicklung sogenannter Elektronischer Transformatoren [1079] für Niedervolt–Halogenlampen. Es handelt sich um Halbbrückenwandler mit galvanisch getrennten Ausgangstransformatoren. Der Arbeitsfrequenzbereich liegt im Bereich von $50\,kHz$ mit Frequenzanteilen von $20\,kHz$ bis $200\,kHz$ aufgrund der freischwingenden Brücke. Bei Betrieb von Lampen an Elektronischen Transformatoren ist deren Betriebsfrequenz identisch mit der Betriebsfrequenz des Wandlers. Auf eine Glättung des Eingangswechselstroms wird normalerweise verzichtet, weil sie zu aufwendig ist und zu viele Verluste mit sich bringt. Die Länge der Leitung zwischen Elektronischem Transformator und Lampe ist einerseits durch die zulässige EMI–Abstrahlung, andererseits durch den induktiven Spannungsabfall an der Netzleitung begrenzt.

Im Gegensatz zu den Entladungslampen ergibt sich durch den höherfrequenten Betrieb bezüglich der Lichtausbeute oder der Lichtqualität kein Vorteil bei Niedervolt–Halogenlampen im Vergleich zum $50\,Hz$–Betrieb. Die Lichtausbeute ist frequenzunabhängig und liegt etwa zweimal so hoch wie bei der Standardglühlampe. Die wichtigsten Gründe für die Verbreitung der Elektronischen Transformatoren sind:

- kleinere Abmessungen und freie Wahl der Form;
- wesentlich geringere Lastabhängigkeit bei Parallelschaltung mehrerer Lampen;
- Dimmbarkeit bei Verwendung von Phasenabschnitts–Dimmern bzw. in Grenzen bei Phasenanschnitts–Dimmern.

Für Elektronische Transformatoren gelten bezüglich der auf das Netz rückgekoppelten Oberwellen die gleichen Vorschriften wie bei Betriebsgeräten für Entladungslampen (IEC 1000-3-2, EN 61000-3-2, VDE 0838 T2). Bei Betrieb von Niedervolt–Halogenlampen besteht aber der Vorteil, daß aufgrund der thermisch sehr trägen Wolframwendeln kein Energiespeicher in Form eines Elkos für die Leistungsversorgung während der Netz–Nulldurchgänge erforderlich ist. Die Betriebsspannung der Lampe kann deshalb mit $50\,Hz$ stark amplitudenmoduliert sein. Der abgestrahlte Lichtstrom bleibt dabei über der Modulation konstant.

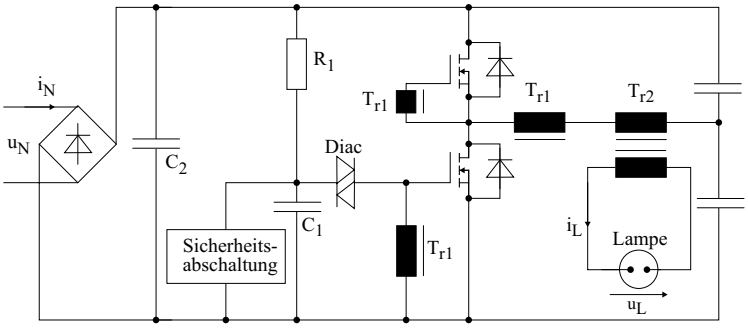


Abb. 11.120: *Freischwingender Halbbrückenwandler als Elektronischer Transformator*

Dieser Vorteil wird schaltungstechnisch genutzt. Anstelle des Elkos wird nur ein HF–Rückschlußkondensator eingesetzt. Der Wechselrichter muß dann so konzipiert sein, daß er im gesamten Spannungsbereich von einigen Volt bis zum Spitzenwert der Netzspannung arbeitet. Resultierend ergibt sich der Vorteil einer Schaltungsstruktur, die eine sinusförmige Netzstromaufnahme ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand gewährleistet. Abbildung 11.120 zeigt die Grundstruktur eines Elektronischen Transformators.

Die Eingangsstufe besteht aus einem EMI–Filter, dem Netzgleichrichter und einem Varistor als Überspannungsschutz. Abbildung 11.121 zeigt bei gegebener Netzspannung den nahezu sinusförmigen Verlauf des Netzstroms.

Der HF–Rückschluß für den Halbbrückenwandler erfolgt über C_2 (z.B. $10\,nF$), an dem auch die gleichgerichtete Netzspannung anliegt. Als Wechselrichter eignet sich die freischwingende Halbbrücke, die im Abschnitt „Elektronische Betriebsgeräte für Leuchstofflampen“ ausführlich beschrieben ist.

Der Ausgangstransformator T_{r2} besitzt zwei galvanisch getrennte Wicklungen. Die hochfrequente Lampenspannung und der Lampenstrom ist in Abb. 11.122 dargestellt. Der Effektivwert der Lampenspannung ist $12\,V$ und ist in einem weiten Lastbereich konstant. Die Parallelschaltung von mehreren Lampen bis zur maximalen Ausgangsleistung des Elektronischen Transformators ist problemlos möglich.

Nach jeder neuen Halbwelle erfolgt ein Neustart über die Kombination aus R_1, C_1 und dem Diac. Der Kondensator C_1 wird über R_1 aufgeladen, bis der Diac bei $32 \pm 4\,V$ zündet. Durch den folgenden Basis–Stromstoß fängt die Halbbrücke zu schwingen an.

Für einen sicheren Betrieb ist eine Kurzschluß- bzw. Überlast- und eine Temperatur–Abschaltung notwendig, die so aufgebaut ist, daß beim Ansprechen der Kondensator C_1 überbrückt wird und sich somit über dem Diac keine Zündspannung aufbauen kann. Die Halbbrücke schwingt somit nicht an.

Die Konzeption der Gesamtschaltung ist so ausgelegt, daß mit einem minimalen Aufwand an Bauelementen (und damit an Kosten) ein sehr sicherer und den Vorschriften entsprechender Betrieb gewährleistet ist.

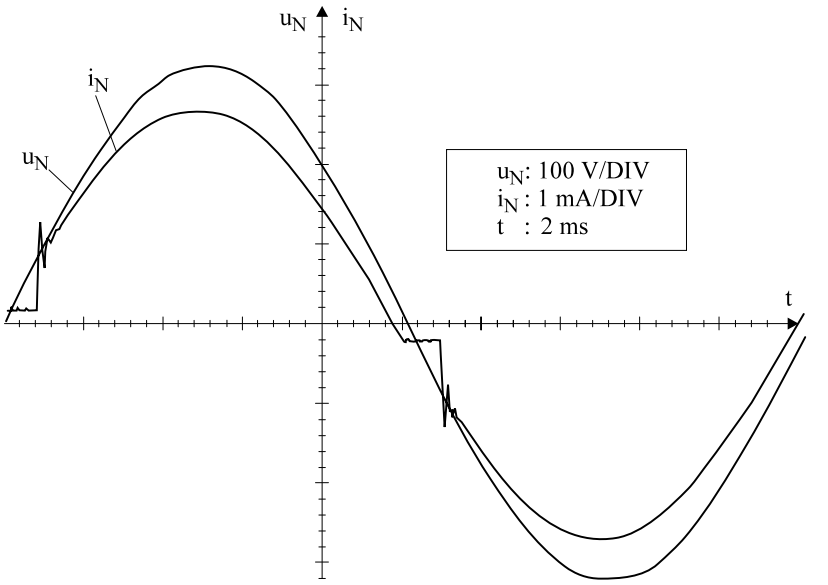


Abb. 11.121: *Netzspannung und (nahezu) sinusförmiger Netzstrom*

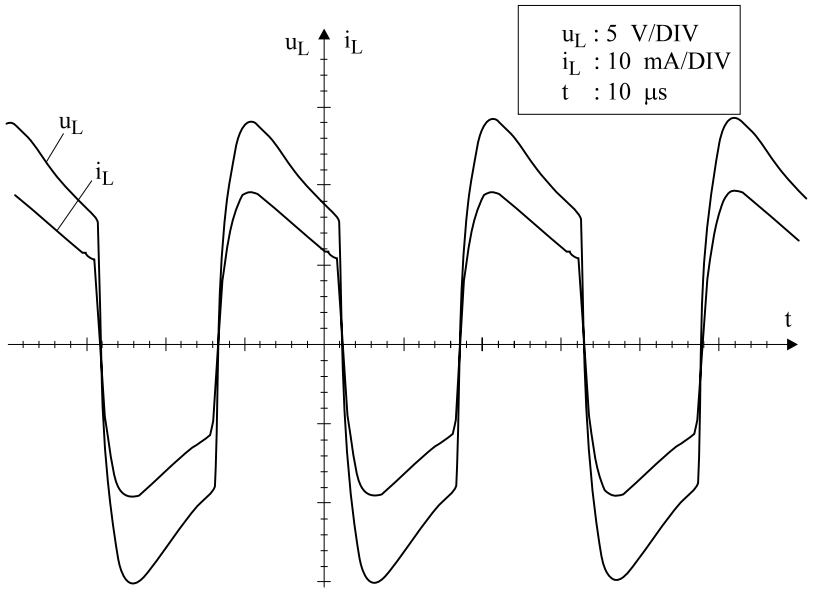


Abb. 11.122: *Strom- und Spannungsverlauf an der Niedervolt–Halogenlampe*

11.5 Akustische Grundlagen zur Geräuschmessung

F. Witzani, Fa. Osram, München

Viele elektrische Geräte und Einrichtungen werden heute zunehmend auch hinsichtlich ihrer Geräuschemission beurteilt und qualifiziert. Die durch den Betrieb der Geräte verursachten akustischen Störgeräusche werden mit einem einheitlichen Standard gemessen. Bestimmt wird dabei immer der Druck des Schalldruckfeldes, da ein Mikrophon ein Drucksensor ist. Schalldruck- oder auch Schallpegelmesser haben, durch den Frequenzgang des Mikrophons und des Verstärkers bedingt, meist eine relativ konstante Verstärkung im Hörbereich. [15)] Das menschliche Ohr hat hingegen eine stark frequenzabhängige Empfindlichkeit. Abb. 11.123 zeigt die Kurven mit gleichem Lautstärkenempfinden (Isophonen) des Menschen.

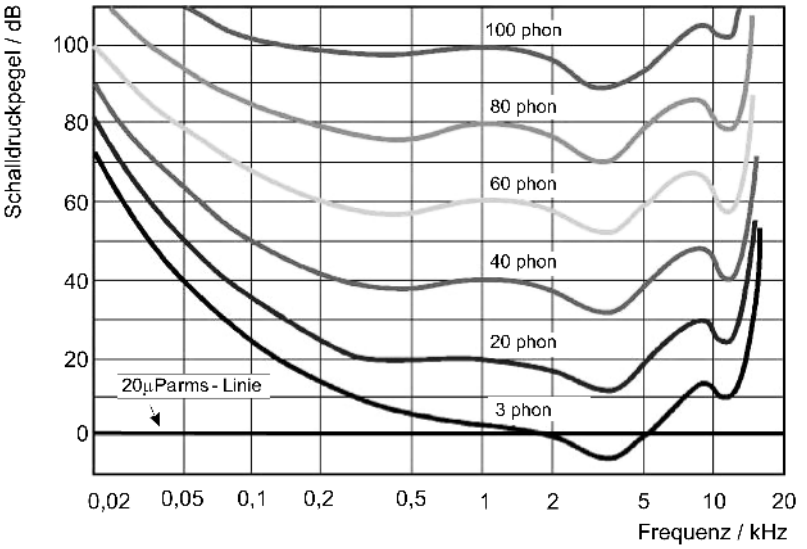


Abb. 11.123: *Frequenzabhängige Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs („Vorlesungsscript 'Akustik 2' v. J. Blauert, Ruhr-Universität Bochum")*

Der Lautstärkepegel Phon ist eine psychoakustische Größe; ein Phon entspricht per Definition einem äquivalenten Schalldruck von 1 dB mit einem reinen

[15)] Das menschliche Gehör ist für einen Schalldruckbereich zwischen 20 μPa und 20 Pa bei einer Frequenz von 1 kHz (1 Pa = 1 N/m^2) geeignet. Dieser Bereich wird durch die logarithmische Verhältnisgrösse „Dezibel" (dB) als Schallpegel beschrieben, d.h., ein Schalldruck von 20 μPa entspricht einem Schallpegel von 0 dB. In der Literatur wird der Schalldruckpegel L zu

$$L = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{p}{p_0}\right) \; [dB]$$

definiert, mit $p \equiv$ effektiver Schalldruck und $p_0 \equiv$ Bezugsschalldruck. „1 Pa rms" bedeutet „1 Pa root-mean-square" und beschreibt Schallemmissionen bei Elektrogeräten.

Sinuston von 1 kHz. Der Bezugsschalldruck und die Wahrnehmungsgrenze für den Menschen (0 dB) ist mit 20 μPa rms festgelegt. Um den gemessenen Summenschalldruckpegel über dem Hörbereich (20 Hz bis 20 kHz) auch repräsentativ an das menschliche Hörempfinden anzupassen, werden diese Ergebnisse durch eine passende Filterkurve bewertet (Abb. 11.124). Bei technischen Messungen ist hier die A–Bewertungskurve üblich. Sie repräsentiert am besten das Hörempfinden bei einem Lautstärkepegel zwischen 20-40 phon. Die anderen Bewertungskurven B, C und D berücksichtigen im speziellen die Ton- oder Impulshaltigkeit, also die Eigenschaft der Geräusche. Hier sei Quietschen oder Hämmern erwähnt. Sie belasten den Organismus besonders. Dafür wäre die A–Bewertung unzureichend.

Zusätzlich sei noch auf die „Lautheit“ hingewiesen, die angibt, wie der Schall subjektiv empfunden wird. Die Einheit ist „sone“; ein Sone ist definiert als die wahrgenommene Lautstärke eines Schalls mit 40 phon. Diese 40 phon entsprechen wiederum einem breitbandigen Schall, der genauso laut wahrgenommen wird, wie ein Sinuston mit 1 kHz und einem Schalldruckpegel von 40 dB. Abb. 11.125 zeigt den Zusammenhang zwischen Phon und Sone. Die Tabelle in Abb. 11.125 gibt diese Lautstärkewahrnehmung durch das Ohr an. Sie basiert auf der Innenohrmechanik; die genormten Verfahren zur Lautheitsmessung sind in der DIN 45631 und ISO 532 B zu finden. Das Schallfeld um ein Messobjekt ist ein Vektorfeld, welches in jeder Position im Raum eine bestimmte Größe und Richtung besitzt. Die Richtcharakteristik dieses Schalldruckfeldes ist meistens unbekannt. Sie hängt von der Geometrie und dem Ort der Schallentstehung am Messobjekt ab. Würde man den mittleren Schalldruck in einem bestimmten Messabstand r kennen, so könnte aus diesem die Schallleistung P_A wie folgt berechnet werden:

$$E = \int \underline{F} \cdot d\underline{l} = A \int \underline{p}_S \cdot d\underline{l} = A \int \underline{p}_S \cdot \frac{d\underline{l}}{dt} \cdot dt = A \int \underline{p}_S \cdot \underline{v}_p \cdot dt$$

$$P_A = \frac{dE}{dt} = A \cdot \underline{p}_S \cdot \underline{v}_p \quad ; \quad \underline{v}_p = \frac{\underline{p}_S}{Z} \quad ; \quad Z = \rho \cdot v_S$$

$$P_A = \frac{A}{\rho \cdot v_S} \cdot \underline{p}_S^2 \tag{11.10}$$

$$|p_S| = \sqrt{\frac{P_A \cdot \rho \cdot v_S}{2\pi r^2}} \tag{11.11}$$

mit

E	$\equiv$	Energie
$\underline{F}$	$\equiv$	Kraft
A	$\equiv$	Fläche, durch die der Schall hindurchtritt
P_A	$\equiv$	Schallleistung
$\underline{v}_p$	$\equiv$	Geschwindigkeit der Luftmoleküle, Schallschnelle
$\underline{p}_S$	$\equiv$	(mittlerer) Schalldruck
Z	$\equiv$	akustische Impedanz
ρ	$\equiv$	Dichte der Luft
$\underline{v}_S$	$\equiv$	Schallgeschwindigkeit in Luft

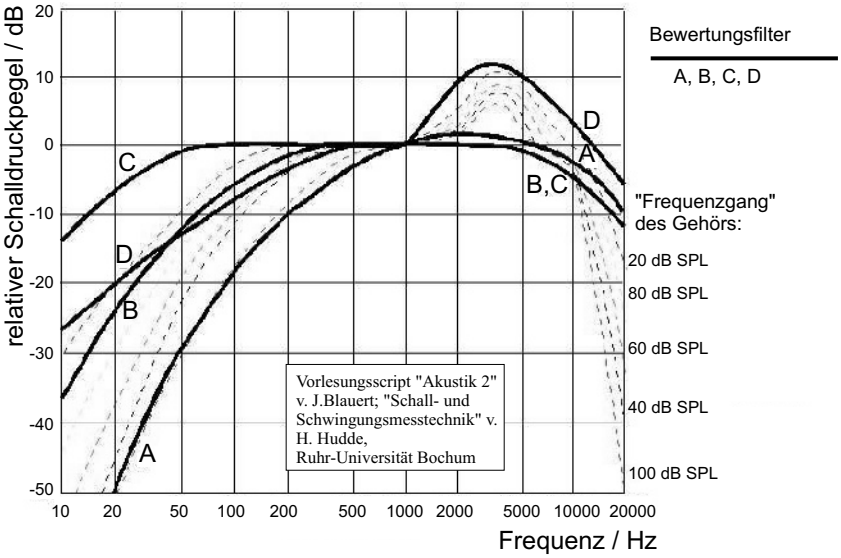


Abb. 11.124: *Bewertungsfilter A, B, C, D*

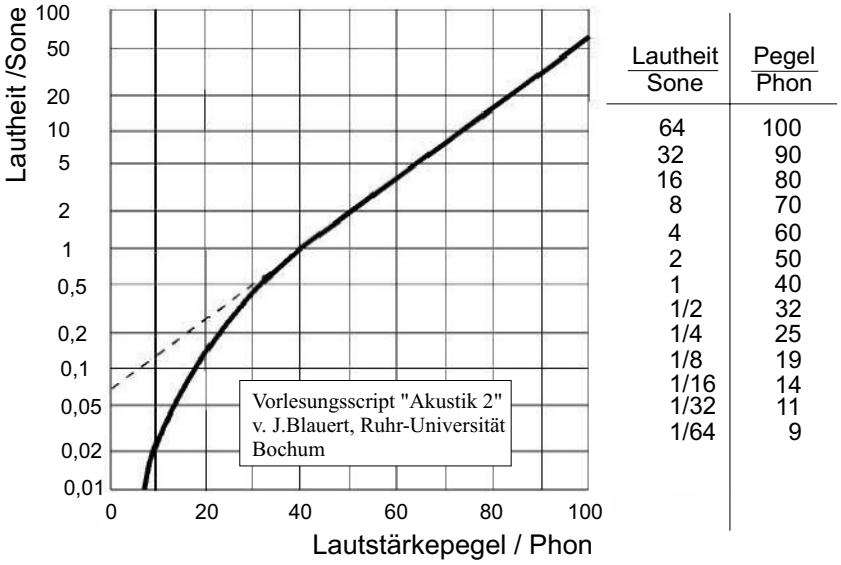


Abb. 11.125: *Lautheit über Laustärkepegel*

Durch Umformen der Gl. (11.10) kann die Schalldruckverteilung für eine kleine Schallquelle (im Vergleich zur Wellenlänge) über einer harten Aufnahmefläche durch die Gl. (11.11) bestimmt werden. Hier ist zu berücksichtigen, dass sich der Schall nur in der Halbkugel über der Aufnahmefläche ausbreiten kann. Die Aufnahmefläche ist dabei völlig passiv und muss von der Schallquelle entkoppelt sein. Idealerweise soll die Schallquelle nur von der Aufnahmefläche weg abstrahlen und keine Reflexionen mit ihr oder anderen Objekten bilden. Sollten dennoch Reflexionen auftreten, so können diese durch eine Richtcharakteristik des Messmikrophons ausgeblendet werden. Das Mikrophon besitzt dabei die normale Empfindlichkeit in der geometrischen Hauptachse, welche aber dann z.B. bei einem Winkel von $\pm 30°$ von der Mittellinie um 3 dB abnimmt.

Beispiel zu Gl. 11.10:
mit der akustischen Wahrnehmbarkeitsgrenze $P_0 = 20\,\mu\mathrm{Pa}_{rms}$
und $T \equiv$ Temperatur in °C;

$$
\begin{aligned}
A_0 &= 1\,\mathrm{m}^2 \\
\rho &= 1,184\,\mathrm{kg/m}^3 \quad (\text{bei}\, T = 25°\mathrm{C}) \\
v_S &= 331,6\,\mathrm{m/s} \cdot \sqrt{1 + \frac{T}{273°\mathrm{C}}} = 346,4\,\mathrm{m/s} \quad (\text{bei}\, T = 25°\mathrm{C}) \\
P_A &= \frac{(20 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{Pa}_{rms})^2}{1,184\,\mathrm{kg/m}^3 \cdot 346,4\,\mathrm{m/s}} = 0,9753\,\mathrm{pW}
\end{aligned}
$$

P_0...∼1 pW = Referenzpunkt für die Schallleistung L_W in dB;

Die in Gl. (11.10) erhaltene Beziehung gilt für gleichförmige Schalldruckfelder. Da dies — wie Eingangs erwähnt — praktisch kaum der Fall ist, kann durch eine Mittelung von n Messpositionen in der Halbkugel ein mittlerer Schalldruck bestimmt werden. Jede Messposition hat den gleichbleibenden Messabstand r zum Messobjekt. Alle Messpositionen liegen auf der Oberfläche einer Halbkugel um die Schallquelle. Der Abstand zum Messobjekt muss so gewählt werden, dass sich das Mikrophon im Fernfeld vom Schalldruck befindet, da die Geometrie der Schallquelle das Nahfeld beeinflusst, hingegen das Fernfeld nicht. Bei einer Schallquelle „nullter“ Ordnung, d.h. bei einem Kugelstrahler, wird die Grenze zwischen Nah- und Fernfeld üblicherweise mit $r = 2\lambda$ angegeben. Dies wird durch den Phasenwinkel zwischen Schalldruck und der Schallschnelle bestimmt. Im Fernfeld geht dieser Winkel gegen Null. Größere Anlagen und Maschinen haben meistens mehrere Positionen, an denen Schall emittiert wird und stellen somit eine Schallquelle höherer Ordnung dar. Hier geht man davon aus, dass ein Messabstand von doppelter Maschinengröße sich im Fernfeld befindet.

Ein anderer Ansatz zur Feststellung des Messabstandes bei kleinen Schallquellen besteht darin, das Schalldruckspektrum, welches direkt mit dem Schallleistungsspektrum zusammenhängt, darzustellen. Aus diesem Spektrum kann man

eine Frequenzgrenze ermitteln, ab welcher Schallleistungsanteile signifikant zum Summenpegel im Hörbereich beitragen.

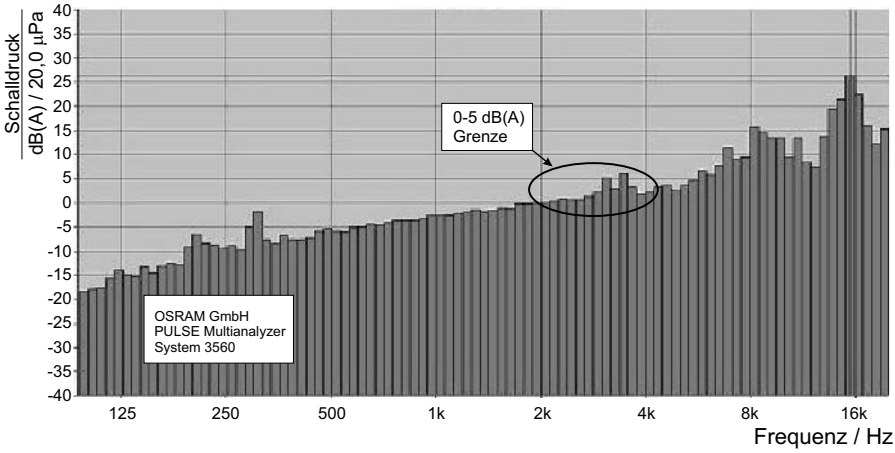


Abb. 11.126: *Spektrale Verteilung der Schalldrücke eines Messobjekts*

Abb. 11.126 zeigt eine solche spektrale Verteilung der Schalldrücke eines Messobjektes. Die Markierungen auf der Abszisse (Frequenz) sind in Verdoppelungsschritten organisiert, d.h. in Oktaven (Musiknomenklatur). Jede Oktave ist in 12 Halbtonschritte oder 1/3 Terzbänder unterteilt, die die einzelnen Balken darstellen. Die Pegel der 1/3 Terzbänder dieses Prüflings liegen bei 2-4 kHz um 0-5 dB(A). Errechnet man, welchen Beitrag zum Summenpegel ein 5 dB(A) zu einem 26,1 dB(A) Signal bei 15,4 kHz hat, so kommt man bedingt durch die logarithmische Addition in Gl. 11.12 auf 26,14 dB(A). Selbst der Pegel bei 8 kHz mit 16 dB(A) ergibt in der Summe 26,51 dB(A).

$$SPL_{sum} \;=\; 10 \cdot \log_{10} \left[\sum_{n=1}^{n} \left(10^{0,1 \cdot SPL_n} \right) \right] \tag{11.12}$$

Daraus folgt, dass die Schalldruckanteile unter 4 kHz bei diesem Beispiel für die Summenpegelerrechnung vernachlässigt werden können. Durch diese Erkenntnis kann daher unter Berücksichtigung der Bauteilgröße und der Nah- Fernfeldgrenze, ein minimaler Messabstand errechnet werden. Hierfür wird die 4 kHz „Relevanzgrenze“ für die Summengerechnung als längste Wellenlänge für die 2λ-Grenze herangezogen:

$$2\lambda \;=\; \frac{2 \cdot v_S}{f} \;=\; \frac{2 \cdot 346,4\,\mathrm{m/s}}{4000\,1/\mathrm{s}} \;=\; 0,173\,\mathrm{m}$$

11.5.1 Praktisches Messverfahren zur Bestimmung der akustischen Schallleistung

Die Freifeldmethode[16)] stellt bestimmte Anforderung an die Messumgebung. Da wir nur den Direktschall zur Leistungsbewertung heranziehen dürfen, muss sichergestellt werden, dass es keine Reflexionen über Wände oder andere schallreflektierende Flächen gibt. Nur solche Schallwellen, die direkt vom Messobjekt kommen, dürfen auf das Mikrophon treffen. Da ein solcher Messort auf „freiem Feld“ leicht von Umwelteinflüssen gestört werden kann, bedient man sich einer Messkammer, deren Wände einen sehr geringen Schallreflexionsgrad aufweisen. Sie bietet annähernd die gleichen Umgebungsbedingungen, wie sie die Freifeldmethode vorgibt. Bei Quellen mit signifikanter niederfrequenter Schallemission (z.B. bei 100 Hz), muss der minimale Messabstand von 2λ mit 6,93 m eingehalten werden. Aus Gl. (11.11) ergibt sich das $1/r$-Gesetz des Schalldrucks. Die Schalleistung hingegen ist unter gewissen Betriebsbedingung des Messobjektes eine universelle Messgröße und unabhängig vom Messabstand. Bei der Freifeldmessmethode, die relativ einfach zu realisieren ist, wird das Messobjekt auf einer ebenen schallharten Fläche positioniert.

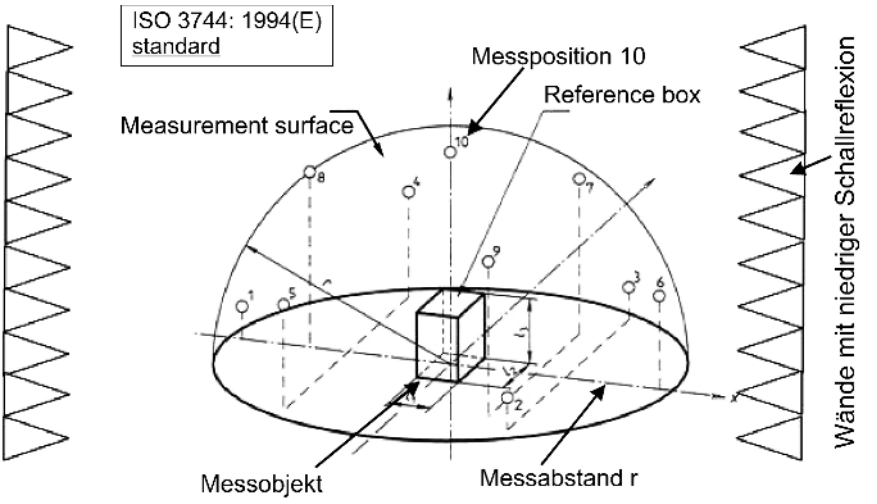


Abb. 11.127: *Anordnung und Bestimmung der Schallleistung*

Die Messwerte in dB(A) aus den einzelnen Messpositionen können nun zur Mittelwertbildung herangezogen werden. Hierbei ist zu beachten, dass die Schallleistung sich nach Gl. (11.10) proportional zum Quadrat des Schalldrucks

[16)] Freifeldmethode ISO 3744

verhält. Somit müssen zur Mittelwertbildung die delogarithmierten quadratischen Verhältnisse der einzelnen Schalldrücke wie folgt verwendet werden:

$$L_p = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{p_1^2}{p_0^2}\right) \text{ dB} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{p_1}{p_0}\right) \text{ dB}$$

$$SPL_{avg} = 10 \cdot \log_{10}\left[\frac{1}{n}\sum_{n=1}^{n}\left(10^{0,1 \cdot SPL_n}\right)\right] \tag{11.13}$$

Da der Ort der Schallentstehung sehr unterschiedlich und auch gerichtet sein kann, wird sich eine mehr oder weniger stark ändernde Schalldruckverteilung auf der Messhalbkugel einstellen. Hier müssen die Positionen gefunden werden, welche die höchsten Messwerte ergeben. Werden z.B. drei Werte mit 42, 41 und 35 dB(A) gemessen, so errechnet sich der Mittelwert nach Gl. (11.13) mit 40,23 dB(A). Durch die logarithmische Skalierung der Schalldrücke wird der Mittelwert stärker von den höheren dB-Werten beeinflusst.

Viele verteilte Einzelmessungen des Schalldruckes auf der Halbkugel bringen die beste Annäherung an den Mittelwert. Die Norm ISO 3744 (engineering method) sieht bei einer Standardabweichung der Reproduzierbarkeit von den Messergebnissen mit σ=1,5 dB mindestens 9 Messpunkte in der Halbkugel vor.

Einen wichtigen Aspekt für die Einzelmessungen stellt auch die ausreichend große Messdifferenz zwischen Umgebungsgeräuschen und dem Messsignal dar (Signal zu Rauschabstand). Die Norm gibt hier mindestens 6 dB Differenz an. Ab 15 dB Differenz braucht das Ergebnis nicht mehr korrigiert zu werden. Zwischen 6-15 dB(A) soll der Messwert um den Umgebungsgeräuschwert reduziert werden. Daraus lassen sich die Anforderungen an die Messumgebung und an das Messsystem abgeleiten. Einerseits muss ein ausreichender Messabstand (Mikrophon im Fernfeld) eingehalten werden, andererseits muss zu diesem niedrigen Messsignal eine Messumgebung mit hinreichend niedrigem Umgebungsrauschen vorhanden sein. Wenn wir eine Baumaschine vermessen wollen, so ist dies bei 90-100 dB(A) Schalldruck in 10 m Abstand einfach zu realisieren. Soll hingegen ein CD-Abspielgerät mit einem Schalldruck von 20-30 dB(A) in 1 m Entfernung gemessen werden, so stellt dies eine anspruchsvolle Messaufgabe dar.

Das Eigenrauschen des Messsystems ist ähnlich wie das Umgebungsrauschen zu behandeln. Liegt eine Messanlage für den Schalldruck vor, so kann das Mikrophon nahezu schalltot eingekapselt werden. Der nun angezeigte „Messwert“ wird nun fast gänzlich aus dem Systemrauschen (Halbleiter, Mikrophon) erzeugt. Die Verbindungsleitung zwischen Messmikrophon und Schalldruckmesser muss möglichst weit entfernt von stromführenden Leitungen verlegen. Die Größen der Messsignale auf der Mikrophonleitung bewegen sich im mV– bzw. μV–Bereich. Die Messverstärker sind breitbandig für den akustischen Frequenzbereich ausgelegt, und somit auch ideale „Empfänger“ für elektromagnetische Felder (Stromrichter).

11.5.2 Ermittlung der Schallleistung aus dem mittleren Schalldruck in der Halbkugel

Aus dem errechneten Mittelwert des Schalldrucks in der Halbkugel kann jetzt einfach die Schalleistung aus Gl. (11.10) ermittelt werden. Verwendet man den relativ bezogenen dB(A)–Wert des Schalldrucks auf $20\,\mu$Pa und die auf 1 pW und $1\,\mathrm{m}^2$ bezogene dB(A)–Skalierung, so kann der Schallleistungspegel L_w direkt wie folgt bestimmt werden:

$$L_W \;=\; SPL_{avg} + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{A}{A_0}\right) \tag{11.14}$$

mit

L_W $\equiv$ Schallleistung
A $\equiv$ Halbkugelfläche, in der SPL_{avg} gilt
A_0 $\equiv$ $1\,\mathrm{m}^2$

11.5.3 Grundlegende Mechaniken der Schallerzeugung in elektrischen Komponenten

In erster Linie soll hier das Augenmerk auf elektrische Komponenten oder Betriebsmittel gelenkt werden. Durch den Einsatz von Spulen in Magnetkreisen, pulsweitenmodulierter Energieübertragung mit Leistungshalbleitern und Kondensatoren, die zur Glättung von Spannungen in geschalteten Konvertern verwendet werden, kommt es neben der elektrischen Funktion sehr oft noch zu Entwicklung von Schallleistung. Ursache hierfür sind repetitive elektrische Signale mit ihren Periodedauern, die denen der Frequenzen im Hörbereich von 20 Hz bis 20 kHz entsprechen. Diese Geräuschemission wird durch dynamische Kräfte auf einzelne Teile der elektrischen Betriebsmittel verursacht. Diese entstehen durch zeitlich verändernde magnetische oder elektrische Felder. Verdeutlicht kann dies durch die Lorentzkraft wie folgt werden:

$$\underline{F} \;=\; q \cdot (\underline{E} + \underline{v} \times \underline{B}) \quad \text{Lorenzkraft}$$

entweder $\underline{B} \gg \underline{E}$ (Spulen):

$$\begin{aligned}
\underline{F} &= q \cdot (\underline{v} \times \underline{B}) \quad \text{mit } \underline{v} = \frac{\underline{l}}{t} \text{ und } q = I \cdot t \\
\underline{F} &= I \cdot (\underline{l} \times \underline{B}) \quad \text{statische Kraft} \\
\frac{d\underline{F}}{dt} &= \frac{I}{dt} \cdot (\underline{l} \times \underline{B}) \quad \text{zeitveränderliche Kraft}
\end{aligned} \tag{11.15}$$

oder $\underline{E} \gg \underline{B}$ (Kondensatoren):

$$\begin{aligned}
\underline{F} &= q \cdot \underline{E} \\
\underline{F} &= I \cdot t \cdot \underline{E} \quad \text{statische Kraft} \\
\underline{F} &= \underline{E} \int I\,dt \quad \text{zeitveränderliche Kraft}
\end{aligned} \tag{11.16}$$

mit

$\underline{F}$	$\equiv$	Kraft	$\underline{B}$	$\equiv$	magnetische Feldstärke
q	$\equiv$	elektrische Ladung	$\times$	$\equiv$	Vektorprodukt
$\underline{v}$	$\equiv$	Geschwindigkeit von q	I	$\equiv$	Strom im Leiter
$\underline{E}$	$\equiv$	elektrische Feldstärke	dt	$\equiv$	Differenzial nach der Zeit

Aus den Gleichungen (11.15) und (11.16) ist zu erkennen, dass zeitliche Stromänderungen in Bauteilen immer Kräfte verursachen. Dem gegenüber stehen mechanische Strukturen, die oft schwingfähige Masse–Federsysteme bilden.

$$\begin{aligned} F &= m\ddot{x} = -k \cdot x \\ \ddot{x} &= -\frac{k}{m} \cdot x \\ -\frac{k}{m} &= \omega_0^2 \end{aligned}$$

mit

k	$\equiv$	Federkonstante	ω_0	$\equiv$	Eigenfrequenz
m	$\equiv$	Masse	x	$\equiv$	Ort
$\dot{x}$	$\equiv$	Geschwindigkeit	$\ddot{x}$	$\equiv$	Beschleunigung

Führt man einen Dämpfungsterm ein, der proportional zur Geschwindigkeit $\dot{x}$ ist und eine externe Kraft, welche auf das schwingfähige System wirkt, so erhält man:

$$F_{ext} = m \cdot \left(\ddot{x} + 2\gamma\dot{x} + \omega_0^2 x\right) \quad \text{mit}\, \gamma \equiv \text{Dämpfungskonstante} \tag{11.17}$$

Aus der vorigen Gleichung ist zu erkennen, dass die mechanische Schwingung immer gedämpft ist und abklingt. Das trifft zu, wenn das mechanische System nur einmal angestoßen wird und somit keine weitere Vibration und damit Schallerzeugung stattfindet. Wirkt aber durch eine externe Stimulation periodisch immer wieder eine Kraft auf das System, dann hat Gl. (11.17) eine Lösung ungleich Null. Aus Gl. (11.17) ist zu erkennen, dass das System durch eine Eigenfrequenz charakterisiert wird und auf ihr schwingt. Sehr oft wird ungewollte Geräuschemission durch schnelle Stromänderungen verursacht, die z.B. durch Phasenanschnitt von Sinusspannungen oder rechteckähnlichen Strömen durch die Leistungselektronik entstehen. Jedes periodisches Signal kann in eine Fourierreihe zerlegt und als Grundwelle mit den dazugehörigen harmonischen Oberwellen dargestellt werden. Diese Oberwellen ergeben in Verbindung mit Gl. (11.17) die Lösungen für eine gedämpfte Schwingung des mechanischen Systems. Als Beispiel ist hier eine Trapezkurve (Abb. 11.128) aufgeführt; sie präsentiert durch geeignete Wahl von t_1 und t_2 ein pulsweitenmoduliertes Signal.

$$I(t) = \frac{4\hat{I}}{\pi(t_1 - t_2)} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi t_1}{T}\right) - \sin\left(\frac{2\pi t_2}{T}\right)}{n^2} \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{T} t\right) \tag{11.18}$$

mit

T ≡ hier: Periode der Anregung (Abb. 11.128)
$\hat{I}$ ≡ Maximalwert des Stroms
n ≡ harmonische Oberwelle

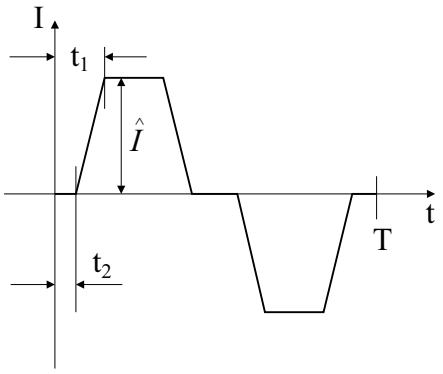


Abb. 11.128: *Typisches anregendes Signal (Leistungselektronik)*

Abb. 11.129 zeigt eine „akustische Systemantwort“ in Form eines Schalldruckfeldes einer Ferritkerndrossel der Größe E25 in 25 cm Abstand.

Hier können gleich mehrere Beobachtungen zu den vorhin gewonnen theoretischen Erkenntnissen gemacht werden. Der rechteckähnliche Strom in der Drossel mit 90 Hz, bildet im Schallspektrum auf seiner Grundwelle und der doppelten Frequenz nur relativ geringe Schalldrücke aus. Hier kann über die elektromechanische Übertragungsstrecke offensichtlich nur wenig Schalldruck erzeugt werden, was sich durch einen sehr kleinen Druckpegel von 6-8 dB(A) über 20 μPa äußert.

Deutlich anders sieht das Übertragungsverhalten und damit die Schalldruckausbildung bei höheren Frequenzen aus. Der spektrale maximale Amplitudenanteil Gl. (11.18) bei 7,29 kHz mit einer Grundfrequenz von 90 Hz und einem n=81, errechnet sich mit etwa 0,152 Promille der Grundwelle. Die Übertragungsstrecke zwischen Strom durch die Drossel und Schalldruck muss somit für diese Frequenz eine deutlich höhere Verstärkung aufweisen, um hier den messbaren Schalldruck von ca. 16 dB (Faktor 10 über dem bei 90 Hz) zu erhalten. Die Übertragungsfunktionen ist das Verhältnis der laplacetransformierten Ausgangs- zu Eingangsgröße eines Übertragungssystems. Setzt man nur die Verstärkungsunterschiede der Übertragungsfunktion bei 90 Hz und 7,29 kHz zueinander in Bezug und setzt ein lineares System voraus, so ergibt sich folgende Situation:

$$R = \frac{\left|A_{7{,}2\text{kHz}} \cdot G\left(s_{7{,}2\text{kHz}}\right)\right|}{\left|A_{90\text{Hz}} \cdot G\left(s_{90\text{Hz}}\right)\right|} = \frac{P_{7{,}2\text{kHz}}}{P_{90\text{Hz}}} = 10^{0,1(SPL_{7{,}2\text{kHz}} - SPL_{90\text{Hz}})}$$

$$\Rightarrow G\left(s_{7{,}2\text{kHz}}\right) = \frac{10}{\frac{1}{6561}} = 65610$$

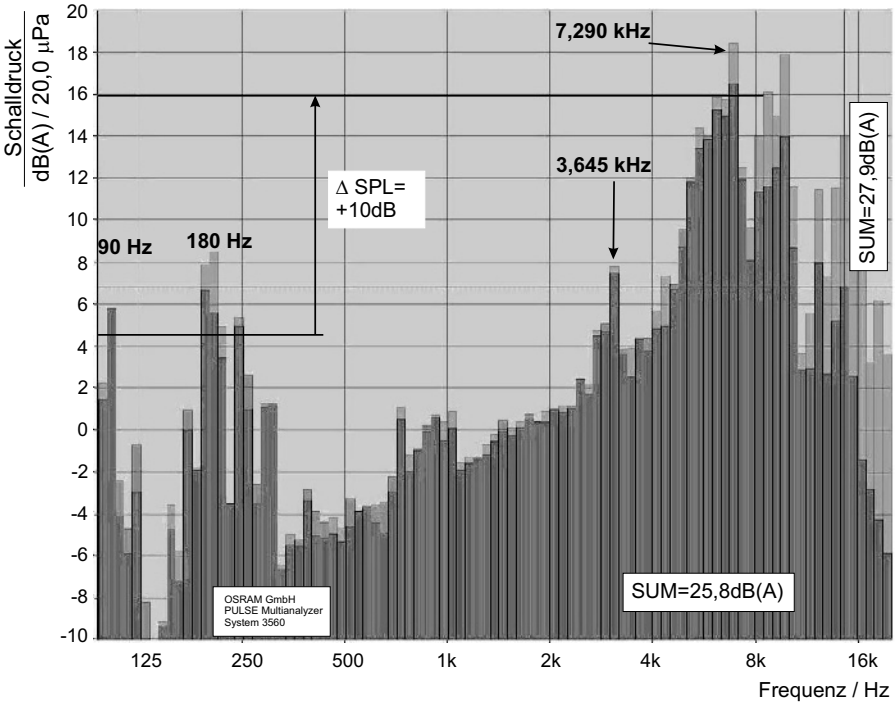


Abb. 11.129: *Schalldruckfeld einer Drosselspule*

mit

$G(s)$	$\equiv$	Übertragungsfunktion (Strom $\rightarrow$ Schalldruck)
$s = \sigma + j\omega$	$\equiv$	komplexe Frequenzvariable mit Dämpfung und Kreisfrequenz
A_ω	$\equiv$	spektrale Amplitude der Anregung
$A_{90\mathrm{Hz}} \cdot G(\omega_{90\mathrm{Hz}}) = 1$	$\equiv$	für relative Bewertung des Verstärkungsunterschiedes
SPL	$\equiv$	Sound Pressure Level (Schalldruck)
$SPL_{7{,}2\mathrm{kHz}} - SPL_{90\mathrm{Hz}} = 10\,\mathrm{dB}$	$\equiv$	entspricht dem Faktor 5

Das Verhältnis R von 65610 verdeutlicht, welche sehr hohen Verstärkungsvariationen ein System haben kann, und wodurch Schallemission oft unerwartet auftritt. Eine Möglichkeit der Reduzierung von Schallemission ist die Beeinflussung der Schaltgeschwindigkeit. Wenn es durch die Ansteuerung der Leistungsbauteile möglich ist, den Ausdruck $t_1 - t_2$ zu vergrößern (Gl. (11.18)), so werden die Oberwellen entsprechend verkleinert. Die Auswirkung dieser Reduzierung kann auf Abb. 11.129 in der Abnahme des Summenschalldrucks im Hörbereich

von 27,9 dB(A) auf 25,8 dB(A) (helle und dunkle 1/3-Terzbänder) beobachtet werden.

Das Übertragungsverhalten von Geräten ist üblicherweise unbekannt. Sie setzen sich aus dreidimensionaler Anordnung von elektrischen Betriebsmitteln zusammen, in denen Kräfte wirken, wie in Gl. (11.15) und Gl. (11.16) beschrieben. Dazu kommen noch Temperatur- und Alterungseinflüsse der verwendeten Materialen. Diese Parametervielfalt gestaltet es schwierig und oft wirtschaftlich nicht vertretbar, das System hinreichend zu beschreiben, sodass dies dem realen Aufbau gerecht wird. Programme, welche Modellrechnungen nach der FEM (Finite Elemente Methode) ausführen, können mechanische Resonanzen in Bauteilen oder Bauteilgruppen simulieren und aufzeigen. Die Resultate hängen von Parametern wie E-Modul, Poissonzahl und Dichte der Materialien, aber auch von den oft nicht klar definierten Tränklackierungen von Wicklungen oder Spalten zwischen Bauteilen ab. Solche Simulationsergebnisse müssen auf Plausibilität geprüft und durch Kontrollmessungen bestätigt werden. Sind Simulationsmodelle hinreichend verifiziert, so kann versucht werden, durch Variation der Modellstruktur Resonanzen zu unterbinden oder ihre Frequenzen zu verschieben. Ein weiteres Hilfsmittel zum Aufzeigen von unerwünschten Resonanzerscheinungen an Komponenten ist die Laserinterferometrie. Damit können Schwingungen im Nano- und Picometerbereich nach der Frequenz aufgelöst und sichtbar gemacht werden.

11.5.4 Praktische Methode zur Schallleistungsmessung an elektrischen Komponenten

Wie aus der vorigen Rechnung und der Schalldruckmessung (Abb. 11.129) ersichtlich ist, hat die betrachtete Induktivität ein Übertragungsverhalten zwischen Spulenstrom und Schalldruck, dessen Amplitude stark mit der Frequenz variiert. Als Systemantwort der Induktivität auf die Stimulation durch das diskrete Linienspektrum Gl. (11.18) stellen sich über die Frequenz variable Schalldrücke ein. Toleranzen in der Fertigung der Bauteile oder ganzer Geräte gestalten die Verstärkung der Übertragungssystems immer leicht unterschiedlich, bzw. es schieben sich einzelne Resonanzfrequenzen aus dem Raster des diskreten Linienspektrums der Anregung heraus. Dadurch treten unerwünschte Geräuschemissionen oft nur unter bestimmten Betriebszuständen, oder auch erst im Laufe der Gerätealterung auf (Kunststoffe verändern ihre mechanischen Eigenschaften, Verbindungen werden lose, Lagerschmiermittel verlieren an Viskosität).

Um nun das wirksame Übertragungsverhalten eines Systems für die Geräuschübertragung praktisch „auf einmal“ zu vermessen, kann ein elektrisches Signal verwendet werden, welches ein kontinuierliches Frequenzspektrum aufweist.

Dieses hat eine konstante Amplitude im Leistungsdichtespektrum, und ist allgemein als „Weißes Rauschen“ bekannt. Per Definition ist dies ein stochastisches (vermutetes) Signal, welches analytisch nicht vorherberechnet werden kann. Da

die Amplitude im Leistungsdichtespektrum konstant ist, ist die Leistung in jedem Frequenzabschnitt gleich. Praktisch existiert weißes Rauschen nur über einen endlichen Frequenzbereich. Von besonderem Interesse ist der Hörbereich zwischen 20 Hz und 20 kHz. Im Zeitbereich ist das weiße Rauschen als unregelmäßige Schwingung ohne Periode am Oszilloskop zu beobachten (Abb. 11.130).

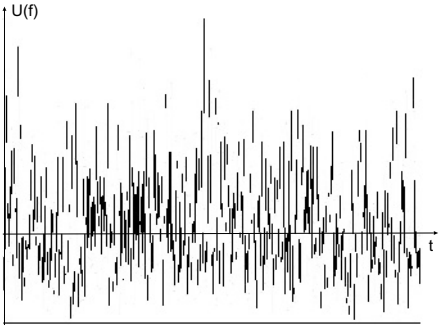


Abb. 11.130: *Zeitlicher Verlauf der Anregung*

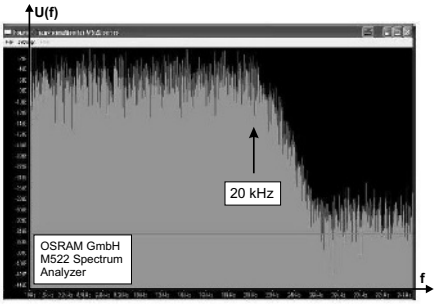


Abb. 11.131: *Spektrum der zeitlichen Anregung*

Abb. 11.131 zeigt die Darstellung im Frequenzbereich, die Amplitude bleibt bei diesem bandbegrenzten weißen Rauschen bis 20 kHz annähernd konstant. Darüber fällt die Spannung bis 26 kHz um 30 dB ab.

Rauschquellen sind heute vielfach schon Bestandteil von Frequenzgeneratoren oder Schallmesssystemen. Dort dienen sie in der modernen Aufnahmetechnik als Möglichkeit zur Systemanalyse (z.B. Konzertsaal, akustische oder elektrische Baugruppen). Eine günstige Variante für eine Rauschquelle stellt auch eine Computer–Soundkarte in Verbindung mit entsprechender Software dar.

Wird nun ein lineares System anstatt mit einem periodischen durch ein kontinuierliches Spektrum angeregt, so ist die Systemantwort proportional zur Übertragungsfunktion. Mit anderen Worten — es kann sich überall dort eine mechanische Vibration als Systemantwort ausbilden, wo ein schwingfähiges Gleichungssystem (Gl. (11.17)) eine externe Stimulation mit entsprechender Frequenz erfährt. Dies ist durch das weiße Rauschen immer gegeben, da in ihm eine bestimmte Anregungsleistung (oder Spannung über Wirkwiderstand) mit jeder Frequenz vorhanden ist.

$$
\begin{aligned}
S(\omega) &= \text{konst.} \\
S(\omega)G(j\omega) &= P(\omega) \\
S(\omega) &\equiv \text{spektrale Rauschleistung von weißem Rauschen} \\
P(\omega) &\equiv \text{Schalldruck}
\end{aligned}
$$

Als nächstes sollen einige Systeme durch einen Audioleistungsverstärker mit weißem Rauschen stimuliert werden. Abb. 11.132 zeigt die Schalldruckantwort eines Lautsprechers in 25 cm Messabstand mit 47,1 dB(A). Dabei ist zu sehen, dass nur zwischen 1 kHz und 10 kHz bei dem eingestellten Ausgangspegel des

Verstärkers der Schalldruck über 20 dB des Bezugsdrucks mit 20 μParms liegt. Auch bildet sich innerhalb dieses Frequenzbandes keine konstante Schalldruckverteilung aus. Das Grundrauschen bildet einen Summenpegel von 18,6 dB(A). Dies ist bezogen auf den Signalpegel ein ausreichender Abstand. Unter einem

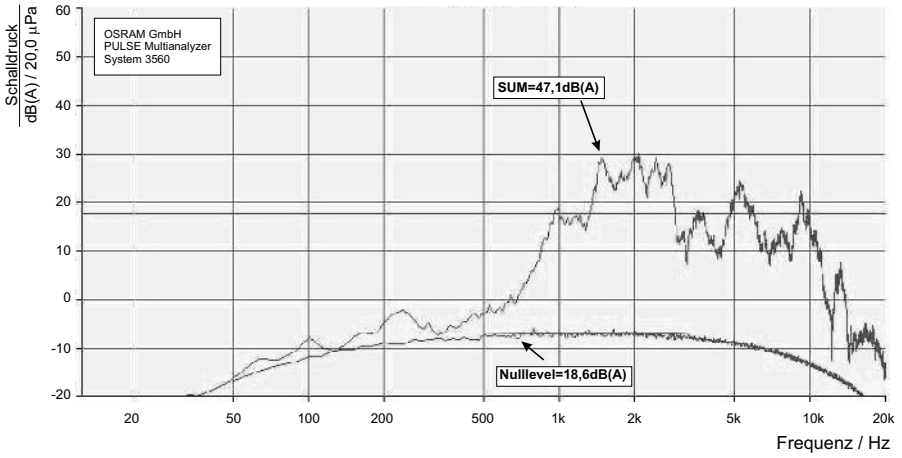


Abb. 11.132: *Schalldruck eines Lautsprechers*

bzw. über 10 kHz sind jedoch die Signal zu Rauschabstände unter 15 dB. Sollte hier eine Einzelmessung bei einer bestimmten Frequenz vorgenommen werden, so müsste man das Grundrauschen gesondert subtrahieren.

Abb. 11.133 zeigt die Summenschalldruckpegel zweier typengleicher Induktivitäten, jedoch ist eine mit 37,6 dB(A) deutlich leiser. Die horizontale Frequenzachse ist im Vergleich zu Abb. 11.129 oder Abb. 11.132 linear skaliert, um den Bandbreitenumfang der Schallemission besser erfassen zu können.

Die Graphen zeigen, bei welchen Frequenzen die Schallemission höher ist, und bei welchen sie sich weniger ausprägen kann. Trifft nun ein periodisches Signal mit seinen harmonischen Oberwellen wie unter (Gl. (11.18)) beschrieben auf ein derartiges Übertragungssystem, so werden sich diese, in Abhängigkeit von der Amplitude und der Frequenz der Harmonischen, stark oder gar nicht als akustische Schwingungen auswirken.

Dieses Schalldruckspektrum verdeutlicht auch, welches komplexe Übertragungsverhalten bereits eine einfache Induktivität hat. Es ist von einer Vielzahl von Einzelresonanzen der Gesamtkonstruktion gekennzeichnet.

Die Messung des Schalldrucks soll nach ISO 3744 über mindestens 9 Messpositionen in der Halbkugel erfolgen. Durch Ausmessen der Bauteile oder Geräte ist zu beurteilen, wie stark die einzelnen Schalldrücke der Messpositionen von einander abweichen. Kann eine Position gefunden werden, bei welcher der Messwert mit akzeptabler Toleranz den Mittelwert des Schalldrucks zeigt, so kann auf das aufwendige weitere Bestimmen der restlichen Messpunkte verzichtet werden. Dies führt zu einem vergleichenden Messverfahren, welches bei

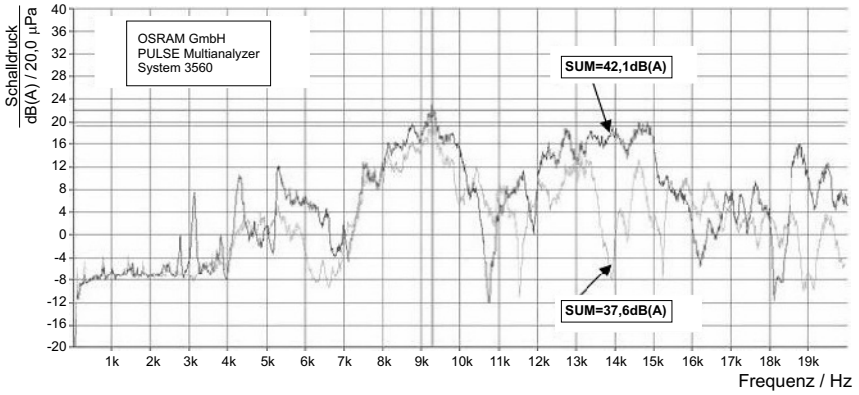


Abb. 11.133: *Schalldruck typengleicher Induktivitäten*

guter Abstimmung zwischen Entwicklung, Herstellung und Qualitätssicherung der Bauteile Sinn ergibt, und auch wirtschaftlich und zeitlich Vorteile bringt.

Werden nun Messreihen vom Schalldruck in einer Position und Entfernung eines Schallquellentyps durchgeführt, so kann man die Ergebnisse in einer Häufigkeitsverteilung darstellen. Sind ausreichend viele Messwerte verfügbar, und misst das Messsystem selektiv bzw. unterliegt es nur geringen Schwankungen (Temperatur, Luftdruck, Feuchte, Messzeitpunkt nach dem Einschalten, Genauigkeit und Messbandbreiten der Geräte usw.), so kann die Häufigkeits- in eine Normalverteilung übergehen.

Durch Errechnen des Mittelwertes und der Standardabweichung Sigma (σ) kann der Maximalwert der Geräuschemission ermittelt werden. 99,7% aller Probanden liegen dann unter diesem Wert.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_n - \bar{x})^2}{(n-1)}} \quad \rightarrow \quad \bar{x} \pm 3\sigma \text{für } 99{,}7\% \text{ aller Messwerte} \tag{11.19}$$

$\bar{x}$ $\equiv$ Mittelwert einer Messreihe
n $\equiv$ Anzahl der Messwerte
σ $\equiv$ Standardabweichung

Meistens sind in einem elektrischen Gerät mehrere Schallquellen vorhanden. Mit Gl. (11.12) kann der Gesamtschallpegel bzw. die Gesamtschallleistung errechnet werden. Aus den Einzelmessungen stellt sich dann heraus, welche Komponente die höchste Schallleistung abgibt, und damit auch das meiste Augenmerk für die Einhaltung der Geräuschemissionsgrenzen braucht.

Wie in Abb. 11.134 zu sehen ist, gibt es dennoch Induktivitäten, die außerhalb der 3σ–Grenzen liegen. Diese könnten die verbleibenden 0,3% der Verteilung sein, aber auch Fehlmessungen oder außergewöhnliche Fertigungsabweichungen der Spulen können dafür maßgeblich sein.

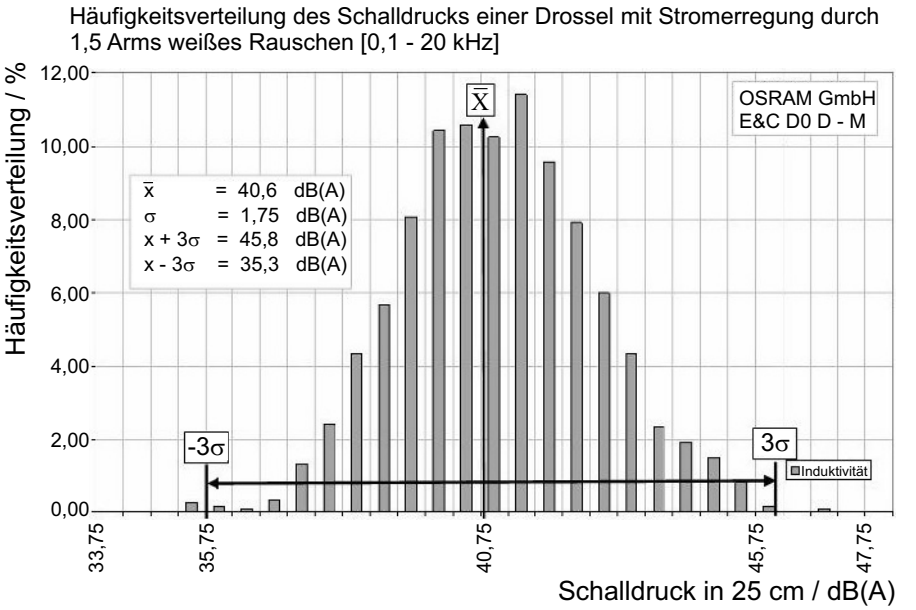


Abb. 11.134: *Häufigkeitsverteilung des Schalldrucks*

Solche Verteilungen veranschaulichen sehr gut die schalltechnische Güte von Bauteilen. Maßnahmen zur Schallreduzierung können damit in einer Serienmessung gut quantifiziert und nach Belastungen durch Temperaturschock oder sonstige Betriebszustände qualifiziert werden.

11.5.5 Umsetzung einer Geräuschreduzierung mit messtechnischer Auswertung

Als Beispiel für eine Geräuschreduzierung an einer elektrischen Komponente soll hier eine Ferritdrossel der Baugröße E25 näher betrachtet werden.

Abb. 11.135 zeigt den Aufbau der Ferritdrossel mit einer Spule, welche von einem Strom $I(t)$ durchflossen wird. Die dabei entstehenden Kraftstöße im Luftspalt (Gl. (11.15)) auf dem Mittelteil bewirken immer eine minimale Verkleinerung dieses Abstandes. Lassen diese Stöße nach der Stromänderung nach, so schwingt der Mittelteil um die Ausgangslage mit seiner Eigenfrequenz.

Die Darstellung der minimalen und maximalen Auslenkungslagen der Ferritkonstruktion sind in Abb. 11.135 und Abb. 11.136 vergrößert zu sehen. Der relevante Schwingungsmode wurde durch eine finite Elemente Methode ermittelt. Dabei wurde die untere Fläche des Luftspaltes als mechanisch fixiert (graue Pfeile im Mittelteil) und der restliche Ferritkörper als frei schwingend angenommen. Die aus dieser Simulation erhaltene Eigenfrequenz liegt bei nur einigen kHz. Die real gemessene maximale Auslenkungsgeschwindigkeit von 6,5 m/s liegt bei

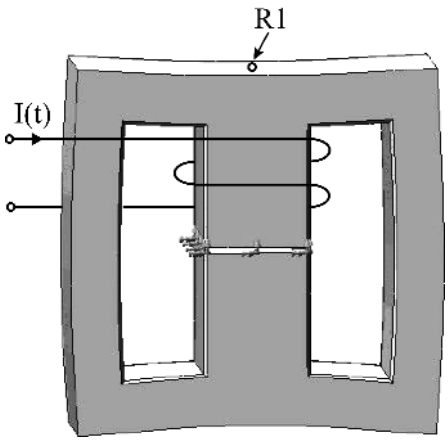


Abb. 11.135: *Testobjekt*

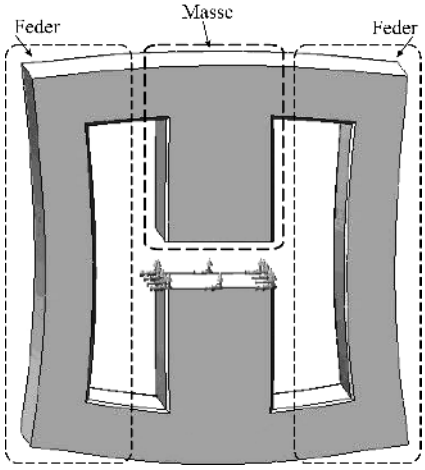


Abb. 11.136: *Mechanische Verformungen des Testobjekts*

ca. 17 kHz . Dies lässt vermuten, dass der nicht weiter definierte mechanische Verbund des Mittelschenkels mit dem Spulenkörper durch Tränklack und Kleber eine Erhöhung der wirksamen Federkonstante bewirkt (Gl. (11.16)-(11.17)). Die doppelte E–Kernkonstruktion bildet durch den offenen Luftspalt ein schwingfähiges Masse–Federsystem (Gl. (11.17)). Dieses System wird aus dem Mittelteil des Kernes und den auf Biegung beanspruchten Außenpfaden (Abb. 11.136) des Magnetkreises gebildet. Wie schon erwähnt, können durch die Laserinterferometrie mechanische Schwingungen im Picometerbereich sichtbar gemacht werden. Mit dieser Methode wurde die Schwingung am Messpunkt R1 in Abhängigkeit von einem frequenzveränderten sinusförmigen Anregungsstrom $I(t)$ aufgezeichnet. Die erhaltenen Messwerte in Abb. 11.137 zeigen bei einer linearen Skalierung der Frequenzachse (Abszisse) einen überproportionalen Anstieg der Schwingungsgeschwindigkeit am Punkt R1. Das Maximum bildet sich dabei um etwa 17 kHz aus, die 3 dB Bandbreite kann mit 2,5 kHz abgelesen werden. Multipliziert man die jeweilige Geschwindigkeit mit der Periodendauer der dazugehörigen Frequenz, so erhält man den Betrag der Schwingungsamplitude.

Dieses Messergebnis gibt auch grob bis 20 kHz die Schalldruckübertragung wieder, welche in Abb. 11.133 zu sehen ist. Die Messdaten sind zwar von Induktivitäten derselben Bauart, doch durch unterschiedliche Muster entstanden. Betrachtet man die unteren Messwerte in Abb. 11.137 von einer Induktivität der gleichen Bauart mit fixiertem Luftspalt, so ist eine deutlich niedrigere Schwingungsgeschwindigkeit im Hörbereich zu beobachten. Dies erklärt sich aus der größeren Federkonstante in der Ferritkernkonstruktion. Mit dieser Maßnahme

bildet sich lediglich eine schmale Resonanz bei etwa 28 kHz aus; unter 20 kHz fällt die Schwingungsgeschwindigkeit auf unter ein Sechstel ab.

Diese gewünschte Reduktion der Ferritkernbewegungen birgt jedoch das Risiko eines Kernbruches zwischen Innen- und Außenpfad des Magnetkreises. Ein Bruch entsteht, wenn sich in der starren nichtmagnetischen mechanischen Verbindung des ursprünglichen Luftspaltes zu hohe Biegespannungen aufbauen. Diese sind auf unterschiedliche Wärmeausdehnungskoeffizienten zwischen Füllmaterial und Ferrit zurückzuführen. Dadurch dass im Betrieb die Induktivität zwischen Innen- und Außenbereich unterschiedliche Temperaturen aufweist, wird das Bruchrisiko noch weiter vergrößert. Die Biegespannungen führen zu Kernbrüchen, die elektrisch nicht weiter von Bedeutung sind, da sie den Gesamtluftspalt der Drossel nur um etwa ein bis zwei Hundertstel Millimeter vergrößern. Akustisch führen sie jedoch zu einer deutlichen Erhöhung der Geräuschemission.

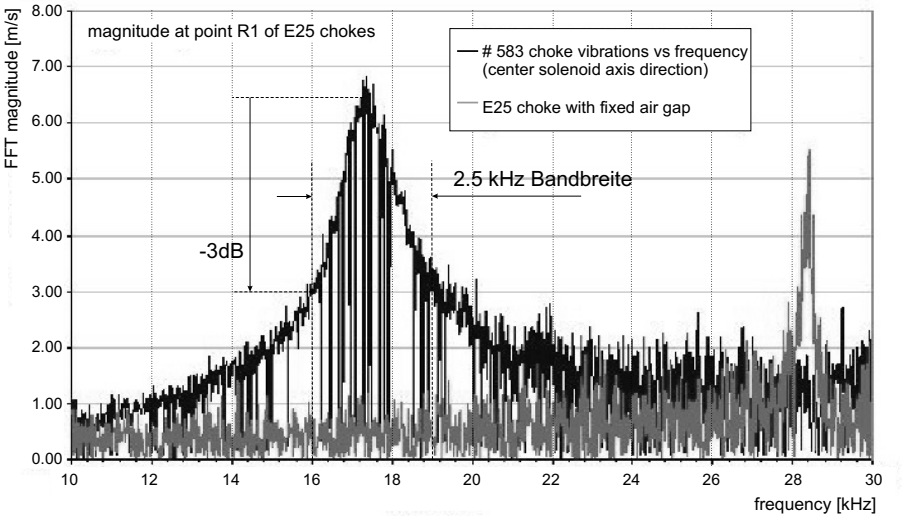


Abb. 11.137: *Mechanische Schwingungen von R1 über der Frequenz*

Sollen nun „luftspaltfixierte“ Induktivitäten in die Massenproduktion eingeführt werden, so muss das gewählte ausdehnungsneutrale Füllmaterial durch eine Temperaturschockprüfung qualifiziert werden. Hierbei müssen Überlegungen hinsichtlich der Wahl der Anzahl der Prüflinge, des Temperaturschockbereichs und die Anzahl der Temperaturschockzyklen angestellt werden, damit die Messergebnisse zu den Qualitätsanforderungen des Anwendungsgebiets in Relation stehen.

Um die mechanischen Spannungen, die durch Temperaturgradienten zwischen Innen- und Außenteil der Induktivität entstehen, weitgehend zu minimieren, muss darauf geachtet werden, dass der Wärmeausdehnungskoeffizient α dieses

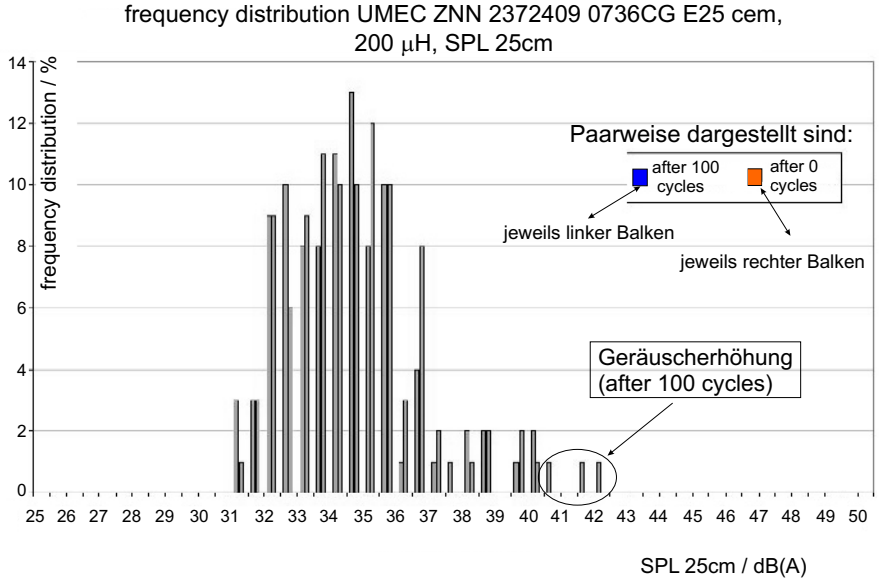


Abb. 11.138: *Schalldruckpegel vor und nach Testläufen*

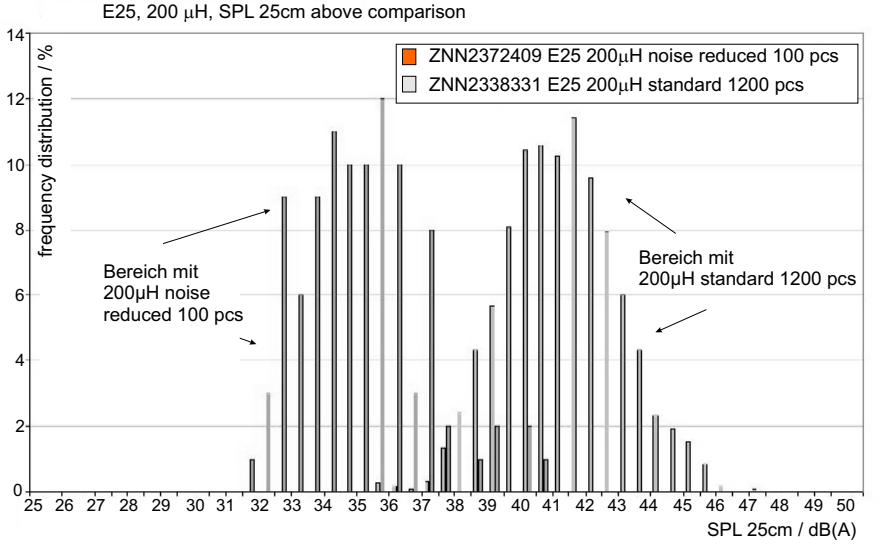


Abb. 11.139: *Schalldruckpegel der verbesserten Konstruktion*

Füllmaterials dem von Ferrit ($\alpha\,(\text{ferrit}) \sim 11{\cdot}10^{-6}\,1/\text{K}$) sehr ähnlich ist. Diese Überlegung gilt allgemein, wenn verschiedene Materialien in Verbindung gebracht werden, um damit über die Lebensdauer unerwünschte Geräuschemissionen zu verhindern. Eine andere Maßnahme zur Geräuschreduzierung besteht darin, die Eigenschwingfrequenzen soweit zu verschieben, dass die Schallemission oberhalb des wahrnehmbaren Bereichs auftritt, oder sie in schwacher Form bei tiefen Frequenzen vorkommt. Dies kann durch eine biegesteifere oder deutlich weichere Formgebung der Ferritkernes erreicht werden.

In Abb. 11.138 sind die Messungen des Schalldruckpegels von 100 Induktivitäten vor und nach einem Temperaturschocktest zwischen -20°C und +100°C mit 100 Zyklen dargestellt. Darauf ist eine leichte Erhöhung des Schalldrucks von 3% der Drosseln auf 41 bis 42 dB(A) erkennbar. Abb. 11.139 zeigt sehr übersichtlich die Verteilung der Schalldruckpegel von Induktivitäten in 25 cm Abstand, welche durch weißes Rauschen (0,1 kHz bis 20 kHz) erzeugt werden. Die Häufigkeitsverteilung rechts in Abb. 11.139 wurde aus 1200 Stück gemessen, die auf der linken Seite aus 100 Stück. Bei der leiseren Bauteilvariante wurde der Luftspalt wie beschrieben mit einem harten nichtmagnetischen Material ausgefüllt.

11.5.6 Schlussfolgerung

Um Geräuschemissionen effizient zu reduzieren, muss zuerst der Ort der elektromechanischen Bewegungsmechanismen eruiert werden. Tritt hier die verursachende Lorentzkräft mit einer Periodizität im Hörbereich auf, so können hörbare schwingungsfähige mechanische Strukturen angeregt werden. Die Höhe der Schallübertragung an die Luft hängt dabei von den Ausbreitungsbedingungen, wie der mechanischen Größe der Bauteils und der Frequenz (Wellenlänge) ab.

Als nächster Schritt kann durch Dämpfen der schwingungsfähigen Konstruktion die Amplitude reduziert werden. Weitere Möglichkeiten der hörbaren Schallreduktion bestehen in der Veränderung der Aufbaugeometrie, um damit die Resonanzfrequenzen zu unterbinden, oder aus dem Hörbereich zu verschieben.

12 Simulation von leistungselektronischen Schaltungen

In den bisherigen Kapiteln dieses Buches wurden die unterschiedlichsten Stromrichterschaltungen sowohl hinsichtlich ihrer prinzipiellen Funktion als auch ihrer Auslegung dargestellt. Während bei der prinzipiellen Darstellung der Funktion die leistungselektronischen Schalter immer ideal angenommen wurden, konnte dies bei der Auslegung und insbesondere bei der Festlegung der Leistungsklassen der Schalter sowie bei den Beschaltungsmaßnahmen nicht vorausgesetzt werden.

Aus diesen Erläuterungen ist zu entnehmen, daß selbst bei der Dimensionierung beispielsweise der Beschaltung Vereinfachungen vorgenommen wurden. Zum Beispiel wurden die Reverse–Recovery–Effekte oder parasitäre Induktivitäten bei den Rechnungen vernachlässigt, so daß die realen Beanspruchungen der Bauelemente sich aus den vereinfachten Berechnungen nicht genau ergeben können. Grundsätzlich muß somit zwischen unterschiedlichen Berechnungsverfahren unterschieden werden.

Ein naheliegender Vorschlag für die Aufhebung dieser unerwünschten Situation ist, die Simulation für die Analyse, Synthese und Optimierung der leistungselektronischen Schaltungen zu nutzen. Dieser Vorschlag ist prinzipiell zu begrüßen, wenn die Aufgabenstellung klar definiert und die für die Simulation verwendeten Modelle der Komponenten der definierten Aufgabenstellung entsprechen. An diesem Punkt bestehen zur Zeit noch gewisse „Verständnisschwierigkeiten“, bzw. es wird von der Kluft zwischen einerseits den Schaltungsentwicklern (vorwiegend Ingenieure der Elektrotechnik), die angeblich von der Halbleiterphysik keine Kenntnisse haben, und andererseits den Entwicklern der Leistungshalbleiter an sich (vorwiegend Halbleiter–Physiker), die angeblich an den leistungselektronischen Topologien und den Anforderungen an die Leistungshalbleiter nicht interessiert seien, gesprochen.

Diese Darstellung ist selbstverständlich extrem und daher keinesfalls mehr allgemein gültig. Um der teilweise aber offenbar noch vorhandenen Kluft Rechnung zu tragen, sollen hier noch einmal die wesentlichen Abgrenzungen zwischen den verschiedenen Typen der Simulation genannt werden.

Grundsätzlich gibt es die *systemtechnische*, die *leistungselektronische* und die *bauelemente–spezifische* Simulation. Jede dieser drei Simulationen hat ihre spezielle Aufgabenstellung und damit ihre Berechtigung. Weiterhin gibt es auch Überlappungen zwischen den einzelnen Gebieten.

Bei der *systemtechnischen* Simulation — beispielsweise bei elektrischen Antrieben — wird ein System bestehend aus (elektrischem Versorgungsnetz), Stromrichterstellglied, elektrischer Maschine (und evtl. der Arbeitsmaschine) und eine Steuerung bzw. Regelung berücksichtigt.

Wesentlich bei diesem Ansatz ist, daß die systemtechnischen Fragen wie die prinzipielle Auslegung nach Spannung, Strom, Drehzahl und Leistungsbereich der elektrischen Maschine oder des Stromrichterstellgliedes im Vordergrund stehen. Es können aber auch Untersuchungen bezüglich der Harmonischen in den Spannungen und den Strömen, der Festlegung der Steuerung oder der Regelung bzw. der Reglerstruktur und der Regleroptimierung bearbeitet werden. Für derartige Aufgabenstellungen ist eine weitgehende Vereinfachung der einzelnen Komponenten, d.h. eine Beschränkung auf die relevanten systemtechnischen Eigenschaften, sinnvoll und notwendig.

Häufig wird als allererste Approximation des leistungselektronischen Stellgliedes und seiner Steuerung bzw. Regelung nur der geschlossene Stromregelkreis als Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Ersatzzeitkonstanten $T_{ers\,i}$ angesetzt. Mit einer derartigen Approximation einer der System–Komponenten kann das Übergangsverhalten der unterschiedlichen Größen wie des „mittleren Stroms“ und der „mittleren Spannung“ des Stellgliedes oder der Drehmomente, Drehzahlen und Grundschwingungsleistungen etc. berechnet oder die Reglerauslegung vorgenommen werden. Allerdings ist bei einer derartigen Approximation des leistungselektronischen Stellgliedes und seiner Stromregelung keine Bestimmung der Oberschwingungsanteile in den Spannungen und Strömen des leistungslektronischen Stellgliedes möglich, da die Approximation dies nicht zuläßt.

Als nächster Schritt zu einer Vertiefung der Simulation hinsichtlich der Komponente Stromrichter–Stellglied wäre für die „genauere“ Modellbildung des Stellgliedes hinsichtlich der Spannungsverläufe z.B. die interne Funktion der Zündimpulserzeugung und damit des Steuersatzes bzw. des implementierten Steuerverfahrens wie beispielsweise der Pulsweitenmodulation oder/und die Art der Kommutierung zu erfassen. In diesem Fall müssen somit das Versorgungssystem, die prinzipielle Funktion der Leistungshalbleiter und ihrer Ansteuerung berücksichtigt werden. Allerdings müssen in diesem Stadium der Vertiefung der *systemtechnischen* Simulation des Stromrichter–Stellgliedes wiederum wesentliche Vereinfachungen akzeptiert werden. Beispielsweise werden die Leistungshalbleiter entweder als absolut ideale Schalter oder nur bezüglich ihres statischen Verhaltens (Spannungsabfälle, Durchlaßverluste) modelliert. Der Einfluß der Beschaltung wird entweder völlig vernachlässigt oder aber es werden minimale Ein- und Ausschaltzeiten berücksichtigt. Wenn eine derartige Vertiefung der Modellbildung der Stromrichter–Stellglieder vorgenommen wird, können auch Aussagen über die grundsätzlichen Verläufe der Spannungen und Ströme (einschließlich der Oberschwingungen) sowie weiterführend der Drehmomente bzw. der Drehzahl–Ungleichförmigkeiten bzw. der Anregungsfrequenzen für angekoppelte Systeme beispielsweise auf der Versorgungsseite (Filter) oder der Lastseite (mechanische Systeme mit Eigenfrequenzen) getroffen werden.

Diese zweite Art der *systemtechnischen* Simulation ist somit außerordentlich hilfreich, da mit ihr die grundlegende Dimensionierung des Stellgliedes an sich möglich ist.

Es ist aus diesen Erläuterungen einsichtig, daß bei dieser zweiten Stufe der Simulation die Spannungen und Ströme des Stellgliedes auf der Versorgungsseite, der Lastseite und in den einzelnen Schaltern in den prinzipiellen Verläufen „richtig“ dargestellt sind. Die Anführungszeichen bei „richtig“ sollen als Hinweis dienen, daß aufgrund der vorwiegend idealisierten Modellbildung der Leistungshalbleiter alle Auswirkungen der dynamischen Eigenschaften der Leistungshalbleiter vernachlässigt werden und damit wesentliche Informationen über die Auslegung der Leistungshalbleiter selbst nicht zu erhalten sind. Beispielsweise werden in diesem Stadium der Simulation die notwendigen Beschränkungen im Stromanstieg $(di/dt)_{zul}$ beim Einschalten der Leistungshalbleiter nicht berücksichtigt. Dies führt zur Vernachlässigung der dazu notwendigen Spulen in der Schaltungstopologie und dies wiederum bedingt, daß einerseits keine Auslegung der Beschaltungsmaßnahmen erfolgen kann und daß andererseits auch die Rückwirkungen der Forward- und Reverse–Recovery–Effekte nicht erkannt werden können.

Für die systemtechnische Simulation gibt es inzwischen eine breite Palette von Simulationsprogrammen. Beispielhaft sollen die Programme iPES, Simplorer, PSIM und Matlab/Simulink genannt werden.

Bei dem Programm iPES liegt zur Zeit der Schwerpunkt des Simulationsbereichs auf dem Gebiet der Funktion von leistungselektronischen Stellgliedern mit unterschiedlichen Lasten. Das Programm ist unter (http://www.ipes.ethz.ch/) frei verfügbar und insbesondere für Studenten zum besseren Verständnis der Leistungselektronik an sich geeignet.

Die anderen drei genannten Programme sind wesentlich mächtiger. Grundsätzlich gehen die Programme Simplorer (http://www.ansoft.de) und PSIM (http://www.powersys.fr) von den leistungselektronischen Stellgliedern aus. Dies bedeutet, die Funktionen der leistungselektronischen Stellglieder sind im Detail erkennbar und liegen als Programmblöcke, beispielsweise Gleichrichter, Wechselrichter, Direktumrichter, PFC–Stufen, aktive Filter, ZVS– und ZCS–Schaltungen vor. Selbstverständlich sind die verschiedenen Ansteuerverfahren verfügbar. Der Grad der Detaillierung geht teilweise soweit, daß spezifische Daten von verfügbaren Leistungshalbleitern genutzt werden können. Außer den leistungselektronischen Stellgliedern gibt es in der Programmbibliothek Module für die verschiedenen elektrischen Maschinen, Einspeise–Komponenten wie Transformatoren oder Filter sowie die verschiedenen Steuer- und Regelungsverfahren.

Grundsätzlich sind bei diesen Programmen „add–on–Module“ verfügbar, um beispielsweise mechanische Übertragungssysteme mit in die Simulation einzubinden.

Das Programmpaket Matlab/Simulink (http://www.mathworks.de) bzw. (http://www.mathworks.com), ist ein generelles regelungstechisches Simulationsprogramm, das ganz allgemein einsetzbar ist [1084]. Es hat somit

nicht den Ausgangspunkt vom leistungselektronischen Stellglied. Allerdings gibt es die Toolbox „SIMPOWER System 4“,in der beispielsweise Module für geregelte elektrische Antriebe enthalten sind. Der leistungselektronische Detaillierungsgrad ist aber gegenüber Simplorer oder PSIM eher gering.

Es ist somit nochmals festzustellen, daß diese zweite Art der *systemtechnischen* Simulation notwendig und sehr hilfreich für beispielsweise die Bestimmung der Daten der Leistungsklasse des Stellgliedes ist — nicht aber zur genaueren Festlegung der Daten der Bauteile, wie beispielsweise des Snubbers — im Stellglied selbst.

Es gab und gibt teilweise auch heute noch Versuche, die nächste Erweiterung der Simulation mittels SPICE–Modellen der Halbleiter zu erreichen. Die Grundidee dieses Vorgehens ist das Wissen, daß erstens diese Modelle die physikalischen Gleichungen der Halbleiterphysik nutzen und daß zweitens damit Schaltungen, die Halbleiter enthalten, simuliert werden können. Der grundlegende Fehler bei diesen Überlegungen ist die Vernachlässigung der Unterschiede in den geometrischen Strukturen der Halbleiter für die Signalverarbeitung einerseits und der Leistungshalbleiter andererseits. Selbstverständlich kann eine Halbleiter–Schaltung zur Signalverarbeitung mittels SPICE–Modellen simuliert werden. Die Verwendung der SPICE–Modelle zur Simulation von leistungselektronischen Schaltungen führt zu Ergebnissen, die tendenziell der zweiten Stufe der *systemtechnischen* Simulation entspricht. Gegenüber der idealen Approximation der leistungselektronischen Schalter müssen allerdings die zusätzlichen Eigenschaften der SPICE–Halbleitermodelle wie beispielsweise die statische Durchlaß- und Sperrkennlinie, die Diffusions–Kapazität C_D, die Sperrschicht–Kapazität C_J sowie das Avalanche–Verhalten der Diode berücksichtigt werden. Die Nachbildung des statischen Durchlaß- und Sperrverhaltens in den SPICE–Modellen erscheint insofern vorteilhaft, da damit die Berechnung der Verluste in den Leistungshalbleitern während der Simulationsläufe möglich erscheint. Diese Hoffnung wird nur näherungsweise erfüllt, da die Mechanismen, die beispielsweise die Durchlaßspannung einer Diode bestimmen, bei Halbleiterdioden und Leistungsdioden nicht vollständig übereinstimmen.

Auch die Hoffnung, das dynamische Verhalten der Leistungshalbleiter werde mit den SPICE–Modellen der Halbleiter richtig dargestellt, wird nicht erfüllt. Vielmehr werden durch die Art der Modellbildung bei den SPICE–Modellen in der Simulation Effekte nachgebildet, die in der Realität nicht existent sind. Diese Effekte sind insbesondere dann von Nachteil, wenn hochfrequente Schwingungen aufgrund von Induktivitäten einerseits und von Sperr- und Diffusions–Kapazitäten andererseits erzeugt werden, die so hochfrequent sind, daß damit sehr kleine Rechenschrittweiten erforderlich werden.

Aufgrund dieser Schwierigkeiten wurde in der Vergangenheit mehrfach versucht, die SPICE–Modelle so zu verändern, daß die statischen und insbesondere die dynamischen Eigenschaften der veränderten Modelle das reale Verhalten von Leistungshalbleitern anscheinend erfaßten. Diese Anpassungsversuche erfolgten im allgemeinen derart, daß zusätzlich elektronische Netzwerke zu den ursprüng-

lichen SPICE–Modellen hinzugefügt wurden. Die steuerbaren Spannungs- und Stromquellen, Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten wurden im Netzwerk so konfiguriert, daß beispielsweise der Reverse–Recovery–Effekt bei Leistungsdioden oder der Tail–Strom bei GTOs erkennbar wurde. Zu beachten sind dabei folgende Punkte: Selbstverständlich kann ein spezieller Effekt der Leistungshalbleiter durch ein speziell angepasstes Netzwerk nachgebildet werden. Zu bedenken ist dabei aber, daß diese Nachbildung im allgemeinen nur in einem sehr engen Arbeitspunktbereich, an den die Nachbildung angepaßt ist (*Curve–Fitting*), verlässliche Resultate erbringt. Wird dieser enge Arbeitspunktbereich mit einem oder sogar mehreren Parametern verlassen, stimmt die Anpassung nicht mehr und die Ergebnisse sind nicht mehr verläßlich. Noch schwieriger wird die Situation, wenn mehrere solcher Netzwerke für die verschiedenen Effekte konfiguriert werden müssen und damit zwischen diesen Netzwerken Querkopplungen auftreten. Weiterhin ist zu beachten, daß die Anfangsbedingungen in diesen Netzwerken richtig gewählt werden müssen, um die gewünschten Ergebnisse zu erzielen. Dies ist eine weitere Schwierigkeit, die nicht unterschätzt werden darf.

Aus diesen Erkenntnissen ist zu folgern, daß eine Erweiterung der SPICE–Modelle mittels elektronischer Netzwerke zwar möglich ist, die Nachbildung aber nur in einem begrenzten Arbeitspunktbereich gültig ist. Wird dieser Arbeitspunktbereich auch nur ansatzweise verlassen, müssen die Parameter der Komponenten in den elektronischen Netzwerken wieder angepaßt werden (neues *Curve–Fitting*), und es müssen die neuen Anfangsbedingungen für die Komponenten im elektronischen Netzwerk bestimmt werden. Ein derartiges Vorgehen ist somit letztendlich nicht ökonomisch und vor allem immer mit der Unsicherheit falscher Resultate behaftet. Ein Beispiel, in dem die Chancen und die Grenzen dieses Vorgehens dargestellt werden, ist in [1107] zu finden.

Eine andere Vorgehensweise wäre, die physikalischen Gleichungen der Leistungshalbleiter direkt in den *Source Code* der SPICE–Modelle einzufügen. Dieser Weg wurde bisher aber kaum genutzt, da der Aufwand erheblich ist und bereits andere Lösungswege eröffnet wurden.

Die zweite, bereits seit langem eingeführte Simulation, die *bauelemente–spezifische* Simulation (Device–Simulation) ist für die ein–, zwei- und sogar die drei–dimensionale physikalische Simulation von Halbleitern geeignet. Eine gute Einführung in diese Vorgehensweise ist beispielsweise in [64] zu finden. Bekannte Device–Simulations–Programme sind z.B. MEDUSA, PISCES, MEDICI oder DESIS [61]. Wesentlich bei diesem Vorgehen und diesen Programmen ist, daß zur Lösung der Gleichungen bei den Halbleitern sowohl eine geometrische als auch eine zeitliche Diskretisierung der halbleiterphysikalischen Gleichungen erfolgen muß (Geometrie: d/dx, d/dy und d/dz sowie Zeit d/dt) (siehe [61], Kap. 1.6 und 1.7). Aufgrund der geometrischen und der zeitlichen Diskretisierung der Gleichungen ergeben sich Gleichungssysteme hoher Ordnung; die Rechenzeit zur Berechnung eines Schaltvorganges ist somit auch heute noch erheblich.

Wesentlich ist aber die universelle Anwendbarkeit dieses Vorgehens auf alle Arten von Halbleitern, d.h. sowohl von signalverarbeitenden als auch von lei-

stungselektronischen Halbleitern, wobei sich der Schwerpunkt der Simulation im vorliegenden Fall auf die Leistungshalbleiter bezieht.

Die Erweiterung dieser Art der Simulation, um die Schaltungstopologie und damit beispielsweise das Schaltverhalten des betreffenden Leistungshalbleiters in der Topologie zu erfassen, ist inzwischen begrenzt möglich, da einige passive Bauteile der Topologien in modernen Device–Simulations–Programmen mit berücksichtigt werden können. Eine vollständige leistungselektronische Schaltung, die im allgemeinen aber noch weitere Leistungshalbleiter enthält, ist aus den obigen Gründen mit Device–Simulations–Programmen im allgemeinen noch nicht zu simulieren.

Es verbleibt die Diskussion der *leistungselektronischen* Simulation, die den Bereich zwischen der systemtechnischen und der Device–Simulation abdecken soll, d.h. mit dieser Art der Simulation sollen leistungselektronische Topologien vollständig im statischen und insbesodere im dynamischen Verhalten zu simulieren sein. Diese Anforderung bedeutet, es sind „alle“ in der Topologie vorhandenen Leistungshalbleiter, alle passiven Bauteile, die Ansteuerung, die Beschaltungen und alle parasitären Effekte zu berücksichtigen. Um die Spannweite der Anforderungen bei dieser Art von Simulation zu erkennen, sei auf den Band *Elektrische Antriebe 3* [60, 61], in dem die Halbleiterphysik und das daraus resultierende statische und dynamische Verhalten von Leistungshalbleitern in der Schaltungstopologie dargestellt wird, sowie auf die vorhergehenden Kapitel dieses Buches verwiesen.

Aus den Erläuterungen dieser beiden Bücher sowie anderer Bücher und Veröffentlichungen zu diesem Thema ist zu entnehmen, daß beispielsweise eine sechspulsige Brückenschaltung eines selbstgeführten Wechselrichters selbstverständlich nicht vollständig im Simulationsprogramm abgelegt und damit berechnet werden muß, da sich alle Schaltvorgänge während eines Zyklus der sechspulsigen Brückenschaltung mindestens sechsmal bei Grundfrequenztaktung wiederholen. Es genügt daher im allgemeinen, den Ausschnitt der Schaltung zu wählen, der für die zu untersuchenden Vorgänge relevant ist. Beispielsweise würde es für die Simulation eines Ein- und Ausschaltvorgangs eines der Leistungshalbleiter in der obigen Brückenschaltung genügen, wenn der Teil des Arms, der untersucht werden soll, mit „allen“ aktiven, passiven und parasitären Bauteilen bzw. Effekten in der direkten Umgebung des betreffenden Bauelementes, der zweite Teil des Arms mit den dort relevanten Bauelementen, der Einspeisekreis mit den relevanten Komponenten und die Last beispielsweise als Stromquelle berücksichtigt und in der Schaltungssimulation abgelegt werden würden. Die Anführungszeichen bei „alle“ bedeuten damit, daß nicht die Gesamtschaltung in allen Details, sondern nur der für die Untersuchung relevante Teil der Schaltung — aber dieser Teil mit wirklich allen relevanten Details — bei der Simulation der Schaltungstopologie zu berücksichtigen ist.

Die Beschränkung auf die relevanten Details der Schaltungstopologie setzt Erfahrung erstens im Verständis der Schaltungstopologie selbst voraus, um beispielsweise wesentliche parasitäre Effekte nicht aus Versehen zu vernachlässigen.

Dies sollte aber mit den Vorkenntnissen dieses Buches möglich sein. Zweitens sind Erfahrungen auf dem Gebiet der Funktion der Leistungshalbleiter, der gegenseitigen Beeinflussungen der Leistungshalbleiter untereinander und mit den passiven Komponenten sowie den parasitären Anteilen notwendig. Diese Erfahrungen setzen somit auch grundlegende physikalische Kenntnisse der Halbleiter voraus; dies sollte aber mit den Ausführungen des dritten Bandes dieser Buchreihe [60, 61] erreichbar sein.

Der Vorteil dieser Beschränkung auf die relevanten Komponenten der Schaltungstopologie ist die wesentliche Erhöhung der Berechnungsgeschwindigkeit von den topologischen Randbedingungen aus gesehen.

In den weiteren Überlegungen zu dieser Simulationsart sind die Modelle der Leistungshalbleiter von größter Wichtigkeit. Wie aus den bisherigen Ausführungen zu den beiden anderen Simulationsarten zu entnehmen war, ist das Ziel dieser Simulation die Auslegung bzw. die Optimierung der Komponenten des leistungselektronischen Stellgliedes. Dies bedeutet, daß aus der systemtechnischen Simulation die Randbedingungen wie beispielsweise die Speisespannung des Stellgliedes, der maximale Laststrom, die notwendige Schaltfrequenz, die minimale Einschalt- oder Ausschaltzeit bekannt sind. Damit sind die notwendigen Typen der Leistungshalbleiter ebenso grundsätzlich bekannt.

Aus der Device–Simulation beim Hersteller des Halbleiters sind die entsprechenden physikalischen Daten wie die geometrische Struktur der Bauelemente, die Dotierungen der verschiedenen Halbleiterzonen, eventuelle Dotierungsprofile und Lebensdauerprofile etc. bekannt.

Die Modelle der Leistungshalbleiter sollten nun so beschaffen sein, daß eine Auslegung und anschließende Optimierung der Komponenten des Stellgliedes am Rechner auch wirklich möglich ist. Dies setzt voraus, daß die Modelle der Leistungshalbleiter in einem weiten Arbeitspunktbereich gültig sind. Damit sind alle Modellansätze, die durch *Curve–Fitting* entstanden sind, äußerst kritisch in der Anwendung und sollen deshalb hier nicht mehr weiter diskutiert werden.

Es verbleiben somit die physikalischen Modelle der Leistungshalbleiter. Auch hier gibt es eine Vielzahl von Lösungsansätzen. Zum jetzigen Zeitpunkt ist allgemein akzeptiert, die Leistungshalbleiter nur geometrisch eindimensional (d/dx) zu modellieren. Trotz dieser Vereinfachung sind aber aufgrund des (d/dt) die beschreibenden physikalischen Gleichungen für die Halbleiter transzendente Differentialgleichungssysteme, d.h. diese Gleichungssysteme sind nicht geschlossen lösbar.

Der in der Vergangenheit übliche Ansatz, $d/dt = 0$ zu setzen, d.h. nur stationäre bzw. quasi–stationäre Betriebsfälle zu untersuchen, ist im vorliegenden Fall nicht zulässig, da der Schwerpunkt der Untersuchungen die transienten Betriebsfälle umfassen muß.

Auch alle Ansätze, die die Hochinjektion in der niedrig dotierten Driftzone aller Leistungshalbleiter überhaupt nicht (siehe SPICE–Modelle) oder nur sehr näherungsweise berücksichtigen, führen zu Ergebnissen, die nicht zuverlässig sind. Es würde den Rahmen dieses Kapitels sprengen, hier eine detaillierte Dis-

kussion aller Lösungsvarianten vorzustellen sowie die Vor- und Nachteile dieser Varianten zu diskutieren.

Eine ausführliche Darstellung der physikalischen Modellbildung von Leistungshalbleitern erfolgt in Kap. 11.1 von [61]. In diesem Kapitel werden auch Gegenüberstellungen zu anderen „physikalischen“ Modellbildungen wie dem „lumped charge-Verfahren“ besprochen. Zur Überprüfung der in [61] dargestellten physikalischen Modellbildung der Leistungshalbleiter werden Simulationsergebnisse bei verschiedenen Schaltungen mit unterschiedlichen Leistungshalbleitern wie dem MOSFET, IGBT oder GCT mittels experimenteller Ergebnisse validiert. Es zeigt sich eine hervorragende Übereinstimmung beider Ergebnisse selbst dann, wenn die Leistungshalbleiter beschaltungsfrei sind und somit das dynamische Eigenverhalten der Leistungshalbleiter nicht durch eine Beschaltung verdeckt wird.

Ausführliche Darstellungen sind in den Veröffentlichungen des Lehrstuhls enthalten [1085] bis [1116].

Ganz grundsätzlich kann somit festgestellt werden, daß diese Art der Simulation, die *leistungselektronische* Simulation, ein vorzügliches Hilfsmittel zur Analyse, Synthese und Optimierung von leistungselektronischen Schaltungen ist. Der Vorteil dieser Vorgehensweise ist u.a., daß die gegenseitigen Beeinflussungen der Bauelemente untereinander sehr leicht zu analysieren sind, daß Parameter–Variationen in ihren Auswirkungen erkennbar sind, daß konstruktive parasitäre Effekte leicht berücksichtigt werden können und daß weiterhin Signale, die nur mit äußersten Schwierigkeiten oder überhaupt nicht mehr meßbar sind, leicht aus der Simulation zu entnehmen sind. Damit steht ein Werkzeug zur Verfügung, welches die bisher notwendigen praktischen Untersuchungen der Stromrichter–Schaltungen sehr vorteilhaft ergänzen und damit abkürzen kann.

Variablenübersicht

0	Gleichtakt, Vakuum
α	Dämpfungskonstante (Leitung), Zündwinkel, Steuerwinkel
α_{LG}	Zündwinkel an der Lückgrenze
α_{WR}	Zündwinkel an der Wechselrichtertrittgrenze
β	Winkelkonstante, Phasenkoeffizient (Leitung), Wechselrichter-Steuerwinkel
β_{ZV}	Zwischenpuls-Verschiebungswinkel
γ	Schonwinkel, Erd-Serien-Kapazitätsverhältnis
ΔI	Stromhub
ΔU	Spannungshub, Spannungsreserve
δ	Leitungswinkel, Luftspalt, Stromflußwinkel, Stromführungsdauer, Winkel zwischen U_p und U_h (Synchronmaschine)
ε	Strompause beim Stromnulldurchgang, Winkel der mechanischen Polradlage, Dielektrizitätskonstante
ε_r	relative Dielektrizitätskonstante
ε_0	Dielektrizitätskonstante des Vakuums: $8.854 \cdot 10^{-12}$ As/(Vm)
ζ	Kapazitätsverhältnis
η	Wirkungsgrad
ϑ	Polradwinkel
Θ	Massenträgheitsmoment
κ	Wellensteuerwinkel
λ	Leistungsfaktor, Wellenlänge
μ	Ordnungszahl (Harmonische), magnetische Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
μ_0	magnetische Permeabilität des Vakuums: $4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am)
ν	Ordnungszahl (Harmonische)
ρ	Sicherheitsfaktor
σ	Blondelscher Streukoeffizient, Streuung, Kapazitätsverhältnis
τ_{th}	thermische Zeitkonstante
Φ	Lichtstrom (Lampen), magnetischer Fluß
φ	Phasenwinkel, Verschiebungswinkel, elektrisches Potential

φ_1	Phasenwinkel, Verschiebungswinkel (Grundschwingung)
φ_L	Lastwinkel
Ψ	Fluß
$\vec{\Psi}$	komplexer Fluß-Raumzeiger
Ψ_1	Statorfluß
Ψ_{1A}, Ψ_{1B}	Statorfluß-Raumzeigerkomponenten im K-System
Ψ_2	Rotorfluß
Ψ_{2A}, Ψ_{2B}	Rotorfluß-Raumzeigerkomponenten im K-System
Ψ_μ	Maschinenfluß
Ψ_A	Ankerfluß
Ψ_d, Ψ_q	Flußkomponenten im d-q-System
Ψ_E	Erregerfluß
Ω_L	elektrische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
Ω_m	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
ω	elektrische Kreisfrequenz
ω_K	Kreisfrequenz des Kommutierungs-Resonanzkreises
ω_N	Netz-Kreisfrequenz
ω_r	Resonanz-Kreisfrequenz
A	Spannungszeitfläche
a	Tastverhältnis, Tastgrad, Abstand zweier Leiterachsen
a_0	Aussteuerung (PWM), Modulationsgrad $U_{R0(1)}/\hat{U}_{R0(1)}$
a_L	Löschverhältnis
$a_{(\nu)}$, $a_{(k)}$, $a_{(n)}$	Fourier-Koeffizienten
B	magnetische Flußdichte
b	Lager (bearing)
b_0	Amplitudenverhältnis (PWM), $\hat{U}^*/\hat{U}_\Delta$
$b_{(\nu)}$, $b_{(k)}$, $b_{(n)}$	Fourier-Koeffizienten
C	elektrische Kapazität, kapazitiv
C'	Kapazitätsbelag
C_B	Kapazität des Beschaltungs-Kondensators
C_{DF}	Freilaufdioden-Kapazität
C_f	Filter-Kapazität
C_{jDF}	innere Freilaufdioden-Kapazität
C_{jS}	innere Halbleiterschalter-Kapazität
C_K	Kapazität des Kommutierungs-Kondensators
C_r	Resonanz-Kapazität
C_S	Schalter-Kapazität
C_{th}	Wärmekapazität
$C_{\ddot{u}}$	Kapazität des Überlauf-Kondensators
c	Spule (coil)

c_0	Vakuum-Lichtgeschwindigkeit
$cable$	die Motorzuleitung betreffend
D, D_N	Verzerrungs-Blindleistung
D_x	induktiver Spannungsabfall (Stromrichter)
d	Dämpfung, Durchmesser, DC
d_x	normierter induktiver Spannungsabfall (Stromrichter)
E	Energie, elektrische Feldstärke, Erd-...
E, E_A	(induzierte) Gegenspannung
E_G	Steuer-Verlustenergie
E_K	Kommutierungs-Verlustenergie
E_{off}	Ausschalt-Verlustenergie
E_{on}	Einschalt-Verlustenergie
E_v	Verlustenergie
e	elektrisch, Elementarladung
F	Filter
Fe	Eisen
f	Frequenz
$f(t)$	Zeitfunktion
f^*	Frequenz-Sollwert
f_1	Ausgangsfrequenz
f_ν	Frequenz der ν-ten Harmonischen
f_a	Ausgangsfrequenz
$f_{a\,min}$	minimale Ausgangsfrequenz
f_B	normierte Schaltfrequenz (Gleichspannungswandler)
f_B	Betriebsfrequenz
f_d	Eigenfrequenz
f_e	Eckfrequenz
f_{MN}	Motor-Nennfrequenz
f_N, f_{Netz}	Netzfrequenz
f_r	Resonanzfrequenz
f_S	Schaltfrequenz
f_{sing}	singuläre Frequenz
f_{sub}	Frequenz der niedrigsten Subharmonischen
f_T	Taktfrequenz, Schaltfrequenz
G	elektrischer Leitwert
G'	Leitwertsbelag
$G(s)$	Laplace-Übertragungsfunktion
$G_{STR}(s)$	Übertragungsfunktion des Stromrichters
g_i	Grundschwingungsgehalt des Stroms

g_u	Grundschwingungsgehalt der Spannung
H	Förderhöhe (Pumpen)
h	Gehäuse (housing)
I	elektrische Stromstärke (Mittelwert bzw. Effektivwert)
$\vec{I}$	komplexer Strom-Raumzeiger
$\hat{I}$	Strom-Scheitelwert
I^*	Stromsollwert
I_1	Statorstrom
$I_{(1)}$	Stromgrundschwingung
I_{1A}, I_{1B}	Statorstrom-Raumzeigerkomponenten im K-System
I_2	Rotorstrom
I_{2A}, I_{2B}	Rotorstrom-Raumzeigerkomponenten im K-System
I_μ	Magnetisierungsstrom
I_A	Ankerstrom
I_d	Gleichstrom, Zwischenkreisstrom (Mittelwert)
I_d, I_q	Stromkomponenten im d-q-System
$I_{d(\nu)}$	ν-te Harmonische des Gleichstroms
$I_{d(LG)}$	Gleichstrom-Mittelwert an der Lückgrenze
I_{dN}	Nenn-Gleichstrom
I_{dV}	Vorflutstrom
I_E	Erregerstrom
I_{eff}	Strom-Effektivwert
I_G	Gate-Strom
I_G	Laststrom-Grenzwert
$\hat{I}_K$	Kommutierungsstrom-Scheitelwert
I_k	Kurzschlußstrom
$\hat{I}_{k(1)}$	Scheitelwert der Kurzschlußstrom-Grundschwingung
I_L	Laststrom
I_L	Lampenstrom
I_M	Motorstrom
I_{MN}	Motornennstrom
I_N	Nennstrom
I_N	Netzstrom
$I_{N(1)}$	Netzstrom-Grundschwingung
I_Q	Quellenstrom
$\hat{I}_{R(\Sigma\nu)}$	Oberschwingungsstrom-Spitzenwert (Phase R)
I_{RRM}	Rückstromspitze (Diode, Thyristor)
I_T	Thyristorstrom
I_{TAV}	Thyristorstrom-Mittelwert
I_{TAVM}	Dauergrenzstrom-Mittelwert (Thyristor, GTO)
I_{TM}	Durchlaßstrom-Scheitelwert (Thyristor, GTO)

I_{TQRM}	periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom (GTO)
I_{TRMS}	Thyristorstrom-Effektivwert
I_{TSM}	einmaliger Stoßstrom-Grenzwert (Thyristor, GTO)
I_V	Laststrom, Verbraucherstrom
Im, $\mathcal{I}m$	Imaginärteil
i	Strom (Momentanwert)
$\hat{i}$	Strom-Maximalwert
i_d	Gleichstrom, Zwischenkreisstrom (Momentanwert)
$i_{d(LG)}$	Gleichstrom an der Lückgrenze (Momentanwert)
i_{DF}	Freilaufdiodenstrom (Momentanwert)
i_K	Kommutierungsstrom (Momentanwert)
i_{Kr}	Kreisstrom (Momentanwert)
i_L	Laststrom (Momentanwert)
i_L	Lampenstrom (Momentanwert)
i_{Lh}	Magnetisierungsstrom
i_{Lr}	Strom in der Resonanz-Induktivität L_r
i_N	Netzstrom (Momentanwert)
i_Q	Quellenstrom (Momentanwert)
i_R, i_S, i_T	Strangströme, Phasenströme (Phase R, S, T)
i_S	Schalterstrom (Momentanwert)
i_T	Thyristorstrom (Momentanwert)
i_U, i_V, i_W	Strangströme, Phasenströme (Phase U, V, W)
i_{za}	Zellausgangsstrom der Wandlerzelle (Momentanwert)
i_{ze}	Zelleingangsstrom der Wandlerzelle (Momentanwert)
inv	Umrichter (Inverter)
J	elektrische Stromdichte
j	imaginäre Einheit: $j^2 = -1$
j	normierter Strom (Wandlerzelle)
j_{DF}	normierter Freilaufdiodenstrom
j_k	normierter Kurzschlußstrom (Wandlerzelle)
j_{Lr}	normierter Strom in der Resonanz-Induktivität L_r
j_{mo}	normierter Laststrom (Brückenwandler)
j_S	normierter Schalterstrom
j_{za}	normierter Zellausgangsstrom der Wandlerzelle
j_{ze}	normierter Zelleingangsstrom der Wandlerzelle
k	Zählindex, Ordnungszahl (Harmonische), Überhöhungsfaktor
k_ν	Oberschwingungsfaktor
$k_{üb}$	Überlastfaktor, Überdimensionierungs-Faktor
k_w	Wicklungsfaktor
L	Induktivität, induktiv, Leiter-

L'	Induktivitätsbelag
L_1	Eigeninduktivität der Statorwicklung
L_2	Eigeninduktivität der Rotorwicklung
L_σ	Streuinduktivität
L_A	Ankerinduktivität
L_D	Induktivität der Zwischenkreisdrossel
L_E	Erreger-Induktivität
L_f	Filter-Induktivität
L_h	Hauptinduktivität
L_K	Kommutierungs-Induktivität
L_{Kr}	Induktivität der Kreisstromdrossel
L_k	Kurzschluß-Induktivität
L_r	Resonanz-Induktivität
l	Länge, Leitungslänge
M	Gegeninduktivität, Drehmoment
M_A	Anfahrmoment
M_B	Beschleunigungsmoment
M_{dE}	Gegeninduktivität zwischen Stator und Polrad
M_K	Kippmoment
M_{KN}	Nenn-Kippmoment
M_M	Motormoment
M_{MN}	Motornennmoment
M_{Mi}	Luftspaltmoment
M_W	Widerstandsmoment
m	Phasenzahl (Netz bzw. Ausgangssystem)
m	Spannungs-Übersetzungsverhältnis bei Wandlern
$m(x)$	Modulationsgrad (Unterschwingungsverfahren)
m_z	innere Spannungs-Übersetzung bei Zellwandlern
$\hat{m}_z$	maximale Spannungs-Übersetzung eines Zellwandlers
max	maximum
mot	motor
N	Drehzahl, Windungszahl je Strang, Bemessungs-, Nenn-, (rated)
N^*	Drehzahl-Sollwert
N_N	Nenndrehzahl
N_{0N}	Leerlauf-Nenndrehzahl
N_s	synchrone Drehzahl, Windungszahl je Strang
n	Drehzahl, Ordnungszahl (Harmonische), Anzahl der Serienspulen je Strang
n'	Moden-Ordnungszahl
n_T	Frequenzverhältnis f_T/f_1 bei PWM

P	Leistung, Wirkleistung
P_1	Stator-Leistung
P_2	Rotor-Leistung
P_{2v}	Rotor-Verlustleistung
P_D	Verlustleistung (Diode)
P_d	Leistung auf der Gleichstromseite
P_{di0}	ideelle Leistung auf der Gleichstromseite
P_L	Luftspaltleistung
P_{mech}	mechanische Leistung
P_{MN}	Motornennleistung
P_N	Nennleistung
P_N	netzseitige Wirkleistung
P_{nat}	natürliche Leistung
P_{off}	Ausschalt-Verlustleistung
P_{on}	Einschalt-Verlustleistung
P_{sperr}	Sperr-Verlustleistung
P_T	Verlustleistung (Thyristor, GTO)
P_{TAV}	Verlustleistungs-Mittelwert (Thyristor, GTO)
P_v	Verlustleistung
p	Leistung (Momentanwert), Pulszahl des Stromrichters, Polpaarzahl, Ausbreitung (propagation), puls-
pd	Teilentladung (partial discharge)
Q	Fördermenge (Pumpen)
Q	Blindleistung
Q_N	netzseitige Blindleistung
$Q_{N(1)}$	netzseitige Grundschwingungs-Blindleistung
Q_{rr}	Sperrverzögerungsladung
Q_V	Verbraucher-Blindleistung
q	Querschnittsfläche
R	ohmscher Widerstand
R'	Widerstandsbelag
R	Reduktionsfaktor
R_1	Statorwiderstand
R_2	Rotorwiderstand
R_{2N}	Rotor-Nennwiderstand
R_{2v}	Rotor-Vorwiderstand
R_A	Ankerwiderstand
R_B	Beschaltungswiderstand
R_{th}	thermischer Widerstand
Re, $\mathcal{R}e$	Realteil

r	Reflexionskoeffizient, Anstieg (rise), Rotor
r_T	differentieller Durchlaßwiderstand
r_{th}	transienter thermischer Widerstand
res	resultierend
S	Scheinleistung
S_N	netzseitige Scheinleistung
$S_{N(1)}$	netzseitige Grundschwingungs-Scheinleistung
S_T	Transformator-Bauleistung (Typenleistung)
$s = \sigma + j\omega$	Laplace-Operator
s	Schlupf, Stator, serien-
s_0	Leerlaufschlupf (USK)
s_K	Kippschlupf
s_N	Nennschlupf
T	Zeitkonstante, Schwingungsperiode, Schalt-
T_1	Periodendauer der Ausgangsfrequenz
T_1	Zeitkonstante Statorkreis
T_2	Zeitkonstante Rotorkreis
$T_{\Theta N}$	Trägheits-Nennzeitkonstante
T_A	Ankerzeitkonstante
T_A	Umgebungstemperatur, Kühlmitteltemperatur
T_E	Erregerzeitkonstante
T_K	Periodendauer des Kommutierungs-Resonanzkreises
T_L	Lastzeitkonstante
T_M	Meßzeit
T_N	Periodendauer der Netzfrequenz
T_n	Farbtemperatur (Lampen)
T_p	Pulsperiodendauer
T_r	Periodendauer des Resonanzkreises
T_t	Totzeit, Stromrichtertotzeit, Wechselrichtertotzeit
T_V	Verzögerungszeit
$T_{(vj)}$	Sperrschichttemperatur
THD	total harmonic distortion
t	Zeit
t_A	Anlaßzeit
t_a	Ausschaltzeit
$t_{a\,min}$	Mindestausschaltzeit
t_c	Schonzeit (Thyristor)
t_e	Einschaltzeit
$t_{e\,min}$	Mindesteinschaltzeit
t_F	Fallzeit
t_H	Freihaltezeit

t_K	Kommutierungszeit
$t_{off\,min}$	minimale Ausschaltzeit
$t_{on\,min}$	minimale Einschaltzeit
t_p	Einschaltzeit (Pulszeit), Wellenlaufzeit
t_q	Freiwerdezeit (Thyristor)
t_r	Anstiegszeit
t_{sperr}	Sperrzeit
t_{WR}	Wechsel-Sperrzeit

U	elektrische Spannung (Mittelwert bzw. Effektivwert)
$\hat{U}$	Spannungs-Scheitelwert
$\vec{U}$	komplexer Spannungs-Raumzeiger
U^*	Spannungs-Sollwert
U_1	Ausgangsspannung
U_1	Statorspannung
$U_{(1)}$	Spannungs-Grundschwingung
$U_{1\alpha}$, $U_{1\beta}$	Statorspannungs-Raumzeigerkomponenten im statorfesten Koordinatensystem
U_{1A}, U_{1B}	Statorspannungs-Raumzeigerkomponenten im K-System
U_2	Rotorspannung
U_{2A}, U_{2B}	Rotorspannungs-Raumzeigerkomponenten im K-System
U_{20}	Rotorstillstandsspannung
$\hat{U}_\Delta$	Dreieckspannungs-Scheitelwert
U_A	Ankerspannung
U_A	Anfangsspannung (Leitung)
U_{BL}	Lastabwurf-Spannung
U_C	Kondensator-Spannung
U_D	Blockierspannung (Thyristor, GTO)
U_{DM}	Blockierspannungs-Scheitelwert (Thyristor, GTO)
U_{DOP}	positive Spitzenspannung beim Ausschalten
U_{DRM}	maximale periodische Blockierspannung (Thyristor, GTO)
U_{DSM}	maximale nicht periodische Blockierspannung (Thyristor, GTO)
U_d	Stromrichter-Ausgangsspannung (Mittelwert), Zwischenkreisspannung (Mittelwert)
$U_{d(\nu)}$	ν-te Harmonische der Gleichspannung
$U_{di\alpha}$	ideeller Gleichspannungsmittelwert beim Zündwinkel α
U_{di0}	ideeller Gleichspannungsmittelwert bei $\alpha = 0$
U_E	Endspannung (Leitung)
U_h	Hauptspannung
U_{hv}	Hauptspannung (verkettet)
U_L	Lastspannung
U_L	Lampenspannung
U_M	Maschinenspannung, Motorspannung

U_{MN}	Motornennspannung
U_N	Netzspannung (Effektivwert)
$U_{N(1)}$	Netzspannungs-Grundschwingung
U_p	Polradspannung (Synchronmaschine)
U_Q	Quellenspannung
U_{RRM}	maximale periodische Sperrspannung (Diode)
U_{RSM}	maximale nicht periodische Sperrspannung (Diode)
U_s	Sekundärspannung, Strangspannung
U_T	Thyristorspannung
$U_{(TO)}$	Schleusenspannung
U_V	Lastspannung, Verbraucherspannung
U_v	verkettete Spannung
U_Z	Zusatzspannung, Zwischenkreisspannung
U_{za}	Zellausgangsspannung der Wandlerzelle (Mittelwert)
U_{ze}	Zelleingangsspannung der Wandlerzelle (Mittelwert)
u	Spannung (Momentanwert)
$\hat{u}$	Spannungs-Maximalwert
u_Δ	Dreieckspannung (PWM)
u_C	Kondensator-Spannung (Momentanwert)
u_{Cr}	Spannung der Resonanz-Kapazität C_r (Momentanwert)
u_{DF}	Freilaufdioden-Spannung (Momentanwert)
u_d	Stromrichter-Ausgangsspannung (Momentanwert)
u_d	Zwischenkreisspannung (Momentanwert)
u_{gi}	Zündwinkel-Referenzspannung (Steuersatz)
u_h	Hauptspannung (Momentanwert)
u_K	Kommutierungsspannung (Momentanwert)
u_k	relative Kurzschlußspannung
u_L	Lastspannung (Momentanwert)
u_L	Lampenspannung (Momentanwert)
u_N	Netzspannung (Momentanwert)
u_p	Polradspannung (Momentanwert)
u_R, u_S, u_T	Strangspannungen, Phasenspannungen (Phase R, S, T)
u_{RS}	verkettete Spannung (zwischen R und S)
u_S	Schalterspannung (Momentanwert)
u_s	Sekundärspannung, Strangspannung (Momentanwert)
u_{st}	Steuerspannung
u_{sz}	Sägezahnspannung
u_T	Thyristorspannung (Momentanwert)
u_U, u_V, u_W	Strangspannungen, Phasenspannungen (Phase U, V, W)
u_v	verkettete Spannung (Momentanwert)
u_{za}	Zellausgangsspannung der Wandlerzelle (Momentanwert)
u_{ze}	Zelleingangsspannung der Wandlerzelle (Momentanwert)
$\ddot{u}$	Überlappungswinkel (Kommutierung)

$\ddot{u}_0$	Überlappungswinkel bei $\alpha = 0$
$\ddot{u}_T$	Transformator-Übersetzung
v	normierte Spannung (Wandlerzelle), Geschwindigkeit, verkettet (Leiter-Leiter)
$\hat{v}$	normierter Spannungs-Maximalwert (Wandlerzelle)
v_{Cr}	normierte Spannung der Resonanz-Kapazität C_r
v_{DF}	normierte Freilaufdioden-Spannung
v_S	normierte Schalterspannung (Momentanwert)
v_{za}	normierte Zellausgangsspannung der Wandlerzelle
v_{ze}	normierte Zelleingangsspannung der Wandlerzelle
$WTHD$	weighted total harmonic distortion (normierter THD auf $u_{(1)}/\omega_1 L$)
w	Windungszahl
w_A	Windungszahl der Ankerwicklung
w_E	Windungszahl der Erregerwicklung
w_{id}	Gleichstrom-Welligkeit
w_K	Windungszahl der Kompensationswicklung
w_{ud}	Gleichspannungs-Welligkeit
X	Reaktanz
X_σ	Streureaktanz
X_d''	subtransiente Reaktanz
X_h	Hauptreaktanz
X_k	Kurzschlußreaktanz
x	Koordinate längs eines Maschinenwicklungsstrangs, Längen-Koordinate
x_d''	bezogene subtransiente Reaktanz
x_e	Steuersatz-Eingangsspannung (Stromrichter)
x_k	bezogene Kurzschlußreaktanz
Y	Admittanz
Z	Impedanz
Z_K	Impedanz des Kommutierungs-Resonanzkreises
Z_L	Lastimpedanz
Z_p	Polpaarzahl
Z_r	Resonanzkreis-Impedanz
Z_W	Wellenwiderstand
$z = u + jv$	komplexe Frequenzvariable für z-Transformation

Literaturverzeichnis

Allgemeine Literatur

[1] Angermann, A.; Beuschel, M.; Rau, M.; Wohlfarth U.
MATLAB - SIMULINK - STATEFLOW
Grundlagen, Toolboxen, Beispiele.
4., überarbeitete Auflage,
Oldenbourg Verlag, München 2005
Reihe: Oldenbourg Lehrbücher für Ingenieure

[2] Anke, D.
Leistungselektronik.
Oldenbourg Verlag, München 1986

[3] Baliga, B. J.; Chen, D. Y.
Power Transistors: Device Design and Applications.
IEEE Press, New York 1984

[4] Bedford, B. D.; Hoft, R. G.
Principles of Inverter Circuits.
John Wiley, New York 1964

[5] Black, H. S.
Modulation Theory.
Van Nostrand, Princetown (NJ) 1953

[6] Boldea, I.; Nasar, S. A.
Vector Control of AC Drives.
CRC Press, 1992

[7] Bonfiglioli Riduttori S.p.A. (Eds.)
Gear Motor Handbook.
Springer–Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1995

[8] Bose, B. K. (Ed.)
Adjustable Speed AC Drive Systems.
IEEE Press, New York 1980

[9] Bose, B. K. (Ed.)
Power Electronics and Variable Frequency Systems.
IEEE Press, New York 1997

[10] Budig, P. K.
Drehzahlvariable Drehstromantriebe mit Asynchronmotoren.
VDE–Verlag, Berlin 1988

[11] Bühler, H.
Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe.
Birkhäuser Verlag, Basel, Stuttgart 1977

[12] Bystron, K.
Leistungselektronik.
Hanser Verlag, München 1979

[13] Csaki, F.; Hermann, I.; u.a.
Power Electronics.
Akademiai Kiado, Budapest 1979

[14] ETG–Fachbericht 23:
Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und ihre Anwendung.
VDE–Verlag 1988

[15] ETG–Fachbericht 39:
Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendung.
VDE–Verlag 1992

[16] Felderhoff, R.
Leistungselektronik.
Hanser Verlag, München 1984

[17] Filipović, Z.
Elektrische Bahnen.
Springer–Verlag, Berlin 1992

[18] Gyugyi, L.; Pelly, B. R.
Static Power Frequency Changers.
John Wiley, New York 1976

[19] Hartel, W.
Stromrichterschaltungen.
Springer–Verlag, Berlin 1977

[20] Heumann, K.
Grundlagen der Leistungselektronik.
Teubner Verlag, Stuttgart, 6. Aufl. 1996

[21] Heumann, K.; Stumpe, A. C.
Thyristoren.
Teubner Verlag, Stuttgart 1970

[22] Hirschmann, W.; Hauenstein, A.
Schaltnetzteile.
Siemens AG, Berlin, München 1990

[23] HÜTTE
Elektrische Energietechnik, Band 2: Geräte.
Springer–Verlag, Berlin 1978

[24] Jäger, R.
Leistungselektronik.
VDE–Verlag, Berlin 1980

[25] Jenni, F.; Wüest, D.
Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter.
vdf Hochschulverlag, Zürich, und B.G. Teubner, Stuttgart 1995

[26] Kit Sum, K.
Switch Mode Power Conversion.
Marcel Drekker, New York 1984

[27] Kleinrath, H.
Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen.
Springer–Verlag, Wien, New York 1980

[28] Kloss, A.
Stromrichter–Netzrückwirkungen in Theorie und Praxis.
AT–Verlag, Aarau, Stuttgart 1981

[29] Kloss, A.
Oberschwingungen — Beeinflussungsprobleme der Leistungselektronik.
VDE–Verlag, Berlin 1989

[30] Kovács, K. P.; Rácz I.
Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Bd.1 und 2.
Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959

[31] Kremser, A.
Grundzüge elektrischer Maschinen und Antriebe.
Teubner Verlag, Stuttgart 1997

[32] Kümmel, F.
Elektrische Antriebstechnik.
Springer–Verlag, Berlin 1971

[33] Lappe, R.; Conrad, H.; Kronberg, M.
Leistungselektronik.
Springer–Verlag, Berlin 1988

[34] Lappe, R., u.a.
Thyristor–Stromrichter für Antriebsregelungen.
VEB Verlag Technik, Berlin 1970

[35] Lappe, R.; Fischer, F.
Leistungselektronik–Meßtechnik.
Hanser Verlag, München 1983

[36] McMurray, W.
The Theory and Design of Cycloconverters.
The M.I.T. Press, 1972

[37] Meyer, M.
Elektrische Antriebstechnik, Band 1: Asynchronmaschinen im Netzbetrieb und drehzahlgeregelte Schleifringläufermaschinen.
Springer–Verlag, Berlin 1985

[38] Meyer, M.
Elektrische Antriebstechnik, Band 2: Stromrichtergespeiste Gleichstromantriebe und voll umrichtergespeiste Drehstrommaschinen.
Springer–Verlag, Berlin 1987

[39] Meyer, M.
Leistungselektronik.
Springer–Verlag, Berlin 1990

[40] Meyer, M.
Selbstgeführte Thyristor–Stromrichter.
Siemens AG, Berlin, München 1974

[41] Michel, M.
Leistungselektronik.
Springer–Verlag, Berlin 1996

[42] Mohan, N.; Undeland, T.M.; Robbins, W.P.
Power Electronics: Converters, Applications and Design.
John Wiley, New York 1995

[43] Möltgen, G.
Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren.
Siemens AG, Berlin, München 1967

[44] Möltgen, G.
Stromrichtertechnik — Einführung in Wirkungsweise und Theorie.
Siemens AG, Berlin, München 1983

[45] Murphy, J. M. D.; Turnbull, F. G.
Power Electronic Control of AC Motors.
Pergamon Press, Oxford, New York 1988

[46] Nitschke, H.; Putz, U.
Umrichter für Drehstromantriebe.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 67 (1977), H. 1, S. 2–6

[47] Novotny, D. W.; Lipo, T. A.
Vector Control and Dynamics of AC Drives.
Oxford Press, Oxford, New York 1996

[48] Ohno, E.
Introduction to Power Electronics.
Clarendon Press, Oxford 1988

[49] Pelly, B. R.
Thyristor Phase–Controlled Converters and Cycloconverters.
John Wiley, New York 1971

[50] Pfaff, G.; Meier, C.
Regelung elektrischer Antriebe I.
Oldenbourg Verlag, München 1971

[51] Pfaff, G.; Meier, C.
Regelung elektrischer Antriebe II (Geregelte Gleichstromantriebe).
Oldenbourg Verlag, München 1982

[52] Rashid, M. H.
Power Electronics: Circuits, Devices and Applications.
Prentice–Hall, Englewood Cliffs (NJ) 1988

[53] Rajashekara, K.; Kawamura, A.; Matsuse, K. (Eds.)
Sensorless Control of AC Motor Drives.
IEEE Press, New York 1996

[54] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 1: Grundlagen.
Springer–Verlag, Berlin 1994

[55] Schröder, D.
Elektrische Antriebe - Grundlagen.
Springer–Verlag, Berlin 2000, 2. Auflage

[56] Schröder, D.
Elektrische Antriebe - Grundlagen.
Springer–Verlag, Berlin 2007, 3. Auflage
[57] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 2: Regelung von Antrieben.
Springer–Verlag, Berlin 1995
[58] Schröder, D.
Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen.
Springer–Verlag, Berlin 2001, 2. Auflage
[59] Schröder, D.
Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen.
Springer–Verlag, Berlin 2007, 3. Auflage
[60] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 3: Leistungselektronische Bauelemente.
Springer–Verlag, Berlin 1996
[61] Schröder, D.
Leistungselektronische Bauelemente.
Springer–Verlag, Berlin 2006, 2. Auflage
[62] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 4: Leistungselektronische Schaltungen.
Springer–Verlag, Berlin 1998
[63] Schröder, D.
Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung.
Springer–Verlag, Berlin 2008, 2. Auflage
[64] Selberherr, S.
Analysis and Simulation of Semiconductor Devices.
Springer–Verlag, Wien, New York 1984
[65] Severns, R.; Bloom, G.
Modern DC–to–DC Switch Mode Power Converter Circuits.
Van Nostrand/Reinhold Verlag, New York 1985
[66] *Silizium Stromrichter Handbuch.*
Brown, Boveri & Cie., Baden (Schweiz) 1971
[67] Späth, H.
Steuerverfahren für Drehstrommaschinen.
Springer–Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1983
[68] Stamberger, A.
RC–Beschaltungen.
AT–Verlag, Aarau, Stuttgart 1981
[69] *VEM–Handbuch: Leistungselektronik.*
VEB Verlag Technik, Berlin 1974
[70] Williams, B. W.
Power Electronics: Devices, Drivers and Applications.
John Wiley, New York 1987
[71] Wolff, J.
Drehstromgespeiste Leistungselektronik.
Franzis Verlag, München 1987

[72] Wüstehube, J.; u.a.
Schaltnetzteile.
Expert Verlag/VDE–Verlag, Sindelfingen/Berlin 1982

Netzgeführte Stromrichter

[73] Best, W.
Störsichere Synchronisation netzgeführter Stromrichter.
BBC–Nachrichten 62 (1980), Nr. 4, S. 139–145

[74] Bühler, E.
Eine zeitoptimale Thyristor–Stromregelung unter Einsatz eines Mikroprozessors.
Regelungstechnik 26 (1978), H. 2, S. 37–43

[75] Buxbaum, A.
Regelung von Stromrichterantrieben bei lückendem und nichtückendem Ankerstrom.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 59 (1969), H. 6, S. 348–352

[76] Buxbaum, A.
Die Regeldynamik von Stromrichterantrieben in kreisstromfreier Gegenparallelschaltung.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 60 (1970), H. 6, S. 361–365

[77] Buxbaum, A.
Aufbau und Funktionsweise des adaptiven Ankerstromreglers.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 61 (1971), H. 7, S. 371–374

[78] Ericsson, H.
Stromrichter für Gleichstromantriebe.
ASEA–Zeitschrift 26 (1981), H. 5/6, S. 101–105

[79] Fallside, F.; Farmer, A. R.
Ripple Instability in Closed Loop Control Systems with Thyristor Amplifiers.
Proc. IEE 114 (1967), H. 1, S. 218–228

[80] Fender, M.; Dorner, H.
Netzrückwirkungen, Teil I, II.
Antriebstechnik 34 (1995), Nr. 7, S. 54–57;
Antriebstechnik 35 (1996), Nr. 9, S. 66–68

[81] Fieger, K.
Zum dynamischen Verhalten thyristorgespeister Gleichstrom–Regelantriebe.
ETZ–A 90 (1969), H. 13, S. 311–316

[82] Förster, J.
An- und Abschnittsteuerung mit Stromrichtern.
Elektr. Bahnen 46 (1975), Nr. 5, S. 124–126

[83] Grötzbach, M.
Berechnung der Oberschwingungen im Netzstrom von Drehstrom–Brückenschaltungen bei unvollkommener Glättung des Gleichstromes.
ETZ Archiv 7 (1985), H. 2, S. 59–62

[84] Grötzbach, M.
Exakte und genäherte Untersuchung von stromrichtergesteuerten Gleichstromversorgungen im Zustandsraum.
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 9, Nr. 58, Düsseldorf 1985

[85] Grötzbach, M.
Netzoberschwingungen von stromgeregelten Drehstrombrückenschaltungen.
ETZ 108 (1987), H. 19, S. 930–934

[86] Grötzbach, M.; Dirnberger, W.; Redmann, R.
Simplified Predetermination of Line Current Harmonics.
IEEE Industry Applications Magazine, March/April 1995, S. 17–27

[87] Grützmacher, B.; Schröder, D.; Wörner, R.
Die Gleichstrom–Hauptantriebe einer zweigerüstigen Dressierstraße.
BBC–Nachrichten 63 (1981), H. 3, S. 106–115

[88] Gupta, S. C.; Venkatesan, K.; Eapen, K.
A Generalized Firing Angle Controller Using Phase–Locked Loop for Thyristor Control.
IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instr. IECI–28 (1981), S. 46–49

[89] Hengsberger, J.; Wiegand, A.
Schutz von Thyristor–Stromrichtern größerer Leistung.
ETZ–A 86 (1965), H. 8, S. 263–268

[90] Herrmann, D.
Digitale Zündwinkelsteuerung für eine Drehstrombrücke zum Betrieb an Netzen mit starken Frequenz- und Spannungsschwankungen.
ETZ–A 94 (1973), Nr. 1, S. 31–34

[91] Hölters, F.
Schaltungen von Umkehrstromrichtern.
AEG–Mitt. 48 (1958), Nr. 11/12, S. 621–629

[92] Hölters, F.; Mikulaschek, F.
Das Blindleistungsproblem bei Stromrichter–Umkehrantrieben.
AEG–Mitt. 48 (1958), Nr. 11/12, S. 649–659

[93] Holtz, J.
Ein neues Zündsteuerverfahren für Stromrichter am schwachen Netz.
ETZ–A 91 (1970), H. 6, S. 345–348

[94] Howe, A. F.; Newberz, P. G.
Semiconductor Fuses and their Applications.
IEEE Proceedings 127 (1980), Nr. 3, S. 155–168

[95] Jötten, R.
Regelkreise mit Stromrichtern.
AEG–Mitt. 48 (1958), Nr. 11/12, S. 613–621

[96] Kennel, R.; Schröder, D.
A New Control Strategy for Converters.
CONUMEL 1983, Toulouse, I–25, S. 25–31

[97] Kennel, R.; Schröder, D.
Predictive Control Strategy for Converters.
Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne 1983, S. 415–422

[98] Kennel, R.; Schröder, D.
Modell–Führungsverfahren zur optimalen Regelung von Stromrichtern.
Regelungstechnik 32 (1984), H. 11, S. 359–365

[99] Kennel, R.
Prädiktives Führungsverfahren für Stromrichter.
Dissertation, Univ. Kaiserslautern, 1984

[100] Korb, F.
Die thermische Auslegung von fremdgekühlten Halbleitern bei netzgeführten Stromrichtern.
ETZ–A 92 (1971), H. 2, S. 100–107

[101] Korb, F.
Das thermische Verhalten selbstgekühlter Halbleiter bei netzgeführten Stromrichtern.
ETZ–A 92 (1971), H. 4, S. 228–234

[102] Krug, H.
Zur Optimierung des Drosselaufwandes bei dynamisch hochwertigen netzgeführten Umkehrstromrichtern.
Teil I: Elektrie 35 (1981), H. 12, S. 641–646
Teil II: Elektrie 36 (1982), H. 1, S. 8–12

[103] Kümmel, K.
Einfluß der Stellgliedeigenschaften auf die Dynamik von Drehzahlregelkreisen mit unterlagerter Stromregelung.
Regelungstechnik 13 (1965), H. 5, S. 227–234

[104] Leonhard, R.; Schroeder, D.
New Precalculating Current Controller for DC Drives.
EPE Conf. 1987, Grenoble, S. 659–664

[105] Louis, J.–P.; El–Hefnawy
Stability Analysis of a Second–Order Thyristor Device Control System.
IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation IECI–25 (1978), H. 3, S. 270–277

[106] Meyer, F.
Netzverhalten eines Stromrichters in zweipulsiger, unsymmetrisch halbgesteuerter Brückenschaltung.
Siemens–Z. 44 (1970), H. 12, S. 740–749

[107] Meyer, M.; Möltgen, G.
Kreisströme bei Umkehrstromrichtern.
Siemens–Z. 37 (1963), Nr. 5, S. 375–379

[108] Möltgen, G.
Besondere Eigenschaften des Stromrichters in zweipulsiger Brückenschaltung.
Siemens–Z. 41 (1967), H. 2, S. 127–133

[109] Möltgen, G.
Eigenschaften des Stromrichters in zweipulsiger halbgesteuerter Brückenschaltung.
Elektr. Bahnen 39 (1968), H. 11, S. 256–264

[110] Moore, A. W.
Phase–Locked Loops for Motor Speed Control.
IEEE Spectrum 1973, S. 61–67

[111] Olivier, G.; Stefanovic, V. R.
Thyristor Current Source with an Improved Power Factor.
IEEE Trans. on Industrial Electronics IE–29 (1982), Nr. 4, S. 299–307

[112] Raatz, E.
Betrachtungen zur Dynamik eines drehzahlgeregelten Antriebs mit kreisstromfreier Gegenparallelschaltung.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 60 (1970), H. 6, S. 365–368

[113] Riemekasten,K.
Bestimmung der dynamischen Eigenschaften des Stromregelkreises von Stromrichtern im Strom–Lückbereich.
Elektrie 32 (1978), H. 8, S. 420–422

[114] Schräder, A.
Eine neue Schaltung zur Kreisstromregelung in Stromrichteranlagen.
ETZ–A 90 (1969), H. 14, S. 331–336

[115] Schröder, D.
Untersuchung der dynamischen Eigenschaften von Stromrichterstellgliedern mit natürlicher Kommutierung.
Dissertation, TH Darmstadt, 1969

[116] Schröder, D.
Aus der Forschung: Die dynamischen Eigenschaften von Stromrichter–Stellgliedern mit natürlicher Kommutierung.
ETZ–A 91 (1970), H. 4, S. 242–243

[117] Schröder, D.
Dynamische Eigenschaften von Stromrichter–Stellgliedern mit natürlicher Kommutierung.
Regelungstechnik 19 (1971), H. 4, S. 155–162

[118] Schröder, D.
Analysis and Synthesis of Automatic Control Systems with Controlled Converters.
5. IFAC Congress, Paris 1972, Session 22.1, S. 1–8

[119] Schröder, D.
Theoretische und praktische Grenzen der Regeldynamik von Regelkreisen mit Stromrichter–Stellgliedern.
3rd Conference on Electricity, Bukarest 1972, Section III, S. 1–24

[120] Schröder, D.
Adaptive Control of Systems with Controlled Converters.
3rd IFAC Symposium on Sensitivity, Adaptivity and Optimality, 1973, S. 335–342

[121] Schröder, D.
Einsatz adaptiver Regelverfahren bei Regelkreisen mit Stromrichter–Stellgliedern.
VDI/VDE Gesellschaft für Meß- und Regelungstechnik – Industrielle Anwendung adaptiver Systeme, 1973, S. 81–97

[122] Schröder, D.
Grenzen der Regeldynamik von Regelkreisen mit Stromrichter–Stellgliedern.
Regelungstechnik 21 (1973), H. 10, S. 322–329

[123] Schröder, D.
Grenzen der stromrichtergespeisten Gleichstrommaschine als drehzahlgeregelter Antrieb.
Elektrotechnik 63 (1981), H. 8, S. 16–22;
Maschinenbau (Zürich) (1982), H. 6, S. 45–55

[124] Schröder, D.
Die besonderen Betriebsbedingungen der stromrichtergespeisten Gleichstrommaschine.
Elektrotechnik 63 (1981), H. 13/14, S. 22–26

[125] Schröder, D.
Genauigkeit und Störungen des geregelten Gleichstromantriebes.
Elektrotechnik 63 (1981), H. 22/23, S. 24–28;
Maschinenbau (Zürich) (1982), H. 9, S. 89–101

[126] Schröder, D.; Kennel, R.
Model–Control PROMC – A New Control Strategy with Microcomputer for Drive Applications.
IEEE IAS Conf. 1984, Chicago, S. 834–839

[127] Schröder, D.; Warmer, H.
New Precalculating Current Controller for DC Drives.
EPE Conf. 1987, Grenoble, S. 659–664

[128] Schröder, D.; Warmer, H.
Predictive Speed and Current Control for DC Drives.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 2, S. 108–113

[129] Schröder, D.
Model Based Predictive Control for Electrical Drives — Integrated Design and Practical Results.
ESPRIT–CIM Workshop on Computer Integrated Design of Controlled Industrial Systems, Paris 1990, S. 112–124

[130] Schröder, D.
Digital Control Strategies for Drives.
First European Control Conference ECC, Grenoble 1991, WP 5, S. 1111–1116

[131] Schröder, D.
Direct Digital Control Strategies.
ISPE 1992, Seoul/Korea, S. 486–495

[132] Schwarz, J.
Das System „Netzgelöschter Stromrichter – Glättungsdrossel – Gleichstrommaschine“ im nichtlückenden Betrieb.
Elektrie 30 (1976), H. 6, S. 325–330

[133] Schwarzenau, R.
Kompensation der Blindleistung durch Filterkreise in Netzen mit Stromrichter–Gleichstromantrieben.
ETG–Fachberichte Bd. 6 (1980), S. 181–197

[134] Seefried, E.
Stromregelung im Lückbereich von Stromrichter–Gleichstromantrieben.
Elektrie 30 (1976), H. 4, S. 185–187

[135] Seefried, E.; Wolf, H.
Schwingungsprobleme in Thyristorstromrichtern, die im Lückbetrieb arbeiten.
Elektrie 31 (1977), H. 2, S. 105–108

[136] Stratford, R. P.
Rectifier Harmonics in Power Systems.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA-16 (1980), Nr. 2, S. 271–276

[137] Vogel, J.
Das stationäre Kennlinienverhalten von Thyristorstellgliedern beim Übergang vom nichtlückenden in den lückenden Strombereich.
Elektrie 27 (1973), H. 8, S. 410–413

[138] Warmer, H.; Schröder, D.
An Improved Method of Predictive Control for Line Commutated DC–Drives.
ICEM–Conference, München, 1986

[139] Weihrich, G.
Drehzahlregelung von Gleichstromantrieben unter Verwendung eines Zustands- und Störgrößen–Beobachters.
Regelungstechnik 26 (1978), H. 11, S. 349–355 und H. 12, S. 392–397

[140] Wesselak, F.
Thyristorstromrichter mit natürlicher Kommutierung.
Siemens–Z. 39 (1965), Nr. 3, S. 199–205

[141] Wöhrer, F.; Hofmüller, W.; Himmelstoss, F.
Sicher gelöscht, Löschvorrichtung für Stromrichter
Zeitschrift 'Antriebstechnik', 11/2006, S. 28–33

Direktumrichter

[142] Akagi, H. et. al.
Improvement of Cycloconverter Power Factor via Unsymmetric Triggering Method.
Electr. Engineering in Japan 96 (1976), Nr. 1, S. 88–94

[143] Alesina, A.; Venturini, M.
Solid State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis.
IEEE Trans. on Circuit Systems CAS–28 (1981), Nr. 4, S. 319–330

[144] Alesina, A.; Venturini, M.
Analysis and Design of Optimum–Amplitude Nine–Switch Direct AC–AC Converters.
IEEE Trans. on Power Electronics PE–4 (1989), Nr. 1, S. 101–112

[145] Barton, T. H.; Hamblin, T. M.
Cycloconverter Control Circuits.
IEEE Trans. on Ind. Appl.IA–8 (1972), H. 4, S. 443–453

[146] Bernet, S.; Matsuo, T.; Lipo, T. A.
A Matrix Converter Using Reverse Blocking NPT–IGBTs and Optimized Pulse Patterns.
IEEE PESC Conf. 1996, Baveno (Italien)

[147] Bocquel, A.; Janning, J.
*4*300 MW Variable Speed Drive for Pump–Storage Plant Application.*
EPE 2003, Toulouse, Frankreich

[148] Braun, M.
Ein dreiphasiger Direktumrichter mit Pulsbreitenmodulation zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung.
Dissertation, TH Darmstadt, 1983

[149] Chattopadhyay, A. K.; Rao, T. J.
A Generalized Method of Computer Simulation for Induction Motors with Stator Current Discontinuities and its Application to a Cycloconverter–Fed Drive.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–16 (1980), Nr. 2, S. 234–241

[150] Fink, R.; Grumbrecht, P.; Raatz, E.
Steuerung und Regelung von direktumrichtergespeisten Synchronmaschinen.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 70 (1981), H. 1/2, S. 55–60

[151] Hamad, A. K. S. ; Holmes, P. G.; Stephens, R. G.
Phase–Controlled Circulating Current Cycloconverter–Induction–Motor Drive Using Rotating Intergroup Reactor.
Proc. IEE 124 (1977), Nr. 10, S. 865–872

[152] Langer, J.
Umrichterspeisung von Synchronmotoren für Rohrmühlen.
Brown Boveri Mitt. 57 (1970), H. 3, S. 112–120

[153] Matsuo, T.; Bernet, S.; Colby, R. S.; Lipo, T. A.
Application of the Matrix Converter to Induction Motor Drives.
IEEE IAS Conf. 1996, San Diego (USA), Vol. 1, S. 60–67

[154] Möltgen, G.; Salzmann, T.
Leistungsfaktor und Stromoberschwingungen beim Direktumrichter am Drehstromnetz.
Siemens Forsch.- u. Entwickl.–Ber. 7 (1978), H. 3, S. 124–131

[155] Okayama, T. et al.
Cycloconverter–Fed Synchronous Motordrive for Steel Rolling Mill.
IEEE IAS Conf. 1978, Toronto, S. 820–827

[156] Pacas, J. M.
Die Drehstrommaschine mit Serienschaltung von Stator und Rotor als geregelter Direktumrichterantrieb.
Dissertation, Univ. Karlsruhe, 1985

[157] Pacas, J. M.
Drehstrommaschine mit Serienschaltung von Stator und Rotor als feldorientiert geregelter Direktumrichterantrieb.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 10, S. 315–320

[158] Rodriguez, J.
Realisierungsmöglichkeiten und Steuerverfahren für Direktumrichter mit Leistungstransistoren.
Dissertation, Univ. Erlangen, 1984

[159] Salzmann, T.
Direktumrichter und Regelkonzept für getriebelosen Antrieb von Rohrmühlen.
Siemens–Z. 51 (1977), H. 5, S. 416–422

[160] Salzmann, T.
Leistungs- und Oberschwingungsverhältnisse beim netzgeführten Direktumrichter.
ETG–Fachberichte Bd. 6, VDE, Berlin 1980, S. 87–105

[161] Salzmann, T.; Wokusch, H.
Direktumrichterantrieb für große Leistungen und hohe dynamische Anforderungen.
Siemens Energietechnik 2 (1980), S. 409–413

[162] Schmitz, N. L.; Long, W. F.
The Cycloconverter Driven Doubly–Fed Induction Motor.
IEEE Trans. on Power Appar. and Syst. PAS–90 (1971), Nr. 2, S. 526–530

[163] Schröder, D.; Moll, M.
The Cycloconverter at Increased Output Frequency.
International Semiconductor Power Converter Conference 1977, IEEE/USA, S. 262–269

[164] Shin, D.–H.; Cho, G.–H.; Park, S.–B.
Improved PWM Method of Forced Commutated Cycloconverters.
IEE Proceedings 136 (1989), Part B, Nr. 3, S. 121–126

[165] Slonim, M. A.; Biringer, P. P.
Harmonics of Cycloconverter Voltage Waveform (New Method of Analysis).
IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instr. IECI–27 (1980), Nr. 2, S. 53–56

[166] Späth, H.
Analyse der Ausgangsspannung des gesteuert betriebenen Direktumrichters mit Hilfe von Ortskurven.
Archiv f. Elektrotechnik 62 (1980), S. 167–175

[167] Späth, H.; Pacas, J. M.
Neues Steuerverfahren für die doppeltgespeiste Drehstrommaschine in Serienschaltung.
ETZ Archiv 5 (1983), H. 10, S. 333–335

[168] Späth, H.; Söhner, W.
Der selbstgeführte Direktumrichter als Stellglied für Drehstrommaschinen.
Archiv f. Elektrotechnik 71 (1988), S. 441–450

[169] Steinfels, M.
Drehzahlgeregelter Drehstromasynchronmotor mit Kurzschlußläufer und symmetrischem Direktumrichter.
Elektrie 31 (1977), H. 8, S. 415–417

[170] Stemmler, H.
Speisung einer langsamlaufenden Synchronmaschine mit einem direkten Umrichter.
VDE–Fachtagung Energieelektronik, Hannover 1969, S. 177–189

[171] Stemmler, H.
Antriebssystem und elektronische Regeleinrichtung der getriebelosen Rohrmühle.
Brown Boveri Mitt. 57 (1970), H. 3, S. 121–129

[172] Terens, L.; Bommeli, J. und Peters, K.
Der Direkt–Umrichter Synchronmotor.
Brown Boveri Mitt. 69 (1982), H. 4/5, S. 122–132

[173] Thomas, F. W.; Schmidt, W.
Einsatz von Direktumrichtern für das Elektro–Schlacke–Umschmelzverfahren.
Siemens–Z. 47 (1973), H. 9, S. 676–680

[174] Weiss, H. W.
Adjustable Speed AC Drive Systems for Pump and Compressor Applications.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–10 (1974), Nr. 1, S. 162–167

Matrixkonverter

Prof. Dr. J. W. Kolar, Dr. F. Schafmeister, ETH Zürich

[175] Baumann, M.; Kolar, J. W.
Comparative Evaluation of Modulation Methods for a Three Phase / Switch Buck Power Factor Corrector Concerning the Input Capacitor Voltage Ripple.
Proceedings of the 32nd IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
Vancouver, Kanada, 17. bis 21. Juni, Vol. 3, S. 1327 – 1333 (2001)

[176] Bernet, St.; Ponnaluri, S.; Teichmann, R.
Design and Loss Comparison of Matrix Converters and Voltage-Source Converters for Modern AC Drives.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, S. 304 – 314 (2002)

[177] Bierhoff, M. H.; Fuchs, F. W.
Pulse Width Modulation for Current Source Converters – A Detailed Concept.
Proceedings of the 32nd IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference (IECON),
Paris, 7. bis 10. Nov. (2006)

[178] Braun, M.; Hasse, K.
A Direct Frequency Changer with Control of Input Reactive Power.
3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Schweiz, S. 187 – 194 (1983)

[179] Burany, N.
Safe Control of Four-Quadrant Switches.
Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS),
San Diego (CA), U.S.A., 1. bis 5. Okt., S. 1190 – 1194 (1989)

[180] Casadei, D.; Serra, G.; Tani, A.; Nielsen, P.
Performance of SVM Controlled Matrix Converter with Input and Output Unbalanced Condition.
Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE),
Sevilla, Spanien, 19. bis 21. Sept., Vol. 2, S. 628 – 633 (1995)

[181] Erickson, R. W.; Al-Naseem, O. A.
A New Family of Matrix Converters.
Proceedings der 27th IEEE Industrial Electronics Society Annual Meeting (IECON),
Denver (CO), 29. Nov. bis 2. Dez., Vol. 2, S. 1515 – 1520 (2001)

[182] Ertl, H.; Kolar, J. W.; Zach, F. C.
A Constant Output Current Three-Phase Diode Bridge Rectifier Employing a Novel „Electronic Smoothing Inductor".
Proceedings of the International Conference on Power Conversion (PCIM),
Nürnberg, 22. bis 24. Juni (1999),
Weiters erschienen in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, S. 454 – 461 (2005)

[183] Friedli, T.
Ultra-Sparse Matrix Konverter.
Dissertation, ETH Zürich, in Ausarbeitung

[184] Göpfrich, K.; Rebbereh, C.; Sack, L.
Fundamental Frequency Front End Converter (F^3E).
Proceedings of the International Conference on Power Conversion, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM),
Nürnberg, 20. bis 22. Mai, S. 59 – 64 (2003)

[185] Gyugyi, L.; Pelly, B. R.
Static Power Frequency Changers - Theory, Performance, & Application.
John Wiley & Sons (1976)

[186] Heinke, F.; Sittig, R.
The Monolithic Bidirectional Switch (MBS) in a Matrix Converter Application.
Proceedings of the International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD),
Osaka, Japan, S. 367 – 371.

[187] Helle, L.; Jorgensen, A. H.; Munk-Nielsen, S.; Blaabjerg, F.
Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 1, S. 158 – 171 (2004)

[188] Hofmann, W.; Ziegler, M.
Schaltverhalten und Beanspruchung bidirektionaler Schalter in Matrixumrichtern.
ETG/VDE Fachbericht 88 der Fachtagung Bauelemente der Leistungselektronik,
Bad Nauheim, 23. bis 23. April, S. 173 – 182 (2002)

[189] Holtz, J.; Boelkens, U.
Direct Frequency Converter with Sinusoidal Line Currents for Speed-Variable AC Motors.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, No. 4, S. 475 – 479 (1989)

[190] Hornkamp, M.; Loddenkötter, M.; Simon, O.; Bruckmann, M.
EconoMAC the First All-in-One IGBT Module for Matrix Converters.
Proceedings of the 43rd International Conference on Power Conversion (PCIM),
Nürnberg, 19. bis 21. Juni, S. 417 – 421 (2001)

[191] Huber, L.; Borojevic, D.
Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters.
Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), S. 871 – 876 (1989)

[192] Igney, J.
Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Beachtung der Eingangsblindleistung.
Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Uni Karlsruhe (2006)

[193] Kim, S.; Sul, S. K.; Lipo, T. A.
AC to AC Power Conversion Based on Matrix Converter Topology with Unidirectional Switches.
Proceedings of the 13th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC),
Anaheim (CA), U.S.A., 15. bis 19. Feb., Vol. 1, S. 301 – 307 (1998),
Weiters erschienen in: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, S. 139 – 145 (2000)

[194] Klumpner, Ch.
Hybrid Direct Power Converters with Increased/Higher than Unity Voltage Transfer Ratio and Improved Robustness against Voltage Supply Disturbances.
Proceedings of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), S. 2383 – 2389 (2005)

[195] Klumpner, Ch.; Pitic, C. I.
Hybrid Matrix Converter Topologies: An Exploration of Benefits.
Vorgesehen zur Veröffentlichung an der 39th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
Rhodos, Griechenland, 15. bis 19. Juni (2008)

[196] Klumpner, Ch.; Lee, M.; Wheeler, P.
A New Three-Level Sparse Indirect Matrix Converter.
Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference (IECON), S. 1902 – 1907 (2006)

[197] Kolar, J. W.; Baumann, M.; Stögerer, F.; Schafmeister, F.; Ertl, H.
Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter.
Part I - Derivation, Basic Principle of Operation, Space Vector Modulation, Dimensioning; Part II - Experimental Analysis of the Very Sparse Matrix Converter.
Proceedings of the 17th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC),
Dallas (TX), U.S.A., 10. bis 14. März, Vol. 2, S. 777 – 791 (2002)

[198] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Analytically Closed Optimization of the Modulation Method of a PWM Rectifier System with High Pulse Rate.
Proceedings of the 17th International Conference on Intelligent Motion (PCIM),
München, 25. bis 29. Juni, S. 209 – 223 (1990)

[199] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System.
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 6, S. 1063 – 1075 (1991)

[200] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Design and Experimental Evaluation of the Loss-Free Braking Resistor Concept for Applications in Integrated Converter Machine Systems.
Proceedings of the 24th IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference (IECON),
31. Aug. bis 4. Sept., Vol. 2, S. 626 – 629 (1998)

[201] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Power Quality Improvement of Three-Phase AC-DC Power Conversion by Discontinuous-Mode „Dither"-Rectifier Systems.
Proceedings of the 6th International (2nd European) Power Quality Conference (PQ),
München, 14. bis 15. Okt., S. 62 – 78 (1992)

[202] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Space Vector Based Analytical Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System.
Proceedings of the 24th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
Seattle (WA), U.S.A., 20. bis 24. Juni, S. 696 – 703 (1993),
Weiters erschienen in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, S. 733 – 745 (1995)

[203] Kolar, J. W.; Miniböck, J.; Baumann, M.
Three-Phase PWM Power Conversion - The Route to Ultra High Power Density and Efficiency.
Proceedings of the CPES Annual Seminar/Industry Review,
Blacksburg (VA), U.S.A., 27. bis 29. April (2003)

[204] Kolar, J. W.; Zach, F. C.
A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules.
Proceedings of the 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC),
Vancouver (BC), Kanada, 30. Okt. bis 3. Nov., S. 367 – 374 (1994),
Weiters veröffentlicht in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, S. 456 – 467 (1997)

[205] Kolar, J. W.; Drofenik, U.; Zach, F. C.
VIENNA Rectifier II - A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System.
Proceedings of the 13th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC),
15. bis 19. Feb., Vol. 1, S. 23 – 33 (1998),
Weiters veröffentlicht in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, S. 674 – 691 (1999)

[206] Kolar, J. W.; Schafmeister, F.
Novel Modulation Schemes Minimizing the Switching Losses of Sparse Matrix Converters.
Proceedings of the 29th IEEE Industry Electronics Society Annual Conference (IECON),
Roanoke (VA), U.S.A., Nov. 2 – 6, S. 2085 – 2090 (2003)

[207] Kolar, J. W.; Schafmeister, F.; Round, S. D.; Ertl, H.
Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters.
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, S. 1649 – 1661 (2007)

[208] Krishanmurthy, H.; Narayanan, G.; Ayyanar, R.; Ranganathan, V. T.
Design of Space Vector-Based Hybrid PWM Techniques for Reduced Current Ripple.
Proceedings of the 18th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC),
9. bis 13. Feb., Vol. 1, S. 583 – 588 (2003)

[209] Kuusela, K.; Salo, M.; Tuusa, H.
A Current Source PWM-Converter Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Adjustable DC-Link Current.
Proceedings of the IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE),
Aalborg, Dänemark, 15. bis 16. Juni, S. 54 – 58 (2000)

[210] Lee, M. Y.; Wheeler, P.; Klumpner, Ch.
A New Modulation Method for the Three-Level-Output-Stage Matrix Converter.
Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC),
Nagoya, Japan, 2. bis 5. April (2007)

[211] Lindemann, A.
A New IGBT with Reverse Blocking Capability.
Proceedings of the 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE),
Graz, Österreich, 27. bis 29. August (2001)

[212] Mahlein, J.; Weigold, J.; Simon, O.
New Concepts of Matrix Converter Design.
Proceedings of the 27th IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference (IECON),
Denver (CO), U.S.A., Nov. 29 – Dec. 2 (2001)

[213] Majumdar, G.
Power Modules as Key Component Group for Power Electronics.
Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC),
Nagoya, Japan, 2. bis 5. April, S. 1 – 8 (2007)

[214] Mino, K.; Okuma, Y.; Kuroki, K.
Direct-Linked-Type Frequency Changer Based on DC-Clamped Bilateral Switching Circuit Topology.
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, S. 1309 – 1317 (1998)

[215] Mohapatra, K. K.; Mohan, N.
Open-End Winding Induction Motor Driven with Matrix Converter for Common-Mode Elimination.
Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES),
New Delhi, Indien, 12. bis 15. Dez. (2006)

[216] Motto, E. R.; Donlon, J. F.; Tabata, M.; Takahashi, H.; Yu, Y.; Majumdar, G.
Application Characteristics of an Experimental RB-IGBT (Reverse Blocking IGBT) Module.
Record of the 39th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS),
3. bis 7. Okt., Vol. 3, S. 1540 – 1544 (2004)

[217] Oyama, J.; Higuchi, T.; Yamada, E.; Koga, T.; Lipo, T. A.
New Control Strategy for Matrix Converter.
Proceedings of the 20th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
26. bis 29. Juni, Vol. 1, S. 360 – 367 (1989)

[218] Piepenbreier, B.; Sack, L.
Regenerative Drive Converter with Line Frequency Switched Rectifier and Without DC Link Components.
Proceedings of the 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
Aachen, S. 3917 – 3923 (2004)

[219] Popow, W. I.
Der zwangskommutierte Direktumrichter mit sinusförmiger Ausgangsspannung.
Elektrie 28, H. 4, S. 194 – 196 (1974)

[220] Rahim, N. A.; Green, T. C.; Williams, B. W.
Three-Phase Step-Down Reversible AC/AC Power Converter.
Proceedings of the 26th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
Atlanta, U.S.A., Vol. 2, S. 973 – 978 (1995)

[221] Rodriguez, J.
A New Control Technique for AC-AC Converters.
3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Schweiz, S. 203 – 208 (1983)

[222] Round, S.; Schafmeister, F.; Heldwein, M. L.; Pereira, E.; Serpa, L.; Kolar, J. W.
Comparison of Performance and Realization Effort of a Very Sparse Matrix Converter to a Voltage DC Link PWM Inverter with Active Front End.
Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC), Niigata, Japan, 4. bis 8. April (2005)

[223] Schafmeister, F.
Sparse und Indirekte Matrix Konverter.
Dissertation, ETH Zürich, Nr. 17428 (2007)

[224] Schafmeister, F.; Kolar, J. W.
Novel Modulation Schemes for Matrix- and Sparse Matrix Converters Facilitating Reactive Power Transfer Through the Converter System.
Proceedings of the 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC),
Aachen, 20. bis 25. Juni (2004)

[225] Schafmeister, F.; Kolar, J. W.
Novel Hybrid Modulation Schemes Extending the Reactive Power Control Range of Conventional and Sparse Matrix Converters Operating at Maximum Output Voltage.
Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC),
Riga, Lettland, 2. bis 4. Sept. (2004)

[226] Schönberger, J.; Friedli, T.; Round, S. D.; Kolar, J. W.
An Ultra Sparse Matrix Converter with a Novel Active Clamp Circuit.
Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC),
Nagoya, Japan, 2. bis 5. April (2007)

[227] Shin, D. H.; Cho, G. H.; Park, S. B.
Improved PWM Method of Forced Commutated Cycloconverters.
IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. B, No. 3, S. 121 – 126 (1989)

[228] Shinohara, K.; Minari, Y.; Irisa, T.
Analysis and Fundamental Characteristics of Induction Motor Driven by Voltage Source Inverter without DC Link Components (in Japanisch).
Transactions of the IEEJ, Vol. 109-D, No. 9, S. 637 – 644 (1989)

[229] Takahashi, H.; Yamamoto, A.; Aono, S.; Minato, T.
1200 V Reverse Conducting IGBT.
Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 24. bis 27. Mai, S. 133 – 136 (2004)

[230] Takahashi, I.; Itoh, Y.
Electrolytic Capacitor-Less PWM Inverter.
Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC), Tokyo, April 2 – 6, S. 131 – 138 (1990)

[231] Ün, E.; Hava, A. M.
A Near State PWM Method with Reduced Switching Frequency and Reduced Common Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters.
Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC),
Antalya, Türkei, 2. bis 5. Mai, S. 235 – 240 (2007)

[232] Venturini, M.
A New Sine Wave In, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements.
Proceedings of the Powercon 7,
San Diego (CA), S. E3-1 – E3-15 (1980)

[233] Wei, L.; Lipo, T. A.
A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation.
Proceedings of the 36th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS),
Chicago (IL), U.S.A., 30. Sept. bis 4. Okt., Vol. 3, S. 1749 – 1754 (2001)

[234] Wei, L.; Lipo, T. A.
Investigation of the Dual Bridge Matrix Converter Operating Under Boost Mode.
Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC),
Riga, Lettland, 2. bis 4. Sept. (2004)

[235] Wei, L.; Lipo, T.A.; Chan, H.
Matrix Converter Topologies with Reduced Number of Switches.
Proceedings of the Annual Power Electronis Seminar at Virginia Tech (VPEC),
Blacksburg (VA), U.S.A., 14. bis 18. April, S. 125 – 130 (2002)

[236] Wheeler, P. W.; Clare, J.; Mason, N.
Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter.
Proceedings of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Sept. 11 – 14, S. 31 – 38 (2005)

[237] Ziegler, M.; Hofmann, W.
A New Two Steps Commutation Policy for Low Cost Matrix Converter.
Proceedings of the 41st International Conference on Power Conversion (PCIM),
Nürnberg, 6. bis 8. Juni, S. 445 – 450 (2000)

[238] Ziegler, M.; Hofmann, W.
New One-Step Commutation Strategies in Matrix Converters.
Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 560 – 564 (2001)

[239] Ziogas, P. D.; Khan, S. I.; Rashid, M. H.
Some Improved Forced Cycloconverter Structures.
Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), S. 739 – 748 (1984),
Weiters publiziert in: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 5, S. 1242 – 1253 (1985)

[240] Ziogas, P. D.; Kang, Y.; Stefanivic, V. R.
Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components.
Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), S. 1180 – 1189 (1985),
Weiters publiziert in: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 6, S. 1027 – 1036 (1986)

[241] Zwimpfer, P. M.
Modulationsverfahren für einen zweistufigen Matrixkonverter zur Speisung von Drehstromantrieben.
Dissertation, ETH Zürich, Nr. 14618 (2002)

Untersynchrone Kaskade – USK

[242] Albrecht, S. und Gahlleitner, A.
Bemessung des Drehstrom–Asynchronmotors in einer untersynchronen Stromrichterkaskade.
Siemens–Z. 40 (1966), Beiheft „Motoren für industrielle Antriebe“, S. 139–146

[243] Bauer, F.
Die doppeltgespeiste Maschinenkaskade als feldorientierter Antrieb.
Dissertation, Univ. Karlsruhe 1986

[244] Becker, O.
Betriebsverhalten untersynchroner Stromrichterkaskaden.
Elektro–Anzeiger 29 (1976), H. 5

[245] Becker, O.
Schaltungen untersynchroner Stromrichterkaskaden.
Elektro–Anzeiger 29 (1976), H. 7

[246] Bocquel, A.; Janning, J.
*4*300 MW Variable Speed Drive for Pump–Storage Plant Application.*
EPE 2003, Toulouse, Frankreich

[247] Boger, M. S.; Wallace, A. K.; Spée, R.
Investigation of Appropriate Pole Number Combinations for Brushless Doubly–Fed Machines Applied to Pump Drives.
IEEE IAS Conf. 1994, Denver (USA), Vol. 1, S. 157–163

[248] Boger, M. S.; Wallace, A. K.; Spée, R.; Li, R.
General Pole Number Model of the Brushless Doubly–Fed Machine.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–31 (1995), Nr. 5, S. 1022–1028

[249] Elger, H.; Weiß, M.
Untersynchrone Stromrichter–Kaskade als drehzahlregelbarer Antrieb für Kesselspeisepumpen.
Siemens–Z. 42 (1968), H. 4, S. 308–310

[250] Elger, H.
Schaltungsvarianten der untersynchronen Stromrichterkaskade.
Siemens–Z. 51 (1977), H. 3, S. 145–150

[251] Förster, J.; Schneider, G.; Stenzel, R.
Die größten Kesselspeisepumpen–Antriebe mit untersynchroner Stromrichterkaskade.
Elektrizitätswirtschaft 71 (1972), Nr. 24, S. 695–699

[252] Golde, E.
Asynchronmotor mit elektrischer Schlupfregelung.
AEG Mitt. 54 (1964), H. 11/12, S. 666–671

[253] Graf, K.
Drehzahlgeregelter Pumpenantrieb durch untersynchrone Stromrichterkaskade für die Bodensee–Wasserversorgung.
Siemens–Z. 47 (1973), H. 3, S. 163–167

[254] Hunt, L. J.
A New Type of Induction Motor.
Journal IEE (London) 38 (1907), S. 648–667

[255] Klein, C.; Klitzke, H.–J.
Geregelte untersynchrone Kaskade mit Gleichstrombremsung.
ETZ Archiv 1 (1979), H. 11, S. 327–330

[256] Kleinrath, H.
Über die Schlupfabhängigkeit der Pulsationsmomente einer untersynchronen Stromrichterkaskade.
Elin–Z. 28 (1976), H. 3, S. 108–116

[257] Kleinrath, H.
Pendelmomente der USK beim Schlupf $s = 1/6$.
ETZ–A 98 (1977), H. 1, S. 115

[258] Konhäuser, W.
Digitale Regelung der untersynchronen Stromrichterkaskade mit einem Mikrorechner.
ETZ Archiv 6 (1984), H. 8, S. 287–294

[259] Kusko, A.
Speed Control of a Single–Frame Cascade Induction Motor with Slip–Power Pump Back.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–14 (1978), S. 97–105

[260] Lavi, A.; Polge, R. J.
Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor.
IEEE Trans. on Power App. Syst. PAS–85 (1966), Nr. 1, S. 76–84

[261] Meyer, A.
Die untersynchrone Stromrichterkaskade mit Berücksichtigung der Netzrückwirkungen und Pendelmomente.
Brown Boveri Mitt. 69 (1982), H. 4/5, S. 133–141

[262] Meyer, M.
Über die untersynchrone Stromrichterkaskade.
ETZ–A 82 (1961), H. 19, S. 589–596

[263] Mikulaschek, F.
Die Ortskurven der untersynchronen Stromrichterkaskade.
AEG–Mitt. 52 (1962), H. 5/6, S. 210–219

[264] Polasek, H.
Ermittlung der Auswirkungen von Netzstörungen auf die Läuferspannung einer Stromrichterkaskade.
Elin–Z. 23 (1971), S. 10–17

[265] Safacas, A.
Berechnung der elektromagnetischen Größen einer Asynchronmaschine mit Schleifringläufer und Stromrichtern.
ETZ–A 93 (1972), H. 1, S. 16–20

[266] Scharpenberg, H. und Streck, A.
Die untersynchrone Stromrichterkaskade für große Kreiselpumpen.
Brown Boveri Mitt. 69 (1982), H. 4/5, S. 142–150

[267] Schneider, G.
Die untersynchrone Stromrichterkaskade.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 63 (1973), H. 5, S. 188–193

[268] Schönfeld, R.
Die Untersynchrone Kaskade als Regelantrieb.
msr 10 (1967) H. 11, S. 411–417

[269] Schröder, D.
Die untersynchrone Stromrichter–Kaskade.
GMR–Jahrestagung 1976, S. 90–97

[270] Wallace, A. K.; Spée, R.; Lauw, H. K.
The Potential of Brushless Doubly–Fed Machines for Adjustable Speed Drives.
IEEE Ind. Appl. Soc. Pulp and Paper Conf., Seattle 1990, S. 45–50

[271] Wallace, A. K.; Spée, R.; Wang, Y.; Li, R.
Two Axis Model Development of Cage–Rotor Brushless Doubly–Fed Machines.
IEEE Trans. on Energy Conversion EC–6 (1991), Nr. 3, S. 453–460

[272] Zimmermann, P.
Über– und untersynchrone Stromrichterkaskade als schneller Regelantrieb.
Dissertation, TH Darmstadt, 1979

Stromrichtermotor

[273] Bayer, K. H.; Waldmann, H.; Weibelzahl, W.
Die Transvektor–Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Synchronmaschine.
Siemens–Z. 45 (1971), S. 765–768

[274] Bayer, K. H.
Field–Oriented Closed–Loop Control of a Synchronous Machine with the New Transvektor Control System.
Siemens Rev. 39 (1972), Nr. 5, S. 220–223

[275] Bolognani, S.; Indri, G. B.
A Study of Converter–Fed Synchronous Machines by Means of Fourier Analysis.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–16 (1980), Nr. 2, S. 203–210

[276] Cornell, E. P.; Novotny, D. W.
Commutation by Armature Induced Voltages in Self–Controlled Synchronous Machines.
IEEE IAS Conf. 1973, S. 760–766

[277] Depenbrock, M.
Fremdgeführte Zwischenkreisumrichter zur Speisung vom Stromrichtermotoren mit sinusförmigen Anlaufströmen.
ETZ–A 87 (1966), H. 26, S. 945–951

[278] Föhse, W.; Weis, M.
AEG–Reihe der BL–Motoren für den mittleren Leistungsbereich.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 67 (1977), H. 1, S. 16–19

[279] Franz, P.; Biechl, H.; Prenner, H.
Digitale Simulation von Stromrichtermotoren.
11. Intern. Fachtagung Industrielle Automatisierung, automatisierte Antriebe, TU Chemnitz, 1991

[280] Gölz, G.; Grumbrecht, P.
Umrichtergespeiste Synchronmaschinen.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 63 (1973), H. 4, S. 141–148

[281] Gölz, G.; Grumbrecht, P.; Hentschel, F.
Über neue Betriebsarten der Stromrichtermaschine synchroner Bauart.
Wiss. Ber. AEG–Telefunken 4 (1975), H. 4, S. 170–180

[282] Haböck, A.; Köllensperger, D.
Stand der Entwicklung des Stromrichtermotors.
Siemens–Z. 45 (1971), H. 4, S. 177–179

[283] Haböck, A.; Köllensperger, D.
Anwendung und Weiterentwicklung des Stromrichtermotors.
Siemens–Z. 45 (1971), H. 4, S. 180–182

[284] Haböck, A.
Antriebe mit stromrichtergespeisten Synchronmaschinen.
Neue Technik (1974), Nr. 3, S. 93–108

[285] Harke, M.; Herzog, H. G.; Schußmann, N.
Rückspeisung aus Stromrichtermotoren bei Netzkurzschlüssen.
ETZ 116 (1995), H. 21, S. 24–30

[286] Imai, K.
New Applications of Commutatorless Motor Systems for Starting Large Synchronous Motors.
IEEE IAS Conf. 1977, Florida (USA)

[287] Issa, N. A. H. und Williamson, A. C.
Control of a Naturally Commutated Inverter–Fed Variable–Speed Synchronous Motor.
Electric Power Applications 2 (1979), Nr. 6, S. 199–204

[288] Jakubowicz, A.; Nougaret, M.; Perret, R.
Simplified Model and Closed–Loop Control of a Commutatorless DC Motor.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–16 (1980), Nr. 2, S. 165–172

[289] Kübler, E.
Der Stromrichtermotor.
ETZ–A 79 (1958), H. 15, S. 20–21

[290] Labahn, D.
Untersuchung an einem Stromrichtermotor in 6– und 12–pulsiger Schaltung mit ruhender Steuerung der Stromrichterventile.
Dissertation, TH Braunschweig 1961

[291] Leder, H. W.
Digitales Steuergerät für selbstgesteuerte Stromrichter–Synchronmotoren mit verstellbarem Steuerwinkel.
ETZ–A 97 (1976), H. 10, S. 614–615

[292] Leder, H. W.
Beitrag zur Steuerung und Regelung des selbstgesteuerten Stromrichter–Synchronmotors.
ETZ–A 9 (1977), H. 9, S. 624–625

[293] Leder, H. W.
Beitrag zur Berechnung der stationären Betriebskennlinien von selbstgesteuerten Stromrichtersynchronmaschinen.
E und M 94 (1977), H. 3, S. 128–132

[294] Leder, H. W.; Söhner, W.
Einsatz einer Schonzeitregelung bei einem selbstgesteuerten Stromrichter–Synchronmotor.
ETZ–A 99 (1978), H. 3, S. 156–157

[295] Leitgeb, W.
Die Maschinenausnutzung von Stromrichtermotoren bei unterschiedlichen Phasenzahlen und Schaltungen.
Archiv f. Elektrotechnik 57 (1975), H. 2, S. 71–84

[296] Lütkenhaus, H. J.
Drehmoment–Oberschwingungen bei Stromrichter-Motoren.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 48 (1975), H. 6, S. 201–204

[297] Maurer, F.
Stromrichtergespeiste Synchronmaschine als Vierquadrant–Regelantrieb.
Dissertation, TU Braunschweig 1975

[298] Meyer, A.; Schweickardt, H.; Strozzi, P.
Der Stromrichter–Synchronmotor als drehzahlvariables Antriebssystem.
Brown Boveri Mitt. 69 (1982), H. 4/5, S. 151–156

[299] Naunin, D.
Die Darstellung des dynamischen Verhaltens der Synchronmaschine durch VZ_1–Glieder.
ETZ–A 95 (1974), H. 6, S. 333–338

[300] Ostermann, H.
Der fremdgesteuerte Stromrichtersynchronmotor mit steuerbarer Drehzahl.
Dissertation, TU Stuttgart 1961

[301] Ostermann, H.
Der fremdgesteuerte Stromrichtersynchronmotor.
Archiv f. Elektrotechnik 48 (1963), H. 3, S. 167–189

[302] Pannicke, J.; Gölz, G.
Simulation zur Schonzeitregelung einer stromrichtergespeisten Synchronmaschine.
ETZ–A 99 (1978), H. 3, S. 138–141

[303] Richter, E.
Regelung eines Stromrichtermotors mit einem Mikrorechner.
Regelungstechnik 29 (1981), H. 10, S. 341–350

[304] Sack, L.
Adaptiver Abtastregler für die Löschwinkelregelung beim Stromrichtermotor.
ETZ Archiv 1 (1979), H. 5, S. 157

[305] Sato, N.
A Brushless DC Motor with Armature Induced Voltage Commutation.
Sixth Annual Meeting of the IEEE Industry and General Applications Group, Cleveland, Ohio (1971), S. 1485–1492

[306] Saupe, R.
Die drehzahlgeregelte Synchronmaschine — optimaler Leistungsfaktor durch Einsatz einer Schonzeitregelung.
ETZ 102 (1981), H. 1, S. 14–18

[307] Saupe, R.; Senger, K.
Maschinengeführter Umrichter zur Drehzahlregelung von Synchronmaschinen.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 67 (1977), H. 1, S. 20–25

[308] Vogelmann, H.
Die permanenterregte stromrichtergespeiste Synchronmaschine ohne Polradlagegeber als drehzahlgeregelter Antrieb.
Dissertation, Univ. Karlsruhe, 1986

[309] Wallstein, D.
Der Stromrichter–Synchronmotor für Anlauf und Drehzahlregelung großer Turbokompressoren.
Brown Boveri Mitt. 69 (1982), H. 4/5, S. 157–162

I–Umrichter

[310] Backhaus, G.; Möltgen, G.
Kommutierung beim sechspulsigen Wechselrichter für Betrieb mit eingeprägtem Gleichstrom.
ETZ–A 90 (1969), H. 14, S. 327–331

[311] Bieniek, K.
Neue Erkenntnisse zur Auslegung von Wechselrichtern mit Phasenfolgelöschung und eingeprägtem Zwischenkreisstrom.
ETZ Archiv 4 (1982), H. 2, S. 43–49

[312] Blumenthal, M. K.
Current Source Inverter with Low Speed Pulse Operation.
IEE Symposium London 1977, S. 88–91

[313] Bowes, S. R.; Bullough, R.
PWM Switching Strategies for Current-fed Inverter Drives.
IEE Proc. Part B 131 (1984), S. 195–202

[314] Bystron, K.
Strom– und Spannungsverhältnisse beim Drehstrom–Drehstrom–Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis.
ETZ–A 87 (1966), H. 8, S. 264–271

[315] Espinoza, J. R.; Joos, G.
A Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor Drive System with Reduced Losses.
IEEE Transactions on Industry Applications,
Vol. 34, No. 4, Juli/August 1998, S. 796–805

[316] Espelage, P. M.; Nowak, J. M.; Walker, L. H.
Symmetrical FTO–Current Source Inverter for Wide Speed Range Control of 2300 to 4160 Volt, 350 to 7000 HP Induction Motors.
IEEE IAS Conf. 1988, Vol. I, S. 302–306

[317] Farrer, W.; Miskin, J. D.
Quasi Sine Wave Fully Regenerative Inverter.
Proc. IEEE 120 (1973), Nr. 9, S. 969–976

[318] Fukuda, S.; Hasegawa, H.
Current Source Rectifier/Inverter System with Sinusoidal Currents.
IEEE IAS Conf. 1988, Vol. I, S. 909–914

[319] Gao, F.; Liang, C.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F.
Diode-Assisted Buck-Boost Current Source Inverters.
7th-Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems,
IEEE-PEDS 2007, Bangkok, Thailand, Session 8B, S. 1187–1193

[320] Hintze, D.; Schröder, D.
Four–Quadrant AC–Motor Drive with a GTO Current Source Inverter with Low Harmonics and On Line Optimized Pulse Pattern.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, Vol. I, S. 405–412

[321] Hintze, D.; Schröder, D.
PWM Current Source Inverter with On Line Optimized Pulse Pattern Generation for Voltage and Current Control.
CICEM 91, Wuhan/China 1991, S. 189–192

[322] Hintze, D.; Schröder, D.
Induction Motor Drive with Intelligent Controller and Parameter Adaption.
IEEE IAS Conf. 1992, Houston/USA, S. 970–977

[323] Hintze, D.
Asynchroner Vierquadranten–Drehstromantrieb mit Stromzwischenkreisumrichter und oberschwingungsarmen Maschinengrößen.
Dissertation, TU München, 1993

[324] Hombu, M.; Ueda, S.; Ueda, A.; Matsuda, Y.
A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current.
IEEE Trans. on Ind. App. IA–21 (1985), S. 1192–1198

[325] Hombu, M. et al.
A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs.
IEEE Trans. on Ind. App. IA–23 (1987), S. 247–255

[326] Kazuno, H.
Commutation of a Three–Phase Thyristor Bridge with Commutation Capacitors and Series Diodes.
Electr. Eng. in Japan 90 (1970), Nr. 5, S. 91–100

[327] Kenneth, P. P.
Current Source Converter for AC Motor Drives.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–8 (1972), Nr. 6, S. 679–683

[328] Kikuchi, J.; Lipo, T. A.
Three-phase PWM boost-buck rectifiers with power-regenerating capability.
Industry Applications, IEEE-Transactions on, Vol. 38, Sept./Okt.2002, S. 1361–1369

[329] Klautschek, H.
Asynchronmaschinenantriebe mit Stromzwischenkreisumrichtern.
Siemens–Z. 50 (1976), H. 2, S. 23–28

[330] Klautschek, H.
Das Verhalten der Induktionsmaschine bei Speisung über Strom–Zwischenkreis–Umrichter.
ETZ–A 95 (1974), H. 5, S. 283–287

[331] Kleinrath, H.
Der Kommutierungsvorgang beim Asynchronmotor mit Speisung über Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis.
Archiv f. Elektrotechnik 56 (1974), S. 12–24

[332] Landeck, W.; Putz, U.
Selbstgeführter Zwischenkreisumrichter mit eingeprägtem Strom für Drehstrom–Asynchronmotoren.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 67 (1977), S. 11–15

[333] Lienau, W.
Commutation Modes of a Current Source Inverter.
2nd IFAC Symposium, Düsseldorf 1977, S. 219–229

[334] Lienau, W.
Untersuchung eines stromeinprägenden Wechselrichters, der zur Speisung einer frequenzgesteuerten Asynchronmaschine in einem Bahnantrieb geeignet ist.
Dissertation, RWTH Aachen, 1979

[335] Lienau, W.
Torque Oscillations in Traction Drives with Current–Fed Asynchronous Drives.
Electrical Variable–Speed Drives Conf. 1979, S. 102–107

[336] Lienau, W.; Müller–Hellmann, A.
Möglichkeiten zum Betrieb von stromeinprägenden Wechselrichtern ohne niederfrequente Oberschwingungen.
ETZ–A 97 (1976), H. 11, S. 663–667

[337] Lienau, W.; Müller–Hellmann, A.; Skudelny, H. C.
Power Converters for Feeding Asynchronous Traction Motors of Single Phase AC Vehicles
Int. Semiconductor Power Converter Conf. (1977), S. 295–304

[338] Lipo, T. A.; Ong, C. M.
Steady–State Analysis of Current Source Inverter Reluctance Motor Drive.
IEEE Trans. PAS 96 (1977), Nr. 4, S. 1145–1155

[339] Lipo, T. A.
Analysis and Control of Torque Pulsations in Current–Fed Induction Motor Drives
IEEE PESC Conf. 1978, S. 89–96

[340] Loh, P. C.; Tan, P. C.; Blaabjerg, F.; Lee, T. K.
Topological Development and Operational Analysis of Buck-Boost Current Source Inverters for Energy Conversion Applications.
Proc. IEEE-PESC'06, 2006, S. 1033–1038

[341] Moll, K.; Schröder, D.
Applicable Frequency Range of Current Source Inverters.
2nd IFAC Symposium, Düsseldorf 1977, S. 231–234

[342] Moll, K.; Schulze, H.; Stoschek, J.
Umrichter mit Gleichstrom–Zwischenkreis für industrielle Antriebe.
BBC–Nachr. 60 (1978), H. 11, S. 485–492

[343] Möltgen, G.
Simulationsuntersuchung zum Stromrichter mit Phasenfolgelöschung.
Siemens Forsch.– u. Entw.–Ber. 12 (1983), S. 166–175

[344] Münzing, F.
Blindleistungsarmes 12–pulsiges Stromrichtersystem für Zwischenkreisumrichter.
Antriebstechnik 35 (1996), Nr. 10, S. 44–48

[345] Niermeyer, O.; Schröder, D.
Current Source Inverter with GTO Thyristors and Sinusoidal Motor Currents.
ICEM–Conference, München 1986, S. 772–776

[346] Nonaka, S. ; Neba, Y.
New GTO Current Source Inverter with Pulse Width Modulation Control Techniques.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–22 (1986), Nr. 4, S. 666–672

[347] Nonaka, S. ; Neba, Y.
Analysis of PWM GTO Current Source Inverter–Fed Induction Motor Drive System.
IEEE IAS Conf. 1986, Denver (USA), S. 24–29

[348] Nonaka, S. ; Neba, Y.
Operating Characteristics of PWM Converter–Inverter for Induction Motor Drives.
IEEE PESC Conf. 1988, Kyoto (Japan), S. 1276–1283

[349] Nonaka, S.; Neba, Y.
A PWM Current Source Type Converter–Inverter System for Bidirectional Power Flow.
IEEE IAS Conf. 1988, Vol. I, S. 296–301

[350] Phillips, K. P.
Current Source Converter for AC Drives.
IEEE, IGA Conf. Record, 1971, S. 385–392

[351] Schierling, H.; Weß, T.
Netzrückwirkungen durch Zwischenharmonische von Strom–Zwischenkreisumrichtern für drehzahlgeregelte Asynchronmotoren.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 7, S. 219-223

[352] Schneider, M.; Wenig, M.
Drehstromantriebe mit SIMOVERT–A–Stromzwischenkreisumrichtern.
Siemens Energietechnik 3 (1981), H. 1, S. 13–16

[353] Schröder, D.
Selbstgeführter Stromrichter mit Phasenfolgelöschung und eingeprägtem Strom.
ETZ–A Bd. 96 (1975), H. 11, S. 520–523

[354] Schröder, D.
The PWM Current Source Inverter — a High Power Inverter.
EP^2 Forum 95, Electrical Power Technology in European Physics Research, CERN, Geneva (Switzerland), 1995, S. C51–C64

[355] Slemon, G. R.; Dewan, S. B.; Wilson, J. W. A.
Synchronous Motor Drive with Current Source Inverter.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–10 (1974), Nr. 3, S. 412–416

[356] Still, L.
Neuer stromeinprägender Wechselrichter mit GTO–Löschung.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 10, S. 309–313

[357] Walker, L. H.; Espelage, P. M.
A High–Performance Controlled–Current Inverter Drive.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–16 (1980), Nr. 2, S. 193–202

[358] Weninger, R.
Verfahren zur dynamisch richtigen Steuerung des Flusses bei der Drehzahlregelung von Asynchronmaschinen mit Speisung durch Zwischenkreisumrichter mit eingeprägtem Strom.
ETZ Archiv 1 (1979), H. 12, S. 341–345

[359] Weninger, R.
Drehzahlregelung von Asynchronmaschinen bei Speisung durch einen Zwischenkreisumrichter mit eingeprägtem Strom.
Dissertation, TU München, 1982

[360] Weschta, A.
Stromzwischenkreisumrichter mit GTO.
ETZ Fachber. 23 (1988), S. 315–332

[361] Zargari, N.R.; et al.
A New Current-Source Converter Using a Symmetric Gate-Commutated Thyristor (SGCT).
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 37 (2001), No. 3, S. 869–903

[362] Zargari, N.R.; et al.
Near unity input displacement factor for current source PWM drives.
IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 5 (1999), No. 4, S. 19–25

[363] Zargari, N.R.; et al.
A near unity power factor input stage for AC drive applications with minimum control requirements.
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 31 (1995), No. 5, S. 1129–1135

[364] Zargari, N.R.; et al.
Input filter design for current–source type PWM rectifiers.
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30 (1994), No. 6, S. 1573–1579

[365] Zargari, N.R.; et al.
A performance comparison of current–source PWM rectifiers and synchronous link converters.
IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 41 (1994), No. 5, S. 560–562

[366] Zargari, N.R.; et al.
Medium Voltage Drive Topologies for Industrial Asynchronous Applications.
Conf. Rec. PCIM 2000

[367] Zargari, N.R.; et al.
A New Medium Voltage AC Drive with Sinusoidal Input/Output Waveforms Using Symmetric Gate Commutated Thyristors (SGCT).
Conf. Rec. PCIM 2000

[368] Zargari, N.R.; et al.
A PWM CSI–Based Vector Controlled Medium Voltage AC Drive With Sinusoidal Input And Output Waveforms.
Conf. Rec. IEEE–IAS 1997, S. 768–774

[369] Zargari, N.R.; et al.
A near unity input displacement facot PWM rectifier for medium voltage CSI based AC drives.
Conf. Rec. IEEE–APEC 1997, S.327–332

[370] Zargari, N.R.; et al.
Design of line/motor side capacitors for PWM CSR–CSI drives to achieve optimal power factor in high power fan/pump applications.
Conf. Rec. IEEE–APEC 1997, S.333–338

Gleichspannungswandler

[371] Abraham, L.
Der Gleichstrompulswandler (elektronischer Gleichstromsteller) und seine digitale Steuerung.
Dissertation, TU Berlin, 1967

[372] Baggio, J. E.; Hey, H. L.; Grundling, H. A.; Pinheiro, H.; Pinheiro, J. R.
Isolated interleaved–phase–shift–PWM DC–DC ZVS converter.
Industry Applications, IEEE Trans. on Vol. 39, Issue 6, Nov.–Dez. 2003, S. 1795–1802

[373] Braun, W.
Die Kreisstromverluste in Vierquadranten–Gleichstromstellern in einfachen Ausführungen.
E u. M 91, H. 5, S. 270–277

[374] Bühler, H.
Study of a DC Chopper as a Sampled System.
2nd IFAC Symposium, Düsseldorf 1977, S. 67–77

[375] Chandrasekaran, S.; Gokdere, L. U.
Integrated magnetics for interleaved DC–DC boost converter for fuel cell powered vehicles.
35th Annual Power Electronics Specialists Conference
PESC, Juni 2004, Vol. 1, S. 356–361

[376] Eckardt, B.; März, M.; Hofmann, A.; Gräf, M.; Ungethüm, J.
High Power Buck–Boost DC/DC Converters for Automotive Powertrain Applications.
PCIM Conference Proc., Nürnberg 2005

[377] Garcia, O.; Zumel, P.; de Castro, A.; Cobos, J. A.; Uceda, J.
An Automotive 16 Phases DC–DC Converter.
IEEE PESC 2004, Aachen, S. 350–355

[378] Garcia, O.; Zumel, P.; de Castro, A.; Cobos, A.
An Automotive DC–DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 21, Issue 3, Mai 2006, S. 578–586

[379] Grötzbach, M.
Stetige Näherungsmodelle zur Analyse von periodisch geschalteten Mehrspeichersystemen mit ausreichender Glättung.
Dissertation, TU München, 1976

[380] Grötzbach, M.
Analyse von Gleichstromstellerschaltungen im lückenden und nichtlückenden Betrieb.
ETZ Archiv 1 (1979), H. 1, S. 29–33

[381] Heisterkamp, H. G.
Verfahren zur Steuerung der Schonzeit bei selbstgeführten Stromrichtern.
ETZ Archiv 4 (1982), H. 1, S. 19–22

[382] Hu, H.; Yousefzadeh, V.; Maksimovic, D.
Nonlinear Control for Improved Dynamic Response of Digitally Controlled DC-DC Converters.
IEEE PESC, June 2006

[383] Intersil: Datenblatt zum Bauelement ISL 6558.
Multi–Purpose Precision Multi–Phase PWM Controller With Optional Active Voltage Positioning.
Dokument–Nummer FN9027.8, August 2004

[384] Kahlen, H.
Generatorischer Betrieb der Gleichstrom–Reihenschlußmaschine mit Hilfe eines Gleichstromstellers.
ETZ–A 92 (1971), H. 9, S. 534–537

[385] Kahlen, H.
Thyristorschalter zum schnellen Abschalten von Gleichströmen.
ETZ–A 94 (1973), Nr.9, S. 539–542

[386] Kahlen, H.
Vergleichende Untersuchung an verschiedenen Gleichstromstellerschaltungen für Fahrzeugantriebe.
Dissertation, TH Aachen, 1973

[387] Kahlen, H.
Gleichstromsteller für den motorischen und generatorischen Betrieb der Gleichstrom–Reihenschlußmaschine.
ETZ–A 95 (1974), Nr.9, S. 441–445

[388] Knapp, P.
Der Gleichstromsteller zum Antrieb und Bremsen von Gleichstromfahrzeugen.
Brown Boveri Mitt. 57 (1970), H. 6/7, S. 252–270

[389] Krug, H.
Die Entwicklung von Antriebssystemen mit Gleichstrompulsstellern für Traktionszwecke.
Elektrie 24 (1970), H. 11, S. 388–391

[390] Kübler, T.; Steuerwald, G.; Schröder, D.
Control of a 4–Quadrant Chopper by a 16–Bit Microcomputer.
ETG–Fachbericht, Darmstadt 1982, S. 439–446

[391] Lowe, T. J.; Mellit, B.
Thyristor Chopper Control and Introduction of Harmonic Current into Track Circuits.
Proc. IEEE 121 (1974), Nr. 4, S. 269–275

[392] Meyer, M.
Über die Kommutierung mit kapazitivem Energiespeicher.
ETZ–A 95 (1974), H. 2, S. 79–85

[393] Miwa, B. A.; Otten, D. M.; Schlecht, M. F.
High Efficiency Power Factor Correcting using Interleaving Techniques.
IEEE

[394] Soffke, W.
Die Optimierung des Gleichstromstellers in Hinblick auf Gewicht, Volumen und Kosten.
ETZ–A 95 (1974), H. 12, S. 658–662

[395] Tröger, R.
Technische Grundlagen und Anwendung der Stromrichter.
Elektrische Bahnen 8 (1932), H. 2, S. 51–58

[396] Voß, H.
Kommutierungsvorgänge bei Gleichstromstellern unter Berücksichtigung der Verluste der Bauelemente.
Dissertation, TU Berlin, 1978

[397] Wagner, R.
Elektronische Gleichstromsteller.
VDE–Buchreihe Bd. 11 (1966), S. 187–199

[398] Wagner, R.
Strom– und Spannungsverhältnisse beim Gleichstromsteller.
Siemens–Z. 43 (1969), Nr. 5, S. 458–464

[399] Xu, S.; Yousefzadeh, V.; Schneider, J.
Optimizing Efficiency by Phase Management.
ECPE Seminar 2008 "Digital Power Conversion", 20.-21. Feb. 2008, Munich, Chapter 14

Leistungsfaktor–Korrektur

[400] Ambatipudi, R.; Borojević, D.; Hiti, S.; Lee, F. C.
Average and Small–Signal Modeling of Zero–Voltage Transition Three–Phase Boost Rectifier.
APEC Conference Proceedings 1995, Dallas, TX, USA, S. 870–874

[401] Gatarić, S.; Borojević, D.; Lee, F. C.
Soft–Switched Single–Switch Three–Phase Rectifier with Power Factor Correction.
APEC Conference Proceedings 1995, Orlando, FL, USA, S. 738–744

[402] Habetler, T. G.
A Space Vector Based Rectifier Regulator for AC–DC–AC Converters.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 2, S. 2-101–107

[403] Huang, Q.; Lee, F. C.
Harmonic Reduction in a Single–Switch, Three–Phase Boost Rectifier with High Order Harmonic Injected PWM.
VPEC Conference Proceedings 1995, Blacksburg, VA, USA

[404] Ilchmann, B.
Die neue Generation der aktiven Leistungsfaktor–Korrektur, Teil 1, 2.
Elektronik (1996), H. 23, S. 48–64 und H. 25, S. 52–62

[405] Lee, F. C.; Borojević, D. (Eds.)
Switching Rectifiers for Power Factor Correction.
VPEC Publication Vol. 5, Virginia Power Electronics Center, 1994

[406] Middlebrook, R. D.; Ćuk, S.
A General Unified Approach for Modeling Switching Converter Power Stages.
IEEE PESC '76 Record, S. 18–34;
Int. Journal of Electronics 42 (1977), S. 521–550

[407] Panov, Y. V.; Cho, J. G.; Lee, F. C.
Three–Phase Single–Stage Isolated Rectifier with Power Factor Correction.
VPEC Conference Proceedings 1994, Blacksburg, VA, USA, S. 227–258

Entlastungsschaltungen

[408] Boehringer, A.
Anordnung ohne prinzipbedingte Verluste zur Entlastung elektrischer und elektronischer Einwegschalter von ihrer Verlustleistungsbeanspruchung beim Ausschalten.
Patentschrift DE 26 39 589 C2, Deutsches Patentamt, 1982, Anmeldetag 2.9.76

[409] Boehringer, A.
Einrichtung ohne prinzipbedingte Verluste zur Entlastung elektrischer und elektronischer Einwegschalter von ihrer Verlustleistungsbeanspruchung beim Ausschalten.
Patentschrift DE 26 41 183 C2, Deutsches Patentamt, 1986, Anmeldetag 13.9.76

[410] Boehringer, A. ; Knöll, H.
Einrichtung zur Befreiung elektrischer oder elektronischer Einwegschalter von hoher Verlustleistungsbeanspruchung während des Einschaltens – bei welchem ein, zuvor in einem anderen Schaltungspfad fließender, von Null verschiedener Strom auf den betreffenden Einwegschalter überwechselt – und von überhöhter Sperrspannungsbeanspruchung zum Ende des Ausschaltens.
Patentschrift DE 26 44 715 C2, Deutsches Patentamt, 1985, Anmeldetag 4.10.76

[411] Boehringer, A.
Verbesserte Einrichtung ohne prinzipbedingte Verluste zur Entlastung elektrischer oder elektronischer Einwegschalter von ihrer Verlustleistungsbeanspruchung beim Ausschalten.
Offenlegungsschrift 27 10 938, Deutsches Patentamt, 1978, Anmeldetag 12.3.77

[412] Boehringer, A., Knöll, H.
Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen.
ETZ 100 (1979), H. 13, S. 664–670

[413] Boehringer, A.; Brugger, F.
Transformatorlose Transistor–Pulsumrichter mit Ausgangsleistungen bis 50 kVA.
Elektrotech. u. Masch.–bau 96 (1979), H. 12, S. 538–545

[414] Carroll, E.; Klaka, S.; Linder, S.
Integrated Gate–Commutated Thyristors: A New Approach to High Power Electronics.
Proc. IEMCD, Milwaukee (USA), 1997

[415] Ferraro, M.
An Overview of Low–Loss Snubber Technology for Transistor Converters.
IEEE PESC Conf. 1982, Cambridge (Mass./USA), S. 466–477

[416] Göller, E.
Prozeßstromquellen mit Transistorschaltern hoher Taktfrequenz.
Dissertation, Univ. Stuttgart, 1990

[417] Grüning, H.; Ødegård, B.
High Performance Low Cost MVA Inverters Realised with Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCT).
EPE Conf. 1997, Trondheim (Norwegen)

[418] Grüning, H.; Zuckerberger, A.
Hard Drive of High Power GTOs: Better Switching Capability Obtained through Improved Gate–Units.
IEEE IAS Conf. 1996, San Diego (USA)

[419] Heumann, K.; Marquardt, R.
GTO–Thyristoren in selbstgeführten Stromrichtern.
ETZ 104 (1983), H. 7/8, S. 328–332

[420] Holtz, J.; Salama, S. F.; Werner, K.–H.
Verlustfreie und aufwandarme Entlastungsschaltung für Pulsumrichter mit Abschaltthyristoren.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 7, S. 211–217

[421] Jung, M.
Improved Snubber for GTO Inverter with Energy Recovery by Simple Passive Network.
EPE Conf. 1987, Grenoble, S. 15–20

[422] Kitagawa, M.; Nakagawa, A.; Matsushita, K.; Hasegawa, S.; Inoue, T.; Yahata, A.; Takenaka, H.
4500 V IEGTs Having Switching Characteristics Superior to GTO.
IEEE ISPSD Conf., Yokohama (Japan) 1995, S. 486–491

[423] Klaka, S.; Frecker, M.; Gruening, H.
The Integrated Gate–Commutated Thyristor: A New High–Efficiency, High–Power Switch for Series or Snubberless Operation.
Proc. PCIM, Nürnberg, 1997

[424] Knöll, H.
High-Current Transistor Choppers.
2nd IFAC Symposium, Düsseldorf, 1977, S. 307-315; Pergamon Press, Oxford (UK)

[425] Knöll, H.
3 kW-Switch-Mode Power Supply Providing Sinusoidal Mains Current and Large range of DC-Output.
Proc. 2nd European Power Conv. Conf., München 1980; Powercon. Int., Oxnard (USA)

[426] Knöll, H.
Transistoren als schnelle Schalter in Gleichstromstellern hoher Leistung.
Dissertation, Univ. Stuttgart, 1981

[427] Lauritzen, P. O.; Smith, H. A.
A Non–Dissipative Snubber Effective Over a Wide Range of Operating Conditions.
IEEE PESC Conf. 1983, Albuquerque (USA), S. 345–354

[428] Marquardt, R.
Untersuchung von Stromrichterschaltungen mit GTO–Thyristoren.
Dissertation, Univ. Hannover, 1982

[429] Marquardt, R.
Stand der Ansteuer–, Beschaltungs– und Schutztechnik beim Einsatz von GTO Thyristoren.
ETG Fachberichte 23 (1988), S. 146–170

[430] McMurray, W.
Optimum Snubbers for Power Semiconductors.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–8 (1972)

[431] McMurray, W.
Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–16 (1980), Nr. 4, S. 513–523

[432] McMurray, W.
Efficient Snubbers for Voltage–Source Inverters.
IEEE PESC Conf. 1985, S. 20–27;
IEEE Trans. on Power Electronics, PE–2 (1987), Nr. 3, S. 264–272

[433] McMurray, W.
Resonant Snubbers with Auxiliary Switches.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–29 (1993), Nr. 2, S. 355–362

[434] Ohashi, H.
Snubber Circuit for High–Power Gate–Turn–Off Thyristors.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–19 (1983), Nr. 4, S. 655–664

[435] Pearson, W. P.; Sen, P. C.
Designing Optimum Snubber Circuits for the Transistor Bridge Configuration.
Electr. Mach. and Power Syst. 8 (1983), Nr. 4/5, S. 321–332

[436] Reddig, M.; Schlenk, M.
High efficient PFC–stage without Input rectification.
PCIM Europe 2003, Nürnberg 2003

[437] Reddig, M.
Optimization of the input and output stages in high efficiency power supplies.
IEEE Int. Conf. on Industrial Technology, Maribor (2003)

[438] Reddig, M.; Steinhoff, S.
GaAs Schottky Diodes Allow Higher Power Density.
Power Systems Design Europe (2004), S. 12–16

[439] Reddig, M.
Einfluss von Si–, SiC– und GaAs–Dioden auf den Gesamtwirkungsgrad von Leistungsfaktor–Korrekturschaltungen im nichtlückenden Betrieb.
33. Kolloquium Halbleiter–Leistungsbauelemente und Materialgüte von Silizium
Freiburg (2004)

[440] Reddig, M.; Steinhoff, S.; Knigge, S.
A New Generation of 600 V GaAs Schottky Diodes for High Power Density PFC Applications.
PCIM China 2005, Shanghai (2005)

[441] Reddig, M.; Steinhoff, S.; Knigge, S.
A New Generation of 600 V GaAs Schottky Diodes for High Power Density PFC Applications.
PCIM Europe 2005, Nürnberg 2005

[442] Reddig, M.; Frank, W.; Schlenk, M.
New Control Methods for rectifier–less PFC–stages.
ISIE 2005, Dubrovnik 2005

[443] Reddig, M.
Neue PFC–Topologien für Schaltnetzteile.
ECPE 2006, Fachhochschule Augsburg

[444] Runge, W.; Skrabo, B.
Einsatz von GTO–Thyristoren in Fahrzeugstromrichtern.
ABB Druckschrift CH-VT 1360-D

[445] Salama, S. F.
Nicht–dissipative Entlastungsschaltungen für Leistungstransistoren und Abschaltthyristoren in Hochstromanwendungen.
Dissertation, Univ. Wuppertal, 1986

[446] Saito, S.; Matsumoto, T.; Tada, N.; Matsumura, H.
Evaluation of Large–Capacity GTOs Snubber Circuit from Aspects of Circuitry and Structure IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 1145–1150

[447] Schlangenotto, H.; Füllmann, M.; Nowack, W.
Schnelle Dioden.
ETG–Fachbericht 23: Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und ihre Anwendung, VDE–Verlag 1988, S. 50–70

[448] Stamberger, A.
Die Projektierung einer RC–Beschaltung in der Leistungselektronik.
Elektroniker (Schweiz) (1980), H. 12

[449] Steimer, P. K.; Grüning, H.; Werninger, J.
The IGCT — The Key Technology for Low Cost, High Reliable High Power Converters with Series Connected Turn–Off Devices.
EPE Conf. 1997, Trondheim (Norwegen), Vol. 1, S. 384–389

[450] Steinke, J. K.
Schnelles Schalten mit dem Abschaltthyristor.
Ind.–Elektrik + Elektronik 30 (1985), H. 2, S. 36–41

[451] Steinke, J. K.
Untersuchungen zur Ansteuerung und Entlastung des Abschaltthyristors beim Einsatz bis zu hohen Schaltfrequenzen.
Dissertation, Univ. Bochum, 1986

[452] Steinke, J. K.
Experimental Results on the Influence of the Capacity of the Snubber Capacitor on the Shape of the Tail Current of a GTO–Thyristor.
EPE Conf. 1987, Grenoble, S. 21–25

[453] Steyn, C. G.; van Wyk, J. D.
Study and Application of Nonlinear Turn–Off Snubber for Power Electronic Switches.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–22 (1986), Nr. 3, S. 471–477

[454] Steyn, C. G.; van Wyk, J. D.
Voltage Dependent Turn–Off–Snubbers for Power Electronic Switches.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 2, S. 39–44

[455] Thiele, G.
Richtlinien für die Bemessung der Trägerspeichereffekt–Beschaltung von Thyristoren.
ETZ–A 90 (1969), H. 14, S. 347–352

[456] Teigelkötter, J.
Schaltverhalten und Schutzbeschaltungen von Hochleistungshalbleitern
Dissertation, Univ. Bochum 1996;
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 21, Nr. 206, Düsseldorf 1996

[457] Undeland, T.
Snubbers for Pulse Width Modulated Bridge Converters with Power Transistors or GTOs.
IPEC Conf. 1983, Tokyo, S. 313–323

[458] Undeland, T.
A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO–PWM–Inverters.
IEEE PESC Conf. 1984, Gaithersburg (USA), S. 42–53

[459] Wagner, J.
Thyristor für stromkommutierte Wechselrichter.
Offenlegungsschrift 2128454, Deutsches Patentamt 1971

[460] Würslin, R.
Transistor Converter Operating on 380 V Three–Phase Mains.
Proc. 2nd European Power Conv. Conf., München 1980; Powercon. Int., Oxnard (USA)

[461] Würslin, R.
Pulsumrichtergespeister Asynchronmaschinenantrieb mit hoher Taktfrequenz und sehr hohem Feldschwächbereich.
Dissertation, Univ. Stuttgart, 1984

[462] Yamaguchi, M.; Ogura, T.; Ninomiya, H.; Ohashi, H.
Mode–Transition Optimized 4,5 kV IGTT (IGBT Mode Turn–Off Thyristor).
IEEE ISPSD Conf., Maui (Hawaii/USA) 1996, S. 257–260

[463] Zimmermann, W.
Probleme und Grenzen beim Einsatz abschaltbarer Thyristoren.
ETZ Archiv 6 (1984), H. 5, S. 189–194

U–Wechselrichter

[464] Aaltonen, M.; Tiitinen, P.; Lalu, J.; Heikkilä, S.
Direkte Drehmomentregelung von Drehstromantrieben.
ABB Technik (1995), Nr. 3, S. 19–24;
Elektrie 49 (1995), H. 8/9, S. 282–288

[465] Abbondanti, A.; Wood, P.
A Criterion for Performance Comparison Between High Power Inverter Circuits.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–13 (1977), Nr. 2, S. 154–160

[466] Abraham, L.; Heumann, K.; Koppelmann, F.
Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren.
AEG–Mitt. 54 (1964), H. 1/2, S. 89–106

[467] Abraham, L.; Heumann, K.; Koppelmann, F.
Zwangskommutierte Wechselrichter veränderlicher Frequenz und Spannung.
ETZ–A 86 (1965), H. 8, S. 268–274

[468] Abraham, L.; Heumann, K.; Koppelmann, F.; Patzschke, U.
Pulsverfahren der Energieelektronik elektromotorischer Antriebe.
VDE–Fachberichte 23 (1964), S. 239–252

[469] Ackva, A.; Reinold, H.; Olesinski, R.
A Simple and Self–Adapting High–Performance Current Control Scheme for Three Phase Voltage Source Inverters.
IEEE PESC Conf. 1992, Toledo (Spanien), S. 435–442

[470] Adams, R. D.; Fox, R. S.
Several Modulation Techniques for a Pulswidth Modulated Inverter.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–8 (1972), Nr. 5, S. 584–600

[471] Agelidis, V. G..; Calais, M.
Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques.
Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conference (PESC), Fukuoka 1998, S. 172–178

[472] Amler, G.; Stanke, G. V.; et.al.
Highly Dynamic and Speed Sensorless Control of Traction Drives

[473] Andresen, E. C.; Haun, A.
Influence of the Pulse-Width Modulation Control Method on the Performance of Frequency Inverter Induction Motor Drives.
ETEP 3 (1993), Nr. 2, S. 151–161

[474] Auinger, H.
Einflüsse der Umrichterspeisung auf elektrische Drehfeldmaschinen, insbesondere auf Käfigläufer–Induktionsmotoren.
Siemens Energietechnik 3 (1981), H. 2, S. 46–49

[475] Auinger, H.
Zulässige Spannungsbeanspruchung der Wicklungsisolierung von Drehstrom-Normmotoren bei Speisung durch Pulsumrichter.
Elektrie 48 (1994), H. 1, S. 2–5

[476] Baader, U.
Die Direkte Selbstregelung (DSR) — Ein Verfahren zur hochdynamischen Regelung von Drehfeldmaschinen.
Dissertation, Univ. Bochum, 1987

[477] Baader, U.
Hochdynamische Drehmomentregelung einer Asynchronmaschine im ständerflußbezogenen Koordinatensystem.
ETZ Archiv 11 (1989), H. 1, S. 11–16

[478] Baader, U.; Depenbrock, M.; Gierse, G.
Direct Self Control of Inverter–Fed Induction Machine, a Basis for Speed Control without Speed Measurement.
IEEE IAS Conf. 1989, San Diego (USA), S. 486–492

[479] Beck, H. P.; Michel, M.
Spannungsrichter — ein neuer Umrichtertyp mit natürlicher Gleichspannungskommutierung.
ETZ Archiv 3 (1981), H. 12, S. 427–432

[480] Beinhold, G.; Wegener, K.
Kommutierungsschaltung mit verlustarmer Nachladung für selbstgeführte Stromrichter.
Techn. Mitt. AEG-Telefunken 69 (1979), H. 5/6

[481] Bernet, S.; Wu, R. S.
Improved three phase pulse width modulation technique for overmodulation.
IEEE Trans. IAS Conf. (1985), S. 1224–1228

[482] Binder, A.; Aust, R.; Schrepfer, A.
Bearing currents – A danger to Inverter-Fed AC-Motors?.
Iron and Steel Engineer (July 1999), S. 47–52

[483] Biringer, P. P. und Slonim, M. A.
Determination of Harmonics of Converter Current and/or Voltage Waveforms (New Method for Fourier Coefficient Calculations),
Part I: Fourier Coefficients of Homogeneous Functions,
Part II: Fourier Coefficients of Nonhomogeneous Functions.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–16 (1980), Nr. 2, S. 242–253

[484] Blaschke, F.
Das Prinzip der Feldorientierung; die Grundlage für die Transvector–Regelung von Drehfeldmaschinen.
Siemens–Z. 45 (1971), S. 757–760

[485] Blaschke, F.
Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine
Dissertation, TU Braunschweig, 1974

[486] Blaschke, F.; Vandenput, A.; van der Burgt, J.
Feldorientierung der geberlosen Drehfeldmaschine.
ETZ 116 (1995), H. 21, S. 14–23

[487] Böhm, K.; Wesselak, F.
Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung.
Siemens–Z. 45 (1971), H. 10, S. 753–757

[488] Boost, M.; Ziogas, P.
State–of–the–Art Carrier PWM Techniques: a Critical Evaluation.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–21 (1985), Nr. 2, S. 271–280

[489] Bowes, S. R.
Development in PWM Switching Strategies for Microprocessor–Controlled Inverter Drives.
IEEE IAS Conf. 1987, Atlanta (USA), S. 323–329

[490] Bowes, S. R.
Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters.
IEEE Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1993, S. 662–669

[491] Brenneisen, J.; Schönung, A.
Bestimmungsgrößen des selbstgeführten Wechselrichters in sperrspannungsfreier Schaltung bei Steuerung nach dem Unterschwingungsverfahren.
ETZ–A 90 (1969), H. 14, S. 353–357

[492] Brosch, P. F.
Neuartige Energierückspeiseeinheit für U–Umrichter.
Antriebstechnik 35 (1996), Nr. 4, S. 49–56

[493] Bühler, H.
Umrichtergespeiste Antriebe mit Asynchronmaschinen.
NT 4 (1974), S. 121–139

[494] Bunzel, E.; Graß, H.
Spannungsbeanspruchung von Asynchronmotoren im Umrichterbetrieb.
ETZ 114 (1993), H. 7/8, S. 448–458

[495] Busse, D. et. al
Characteristics of shaft voltage and bearing currents.
IEEE Industry Applications Magazine (1997), Vol. 2, S. 21–32

[496] Bystron, K.
Umrichter mit veränderlicher Zwischenkreisspannung zur Drehzahlsteuerung von Drehfeldmaschinen.
Tagung „Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen“, TH Darmstadt, 1967

[497] Carrar, G.; Casini, D.; Gardella, S.; Salutari, R.
Optimal PWM for the control of multilevel voltage source inverter.
Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE), Brighton (1993), S. 255–259

[498] Conraths, H.-J.; Gießler, F.; Heining, H.-D.
Shaft-Voltages and Bearing Currents – New Phenomena in Inverter Driven Induction Machines.
Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lausanne 1999, CD-ROM file number 165

[499] Daum, D.
Unterdrückung von Oberschwingungen durch Pulsbreitensteuerung.
ETZ–A 93 (1972), H. 9, S. 528–530

[500] Depenbrock, M.
Pulse Width Control of a three–phase inverter with non–sinusoidal phase voltages.
IEEE IAS International Semiconductor Power Converter Conference 1977, Orlando (Florida), S. 399–403

[501] Depenbrock, M.
Direkte Selbst–Regelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung.
ETZ Archiv 7 (1985), H. 7, S. 211–218

[502] Depenbrock, M.; Skrotzki, T.
Drehmomenteinstellung im Feldschwächbereich bei stromrichtergespeisten Drehfeldantrieben mit Direkter Selbstregelung (DSR).
ETZ Archiv 9 (1987), H. 1, S. 3–8

[503] Depenbrock, M.; Klaes, N.
Zusammenhänge zwischen Schaltfrequenz, Taktverfahren, Momentpulsation und Stromverzerrung bei Induktionsmaschinen am Pulswechselrichter.
ETZ Archiv 10 (1988), H. 4, S. 131–134

[504] Dunford, W. G.; van Wyk, J. D.
Harmonic Imbalance in Asynchronous PWM Schemes.
IEEE PESC Conf. 1991, Cambridge (Mass./USA), S. 397–401

[505] Erdmann, J.; Kerkman, R.; Schlegel, D.
Effect of PWM Inverters on Motor Bearing Currents and Shaft Voltages.
IEEE Transactions on Industry Applications 1996, Vol. 32, S. 250–259

[506] Essig, R.; Sack, L.
Begrenzung der am Motor auftretenden Spannungssteilheit.
ETZ 116 (1995), H. 6/7, S. 12–22

[507] Evers, C.; Wörner, K.; et al.
Flux Guided Control Strategy for Puls Pattern Changes without Transients of Torque and Current for High Power 16BT–Inverter Drives
9th European Power Electronic Conference (EPE) 2001, Graz

[508] Flöter, W.; Ripperger, H.
Die Transvektor–Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine.
Siemens–Z. 45 (1971), S. 761–764

[509] Flügel, W.
Erweitertes Verfahren zur dynamisch richtigen Steuerung des Flusses bei der Drehzahlregelung von umrichtergespeisten Asynchronmaschinen.
ETZ–A 99 (1978), H. 4, S. 185–188

[510] Flügel, W.
Steuerung des Flusses von umrichtergespeisten Asynchronmaschinen über Entkopplungsnetzwerke.
ETZ Archiv 1 (1979), H. 12, S. 347–350

[511] Flügel, W.
Drehzahlregelung umrichtergespeister Asynchronmaschinen bei Steuerung des Flusses durch Entkopplungsnetzwerke.
Dissertation, TU München, 1981

[512] Flügel, W.
Drehzahlregelung der spannungsumrichtergespeisten Asynchronmaschine im Grunddrehzahl– und im Feldschwächbereich.
ETZ Archiv 4 (1982), H. 5, S. 143–150

[513] Grant, D. A.; Houldsworth, J. A.; Lower, K.
A new high-quality PWM ac-drive.
IEEE IAS Conf. (1982), S. 530–553

[514] Grant, D. A.; Stevens, M.; Houldsworth, J. A.
The Effect of the Word Length on the Harmonic Content of Microprocessor–Based PWM Waveform Generators.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–21 (1985), Nr. 1, S. 218–225

[515] Grothstollen, H.
Stand und Entwicklung von geregelten elektrischen Antrieben.
Regelungstechnische Praxis 20 (1978), H. 3, S. 84–94

[516] Habetler, T. G.; Diwan, D. M.
Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation.
IEEE PESC Conf. 1989, Milwaukee (Wisconsin/USA), Vol. 2, S. 1013–1020

[517] Hamman, J.; van der Merwe, F. S.
Voltage Harmonics Generated by Voltage–Fed Inverters Using PWM Natural Sampling.
IEEE Trans. on Power Electronics PE–3 (1988), Nr. 3, S. 297–302

[518] Hausberg, V.; Seinsch, H. O.
Kapazitive Lagerspannungen und -ströme bei umrichtergespeisten Induktionsmaschinen
Electrical Engineering 82 (2000), S. 153–162

[519] Hausberg, V.; Seinsch, H. O.
Schutzmaßnahmen gegen Lagerschäden umrichtergespeister Motoren.
Electrical Engineering 82 (2000), S. 339–345

[520] Heumann, K.
Die Intelligenz hält Einzug (Umrichter in der Antriebstechnik).
Elektronik (1995), H. 1, S. 83–96

[521] Hodapp, J.
Die direkte Selbstregelung einer Asynchronmaschine mit einem Signalprozessor.
Dissertation, Univ. Bochum, 1988

[522] Holtz, J.
Selbstgeführte Wechselrichter mit treppenförmiger Ausgangsspannung für große Leistung und hohe Frequenz.
Siemens Forsch.– u. Entw.–Ber. 6 (1977), H. 3, S. 164–171

[523] Hoppe, A.; Kühne, S.; Messerschmidt, L.; Riefenstahl, U.
Drehmomentenrechner für Asynchronmaschinen.
ETZ 116 (1995), H. 21, S. 6–10

[524] Jänecke, M.; Hoffmann, F.
Fast Torque Control of an IGBT–Inverter–Fed Three–Phase AC Drive in the Whole Speed Range — Experimental Results.
EPE Conf. 1995, Sevilla (Spanien), Vol. 3, S. 399–404

[525] Jeong, S. G.; Park M.–H.
The Analysis and Compensation of Dead–Time Effects in PWM Inverters.
IEEE Trans. on Industrial Electronics IE–38 (1991), Nr. 2, S. 108–114

[526] Kato, T.
Precise PWM Waveform Analysis of Inverter for Selected Harmonic Elimination.
IEEE IAS Conf. 1986, Denver (USA), S. 611–616

[527] Kato, T.; Miyao, K.
Modified Hysteresis Control with Minor Loops for Single–Phase Full–Bridge Inverters.
IEEE IAS Conf. 1988, Vol. I, S. 689–693

[528] Kerkmann, R. J.; Leggate, D.; Seibel, B. J.; Rowan, T. M.
Operation of PWM Voltage Source Inverters in the overmodulation region.
IEEE Trans. IES, vol. 41 (1996), S. 132–141

[529] Kerkman, R. J.; Rowan, T. M.; Leggate, D.; Seibel, B. J.
Control of PWM Voltage Inverters in Pulse Dropping Region.
IEEE Trans. on Power Electronics 1994, S. 521–528

[530] Kim, Y.; Ehsani, M.
Direct PWM - an algebraic algorithm for microcomputer based (direct) inverter pulse width modulation.
IEEE/IAS vol. 23, no. 4, (1987), S. 654–660

[531] Klaes, N.
Identifikationsverfahren der betriebspunktabhängigen Parameter einer wechselrichtergespeisten Induktionsmaschine.
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 305, Düsseldorf 1992

[532] Kliman, G.; Plunkett, A. B.
Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–15 (1979), Nr. 1, S. 72–79

[533] Kohlmeier, H.; Niermeyer, O.; Schröder, D.
High Dynamic Four–Quadrant AC Motor Drive with Improved Power Factor and On–Line Optimized Pulse Pattern with PROMC.
EPE Conf. 1985, Brüssel, Vol. 3, S. 173–178;
IEEE IAS Conf. 1985, Toronto, S. 1081–1086;
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–23 (1987), Nr. 6, S. 1001–1009

[534] Kohlmeier, H.; Schröder, D.
GTO–Pulse Inverters with On–Line Optimized Pulse Patterns for Current Control.
ICEM–Conference, München, 1986, S. 668–671

[535] Kohlmeier, H.; Schröder, D.
Control of a Double Voltage Inverter System Coupling a Three Phase Mains with an AC–Drive.
IEEE IAS Conf. 1987, Atlanta (USA), S. 593–599

[536] Kohlmeier, H.
Regelung der Asynchronmaschine durch Einsatz netz– und maschinenseitiger Pulsstromrichter mit optimierten asynchronen Pulsmustern.
Dissertation, TU München, 1989

[537] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Analytically Closed Optimization of the Modulation Method of a PWM Rectifier System with High Pulse Rate.
Conference on Power Conversion and Intelligent Motion, München 1990, S. 209–223

[538] Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.
Minimizing of the harmonic rms-content of the current of a PWM converter system based on the solution of an extreme value problem.

[539] Krzemien, Z.
Bearing currents in induction motors supplied with power from PWM inverters.
Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM), Isanbul 1998, S. 592–596

[540] Kunz, U.
Ein Pulswechselrichter mit weicher Kommutierung.
IFAC-Symposium Oct. 1974, Proceedings Bd. 1, S. 309–325

[541] Lipo, T. A.; Holmes, D. G.
Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice.
IEEE Series on Power Engineering, IEEE-Press/Wiley-Interscience, Wiley and Sons Inc. Publication, 2003

[542] Lipo, T. A.
Recent Progress in the Development of Solid–State AC Motor Drives.
IEEE Trans. on Power Electronics PE–3 (1988), Nr. 2, S. 105–117

[543] Maischak, D.; Nemeth–Csoka, M.
Schnelle Drehmomentregelung im gesamten Drehzahlbereich eines hochausgenutzten Drehfeldantriebs.
Archiv f. Elektrotechnik 77 (1994), S. 289–301

[544] Maischak, D.
Schnelle Drehmomentregelung im gesamten Drehzahlbereich eines hochausgenutzten Drehfeldantriebs.
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 479, Düsseldorf 1995

[545] Marquardt, R.; Glinka, M.
A New AC/AC–Multilevel Converter Familiy
Applied to a Single–Phase Converter
PEDS 2003

[546] Marquardt, R.; Lesnicar, A.
A new modular voltage source inverter topology.
EPE 2003

[547] Marquardt, R.; Lesnicar, A.
An Innovative Modular Multilever Converter Topology
Suitable for a Wide Power Range.
Powertech 2003

[548] Marquardt, R.; Lesnicar, A.
New Concept for High Voltage – Modular Multilevel Converter. PESC 2004, Aachen, Germany

[549] Marquardt, R.; Lesnicar, A.; Hildinger, J.
Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen.
ETG 2002

[550] Matsuda, Y. et al.
Development of PWM Inverter Employing GTO.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–19 (1983), Nr. 3, S. 335–342

[551] McGrath, B. P.
Topologically independent modulation of multilevel inverters.
Ph.D. Thesis, Monash University, Australia (2002)

[552] McGrath, B. P.; Holmes, D. G.
A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clambed multilevel inverters.
Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), Galway (2000), S. 647–679

[553] McGrath, B. P.; Holmes, D. G.
An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier based PWM methods.
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49 No. 4, Aug. (2002), S. 724–738

[554] McGrath, B. P.; Holmes, D. G.; Manjrekar, M.; Lipo, T. A.
An improved modulation strategy for a hybrid multilevel inverter.
IEEE IAS (2000), S. 2086–2093

[555] Mennicken, H.
Umrichter mit fester Zwischenkreisspannung und Pulswechselrichter (Pulsumrichter).
VDI Bildungswerk BW 37-43-16, Düsseldorf 1990

[556] Müller, E.; Ricke, F.
Die Auswirkung verschiedener Steuertechniken des Unterschwingungsverfahrens auf die Wechselrichterausgangsspannung.
Brown Boveri Mitt. 60 (1973), H. 1, S. 35–44

[557] Murai, Y.; Watanabe, T.; Iwasaki, H.
Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lagtime.
IEEE Trans/IAS, Vol. IA–23, (1987), No. 5, S. 881–886

[558] Mutah, M.; Sakai, K.; et.al.
Stabilizing methods at high frequency for an inductions motor drive driven by PWM inverter.
EPE Florenz (1991), S. 2/352–358

[559] Nayak, P. H.; Hoft, R. G.
Optimizing the PWM Waveform of a Thyristor Inverter.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–11 (1975), Nr. 5, S. 526–530

[560] Nestler, J.; Tzivelekas, I.
Kondensator–Löschschaltung mit Löschthyristor–Zweigpaar nach McMurray.
Teil I: Beschreibung der Löschvorgänge,
Teil II: Analyse der Löschvorgänge.
ETZ Archiv 6 (1984), H. 2, S. 45–50 und H. 3, S. 83–90

[561] Niermeyer, O.; Schröder, D.
New Predictive Control Strategy for PWM–Inverters.
EPE Conf. 1987, Grenoble, S. 647–652

[562] Niermeyer, O.; Schröder, D.
Induction Motor Drive with Parameter Identification Using a New Predictive Current Control Strategy.
IEEE PESC Conf. 1989, Milwaukee (Wisconsin/USA), S. 287–294

[563] Niermeyer, O.; Schröder, D.
AC–Motor Drive with Generative Breaking and Reduced Supply Line Distortion.
EPE Conf. 1989, Aachen, S. 1021–1026

[564] Niermeyer, O.
Netzfreundlicher, drehzahlvariabler 4–Quadranten Asynchronmaschinenantrieb mit prädiktiven Stromregelungen.
Dissertation, TU München, 1991

[565] Ollila, J.; Hammar, T.; Lisakkala, J.; Tuusa, H.
A new reason for bearing current damages in variable speed drives.
Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Trondheim 1997, S. 2539–2542

[566] Patel, S. P.; Hoft, R. G.
Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters:
Part I: Harmonic Elimination; Part II: Voltage Control Techniques.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–9 (1973), Nr. 3, S. 310–317;
IA–10 (1974), Nr. 5, S. 666–673

[567] Peng, F. Z.; Lai, J. S.; McKeever, J. W.; Van Coevering, J.
A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation.
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 32 No. 5 (Sept./Okt.1996), S. 1130–1138

[568] Penkowski, L. J.; Pruzinsky, K. E.
Fundamentals of a Pulsewidth Modulated Power Circuit.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–8 (1972), Nr. 5, S. 584–600.

[569] Pfaff, G.
Zur Dynamik des Asynchronmotors bei Drehzahlsteuerung mittels veränderlicher Speisefrequenz.
ETZ–A 85 (1964), H. 22, S. 719–724

[570] Pfaff, G.; Weschta, A.; Wick, A.
Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo–Drive.
IEEE IAS Conf. 1982, S. 692–697

[571] Pfaff, G.; Wick, A.
Direkte Stromregelung bei Drehstromantrieben mit Pulswechselrichtern.
rtp 24 (1983), H. 11, S. 472–477

[572] Pollack, J. J.
Advanced Pulsewidth Modulated Inverter Techniques.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–8 (1972), Nr. 2, S. 145–154

[573] Pollmann, A.
A Digital Pulsewidth Modulator Employing Advanced Modulation Techniques.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–19 (1983), S. 409–414

[574] Putz, U.
Semiverter, eine Typenreihe selbstgeführter Umrichter
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 62 (1972), H. 6, S. 225–232

[575] Reiche, W.
Stromrichtergespeiste Industrieantriebe.
BBC-Nachrichten 55 (1973), H. 11, S. 344–349

[576] Richardson, J.; Kukrer, O. T.
Implementation of a PWM Regular Sampling Strategy for AC Drives.
IEEE Trans. on Power Electronics PE–6 (1991), Nr. 4, S. 645–655

[577] Rodriguez, J.; Kastner, G.
Nonlinear Current Control of an Inverter–Fed Induction Machine.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 8, S. 245–250

[578] Sack, L.
Koordination der Pulsmuster bei Antriebsumrichtern.
ETZ 117 (1996), H. 13/14, S. 6–12

[579] Schönung, A.; Stemmler, H.
Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren.
BBC-Nachrichten 46 (1964), H. 11, S. 699–721

[580] Schörner, J.
Ein Beitrag zur Drehzahlsteuerung von Aynchronmaschinen über Pulsumrichter.
Dissertation, TU München, 1975

[581] Schröder, D.
Control of AC–Machines. Decoupling and Field Orientation. Modern Integrated Electrical Drives (MIED): Current Status and Future Developments.
Course Notes, The European Association for Electrical Drives, Mailand 1989, S. 45–77

[582] Skrotzki, T.
Die stromrichtergespeiste Induktionsmaschine mit Direkter Selbstregelung im Feldschwächbereich.
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 21, Nr. 50, Düsseldorf 1989

[583] Stanke, G. V.; Nyland, B.
Controller for Sinussoidal and Optimized PWM Pulse Pattern Changes Without Current Transients.
EPE Grenoble 1987, S. 293–300

[584] Steimel, A.
GTO–Umrichter mit Spannungszwischenkreis.
ETG Fachberichte 23 (1988), S. 333–341

[585] Steimel, A.; Wiesemann, J.
Further Development of Direct Self Control for Application in Electric Traction
IEEE Internat. Symposium on Industrial Electronics ISIE, Warschau 1996; Conf. Rec. S. 180–185

[586] Stoschek, J.
5–MVA–Umrichter für einen Linearmotorantrieb.
BBC–Nachrichten 57 (1971), H. 4, S. 192–197

[587] Takahashi, I.; Mochikawa, H.
A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–21 (1985), Nr. 4, S. 580–587

[588] Takahashi, I.; Mochikawa, H.
Optimum PWM Waveforms of an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–22 (1986), Nr. 5, S. 828–834

[589] Thiel, U. L.
Ausgangsfilter für Frequenzumrichter.
Antriebstechnik 34 (1995), H. 3, S. 66–70

[590] van der Broeck, H.
Auswirkungen der Pulsweitenmodulation hoher Taktzahl auf die Oberschwingungsbelastung einer Asynchronmaschine bei Speisung durch einen U–Wechselrichter.
Archiv f. Elektrotechnik 68 (1985), S. 279–291

[591] van der Broeck, H.
Analysis of the Harmonics in Voltage Fed Inverter Drives Caused by PWM Schemes with Discontinuous Switching Operation.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 3, S. 261–266

[592] Weinhold, M.
Appropriate Pulse Width Modulation for a Three–Phase PWM AC–to–DC Converter.
EPE Journal, Vol. 1 (1991), Nr. 2, S. 139–148

[593] Weninger, R.
Einfluß der Maschinenparameter auf Zusatzverluste, Momentenoberschwingungen und Kommutierung bei Umrichterspeisung von Asychronmaschinen.
Archiv f. Elektrotechnik 63 (1981), H. 1, S. 19–28

[594] Wörner, K.
Quasi-synchrone statorflussgeführte Pulsverfahren für die wechselrichtergespeiste Induktionsmaschine
VDI Verlag, Reihe 21, Nr. 302, Dissertation Ruhr-Universität Bochum, 2000

[595] Wörner, K.; Steimel, A.; Hoffmann, F.
Highly Dynamic Stator Flux Track Lenght Control for High Power IGBT Converter in Traction Drives
8th European Power Electronic Conference (EPE), Lausanne, 1999, CD-ROM Proceedings.

[596] Wüst, D.
An Improved PWM Optimization Technique for a Static Reactive Power Compensator with Self–Commutated Inverter.
IEEE PESC Conf. 1991, Cambridge (Mass./USA), S. 763–768

[597] Zach, F. C.; Ertl, H.
Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–21 (1985), Nr.4, S. 987–1000

[598] Zach, F. C.; Martinez, R.; Keplinger, S.; Seiser, A.
Dynamically Optimal Switching Patterns for PWM Inverter Drives (for Minimization of the Torque and Speed Ripples).
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–21 (1985), Nr. 4, S. 975–986

Übermodulation – Raumzeigermodulation

[599] Bakhshai, A. R.; Géza ; Joós ; Jain, P. K.; Hua Jin
Incorporating the overmodulation range in space vector pattern generators using a classification algorithm.
IEEE Trans. on Power Electronics 2000, Vol. 15, No. 1, S. 83–91

[600] Bolognani, S.; Zigliotto, M.
Novel digital continuous control of svm inverters in the overmodulation range.
IEEE Trans. on Industrial Applications 1997, Vol. 33, No. 2, S. 525-530

[601] Hava, A. M.; Kerkman, R. J.; Lipo, T. A.
Carrier-based pwm-vsi overmodulation strategies: Analysis, comparison, and design.
IEEE Trans. on Power Electronics 1998, Vol. 13, No. 4, S. 674–689

[602] Holtz, J.; Lotzkat, W.; Khambadkone, A. M.
On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range with transition to the six-step mode.
IEEE Trans. on Power Electronics 1993, Vol. 8, No. 5, S. 546–553
IECON 1994, San Diego, S. 307–312

[603] Jul-Ki, S.; Sul, S. K.
A new overmodulation strategy for induction motor drive using space vector pwm.
IEEE Applied Power Electronic Conference 1995

[604] Khambadkone, A. M.; Holtz, J.
Compesated synchronous pi-controller in overmodulation range and six-step operation of space-vector-modulation based vector controlled drives.
IEEE Trans. on Industrial Electronics 2002, Vol. 49, S. 574–580

[605] Kerkman, R. J.; Rowan, T. M.; Leggate, D.; Seibel, B. J.
An overmodulation strategy for PWM voltage inverters.
IEEE Trans. on Power Electronics 1993, S. 1215–1221

[606] Kerkman, R. J.; Rowan, T. M.; Leggate, D.; Seibel, B. J.
Control of pwm voltage inverters in pulse dropping range.
IEEE Industry Application Magazine Sept.-Oct.1996, Vol. 2, No. 5, S. 24–31

[607] Krah, J.-O.; Holtz, J.
High-performance current regulation and efficient pwm implementation for low
inductance servo motors.
IEEE Trans. on Industry Applications 1999, Vol. 35, No. 5, S. 1039–1049

[608] Lee, Dong-Choon; Lee, G-Myoung
A novel overmodulation technique for space-vector pwm inverters.
IEEE Trans. on Power Electronics 1998, Vol. 13, No. 6, S. 1144–1151

[609] Lotzkat, W.
Aufwandarme und Netzausfallsichere Frequenzumrichter zur parameterunempfindlichen Regelung von Asynchronmaschinen für industrielle Standardantriebe.
Ph.D. thesis, Universität Wuppertal, 1991

[610] Mochikawa, H.; Hirose, T.; Umemoto, T.
Overmodulation of voltage source pwm inverter.
JIEE-Ind. Society Conference Records 1991

[611] Seidl, D. R.; Kaiser, D. A.; Lorenz, R. D.
One-step optimal space vector pwm current regulation using a neural network.
IEEE Industrial Application Soc. Conf. Rec. 1994

[612] Smith, L.; Shinjii, D.; Shigeru, O.
A Novel Current Control System for PMSM –
Considering Effects from Inverter in Over Modulation Range.
The 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS Bangkok, 2007, Thailand, Session 6A, S. 794–800

[613] Tenti, P.; Zuccato, A.; Rossetto, L.; Bortolotto, M.
Optimum digital control of pwm rectifiers.
IEEE-IECON Conference Records 1994

[614] Tripathi, A.; Khambadkone, A. M.; Panda, S. K.
Direct method of overmodulation with integrated closed loop stator flux vector.
IEEE Trans. on Power Electronics 2005, Vol. 20, No. 2, S. 1161–1168

Mehrpunkt–Wechselrichter

[615] Barbosa, P.; Steimer, P.; et.al.
Active-Neutral-Point-Clamped (ANPC) Multilevel Converter Technology.
EPE, Dresden (2005), Lecture Session Nr. 0856

[616] Bauer, F.; Heining, H.–D.
Quick Response Space Vector Control for a High Power Three Level Inverter Drive.
EPE Conf. 1989, Aachen, S. 417–421

[617] Bhagwat, P.; Stefanovic, V. R.
Generalized structure of a multilevel PWM inverter.
IEEE Trans. on Industry Applications. vol. 19, no. 6, (Nov./Dez.1983), S. 1057–1069

[618] Brückner, T.; Bernet, S.
Loss Balancing in Three-Level Voltage Source Inverters applying Active NPC Switches.
Proc. PESC, Vancouver (2001), S. 1135-1140

[619] Brückner, T.; Bernet, S.; Güldner, H.
The Active NPC Converter and its Loss Balancing Control.
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 52, (2005), No. 3, S. 855–866

[620] Brückner, T.; Holmes, D. G..
Optimal pulse width modulation for three-level inverters.
Proc. IEEE PESC, Acapulco 2003, S. 165–170

[621] Buja, G.; Indri, G.
Improvement of Pulse Width Modulation Techniques.
Archiv für Elektrotechnik (1975), Bd. 57, S. 281–289

[622] Burdet, S.; Allen, J.; Mellit, B.; Taufig, J. A.
A Power Factor and Harmonic Comparison of AC-Railway Power Electronic Traction Converter Circuits.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 1, S. 235–240

[623] Celanovic, N.; Boroyevich, D.
A comprehensive study of neutralpoint voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15 No. 2 March 2000, S. 242–249

[624] Celanovic, N.; Boroyevich, D.
A fast space vector modulation algorithm for multileveled three phase converters.
IEEE/IAS, Vol. 37 No. 2 2001, S. 637–641

[625] Fukuda, S.; Sagawa, A.
Modeling and Control of a Neutral-Point-Clamped Voltage Source Converter.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, Vol. 1, S. 470–475

[626] Fukuda, S.; Iwaji, Y.
A single-chip microprocessor-based PWM technique for sinusoidal inverters.
Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg., Pittsburgh 1988, S. 921–926

[627] Fuld, B.
Aufwandsarmer Thyristor–Dreistufen–Wechselrichter mit geringen Verlusten.
ETZ Archiv 11 (1989), H. 8, S. 261–264

[628] Gekeler, M.; Jötten, R.
Control Device for Pulsed 3-Level Inverter Feeding a Three Phase Machine Implemented by EPROMS and MSI Digital Circuitry.
ETG/GMR Fachtagung 1982, Vol. 1, S. 207–215

[629] Helle, L.; Munk-Nielsen, S.; Enjeti, P.
Generalized discontinuous dc-link balancing modulation strategy for three-level inverters.
Proc. Power Conversion Conf., Osaka 2002, S. 359–366

[630] Hoffmann, F.; Springmeier, F.
Reduction of Machine Current Distortion Using Direct Self Control for High Power Three–Level GTO–Inverters.
ETEP 4 (1994), Nr. 1, S. 21–26

[631] Jiang, Q.; Lipo, T. A.
Switching angle DC link voltage optimization for multilevel cascade inverters.
Electric Machines and Power Systems, Vol. 28 (Juli 2000), S. 605–612

[632] Jötten, R.; Kehl, C.
A fast space-vector control for three level voltage source inverters.
EPE 1991, Frenze, S. 2-070-2-075

[633] Kaku, B.; Miyashita, I.; Sone, S.
Switching Loss Reduced PWM Strategy for 3-Level Inverter.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, Vol. 1, S. 512–517

[634] Kawabata, T.; Koyama, M.; Tamai, S.; Fuji, T.; Uchida, R.
A New PWM Method of a Three-Level Inverter Considering Minimum Pulse Width and Neutral Voltage Balance Control.
Trans. IEE JAPAN Ind. Appl. 113–D (1993), Nr. 7, S. 865–873

[635] Koyama, K.; et al.
PWM of NPC Inverter Considering Minimum Pulse Width and Neutral Voltage Balance.
IEEE IAS Conf. 1992, Japan, S. 368–373

[636] Liang, Y.; Nwankpa, C. O.
A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM.
Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Mtg., St. Louis (1998), S. 978–985

[637] Manjrekar, M. D.; Lund, R.; Steimer, P.; Lipo, T. A.
Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high power applications.
IEEE Trans. on Industry Applications. vol. 36, no. 3, (Mai/Juni 2000), S. 834–841

[638] Meynard, T. A.; Foch, H.
Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters.
Conf. Rec IEEE Power Electronics Specialists Conf.(PESC)., Toledo Spain, (1992), S. 397–403

[639] Muetze, A.; Binder, A.
Systematical Approach to Bearing Current Evaluations variable Speed Drive Systems Proceedings of the 15 th International Converence on Electrical Machines (ICEM), no. 201, Bruges (2002)

[640] Miyashita, I.; Kaku, B.; Sone, S.
A New PWM Method for 3-Level Inverter Based on Voltage Space Vector Suppressing the Neutral Point Potential Variation.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, Vol. 1, S. 506–512

[641] Ogasawara, S.; Sawada, T.; Akagi, H.
Analysis of the Neutral Point Potential Variation of Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters.
Trans. IEE JAPAN Ind. Appl. 113–D (1993), Nr. 1, S. 41–48

[642] Ogasawara, O.; Akagi, H.; Nabae, A.
A novel PWM scheme of voltage source inverters based upon space-vector-theory.
EPE 1989, S. 1197–2002

[643] Osman, R. H.
A medium voltage drive utilizing series-cell multilevel topology for outstandig power quality.
Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg., Phoenix, (1999), S. 2662–2669

[644] Peng, D.; Lee, F. C.; Boroyevich, D.
A new SVM algorith for multilevel three phase converters.
IEEE, PESC conf. record 2002, S. 509–513

[645] Rojas, R.; Ohnishi, T.; Suzuki, T.
An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral-Point-Clamped Inverters.
IEEE PESC Conf. 1994 vol. 2, S. 951–957

[646] Rojas, R.; Ohnishi, T.; Suzuki, T.
PWM Control Method for NPC Inverters with Very Small DC-Link Capacitors.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, Vol. 1, S. 494–499

[647] Schibli, N. P.; Nguyen, T.; Rufer, A. C.
A three-phase multilevel converter for high-power induction motors.
IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 5, (Sept. 1998), S. 985–987

[648] Seo, J.; Choi, C.; Hyun, D.
A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 16, (2001), S. 545–550

[649] Shimane, K.; Nakazawa, Y.
Harmonics Reduction for NPC Converter with a New PWM Scheme.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, Vol. 1 , S. 482–487

[650] Springmeier, F.
Direkte Ständergrößen–Regelung von Induktionsmaschinen am Dreipunkt–Wechselrichter.
Dissertation, Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 21, Nr. 133, Düsseldorf 1993

[651] Springmeier, F.; Steinke, J. K.
Control of the DC–Link Neutral Potential of a Three–Level GTO Inverter as Part of the Direct Self Control.
Proc. PEMC, Budapest 1990, Rec. 2, S. 479–483

[652] Springmeier, F.; Steinke, J. K.
Field–Weakening with the Direct Self Control (DSC) as a Control Scheme for High Power Three–Level GTO Inverters.
EPE Conf. (1991), Florenz, Vol. 4, S. 666–671

[653] Steimer, P. K.; Apeldoorn, O.; Odegaard B.; Bernet, S.; Brückner, T.
Very High Power PEBB technology.
EPE 2005, Dresden

[654] Steinke, J. K.
Switching Frequency Optimal Control of a Three-Level Inverter.
IEEE Trans. on Power Electronics PE–7 (1992), Nr. 3, S. 487–496

[655] Steinke, J. K.
Grundlagen für die Entwicklung eines Steuerverfahrens für GTO–Dreipunktwechselrichter für Traktionsantriebe.
ETZ Archiv 10 (1988), H. 7, S. 215–220

[656] Steinke, J. K.
Pulsbreitenmodulationssteuerung eines Dreipunktwechselrichters für Traktionsantriebe im Bereich niedriger Motordrehzahlen.
ETZ Archiv 11 (1989), H. 1, S. 17–24

[657] Steinke, J. K.
Steuerverfahren für Dreipunkt– und Mehrpunktwechselrichter für Antriebe im Megawatt–Leistungsbereich.
Habilitationsschrift, Univ. Bochum, (1992)

Zusatzbeanspruchungen der Drehfeldmaschine

[658] Bentley, J.M.; Link, P.J.
Evaluation of Motor Power Cables for PWM AC Drives.
IEEE Trans. Ind. Appl. (33), 1997, pp. 342-358

[659] Berth, M.; Eberhardt, M.; Kaufhold, M.; et al.
Elektrische Belastung und Ausfallverhalten der Wicklungsisolierung von Asynchronmaschinen bei Umrichterspeisung.
Elektrie (49), 1995, pp. 336-344

[660] Berth, M.
Elektrische Belastung der Wicklungsisolierung pulsumrichtergespeister Niederspannungsmotoren.
Dissertation TU Dresden; VDI-Verlag, Fortschrittsberichte Reihe 21, Nr. 247, Düsseldorf, 1998

[661] Binder, A.
Armature insulation stress of low voltage a.c. motors due to inverter supply.
Proc. of the 11th Int. Conf. on El. Mach. (ICEM), Paris, Vol.3, 1994, pp. 431-436

[662] Binder, A.
Measures to cope with A.C. motor insulations stress due to IGBT inverter supply.
Proc. of the IEE-Conference „Power Electronics & Variable Speed Drives“ (PEVD), Nottingham, 23.-25. Sept. 1996, pp.569-774

[663] Binder, A.; Aust, R.; Schrepfer, A.
Bearing currents - A danger to Inverter-Fed AC Motors.
Iron and Steel Engineer, pp. 47-52, July 1999

[664] Binder, A.; Wick, A.; Gold, P.W.
Antriebssysteme: Trends – Innovationen – Mechatronik.
etz, Sonderheft 1 /2005, p.68-75

[665] Chen, S; Lipo, T.A.; Novotny, D.
Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives.
IEEE-Ind. Appl. Society Annual Meeting, Vol. 1, 1996, pp. 162-166

[666] Conraths, H.-J.; Gießler, F.; Heining, H.-D.
Shaft-Voltages and Bearing Currents – New Phenomena in Inverter Driven Induction Machines.
Proc. 8th Europ. Conf. on Power Electronics and Applications (EPE), CD-Rom, file no. 165, Lausanne, 1999

[667] Dorner, H.
Betrieb von Umrichtern und FI-Schutzschaltern in einer Anlage.
antriebstechnik (39), 2000, pp.44-45

[668] Hausberg, V.; Seinsch, H.-O.
Wellenspannungen und zirkulierende Lagerströme bei umrichtergespeisten Induktionsmaschinen.
Electrical Engineering (82), 2000, pp. 313-326

[669] Heller, B.; Veverka, A.
Stoßerscheinungen in elektrischen Maschinen.
VEB-Verlag Technik, Berlin, 1957

[670] Hentschel, E.; Niedermeier, K.; Schäfer, K.
Beanspruchung der Wicklungsisolierung von Drehstrommaschinen.
etz-Zeitschrift (114), 1993, pp. 1074-1077

[671] Kaufhold, M.; Börner, G.
Langzeitverhalten der Isolierung von Asynchronmaschinen bei Speisung durch Pulsumrichter.
Elektrie (47), 1993, pp.90-95

[672] Klotz, F.
von Überspannungen am Ende langer Motorleitungen.
Elektrie 49, 1995, No. 1/2, pp. 53-57

[673] König, D.; Rao, Y.N. (ed.)
Partial discharges in electrical power apparatus.
VDE-Verlag, Offenbach, 1993

[674] Küpfmüller, K.
Einführung in die theoretische Elektrotechnik.
Springer-Verlag, Berlin, 1973

[675] Link, P.J.
Minimizing Electric Bearing Currents in ASD Systems.
IEEE Ind. Appl. Magazine, July/August 1999, pp. 55-66

[676] Lorenzen, H.W.; Nuscheler, R.
Experimental results of various asynchronous machines in the time and frequency range as basis for modelling fast transient as well as 50/60 Hz time behaviour.
Proc. of 12th Int. Conf. on El. Mach. (ICEM), Vigo, Vol.2, 1996, pp. 446-451

[677] Muetze, A.; Binder, A.
Systematical Approach to Bearing Current Evaluations variable Speed Drive Systems.
Proceedings of the 15 th International Converence on Electrical Machines (ICEM), no. 201, Bruges (2002)

[678] Muetze, A.; Binder, A.
Influence of cable and filter configuration on bearing currents in inverter-fed induction motors 11 kW to 500 kW.
Proc. of 46th Int. Conf. Power Electronics and Intelligent Motion (PCIM), Nuremberg, 2003, paper no. IM 2.2 (CDROM)

[679] Muetze, A.; Binder, A.
Practical rules for assessment of bearing currents in inverter-fed ac motors up to 500 kW.
Proceedings of the 16 th International Converence on Electrical Machines (ICEM), no. 281, Cracow (2004)

[680] Muetze, A.
Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors.
Dissertation TU Darmstadt, Shaker Verlag Aachen, 2004

[681] Ogasawara, S.; Akagi, H.
Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems.
IEEE Trans. Ind. Appl. (32), 1996, pp. 1105-1114

[682] Ollila, J.; Hammar, T.; Lisakkala, J.; et al.
A new reason for bearing current damages in variable speed drives.
Proc. 7th Europ. Conf. on Power Electronics and Applications (EPE), Trondheim, 1997, pp. 2539-2542

[683] Oyegoke, B.S.
Voltage distribution in the stator winding of an induction motor following a voltage surge.
Electrical Engineering (82), pp. 199-205, 2000

[684] Persson, W.
Transient Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors.
IEEE-IAS Transactions on Industry Applications (28), 1992, pp.1095-1101

[685] Punga, F.; Hess, W.
Eine Erscheinung an Wechsel- und Drehstromgeneratoren.
E und M (25), 1907, pp.615-618

[686] Rüdenberg, R.
Elektrische Wanderwellen auf Leitungen und in Wicklungen von Starkstromanlagen.
Springer, Berlin, 1962

[687] Saunders, L. A.; Skibinski, G. L.; Evon, S. T.; Kempkes, D. L.
Riding the Reflected Wave - IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations.
Proc. IEEE IAS-Petroleum & Chemical Industry Conference, Philadelphia, USA, 1996, pp.75-84

[688] Solleder, R.
Allstromsensitive Fehlerstrom-Schutzeinrichtungen für Industrieanwendungen.
etz-Zeitschrift (115), 1994, 4 Seiten

[689] *Ausgangsfilter für den Einsatz von Frequenzumrichtern in der Antriebstechnik.*
Druckschrift 690-363A, Schaffner EMV GmbH, Karlsruhe, Deutschland

Resonant schaltentlastete Wandler

[690] Abeyratne, S. G.; Aydemir, M. T.; Lipo, T. A.; Murai, Y.; Yoshida, M.
Current Clamped, PWM, Quasi–Resonant DC Link Series Resonant Converter.
IEEE IAS Annual Meeting 1994, Houston, Texas, USA, S. 820–825

[691] Atoh, S.; Yoshiike, H.; Sekino, Y.
PWM DC–DC Converter with a Resonant Commutation Means.
IEEE INTELEC 1991, S. 308–313

[692] Bath, A. K. S.
Analysis and Design of a Series–Parallel Resonant Converter with Capacitive Output Filter.
IEEE IAS Annual Meeting 1990, Seattle, USA, S. 1308–1314

[693] Bernet, S.; Reimann, T.; Taleb, T.; Petzold. J.
Special Effects of IGBTs in ZCS and ZVS Applications.
PCIM 1994, S. 203–217

[694] Bo Yang
Investigation for front end dc/dc power conversion for distributed power system.
Dissertation VIPEC, 2003

[695] Chen, S.; Lipo, T. A.
A Passively Clamped Quasi Resonant DC Link Inverter.
IEEE IAS Annual Meeting 1994, S. 841–848

[696] Cho, J. G.; Kim, H. S.; Cho, G. H.
Novel Soft Switching PWM Converter Using a New Parallel Resonant DC–Link.
IEEE PESC 1991 Record, Cambridge (Mass./USA), S. 241–247

[697] Choi, J. W.; Sul, S. K.
Resonant Link Bidirectional Power Converter Without Electrolytic Capacitor.
IEEE PESC 1993 Record, Seattle (Washington/USA), S. 293–299

[698] Cruz Martins, D. ; de Seixas, F. J. M.; Brilhante, J. A.; Barbi, I.
A Family of DC–DC PWM Converters Using a New ZVS Commutation Cell.
IEEE PESC 1993 Record, Seattle (Washington/USA), S. 524–530

[699] De Doncker, R. W.; Lyons, J. P.
The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter.
IEEE IAS Annual Meeting 1991, S. 1228–1235

[700] Divan, D. M.
The Resonant DC–Link Converter – A New Concept in Static Power Conversion.
IEEE IAS Annual Meeting 1986, Denver (USA), S. 648–656

[701] Divan, D. M.; Skibinski, G.
Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications.
IEEE IAS Annual Meeting 1987, Atlanta (USA), S. 627–634

[702] Divan, D. M.; Venkataramanan, G.; De Doncker, R. W.
Design Methodologies for Soft Switched Inverters.
IEEE IAS Annual Meeting 1988, S. 758–766

[703] Ferreira, J. A.; van Ross, A.; van Wyk, J. D.
A Generic Soft Switching Converter Topology with a Parallel Non–Linear Network for High Power Application.
IEEE PESC 1990 Record, San Antonio (Texas/USA), S. 298–304

[704] Fiedler, A.
Beiträge zur Entwicklung von Gleichstromumrichtern mit geringer Ausgangsspannung.
Dissertation, Shaker Verlag, 1997

[705] Finney, S. J.; Green, T. C.; Williams, B. W.
Spectral Characteristics of Resonant–Link Inverters.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8 (1993) No. 4, S. 562–570

[706] Fisher, R. A.; Ngo, K. D. T.; Kuo, M. H.
500 kHz 250 W DC–DC Converter with Multiple Output Controlled by Phase–Shift PWM and Magnetic Amplifiers.
HFPC Conference 1988, S. 100–110

[707] Franck, F.; Schröder, D.
A Contribution to the Design Specification of Single–Cell Multi–Resonant Converters.
IEEE PESC 1990 Record, San Antonio (Texas/USA), S. 552–559

[708] Franck, F.; Schröder, D.
The Influence of Finite Rated Filter and Energy–Storage Elements on the Behaviour of Multi–Resonant Single–Cell Converters.
IEEE PESC 1992 Record, Toledo (Spanien), Vol. 1, S. 206–212

[709] Franck, F.
Gleichspannungswandler mit resonanten Zellen.
Dissertation, Technische Universität München, 1995

[710] Fröhleke, N.
Topologien und Schalterkonzepte für Schaltnetzteile hoher Leistung bei geringer Ausgangsspannung.
Dissertation, Univ. Paderborn, 1991

[711] Fröhleke, N.; Kunze, J.; Fiedler, A.; Grotstollen, H.
Contribution to the AC–Analysis of Resonant Converters, Analysis of Series–Parallel Resonant Converter Including Effects of Parasitics and Lossless Snubbers for Optimized Design.
IEEE APEC 1992 Record, S. 219–228

[712] He, J.; Mohan, N.
Parallel Resonant DC Link Circuit – A Novel Zero Switching Loss Topology with Minimum Voltage Stresses.
IEEE PESC 1989 Record, Milwaukee (Wisconsin/USA), S. 1006–1012

[713] Heinemann, L.
Modellbildung von Mehrwicklungstransformatoren bei quasi–stationären Feldstärkeverteilungen.
Dissertation, Univ. Paderborn, 1994

[714] Heumann, K.; Keller, Ch.; Tegtmeier, D.
Stress of Power Semiconductor Devices in Series Resonant and Quasi Resonant Application.
IPEC 1990 Conference Proceedings, Tokyo, Japan, S. 161–168

[715] Heumann, K.; Keller, Ch.; Sommer, R.
Behaviour of IGBT Modules in Zero–Voltage–Switch Applications.
IEEE PESC 1992 Record, Toledo (Spanien), S. 19–25

[716] Heumann, K.; Dehmlow, M.; Sommer, R.
Losses in Active Clamped Resonant DC–Link Inverter Systems.
IEEE PESC 1993 Record, Seattle (Washington/USA), S. 496–502

[717] Higashi, T.; Fujimoto, K.; Ninomiya, T.; Harada, K.
Improvement of Power Efficiency and Operation Range in Voltage–Mode Resonant Converters.
IEEE PESC 1989 Record, Milwaukee (Wisconsin/USA), S. 235–242

[718] Hoffstetter, M.
Umrichter mit quasiresonant gepulstem Gleichspannungszwischenkreis für ein Drehstromantriebssystem.
Archiv für Elektrotechnik 76 (1993), S. 309–315

[719] Hua, G.; Leu, S.; Lee, F. C.
Novel Zero–Voltage–Transition PWM Converters.
IEEE PESC 1992 Record, Toledo (Spanien), S. 55–61

[720] Hua, G.; Yang, E.; Jiang, Y.; Lee, F. C.
Novel Zero–Current–Transition PWM Converters.
IEEE PESC 1993 Record, Seattle (Washington/USA), S. 538–544

[721] Huang, Q.
MOS–Controlled Diode – A New Class of Fast Switching Low Loss Power Diode.
VPEC Seminar 1994, S. 97–105

[722] Imbertsen, P.; Mohan, N.
Asymmetrical duty cycle permits ZVS loss in PWM circuits with no conduction loss penalty.
Conf. IEEE IAS, 1991, Vol. 1, S. 1061–1066

[723] Jovanovic, M. M.; Lee, F. C.
State–Plane Analysis of Quasi–Resonant Converters.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 2 (1987), No. 1, S. 56–73

[724] Jung, Y. C.; Cho, G. H.
New Shoot–Trough Pole Resonant Link Inverter with Low Voltage Stress.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), S. 135–140

[725] Kauczor, C.
Entwurf schwach gedämpfter piezoelektrischer Ultraschallsysteme.
Dissertation Universität Paderborn, 2007

[726] Kirchenberger, U.; Schröder, D.
A Multiresonant Half–Bridge Converter for High Output Voltage.
IPEC 1990 Conference Proceedings, Tokyo, Japan

[727] Kirchenberger, U.; Marx, M.; Schröder, D.
A Contribution to the Design Optimization of Resonant Inductors for High Power Resonant DC–DC Converters.
IEEE IAS Annual Meeting 1992, Houston (USA), S. 994–1001

[728] Kirchenberger, U.; Schröder, D.
Comparision of Multiresonant Half–Bridge Converters for High Voltage and High Output Power.
IEEE IAS Annual Meeting 1992, Houston (USA), S. 902–909

[729] Kirchenberger, U.
Analyse und Vergleich resonanter Brückentopologien zur Gleichspannungswandlung.
Dissertation, TU München, 1994

[730] Kunze, J.; Fröhleke, N.; Grotstollen, H.; Margaritis, B.; Löcken, F.
Resonant Power Supply for Barrier Discharge UV–Excimer Sources.
IEEE IAS Annual Meeting 1992, Houston (USA), S. 750–753

[731] Lai, J.–S.; Bose, B. K.
An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drives.
IEEE IAS Annual Meeting 1988, S. 742–748

[732] Langer, H. G.
IGBTs in Full–Bridge DC to DC Converters – Comparision of Topologies with Hard and Soft Switching.
EPE Conf. 1991, Florenz, S. 562–567

[733] Ledwich, G.; Silva, E. D.; Lipo, T. A.
Soft Switched Notching Current Source Inverters.
IEEE PESC '92 Record, Toledo (Spanien), Vol. 2, S. 1093–1097

[734] Liu K. H.
High frequency quasi resonant converter techniques.
Ph.D. Thesis, Virginia Polyt. and State Univ., 1986

[735] Liu, K. H.; Lee, F. C.
Topological Constraints on Basic PWM Converters.
IEEE PESC 1988 Record, Kyoto (Japan), S. 164–172

[736] Lotfi, A. W.; Chen, Q.; Lee, F. C.
A Nonlinear Optimization Tool for Full–Bridge Zero–Voltage–Switched DC–DC Converter.
IEEE PESC 1992 Record, Toledo (Spanien), S. 1301–1309

[737] Malesani, L.; Tenti, P.; Divan, D. M.; Toigo, V.
A Synchronized Resonant DC Link Converter for Soft–Switched PWM.
IEEE IAS Annual Meeting 1989, San Diego (USA)

[738] Maksimović, D.; Ćuk, S.
General Properties and Synthesis of PWM DC–to–DC Converters.
IEEE PESC '89 Record, Milwaukee (Wisconsin/USA), S. 552–559

[739] Marx, M.; Schröder, D.
Analysis of a Zero–Voltage–Transition DC–DC Full–Bridge Converter.
IEEE PESC '95 Record, Atlanta (Georgia/USA), S. 298–303

[740] Marx, M.; Schröder, D.
A Novel Zero–Current–Transition Fullbridge DC–DC Converter.
IEEE PESC '96 Record, Baveno (Italien), S. 664–669

[741] Mertens, A.; Divan, D. M.
A High Frequency Resonant DC Link Inverter Using IGBTs.
IPEC 1990, Tokio, Japan, S. 152–160

[742] Mertens, A.
Design of a 20 kVA Resonant DC Link IGBT Inverter on the Base of Experimental Device Evaluation.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 4, S. 172–177

[743] Mertens, A.
Harmonic Distortion in Three–Phase Inverters Controlled by Synchronous Sigma–Delta–Modulation.
ETEP Vol. 2, No. 6, November/Dezember 1992

[744] Munk–Nielsen, S.
Link Voltage Peak Control of Parallel Resonant Converter by Control of the Converter Switching Instant.
IEEE PESC '94 Record, S. 321–327

[745] Murai, Y.; Lipo, T. A.
High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion.
IEEE IAS Annual Meeting 1988, S. 772–779

[746] Ngo, K. D. T.
Generalization of resonant switches and quasi resonant converters.
IEEE PESC Record, 1987, S. 395–403

[747] Oruganti, R.; Lee, F. C.
Resonant Power Processors: Part I – State Plane Analysis.
IEEE IAS Annual Meeting 1984, Chicago (USA), S. 860–867

[748] Petzold, J.; Brandt, A.; Bernet, S.; Reimann, T.
Stromrichtersysteme mit Wechselspannungszwischenkreis.
Archiv für Elektrotechnik 75 (1992), S. 327–340

[749] Petzold, J.; Bernet, S.; Reimann, T.
Comparision of Power Converters with DC and AC Link.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK)

[750] Protiva, F.–F.
Vergleich dreiphasiger Resonanzwechselrichter in Simulation und Messung.
Dissertation, RWTH Aachen, 1996

[751] Sabaté, J. A.; Vlatkovic, V.
A High–Voltage High–Power Zero–Voltage Switched PWM Converter Employing an Active Snubber.
IEEE APEC '91, S. 158–163

[752] Sabaté, J. A.; Farrington, R. W.;. Jovanović, M. M; Lee, F. C.
Effect of Switch Capacitance on Zero–Voltage Switching of Resonant Converters.
IEEE PESC '92 Record, Toledo (Spanien), S. 213–220

[753] Salama, S.
Offenlegungsschrift DE 42 33 573 C2, 1992

[754] Salama, S.; Tadros, Y.
Novel Soft Switching Quasi Resonant 3–Phase IGBT Inverter.
EPE Conf. 1995, Sevilla (Spanien), Vol. 2, S. 95–99

[755] Schulte, T.
Stromrichter und Regelungskonzepte für Ultraschall-Wanderwellenmotoren.
Dissertation, VDI Forschritt-Berichte, Reihe 21, Nr. 363, 2004

[756] Sommer, R.
Der Active Clamped Resonant DC–Link Inverter – eine resonante Umrichterschaltung zur Frequenzumformung.
Dissertation, TU Berlin, 1994

[757] Sood, P. K.; Lipo, T. A.
Power Conversion Distribution System Using a High Frequency AC–Link.
IEEE IAS Annual Meeting 1988, S. 533–541

[758] Schülting, Ludger
Optimierte Auslegung induktiver Bauelemente für den Mittelfrequenzbereich.
Aachener Beiträge des ISEA, Band 9

[759] Steigerwald, R. L.
A Comparison of Half–Bridge Resonant Converter Topologies.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3 (1988), No. 2, S. 174–182

[760] Streit, R.; Tollik, D.
High Efficiency Telecom Rectifier Using a Novel Soft–Switched Boost–Based Input Current Shaper.
IEEE INTELEC '91, S. 720–726

[761] Schwarz, F.C.
A Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters.
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Mai 1970, S. 209–221

[762] Tabisz, W. A.; Lee, F. C.
Zero–Voltage–Switching Multi–Resonant Technique – A Novel Approach to Improve Performance of High–Frequency Quasi–Resonant Converters.
IEEE PESC '88 Record, Kyoto (Japan), S. 9–17

[763] Tabisz, W. A.; Lee, F. C.
DC Analysis and Design of Zero–Voltage–Switched Multi–Resonant Converters.
IEEE PESC '89 Record, Milwaukee (Wisconsin/USA), S. 243–251

[764] Tabisz, W. A.
High–Frequency Multi–Resonant Power Conversion Techniques.
Dissertation, Virgina Polytechnic and State University, 1990

[765] Tsai, Fu–Sheng
Constant–Frequency Clamped Mode Resonant Converters.
Dissertation, Virgina Polytechnic and State University, 1989

[766] *Unitrode power supply design seminar.*
Unitrode Integrated Circuits

[767] Vlatkovic, V.
Small–Signal Analysis of the Phase–Shifted, Zero–Voltage–Switched PWM Converter.
Master Thesis, Virginia Polytechnic and State University, 1991

[768] Vlatkovic, V.; Borojevic, D.; Lee, F. C.; Cuadros, C.; Gatatric, S.
A New Zero–Voltage Transition, Three–Phase PWM Rectifier/Inverter Circuit.
IEEE PESC '93 Record, Seattle (Washington/USA), S. 868–873

[769] Vorperian, V.; Ćuk, S.
A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter.
IEEE PESC '82 Record, Cambridge (Mass./USA)

[770] Voss, S.
Semianalytische Modellierung elektrischer Ersatzschaltbilder für drahtgewickelte Spulen und Transformatoren in der Leistungselektronik.
Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, 2006

[771] Wallmeier, P.
Automatisierte Optimierung von induktiven Bauelementen für Stromrichteranwendungen.
Dissertation Universität Paderborn, 2001,
Shaker-Verlag, ISBN 3-8265-8777-4

[772] Wei, H.; Ioinovici, A.
DC–DC Zero–Voltage–Transition Converter with PWM Control and Low Stresses on Switches.
IEEE PESC '95 Record, Atlanta (Georgia/USA), S. 523–529

[773] Witulsky, A. F.; Erickson, R. W.
Steady–State Analysis of the Series–Resonant Converter.
IEEE AES–21, No. 6, November 1985

[774] Witulsky, A. F.; Erickson, R. W.
Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress.
IEEE AES-2, No. 4, Juli 1986

[775] Zadravec, D.; Filipitsch, R.; Mihalic, F.; Krischan, K.; Milanovic, M.; Jezernik, K.; Rentmeister, M.
ZVS HF Resonant Converter with Bidirectional Switches.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK)

Spannungsstabilisierung

[776] *Stromrichter–Netzrückwirkungen (Spezialheft).*
ETZ–A 98 (1977), H. 5

[777] *Arc Furnace Disturbance, State of the Art.*
UIE – Disturbance Study Commitee, 1980

[778] Arremann, H.; Möltgen, G.
Oberschwingungen im netzseitigen Strom sechspulsiger netzgeführter Stromrichter.
Siemens Forsch.- u. Entw.–Ber. 7 (1978), H. 2, S. 71–76

[779] Breitenberger, G.
Versorgungsarmer Wechselspannungs–Gleichspannungsumsetzer zur Darstellung von Effektivwert, Wirk– und Blindleistung.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 61 (1971), Nr. 6, S. 327–329

[780] Bretschneider, G.; Waldmann, E.
Zulässige Oberschwingungsspannungen in Stromversorgungsnetzen.
ETZ–A 97 (1976), H. 2, S. 90–96

[781] Carjell, U.
Ein Beitrag zur Beurteilung des Lichtflimmerns bei Netzspannungsschwankungen.
Dissertation, TH Aachen, 1972

[782] Chit, A.; Horn, W.; Utecht, H.
Grenze der dynamischen Wirkungsweise ruhender Blindleistungkompensation.
Techn. Mitt. AEG–Telefunken 65 (1975), S. 205–210

[783] Clos, G.; Söhner, W.; Späth, H.
Pulsstromrichter als Einspeise– und Kompensationseinrichtung.
ETZ Archiv 8 (1986), H. 4, S. 137–142

[784] Depenbrock, M.
Blind– und Scheinlast in einphasig gespeisten Netzwerken.
ETZ-A 85 (1964), H. 13, S. 385–390

[785] Depenbrock, M.
Kompensation schnell veränderlicher Blindströme.
ETZ–A 98 (1977), H. 6, S. 408–411

[786] Dinkel, G.; Gretsch, R.
Kompensator für Oberschwingungen und Blindleistung.
ETZ Archiv 9 (1987), H. 1, S. 9–14

[787] Frank, H.; Landström, B.
Power Factor Correction with Thyristor-Controlled Capacitors.
ASEA Journal (1971), Nr. 6, S. 180–184

[788] Frank, H.; Ivner, S.
TYCAP, Power Factor Correction Equipment Using Thyristor-Controlled Capacitors for Arc Furnaces.
ASEA Journal (1973), Nr. 6, S. 147–152

[789] Friedlander, E.
Static Network Stabilization.
GEC Journal 33 (1966), H. 2, S. 58–64

[790] Friedlander, E.; Young, D. J.
AC Saturated Reactors for Power System Stability.
Electrical Review 1965, S. 88–91

[791] Friedlander, E.
Principle and Analysis of a Stabilized Phase Multiplier Type of Magnetic Frequency Convertor
Electrical Energy 1956, S. 55–61

[792] Fryze, S.
Wirk–, Blind– und Scheinleistung mit nicht–sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung.
ETZ-A 53 (1932), S. 596–599, S. 625–627, S. 700–702

[793] Graf, R.
Kennlinien und Leistung bei gegenseitiger Beeinflussung von Stromrichtern in zweipulsigen Brückenschaltungen.
Bulletin Oerlikon, Nr. 392/393, S. 2–21

[794] Grützmacher, B.
Untersuchung über die dynamischen Eigenschaften von statischen Kompensationsanlagen.
Dissertation, Univ. Kaiserslautern, 1983

[795] Harashima, F.; Inaba, H.; Tsuboi, K.
A Closed Loop Control System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters.
IEEE Trans. on Ind. Elec. and Control Instrumentation, IECI–23, (1976), Nr. 2, S. 162–166

[796] Hörger, W.; Schröder, D.
Control of Thyristor Controlled Reactors for Optimal Flicker Reduction.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 1, S. 242–246

[797] Hörger, W.
Flickeroptimale Signalverarbeitung zur Kompensation und Symmetrierung unruhiger Verbraucher mit dreiphasigen Wechselstromstellern.
Dissertation, TU München, 1993

[798] Jäger, S.
Beseitigung der Netzrückwirkungen von Drehstrom–Lichtbogenöfen durch thyristorgeschaltete Paralleldrosseln.
Dissertation, TU Berlin, 1971

[799] Jäger, S.; Knuth, D.
Unterdrückungen von Netzrückwirkungen eines Lichtbogenofens durch Kompensationsanlage mit thyristorgeschalteten Drosseln.
Elektrowärme International 30 (1972), H. 5, S. 267–274

[800] Jäger, S.; Knuth, D.
Meß- und Steuerverfahren zur Kompensation und Symmetrierung schnell veränderlicher Drehstromlasten.
Wiss. Ber. AEG 45 (1972), Nr. 1/2, S. 55–63

[801] Kehrmann, H.; Linau, R.; Nill, R.
Vierquadrantensteller — eine netzfreundliche Einspeisung von Triebfahrzeugen mit Drehstromantrieb.
Elektr. Bahnen 45 (1974), S. 135–142

[802] Kelly, O.
Computation of Saturated Reactor Performance.
PCS Winter Meeting, New York 1977, S. 1–5

[803] Khudyokov, V. V.; Chvanov, V. A.
A Controlled Static Reactive Power Supply.
Electrichestvoo (1969), Nr. 1, S. 29–35

[804] Kloss, A.
Das Stromrichter–Zeigerdiagramm.
Elektroniker 1976, H. 10, S. EL1–EL6
Stromrichter–Oberschwingungen.
ibd. 1977, H. 2, S. EL1–EL8
Stromrichter–Netzspannungsverzerrung.
ibd. 1977, H. 8, S. EL1–EL7
Stromrichter–Resonanzerscheinungen.
ibd. 1978, H. 5, S. EL1–EL 7

[805] März, G.
Die Blindleistungschwankungen bei Lichtbogenöfen und ihre Kompensation mit Hilfe elektronisch regelbarer Phasenschieber.
Elektrowärme International 30 (1972), Nr. B1, S. 40–44

[806] Nedelcu, V. N.
Die einheitliche Leistungstheorie der unsymmetrischen und mehrwelligen Mehrphasensysteme (1. Teilabschnitt).
ETZ-A 84 (1963), H. 5, S. 153–157

[807] Ruckert, U.
Prädiktive Methoden zur Kompensation von Blindleistung bei unruhigen elektrischen Verbrauchern.
Dissertation, TU München, 1985

[808] Ruckert, U.; Grützmacher, B.; Schröder, D.
Reduction of Power Fluctuations by Statistical Prediction.
ETG-Fachbericht 11, Darmstadt 1982, S. 53–64

[809] Schröder, D.; Ruckert, U.
Comparison of Different Prediction Methods for Arc Furnace Compensators.
IPEC Conf. 1983, Tokyo, S. 778–789

[810] Schröder, D.; Ruckert, U.
Spectral Optimisation of Prediction for Arc Furnace Compensators.
EPE Conf. 1985, Brüssel, Vol. 5, S. 119–123

[811] Schröder, D.; Ruckert, U.
Flicker Reduction by Prediction an Important Step Ahead.
2nd European Elec. Steel Congress (Sept. 1986), Florenz

[812] Schröder, D.
Spannungsstabilisierung in Drehstromnetzen.
IFAC Symposium Regelung und Steuerung in der Leistungselektronik und bei elektrischen Antrieben 1974, Session 6.3, S. 1–22

[813] Schröder, D.
Practical Results of an Equipment with Fast Response for Compensation of Arc Furnaces.
Intern. Conf. on Electricity Distribution, CIRED 1977, London, S. 13–18

[814] Schröder, D.
Betriebsergebnisse einer hochdynamischen Kompensationsanlage in einem Industrienetz.
ETZ–A 98 (1977), H. 5, S. 338–340

[815] Schröder, D.
Operating Results of Compensating Equipment.
2nd IFAC Symposium 1977, S. 937–943

[816] Schröder, D.
Netzrückwirkungen von Lichtbögenöfen — Charakteristik – Meßmethoden – Kompensation.
ETG-Fachtagung Blindleistung 1979, S. 140–167

[817] Schröder, D.
Control of Dynamic Power Compensators.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Tutorial

[818] Sjokvist, T.
Thyristor Switched Capacitors for Reactive Power Compensation.
Iron and Steel Engineer, April 1977, S. 40–47

[819] Sundberg, Y.
Der Lichtbogenofen als Verbraucher am Versorgungsnetz.
Elektrizitätswirtschaft 75 (1976), H. 8, S. 209–215

[820] Than-Nam Lê
Kompensation schnell veränderlicher Blindströme eines Drehstromverbrauchers
ETZ–A 11 (1989), H. 8, S. 249–254

[821] Vogel, O.
Die elektrische Bewertung von Lichtflimmer verursachenden Spannungsänderungen.
Techn. Mitt. FGH, 1974

[822] Young, D. J.
Voltage Fluctuations and their Suppression.
ERA Distribution Conference, Edinburgh, Oct. 1967

Aktive Filter

[823] *Investigation into execution of harmonic guidelines for household and office electric applications*
IEE of Japan SC77A Domestic Committee Report 2002, S. 7–9
(in Japanese)

[824] Aikawa, E.; Ueda, A.; Yamada, M.; Takeda, M.; Murakami, S.; Kumagai, T.
Fast-Acting Voltage Compensator with an Active Filter.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, S. 985–992

[825] Akagi, H.; Kanazawa, Y.; Nabae A.
Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components.
IEEE Trans. on Ind. Appl. 1985, IA-Vol. 20, Nr. 3, S. 625–630

[826] Akagi, H.; Nabae, A.
Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage Source PWM Converters.
IEEE IAS Conf. 1985, Toronto, S. 460–465

[827] Akagi, H.; Nabae, A.; Atoh, S.
Control strategy of active power filters using voltage-source PWM converters
IEEE Trans. Ind. Appl. 1986, IA-Vol. 22, Nr. 3, S. 460–465

[828] Akagi, H.; Fujita, H.; Nabae, A.
A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters — an Alternative to Shunt Active Filters.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 3, S. 012–017

[829] Akagi, H.; Fujita, H.; Wada, K.
A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line
IEEE Trans. Ind. Appl. 1999, Vol. 35, Nr.3, S. 638–645

[830] Akagi, H.; Nabae, A.; Kanazawa, Y.
Generalized Theory of the Instantenous Reactive Power in Three Phase Circuits.
IPEC Conf. 1983, Tokyo, S. 1375–1386

[831] Akagi, H.; Srianthumrong, S.; Tamai, Y.
Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters
Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting 2003, S. 1195–1202

[832] Akagi, H.; Tsukamoto, Y.; Nabae, A.
Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage-source PWM converters
IEEE Trans. Ind. Appl. 1990, Vol. 26, Nr. 1, S. 93–98

[833] Akagi, H.
Trends in Active Power Line Conditioners.
Proc. IEEE IECON 1992, S. 19–24
IEEE Trans. Power Electron. 1994, Vol. 9, Nr. 3, S. 263–268

[834] Akagi, H.
New trends in active filters
Conf. Rec. EPE 1995, Vol. 0 (Keynote papers), S. 17–26

[835] Akagi, H.
New trends in active filters for power conditioning
IEEE Trans. Ind. Appl. 1996, Vol. 32, Nr. 6, S. 1312–1322

[836] Akagi, H.
Active harmonic filters
Proc. IEEE 2005, Vol. 93, Nr. 12, S. 2128–2141

[837] Akagi, H.
Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems
IEEE Trans. Power Deliv. 1997, Vol. 12, Nr.1, S. 354–363

[838] Akagi, H.
Large static converters for industry and utility applications
Proc. IEEE 2001, Vol. 89, Nr. 6, S. 976–983

[839] Ametani, A.
Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection.
IEEE Trans. Power Appl. Syst. 1976, Vol. 95, No. 2, S. 441–449

[840] Baker, R. H.
Bridge converter circuit
U.S. Patent 4270163, May 26, 1981

[841] Balbo, N.; Sella, D.; Penzo, R.; Bisiach, G.; Capellieri, D.; Malesani, L.; Zuccato, A.
Hybrid Active Filter for Parallel Harmonic Compensation.
EPE Conf. 1993, Brighton, Vol. 8, S. 133–138

[842] Bhattacharya, S.; Cheng, P. T.; Divan, D. M.
Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications
IEEE Trans. Ind. Appl. 1997, Vol. 33, Nr. 3, S. 732–747

[843] Bird, B. M.; Marsh, J. F.; McLellan, P. R.
Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection.
IEE Proc. 1969, Vol. 116, No. 10, S. 1730–1734

[844] Detjen, D.; Jacobs, J.; De Doncker, R. W.; Mall, H. G.
A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment
IEEE Trans. Power Electron. 2001, Vol. 16, Nr. 6, S. 821–827

[845] Fujita, H.; Akagi, H.
A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems — Series Connection of Passive and Active Filters.
IEEE IAS Conf. 1990, S. 1107–1112
IEEE Trans. Ind. Appl. 1991, Vol. 27, Nr. 6, S. 1020–1025

[846] Fukuda, S.; Endoh, T.
Control Method and Characteristics of Active Power Filters.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 139–144

[847] Grady, W. M.; Samotyj, M. J.; Noyola, A. H.
Survey of active power line conditioning methodologies
IEEE Trans. Power Deliv. 1990, Vol. 5, Nr. 3, S. 1536–1542

[848] Gyugi, L.;Strycula, E. C.
Active ac power filters.
Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting 1976, S. 529–535

[849] Häfner, J.; Aredes, M.; Heumann, K.
A Combined System of a Passive Filter and a Shunt Active Power Filter to Reduce Line Current Harmonics.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 393–396

[850] Hasegawa, T.; Betsui, T.; Ohnishi, S.; Takeda, M.; Hosokawa, Y.; Murakami, S.; Ishiguro, F.; Khoan, T.
Development of GTO–SVG for Improving Power System Stability.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, S. 1031–1037

[851] Ise, T.; Wang, Z.; Murakami, Y.
Compensation Characteristics of the Active Filter Using a Current Source PWM Converter.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, S. 791–798

[852] Jintakosonwit, P.; Fujita, H.; Akagi, H.
Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system
IEEE Trans. Power Electron. 2002, Vol. 17, Nr. 1, S. 132–140

[853] Jintakosonwit, P.; Akagi, H.; Fujita, H.; Ogasawara, S.
Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt active filter for harmonic damping throughout a power distribution system
IEEE Trans. Power Electron. 2002, Vol. 17, Nr. 3, S. 438–447

[854] Jintakosonwit, P.; Fujita, H.; Akagi, H.; Ogasawara, S.
Implementation and performance of cooperative control of shunt active filters for harmonic damping throughout a power distribution system
IEEE Trans. Ind. Appl. 2003, Vol. 39, Nr.2, S. 556–564, 2003.

[855] Kawahira, H.; Nakamura, T.; Nakazawa, S.; Nomura, M.
Active power filter.
Conf. Rec. IEEJ-IPEC 1983, S. 981–992

[856] Makram, E. B.; Subramaniam, E. V.; Girgis, A. A.; Catoe, R.
Harmonic filter design using actual recored data
IEEE Trans. Ind. Appl. 1993, Vol. 29, Nr. 6, S. 1176–1183

[857] Mohan, N.; Peterson, H. A.; Long, W. F.; Dreifuerst, G. R.; Vithaythil, J. J.
Active filters for ac harmonic suppression.
IEEE/PES Winter Meeting 1977, A77026-8

[858] Moran, S.
A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation
Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting 1989, S. 947–951

[859] Basic, D.; Ramsden, V. S.; Muttik, P. K.
Harmonic filtering of high-power 12-pulse rectifier loads with a selective hybrid filter system
IEEE Trans. Ind. Electron. 2001, Vol. 48, Nr. 6, S. 1118–1127

[860] Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H.
A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter.
IEEE Trans. on Ind. Appl. 1981, IA–17 , Nr. 5, S. 518–523

[861] Nakagima, A.; Nishidai, J.; Shiraishi, T.
Development of active filter with series resonant circuit
Conf. Rec. IEEE-PESC 1988, S. 1168–1173

[862] Ohnishi, T.; Yamauchi, H.
A Novel Control Strategy of Active Filter – Instantaneous Source Power Ripple Reduction.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, S. 783–790

[863] Oku, K.; Nakamura O.; Uemura, K.
Measurement and analysis of harmonics in power distribution systems, and development of a harmonic suppression method
IEE of Japan Trans. 1994, Vol. 114-B, Nr. 3, S. 234–241
(in Japanese)

[864] Ota, S.; Tobita, M.; Yoshino, T.
New self-commutated SVC and SFC using IEGT
Conf. Rec. IEEJ-IPEC 2005, S. 2177–2181

[865] Paice, D. A.
Power electronic converter harmonics: Multipulse methods for clean power
IEEE Press 1995

[866] Peng, F. Z.; Akagi, H.; Nabae, A.
A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation
IEEE Trans. Power Electron. 1990, Vol. 5, Nr. 1, S. 9–15

[867] Peng, F. Z.; Akagi, H.; Nabae, A.
A new approach to harmonic compensation in power systems – A combined system of shunt passive and series active filters
Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting 1988, S. 874–880
IEEE Trans. Ind. Appl. 1990, Vol. 26, Nr. 6, S. 983–990

[868] Peng, F. Z.; Akagi, H.; Nabae, A.
Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters
IEEE Trans. Ind. Appl. 1993, Vol. 29, Nr. 1, S. 144–152

[869] Peng, F. Z.
Harmonic sources and filtering approaches
IEEE Ind. Appl. Mag. 2001, Vol. 7, S. 18–25

[870] Rastogi, M.; Mohan, N.; Edris, A. A.
Filtering of harmonic currents and damping of resonances in power systems with a hybrid-active filter
Conf. Rec. IEEE-APEC 1995, S. 607–612

[871] Routimo, M.; Salo, M.; Tuusa, H.
Comparison of voltage source and current-source shunt active power filters
Conf. Rec. IEEE-PESC 2005, S. 2571–2577

[872] Sasaki, M.; Machida, T.
A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation –Consideration on basic design
IEEE Trans. Power Appl. Syst. 1971, Vol. 90, No. 5, S. 2009–2019

[873] Singh, B.; Al-Haddad, K.; Chandra, A.
A review of active filters for power quality improvement
IEEE Trans. Ind. Electron. 1999, Vol. 46, Nr. 6, S. 960–971

[874] Singh, B. N.; Singh, B.; Chandra, A.: Al-Haddad, K.
Digital implementation of a new type of hybrid filter with simplified control strategy
Conf. Rec. IEEE-APEC 1999, S. 642–648

[875] Srianthumrong, S.; Fujita, H.; Akagi, H.
Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier
IEEE Trans. Power Electron. Jan. 2002, Vol. 17, Nr. 1, S. 117–124

[876] Srianthumrong, S.; Akagi, H.
A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter
IEEE Trans. Ind. Appl. 2003, Vol. 39, Nr. 3, S. 874–882

[877] Takahashi, I.; Nabae, A.
Universal power distortion compensator of line-commutated thyristor converter.
Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting 1980, S. 858–864

[878] Takahashi, I.; Omura, Y.
High power active filter using LC tuned filter
JIEE Trans. Ind. Appl. 1992, Vol. 112-D, Nr. 9, S. 823–828
(in Japanese)

[879] Tanaka, T.; Wada, K.; Akagi, H.
A New Control Scheme of Series Active Filters.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 381–386

[880] Teichmann, R.; Bernet, S.
Three-level topologies for low-voltage power converters in drives, traction and utility applications
Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting 2003, S. 160–167

[881] Tokuda, N.; Ogihara, Y.; Oshima, M.; Miyata, T.
Active filter with series L-C circuit
Conf. Rec. IEEE-PES ICHPS 1994, S. 242–249

[882] Tsukamoto, N.; Matsumura, H.; Terama, S.; Kawakami, N.; Tchouangue, G.
World-first 3.3 kV / 1.2 kA IEGT in trench-gate technology
Conf. Rec. PCIM 2004, S. 270–274

[883] Uceda, J.; Aldana, F.; Martinez, P.
Active filters for static power converters.
IEE Proc. 1983, Vol. 130, Part. B, No. 5, S. 347–354

[884] Wada, K.; Fujita, H.; Akagi, H.
Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder
IEEE Trans. Ind. Appl. 2002, Vol. 38, Nr.4, S. 1123–1130

[885] Wang, M. X.; Pouliquen, H.; Grandpierre, M.
Performance of an Active Filter Using PWM Current Source Inverter.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 218–223

[886] Yoshida, T.; Nishitoba, M.; Ishikawa, T.; Tanaka, K.
Multi-functioned active filters complying with harmonic guidelines
Meiden Review 1996, Vol. 248, Nr. 3, S. 28–32

FACTS

[887] *Flexible AC Transmission Systems (FACTS).*
Scoping Study, Vol. 2, Part 1, Analytical Studies, EPRI Report EL–6943, Sept. 1991

[888] Blajszczak, G.; Boake, I.; van Wyk, D.
Economical Comparison of High Power Static VAR Compensators.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 103–108

[889] Chamia, M.; Angquist, L.
Thyristor Controlled Series Capacitor Design and Field Tests.
FACTS Conference, Boston, Massachusetts, 1992

[890] Endres, B.; Thiele, G.; Bonfanti, I.; Testi, G.
Design and High-Voltage Operational Testing of TSR- and TSC-Valves for Static Compensators.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, S. 1009–1015

[891] Fujita, H.; Kurebayashi, H.
Application of FACTS Equipment Considering Japanese Power System.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 136–141

[892] Funaki, T.; Fukui, S.; Matsu-ura, K.
Stability Improvement of the AC System by Applying the HVDC Link Using Voltage Source Type Forced Commutated Converter.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 154–158

[893] Hill, A. T.; Eitzmann, M. A.; Larsen, E. V.; Eilts, L. E.; Easton, R.; Richardson, R. H.; Lindgren, S.
Thyristor Control of an Existing Phase Shifter.
EPRI Report TR–101784, Dec. 1992, S. 2.5–1–14

[894] Hingorani, G.;
A New Scheme for Subsynchronous Resonance Damping of Torional Oscillations and Transient Torque. Part I.
IEEE Trans. PAS-100 (1981), Nr. 4, S. 1856–1863

[895] Ise, T.; Murakami, Y.
Series Connected Type Active and Reactive Power Controller Using PWM Inverters.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 142–147

[896] Juette, G.; Luetzelberger, P.; Schultz, A.; McKenna, S. M.; Torgerson, D. R.
Advanced Series Compensation (ASC) Main Circuit and Related Components.
EPRI Report TR–101784, Dec. 1992, S. 3.4-1-13

[897] Kimura, N.; Funaki, T.; Dahroji, M.; Matsu-ura, K.; Takenaka, K.
Improving Stability of Power System by Forced Commutation Static VAR Compensator.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 1–6

[898] Mittelstadt, W. A.; Furumasu, B.; Ferron, P.; Paserba, J.
Planning and Testing for Thyristor Controlled Series Capacitors.
EPRI Report TR–101784, Dec. 1992, S. 3.3–1–17

[899] Tepper, S.; Dixon, J.; Venegas, G.; Moran, L.
A Simple Frequency Independent Method for Calculating the Reactive and Harmonic Current in a Nonlinear Load.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 375–380

[900] Tyll, H.; Thumm, G.; Stöber, R.; Winfield, M.
Matching Site and Power System Requirements Design of the two Pelham SVCs.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 72–77

[901] Uemura, S.; Arimitsu, M.; Chikaraishi, H.; Shimada, R.
Active Power Filter Using Solid State Phase Shifter.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 185–190

[902] Uemura, S.; Hirayama, I.; Shimada, R.
A Power Flicker Compensator Using Solid State Phase Shifter and Induction Motor.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, S. 164–168

[903] Welsh, G.; Bergmann, K.; Retzmann, D.; Schmidt, M.
Transient AC/DC Simulator and Field Tests of the Closed Loop Control of the Pelham SVCs.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 8, S. 7–12

[904] Yasuda, Y.; Irokawa, H.; Nakamura, T.; Konoshi, H.
Application of Static VAR Compensator for AC/DC Interconnected Power System.
CIGRE SC-14 International Symposium, Oct. 1987

Traktions–Antriebe

[905] Ahola, J.
Dieselelektrische Lokomotive Dr 16 mit Drehstromantriebstechnik der Finnischen Staatsbahnen.
Elektr. Bahnen 86 (1988), S. 101–110

[906] Appun, R.; Futterlieb, E.; Kommissari, K.; Marx, W.
Die elektrische Auslegung der Stromrichterausrüstung der Lokomotive E 120 der Deutschen Bundesbahn.
Elektr. Bahnen 80 (1982), S. 290–294, S. 314–317

[907] Baader, U.; Hodapp, J.
Für die Hochleistungstraktion optimierte Regelung der Induktionsmaschine.
Elektr. Bahnen 89 (1991), H. 3, S. 73–78

[908] Bakran, M. M.; Eckel, H.-G.
The Evolution of IGBT Converters in Mass Transit Applications.
IEEE, IAS Anual Meeting 2000, Rome, Conference Proceedings CD

[909] Bakran, M. M.; Eckel, H.-G.
Traction Converter with 6.5 kV IGBT Modules.
EPE 2001, Graz, Conf. Proceedings CD

[910] Bakran, M. M.; H.-G. Eckel H.-G.
Einsatz von IGBT in Nah- und Fernverkehrstriebfahrzeugen.
eb-Elektrische Bahnen, 10/2001, S. 408-414

[911] Bakran, M. M.; Eckel H.-G.; Eckert, P.; Gambach, H.; Wenkemann, U.
Comparison of Multi-System Traction Converters for High Power Locomotives.
PESC2004, Aachen, Conf. Proceedings CD

[912] Balzarini, G.; Haller, G.
Die neuen Streckenlokomotiven der Bodensee–Toggenburg–Bahn (BT) und der Sihltal–Zürich–Uetliberg–Bahn (SZU).
Brown Boveri Technik (1987), H. 12, S. 653–663

[913] Becker, E.
Electrical Equipment of the Three-Phase DB Class E 120 Universal Mainline Locomotive.
Rail Engineering International 8 (1979), S. 70–73

[914] Bendien, J.; Fregien, G.; Gratzfeld, P.; Lienau, W.
Konsolidierung der Drehstromantriebstechnik für Schienenfahrzeuge.
Elektr. Bahnen 90 (1992), H. 11, S. 335–343

[915] Berndt, M. M.; Schmitz, N. L.
Derating of Polyphase Induction Motors Operated with Unbalanced Line Voltages.
AIEE Part III, 1963, S. 680–686

[916] Bethge, W.
Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) elektrischer Triebfahrzeuge mit Nachrichtenanlagen.
Elektr. Bahnen 84 (1986), H. 11, S. 344–353

[917] Bezold, K.–H.
Löschbare, einphasige Stromrichter mit Sektorsteuerung für die Speisung von Mischstrommotoren.
Elektr. Bahnen 45 (1974), H. 12, S. 281–287

[918] Binswanger, M.; Pfister, F.
Betriebsertüchtigung der löschbaren unsymmetrischen Brückenschaltung (LUB) in den Triebzügen ET 420.
Elektr. Bahnen 49 (1978), H. 10, S. 270–274

[919] Bitterberg, F.; Teich, W.
DE 2500, Ein Wendepunkt in der Lokomotivtechnik.
Eisenbahntechnische Rundschau ETR 20 (1971), Nr. 11, S. 441–459

[920] Bodson, J.-M.; et al.
ONIX 3000: How to Combine IGBT and Inverter Directly Coupled to a 3 kV Catenary.
International Conference Railway Traction System 2001,
Capri, S. 2.39-2.54

[921] Bodson, J.-M.; et al.
3 kV Refurbishment Chopper Designed with 6.5 kV IGBT Modules.
EPE 2001, Graz, Conf. Proceedings CD

[922] Böhm, H.; Zöllner, F.
Erprobung des stromgeführten Drehstromantriebssystems für 50 Hz Triebfahrzeuge.
Elektr. Bahnen 78 (1980), H. 4, S. 86–92

[923] Brenneisen, I.; Futterlieb, E.; Müller, E.; Schulz, M.
A New Converter Drive System for a Diesel–Electric Locomotive with an Asynchronous Traction Motor.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–9 (1973), Nr. 4, S. 482–491

[924] Brüge, F.; Hohmut, G.; Niehage, H.; Nowak, S.
Das stromgeführte Drehstromantriebssystem für Nah– und Fernverkehr.
Elektr. Bahnen 80 (1982), H. 11, S. 318–322

[925] Büttner, W.
Stromrichter in zweigpaar–halbgesteuerter Zweipulsbrückenschaltung mit gemischter Last und ohmisch induktivem Innenwiderstand der Wechselstromquelle.
Archiv f. Elektrotechnik 60 (1978), S. 161–167

[926] Colasse, A.; Dandoy, A.; Delecluse, Ch.; Maffei, R.; Thomas, Ph.
Development of a Multi-Voltage Locomotive with 6.5 kV IGBT.
EPE 2003, Toulouse, Conf. Proceedings CD

[927] Cossié, A.
Evolution de la locomotive á thyristors á la S.N.C.F.
Elektr. Bahnen 79 (1981), S. 18–22 und S. 52–60

[928] Depenbrock, M.
Einphasen–Stromrichter mit sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrößen.
ETZ–A 94 (1973), H. 8, S. 466–471

[929] Depenbrock, M.
Direct Self–Control (DSC) of Inverter–Fed Induction Machines.
IEEE Trans. on Power Electronics PE–3 (1988), Nr. 4, S. 420–429

[930] Depenbrock, M.; Steimel, A.
High Power Traction Drives and Converters.
Electrical Drives Symposium 1990, Capri, S. I 1–9

[931] Dreimann, K.; Böhm, H.
Drehstromantriebssystem mit eingeprägtem Strom für Wechselstromantriebsfahrzeuge.
Elektr. Bahnen 77 (1979), H. 6, S. 145–151

[932] Eckel, H.-G.; Bakran, M. M.; Budig, O.; Fleisch, K.; Krafft, E. U.
Traction Converter for Multi-System Locomotive with 6.5 kV IGBT.
EPE 2003, Toulouse, Conf. Proceedings CD

[933] Eckel H.-G.; Bakran, M. M.; Krafft, E. U.; Nagel, A.
A new Family of Modular IGBT Converters for Traction Applications.
EPE2005, Dresden, Conf. Proceedings CD

[934] Fischer, J. W.
Diesel–Electric Locomotive F 96 PH with AC Three–Phase Power Transmission System.
Elektr. Bahnen 88 (1990), S. 71–75

[935] Förster, J.
Löschbare Fahrzeugstromrichter zur Netzentlastung und –stützung.
Elektr. Bahnen 43 (1972), H. 1, S. 13–19

[936] Förster, J.
Netzrückwirkungen sektorgesteuerter Thyristorfahrzeuge.
ZEV–Glas. Ann. 97 (1973), Nr. 2/3, S. 77–86

[937] Franco, V. L. D. S.
Zwischenkreisstromoberschwingungen und ihre Unterdrückung bei Hochleistungs–Traktionswechselrichtern.
Dissertation, Univ. Bochum, 1996

[938] Gammert, R.
Die elektrische Ausrüstung der Drehstromlokomotive Baureihe 120 der Deutschen Bundesbahn.
Elektr. Bahnen 77 (1979), S. 272–283

[939] Gathmann, H.; Harprecht, W.; Weigel, W. D.
Übersicht über die jüngsten Entwicklungen der Drehstromantriebstechnik bei elektrischen Bahnen.
Elektr. Bahnen 86 (1988), S. 22–38

[940] Gediga, S.; Marquardt, R.; Sommer, R.
High Power IGBT Converter with new Gate Drive and Protection Circuit.
EPE 1995, Sevilla, S. 1066-1070

[941] Gerster, Ch.; Meyer, M.
LCC based Evalutation of Traction Chain Systems for Multi-System Locomotives.
EPE 2003, Toulouse, Conf. Proceedings CD

[942] Grüning, H.; Ødegård, B.; Rees, J.; Weber, A.; Carroll, E.; Eicher, S.
High–Power Hard–Driven GTO Module for 4,5 kV/3 kA Snubberless Operation.
Proc. PCIM, Nürnberg, 1996

[943] Güthlein, H.
Die neue elektrische Lokomotive 120 der Deutschen Bundesbahn in Drehstromantriebstechnik.
Elektr. Bahnen 77 (1979), S. 248–257

[944] Hagiwara, Y.; Tanaka, M.; Ueno, M.
Technological Development of an IGBT applied Traction System for the Series 700 Shinkansen High-Speed Train.
International Conference Railway Traction System 2001, Capri, S. 2.1-2.19

[945] Haun, A.
Vergleich von Steuerverfahren für spannungseinprägende Umrichter zur Speisung von Käfigläufermotoren.
Dissertation, TH Darmstadt;
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 21, Nr. 113, Düsseldorf 1992

[946] Herbst, I.; Umbricht, St.
New IGBT Traction Converter for Multi-System Locomotives and Power Heads.
EPE-PEMC 2004, Riga, Conf. Proceedings CD

[947] Holtz, J.; Krah, J. O.
Suppression of Time–Varying Resonances in the Power Supply Line of AC Locomotives by Inverter Control.
Proc. ISPE '92, Seoul 1992, S. 153–160

[948] Horstmann, D.; Stanke, G. V.
Die stromrichternahe Antriebsregelung des Steuergeräts für Bahnautomatisierungssysteme SIBAS 32.
Elektr. Bahnen 90 (1992), S. 344–350

[949] Hückelheim, K.; Mangold, C.
Novel 4–Quadrant Converter Control Method.
EPE Conf. 1989, Aachen, Vol. 2, S. 573–576

[950] Jänecke, M.; Kremer, R.; Steuerwald, G.
Direct Self–Control (DSC), A Novel Method of Controlling Asynchronous Machines in Traction Applications.
EPE Conf. 1989, Aachen, Vol. 1, S. 75–81;
Elektr. Bahnen 88 (1990), H. 3, S. 81–87

[951] Jänecke, M.; Kremer, R.; Steuerwald, G.
Direkte Selbstregelung, ein neuartiges Regelverfahren für Traktionsantriebe im Ersteinsatz bei dieselelektrischen Lokomotiven.
Elektr. Bahnen 89 (1991), H. 3, S. 79–87

[952] Jänecke, M.
Die Direkte Selbstregelung bei Anwendung im Traktionsbereich.
Dissertation, Univ. Bochum, 1991;
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 282, Düsseldorf 1992

[953] Kanzaki, T.
Inverter Control System for Driving Induction Motors in Rapid Transit Cars Using High Power Gate–Turn–Off Thyristors.
IEEE IAS Conf. 1982, S. 145–156

[954] Kehl, C.; Lienau, W.
IGBT–Stromrichterbaugruppe für Stadtbahnwagen.
IEE Colloquium "IGBT Propulsion Drives", London 1995

[955] Kehrmann, H.; Lienau, W.; Nill, R.
Vierquadrantensteller — Eine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Drehstromantrieb.
Elektr. Bahnen 45 (1974), S. 135–142

[956] Ketteler, K. H.
Multisystem Propulsion Concept on the Basis of the Double Star Circuit.
EPE Conf. 1995, Sevilla (Spanien), Vol. 2, S. 159–166

[957] Kießling, B.; Thoma, Ch.
Europalokomotive BR 189.
ZEVrail Glasers Annalen, Nr. 126 - 9/2002

[958] Klinger, G.
Toleranzbandgeregelte Einphasen–Stromrichterschaltung mit optimaler Stellgrößenauswahl.
ETZ–A 97 (1976), H. 2, S. 87–90

[959] Knapp, P.
10 Jahre BBC–Gleichstromsteller für Nahverkehrsfahrzeuge.
Brown Boveri Mitt. 65 (1978), H. 12, S. 777–785

[960] Körber, J.
Die elektrische Ausrüstung der Hochleistungslokomotive Baureihe E 120 der Deutschen Bundesbahn mit Drehstromfahrmotoren.
Planung — Bau — Betriebserprobung.
ZEV–Glasers Annalen 104 (1980), S. 299-308

[961] Kovács, K. P.
Pulsierendes Moment im asymmetrischen Betrieb von Wechselstrommaschinen.
Archiv f. Elektrotechnik (1955), S. 99–112

[962] Krah, J. O.; Holtz, J.
Total Compensation of Line–Side Switching Harmonics in Converter–Fed AC Locomotives.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–31 (1995), Nr. 6, S. 1264–1273

[963] Krittian, F.
Berechnung von Strömen und Spannungen thyristorgesteuerter Eisenbahn–Triebfahrzeuge.
Dissertation, Univ. Karlsruhe, 1971

[964] Lienau, W.; Runge, W.
Development Trends of High Power Traction Converters.
EPE Conf. 1991, Florenz, Vol. 2, S. 573–578

[965] Lilja, K.; Grüning, H.
Onset of Current Filamentation in GTO Devices.
IEEE PESC Conf. 1990, San Antonio (Texas/USA), S. 398–406

[966] Maeda, A.; Putz, U.
Die elektrischen Größen der blindstromsparenden Stromrichter auf Wechselstromtriebfahrzeugen.
Elektr. Bahnen 42 (1971), S. 200–209

[967] Manigrasso, R.; Superti Furga, G.
Direct Self–Control of Inverter–Fed Asynchronous Drives for Traction Purposes.
ICEM Conf. 1988, S. 331–338

[968] Marquardt, R.
High Power GTO Converters for the New German High Speed Train ICE.
EPE Conf. 1989, Aachen, S. 583–588

[969] Marx, M.; Schlögl, A. E.; Eder, K.; Schröder, D.
Comparison of Zero–Voltage–Switching Converters at Low Temperatures.
IEEE PESC Conf. 1996, Baveno (Italien), S. 83–86

[970] Menhart, S.; Hudgins, J. L.; Godbold, C. V.; Portnoy, W. M.
Temperature Variation Effects on the Switching Characteristics of Bipolar Mode FETs.
IEEE IAS Conf., 1992, Japan, S. 1122–1125

[971] Moen, O.
Dieselelektrischer Antrieb senkt Energieverbrauch von Förderschiff.
Siemens Engineering & Automation 18 (1996), H. 5, S. 11–13

[972] Müller–Hellmann, A.
Entwicklung der stufenlos steuerbaren Netzstromrichter für Wechselstromtriebfahrzeuge.
Elektr. Bahnen 50 (1979) H. 3, S. 72–77

[973] Runge, W.
Niederfrequente Netzrückwirkungen von Bahnfahrzeugen mit leistungselektronischer Steuerung.
ETZ Archiv 12 (1990), S. 69–79

[974] Runge, W.; Steimel, A.
Some Aspects of the Circuit Design of High–Power GTO Converters.
EPE Conf. 1989, Aachen, S. 1555–1560

[975] Sato, Y; Yasukawa, S.; Nozaki, Y; Ueda, Y.; Kanzaki, T.
Control of Inverter–Fed Electric Vehicles.
Symposium for the Application of the Cybernetics in Railway Engineering, Tokyo 1981, Preprints S. 263–267

[976] Scholtis, G.
Nutzbremsung bei Schienenfahrzeugen.
Energie–Elektronik (1973), H. 11, S. 383–385 und H. 12, S. 435–439

[977] Scholtis, G.
Nahverkehr und Drehstromantriebe — Aufgaben, Wünsche, Möglichkeiten.
Elektr. Bahnen 77 (1979), H. 6, S. 159–166

[978] Schröder, D.
Ein Ausblick auf zukünftige Antriebstechniken in der elektrischen Traktion.
Elektr. Bahnen 81 (1983), H. 1, S. 11–17 und H. 2, S. 42–44

[979] Skudelny, H. C.
Analyse der halbgesteuerten Einphasenbrückenschaltung.
Archiv f. Elektrotechnik 55 (1972), S. 44–56

[980] Skudelny, H. C.; Müller–Hellmann, A.
Übersicht über den Stand der Drehstromantriebstechnik bei Bahnverwaltungen in der Bundesrepublik Deutschland und weltweit.
Elektr. Bahnen 79 (1981), H. 11, S. 374–380 und H. 12, S. 418–422

[981] Stanke, G. V.
Untersuchung von Modulationsverfahren für Pulsstromrichter mit hohen dynamischen Anforderungen bei beschränkter Schaltfrequenz.
Dissertation, TH Aachen, 1987

[982] Steimel, A.
Application of Evaporative–Cooled GTO Inverters and Transistor Auxiliary Inverters on a Diesel–Electric Locomotive.
Elektr. Bahnen 88 (1990), S. 149–154

[983] Steimel, A.
High Power Traction Converters.
ISPE 1992 (Int. Symposium on Power Electronics), Seoul 1992, S. 452–463

[984] Steimel, A.
Netzbelastung durch Wechselstrom–Triebfahrzeuge mit leistungselektronischer Steuerung.
EPE Conf. 1989, Aachen, S. 75–81
ETZ Archiv 12 (1990), H. 3, S. 69–79

[985] Steimel, A.
Steuerungsbedingte Unterschiede in wechselrichtergespeisten Traktionsantrieben.
Elektr. Bahnen 92 (1994), S. 24–36

[986] Steimel, A.
Electric Railway Traction in Europe — A Survey of the State of the Art.
IEEE Internat. Symposium on Industrial Electronics ISIE, Warschau 1996;
IEEE Industry Applications Magazine 2 (1996), Nr. 6, S. 6–17

[987] Steimel, A.
Elektrische Triebfahrzeuge und ihre Energieversorgung.
Oldenbourg, 2004

[988] Steimer, P.; Grüning, H.; Werninger, J.; Dähler, P.; Linhofer, G.; Boeck, R.
Serienschaltung von GTO–Thyristoren für Frequenzumrichter hoher Leistung.
ABB Technik (1996), H. 5, S. 14–20

[989] Still, L.; Hammer, W.
Auslegung und elektrischer Leistungsteil der Lokomotive Baureihe 101 der Deutschen Bahn.
Elektr. Bahnen 94 (1996), H. 8/9, S. 235–247

[990] Teich, W.
Dieselelektrische Triebfahrzeuge mit schleifringlosen Asynchron–Fahrmotoren.
Elektr. Bahnen 43 (1972), S. 74–88

[991] Teich, W.
BBC–Asynchronmotor–Antrieb für Diesellokomotiven. Ein Baukastensystem für viele Leistungsklassen.
Eisenbahntechnische Rundschau ETR 23 (1974), S. 182–189

[992] Undeland, T.
Electrical Power Conversion with Transistors.
Dissertation, Univ. Trondheim, Norway, 1977

[993] van der Broeck, H. W.; Skudelny, H. C.; Stanke, G. V.
Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors.
IEEE Trans. on Ind. Appl. IA–24 (1988), Nr.1, S. 142–150

[994] *VDE–Vorschrift 0530 Teil 1, Abschnitt 12.1.*

[995] Vitins, J.; Wetzel, P.
Rückwärtsleitende Thyristoren für die Leistungselektronik.
BBC Nachrichten 63 (1981), H. 2, S. 74–83

[996] Wagner, G.
Drehstrom–Antriebstechnik für Diesellokomotiven.
ZEV–DET Glasers Annalen (1994), H. 2/3

[997] Waidmann, W.
Drehstromantrieb für Gleichstrombahnen.
Siemens–Z. 50 (1976), H. 7, S. 493–497

[998] Walczyna, A. M.
Reduction of Current Distortions of VSI–Fed Induction Machine Controlled by DSC Method — a Generalized Method.
Int. Symposium of Industrial Electronics, Budapest 1993, S. 457–462

[999] Wiart, A.; Hamel, J.
Railway Traction Powered By Synchronous Motors Supplied Through Natural Commutation Inverters.
EPE Conf. 1987, Grenoble, Vol. 3, S. 39–45

[1000] Wiesemann, J.
Erhöhung der Stromausnutzung von Hochleistungswechselrichtern für Traktionsantriebe mit direkter Selbstregelung (DSR).
Dissertation, Univ. Bochum 1995;
Fortschritt–Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 534, Düsseldorf 1996

[1001] Williams, J. E.
Operation of Three–Phase Induction Motors on Unbalanced Voltages.
AIEE Part III, 1954, S. 125–133

[1002] Winter, P.
Netzverhalten von Wechselstrom–Triebfahrzeugen mit Mehrfach–Folgesteuerung in Stromrichtersparschaltung.
ZEV–Glas. Ann. 97 (1973), Nr. 2/3, S. 87–96;
Elektr. Bahnen 44 (1973), H. 12, S. 279–284 und 45 (1974), H. 1, S. 15–18

Photovoltaikanlagen

[1003] DE 19961705 B4, Priorität 21.12.1999
[1004] DE 19919766 A1, Priorität 29.04.199
[1005] DE 19904561 C1, Priorität 04.02.1999
[1006] DE 19502762 C2, Priorität 30.01.1995
[1007] DE 196 42 522 C1, Priorität 15.10.1996
[1008] DE 197 32 218 C1, Priorität 26.07.1997
[1009] DE 102 21 592 A1, Priorität 15.02.2002
[1010] DE 10 2004 030 912 B3, Priorität 25.06.2004
[1011] DE 10 2004 037 446 A1, Priorität 02.08.2004
[1012] DE 10 2007 028 078.7, Priorität 15. 6. 2007
[1013] US 2003 / 0231518 A1, Priorität 10.06.2003
[1014] WO 002005122371 A3, Priorität 18.05.2005
[1015] WO 002006032694 A1, Priorität 23.09.2005
[1016] Data sheets and IPOSIM data bank INFINEON,
diff. IGBT designs of the 2nd and 3rd generation
[1017] Kyocera, Datenblatt KC60
[1018] Real Decreto 1663/2000, de 29 de septembre,
sobre conexión de instalaciones fotovoltaics a la red de baja tension.
[1019] Bendel, C. et al.
Sicherheitsaspekte bei dezentralen netzgekoppelten Energieversorgungsanlagen - SIDENA - .
Abschlussbericht, Projekt 0329900C (gefördert durch BMU), Kassel 2006
[1020] Bendel, C.; Kunz, E.; Rudolph, U.
Überwachung und Fehleranalyse von PV-Systemen.
14. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Staffelstein 1999
[1021] Bljaaberg, F.; Teodurescu, R.; Chen, Z.; Liserre, M.
Power Converters and Control of Renewable Energy Systems.
Proc. of ICPE 2004
[1022] Bopp, E.; Erge, Th.; Schätzle, R.
Inwieweit tragen PV-Anlagen zum „Elektrosmog“ bei?
14. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein 1999,
Tagungsband S. 148–155

[1023] Burger, B.
Power Electronics for Grid Connected Photovoltaics.
OTTI–Seminar Power Electronics for Renewable Energies, Freiburg, June 2007

[1024] Burger, B.; Zacharias, P.; Kleinkauf, W.; Cramer, G.
Hybrid Systems – Easy in Configuration and Application.
18. European PV–Conference, Glasgow, September 2000

[1025] Deboy, G.
Update on CoolMOS^{TM} CP series.
Infineon Villach, Mai 2006

[1026] DeDoncker, R.
Power Converter for PV Systems.
ECPE Seminar Renewable Energy, Kassel, Januar 2006

[1027] Earley et al.
National Electrical Code Handbook.
10th Edition, National Fire Protection Association, USA, 2005, S. 1022

[1028] Engel, B.; Meinhardt, M.
State of the Art and Future Trends of PV Systems Technology.
ECPE Seminar Renewable Energy, Kassel, Februar 2006

[1029] Engler, A.
Regelung von Batteriestromrichtern in modularen und erweiterbaren Inselnetzen.
Dissertation Universität Kassel, 01.05.2002, ISBN: 978-3-89825-439-7

[1030] Friedrichs, P.
SiC-Transistors - Characteristics, Technology, Developments Status and Outlook.
SiC–Forum 2006, European Centre for Power Electronics, ECPE Nürnberg 2006

[1031] Fukuda, K.
Development of SiC Power MOSFETs with Low Onresistance.
National Institute of Advanced Industrial Science and Technology (AIST), März 2006

[1032] Haeberlin, H. et al.
New Tests at Grid-Connected PV-Inverters:
Overview over Test Results and Measured Values of Total Effiviency η_{tot}.
21. European PV-Conference, Dresden, September 2006

[1033] Henze, N.; Engler, A.; Zacharias, P.
Photovoltaic Module with integrated power conversion and interconnection system – The European Project PV-MIPS.
21. European Photovoltaic Solar Energy Conference, Dresden 2006

[1034] Heskes, P. J. M.; Islam, S.; Woyte, A.; Wouters, J.
Development, Production and Verfication of the Second Generation of AC-Modules.
19. European PV Solar Energy Confrence, Paris, Juni 2004

[1035] Kremer, P.; Goepfrich, K.
Next Generation of PV Inverters – Reliability Improvements for a Twenty-Year-Lifetime:
Photovoltaic Inverter Sinvert Solar–L.
21. European PV–Conference, Dresden, September 2006

[1036] Landau, M.; Strauß, P.; Jahn, J.; Reekers,V.; Vogel,M.
Multifunktionale Photovoltaikstromrichter zur Verbesserung der Netzqualität.
22. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein, März 2007

[1037] Mastipuram, R. and Wee, E.C.
Soft errors' impact on system reliability.
EDN, September 2004, S. 69–74

[1038] Meinhardt, M.; Mutschler, P.
Inverters without transformer in grid connected photovoltaic applications.
Proceedings of 6th European Conference ond Power Electronics and Applications,
EPE, Vol. 3, Sevilla 1995, S. 3086–3091

[1039] Myrzik, J. et al.
HICAAP – Highly Integrable Converters for Advanced AC–Photovoltaics, Study of Topologies, Principle Design.
17. European PV–Conference, Wien, September 1998

[1040] Olszewski, M.
Annual Report for the Power Electronics and Electric Machinery Program.
Oak Ridge National Laboratory, September 2005

[1041] Reimann,T. et al.
Application of SiC Devices in Power Supplies.
EPE-PEMC, Dubrovnik u. Cavtat 2002

[1042] Schmidt, H.; Burger, B.; Kiefer, K.
Welcher Wechselrichter für welche Modultechnologie?
21. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein, 2006

[1043] Schmidt, H.; Burger, B.; Siedle, C.
Gefährdungspotenzial transformatorloser Wechselrichter – Fakten und Gerüchte.
18. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein 2003, Tagungsband S. 89–98

[1044] Schmitt, S.; Kremer, P.
Power Quality of Grid Connected Power Conditioner SINVERT SOLAR –Operation Results 2005 of the 5MWp PV Power Plant Espenhain-Leipzig.
21. European PV-Conference, Dresden, September 2006

[1045] Stephani, D.
The Industrial Utilization of SiC Power Devices Aspects and Prospects.
SiCED, 21. März 2006

[1046] Wächter, R.; Powalla, M.
Pilotproduktion von CIS-Dünnschichtsolarmodulen: Status und TCO-Aspekte.
FVS-Workshop 2002, Proceedings S. 126

[1047] Yi Huang, Miaosen Shen, Fang Z. Peng, Jin Wang
Z–Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems.
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 21. No. 6, November 2006, S. 1776–1782

[1048] Zacharias, P.
Grid Integration of Renewable Energy Sources via Power Electronic Converters.
ECPE Seminar Renewable Energy, Kassel Februar 2006

[1049] Zacharias, P.
Power Electronic Desing for Large Scale Solar Electric Power Supply.
Electronic Design Europe 3/2004

[1050] Zacharias, P.; et al.
Highly Integrable Converters for Advanced AC Photovoltaics.
HICAAP, Final Report 1998

[1051] Zacharias, P.; Burger, B.
Overview of Recent Inverter Developments for Grid Connected PV Systems.
21st European Photovoltaic Solar Energy Conference, Dresden 2006

Elektronische Betriebsgeräte für Lichtquellen

[1052] Albrecht, H.
Optische Strahlungsquellen.
Lexika–Verlag, Band 15, Grafenau, 1977

[1053] Baer, R.
Beleuchtungstechnik – Grundlagen.
Verlag Technik GmbH, Berlin, 1996

[1054] Bernitz, F.
An Autotracking System for Stable HF–Operation of HID Lamps.
4. Symp. Light Sources, Karlsruhe, 1986

[1055] Bernitz, F.
Eigenschaften von Metall–Halogenidlampen bei Betrieb an elektronischen Vorschaltgeräten.
Tagungsbericht Licht 88, Band 1
Hrsg. Lichttechnische Gesellschaft e.V., Berlin

[1056] Bernitz F.; Hansmann, F.; Statnic, E.
Steuerschaltung für sinusförmige Stromaufnahme.
EP Patent 0256 231

[1057] Bernitz, F.; Hansmann, F.; Huber, A.
Operating Circuit for Discharge Lamp.
United States Patent, No. 5, 198, 728

[1058] Bernitz, F.; Huber, A.; Hansmann, F.
Getaktes Schaltnetzteil für den Betrieb einer Entladungslampe.
EP Patent 0485866 B1

[1059] Boer, J.B.; Fischer, D.
Interior Lighting.
Phillips Technical Library, Kluwer Technische Bocken, Deventer–Antwerpen

[1060] Byszewski, W. W.; Budinger, A. B.; Li, Y. M.
HID Starting: Glow Discharge and Transition to the Thermonic Arc.
Journal of the Illuminating Engineering Society, Summer 1991

[1061] Davenport, J. M.; Petti, R. J.
Acoustic Resonance Phenomena in Low Wattage Metal Halide Lamps.
Journal IES 14, 633, 1985

[1062] *Die Beleuchtung mit künstlichem Licht.*
Fördergemeinschaft Gutes Licht, Frankfurt

[1063] Dobrusskin, A.
Luce 5
Technisch–wissenschaftliche Abhandlung der OSRAM–Gesellschaft, Vol. 12

[1064] Fähnrich, H. J.; Rasch, E.
Electronic Ballasts for Metal Halide Lamps.
Journal of Illuminating Engineering Society, Summer 1988

[1065] Fähnrich, H. J.
Zündschaltung.
DE 3108547 C 2

[1066] Franz, G.
Kalte Plasmen.
Springer Verlag, Berlin, 1990

[1067] Fukumori, N.; Nishimura, H.; Uchihashi, K.; Fukuhara, M.
A Study of HID Lamp Life When Operated by Electronic Ballasts.
Journal of Illuminating Engineering Society, Winter 1995

[1068] Gänger, B.
Der elektrische Durchschlag von Gasen.
Springer Verlag, Berlin, 1953

[1069] Günther, K.; Kloss, H.-G.; Lehmann, T., Radtke, R.; Serick, F.
Pulsed Operation of High–Pressure–Sodium Discharge Lamps.
Contrib. Plasma Phys. 30 (1990) 6, S. 715-724

[1070] Huber, A.; Bernitz, F.; Hirschmann G.; Bönik, M.
Steuerschaltungsanordnung für eine Leistungsschaltungsanordnung zum gepulsten Betrieb einer Entladungslampe.
EP 0679047 A 2

[1071] Sturm, C. H.; Klein, E.
Betriebsgeräte und Schaltungen für elektrische Lampen.
Erwin Klein (Hrsg.), Berlin; München

[1072] Maier, J.; Pilsak, M.; Bernitz, F.
Metal Halide Lamp Technology for High Resolution LCD Projection Systems.
132nd SMPTE Technical Conference, 1990

[1073] Nortrup, E.: Krasko Z.
Pulse Start of Metal Halide Lamps for Improved Lumen Maintenance.
IES Conference, 1995

[1074] Rieder, W.
Plasma und Lichtbogen.
Vieweg Verlag, Braunschweig, 1967

[1075] Rutscher, A.; Deutsch, H.
Plasmatechnik, Grundlagen und Anwendungen.
Carl Hanser Verlag, München, 1984

[1076] Schäfer, R.; Stormberg, H. P.
Investigations on the Fundamental Longitudinal Acoustic Resonance of High Pressure Discharge Lamps.
Journal Applied Physics, May 1982

[1077] Statnic, E.
Zum Hochfrequenzbetrieb von Halogen–Metalldampflampen kleiner Leistung.
Technisch wissenschaftliche Abhandlung der OSRAM–Gesellschaft

[1078] Statnic, E.
High Frequency Operation of HID Lamps.
4. Symp. Light Sources, Karsruhe, 1986

[1079] Steigerwald, F.; Kastl, R.
Sicherheit bei elektronischen Transformatoren.
Der Elektromeister + Deutsches Elektrohandwerk, Ausg. 14/97, S. 1317

[1080] Sturm, C.H.; Klein, E.
Betriebsgeräte und Schaltungen für elektrische Lampen.
Siemens, Berlin, München

[1081] *Taschenbuch der Lampentechnik.*
OSRAM GmbH, Berlin, München

[1082] *Technik der Spezialentladungslampen.*
OSRAM GmbH, Berlin, München

[1083] Weis, B.
Beleuchtungstechnik – Grundlagen, Lichtquellen, Leuchten.
Richard Pflaum Verlag, München

Simulation von leistungselektronischen Schaltungen

[1084] Angermann, A.; Beuschel, M.; Rau, M.; Wohlfarth, U.
MATLAB – SIMULINK – STATEFLOW.
Grundlagen, Toolboxen, Beispiele.
4. überarbeitete Auflage, Oldenbourg Verlag, München 2005.

[1085] Kuhn, H.
Physikalische Modellbildung von IGCTs für die Schaltungssimulation.
Dissertation, Technische Universität München 2002

[1086] Kuhn, H.; Schröder, D.
Physikalische Modellbildung von GTO-Thyristoren mit Pufferschicht für hartschaltende Anwendungen.
26. Kolloquium "Halbleiter-Leistungsbauelemente und Materialgüte von Silizium", Freiburg, Germany, 1997, S. 19.1–19.8

[1087] Kuhn, H.; Schröder, D.
Validierung eines physikalisch basierten IGCT-Netzwerkmodells anhand des statischen und dynamischen Verhaltens.
28. Kolloquium "Halbleiter-Leistungsbauelemente und Materialgüte von Silizium", Freiburg, Germany, 1999, S. 5.1–5.8

[1088] Kuhn, H.; Schröder, D.
Circuit Simulation of Hard-Driven IGCT for Snubberless Operation using a Physically Based Model.
Proc. of IEEE-IPEC 2000, Tokyo, Japan, 2000, S. 2002–2007

[1089] Kuhn, H.; Schröder, D.
Validated Physically Based IGCT Model for Circuit Simulation of Snubberless and Series Operation.
Proc. of IEEE-IAS, Rome, Italy, 2000, S. 2866–2872
IEEE Trans. of Industry Applications. Vol. IA-38 (2002), No. 6, S. 1606–1612

[1090] Kuhn, H.; Schröder, D.
A New Validated Physically Based IGCT Model for Circuit Simulation of Snubberless and Series Operation.
IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 38, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2002, S. 1606–1612

[1091] Kuhn, H.; Schröder, D.
Investigation of an Active Gate Drive Concept for Series Connected GCTs.
Proc. of PCC, Osaka, Japan, 2002

[1092] Metzner, D.; Schröder, D.
A SITh–Model for CAE in Power Electronics.
IPEC Conf. 1990, Tokyo, S. 1054–1060

[1093] Metzner, D.; Schröder, D.
A Non–Quasistatic FCTh–Model for Circuit Simulation.
EPE–MADEP Conf. 1991, Florenz, S. 0-346–351

[1094] Metzner, D.; Schröder, D.
A Physical GTO–Model for Circuit Simulation.
IEEE IAS Conf. 1992, Houston (USA), S. 1066–1073

[1095] Metzner, D.; Vogler, T.; Schröder, D.
A Modular Concept for the Circuit Simulation of Bipolar Power Semiconductors.
EPE Conf. 1993, Brighton (UK), Vol. 2, S. 15–22;
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9 (1994), Nr. 5, S. 459–466

[1096] Metzner, D.
Netzwerkmodelle abschaltbarer Leistungshalbleiter–Bauelemente.
Dissertation, TU München 1994

[1097] Schröder, D.
Trends in Power Electronics.
11th IFAC World Congress, Tallin (UdSSR) 1990, S. 215–224

[1098] Schröder, D.
The Existing Status for AC–Drives in Europe.
IEEE Int. Workshop on Advanced Motion Control, Yokohama 1990, National Convention Record, IEE Japan, S. 7-2-2

[1099] Schröder, D.
Computer–Aided Engineering Models for the Design of Electrical Actuators.
ETZ Archiv 12 (1990), H. 11, S. 341–348

[1100] Schröder, D.
Modelling of Power Devices for CAE.
EPE–MADEP Conf. 1991, Florenz, S. 0-331–338

[1101] Schröder, D.
Power Semiconductor Models and Computer Aided Engineering in Power Electronics.
KAIST Workshop, Okt. 1993, Teajon, Korea

[1102] Steimer, P. K.; Grüning, H.; Werninger, D.; Schröder, D.
State–of–the–Art Verification of the Hard Driven GTO Inverter Development for a 100 MVA Intertie.
IEEE PESC Conf. 1996, Baveno (Italien), S. 1401–1407

[1103] Stein, E.; Schröder, D.
Halbleiterstrukturen und Funktion neuartiger Bauelemente der Leistungselektronik.
VDE–Jahrbuch 1983, S. 239–268

[1104] Stein, E.; Schröder, D.
Computing the Switching Behaviour of Power–MOSFETs to Optimize the Circuit Design.
IPEC Conf. 1983, Tokyo, S. 336–347

[1105] Stein, E.; Schröder, D.
Computer Aided Design of Circuits for Power Controlling with the New Power Elements MOSFET, SIT and GTO.
IEEE IAS Conf. 1984, Chicago (USA), S. 776–781

[1106] Stein, E.; Schröder, D.
„CAD für MOSFET", Ergebnisse einer Brückensimulation.
Makroelektronik–Konferenz, München 1984, S. 223

[1107] Stein, E.
Elektrische Modelle von Leistungshalbleitern für den Entwurf von Stromrichterstellgliedern.
Dissertation, Univ. Kaiserslautern 1984

[1108] Vogler, T.; Schröder, D.
A New and Accurate Circuit Modelling Approach for the Power–Diode.
IEEE PESC Conf. 1992, Toledo (Spanien), S. 871–876

[1109] Vogler, T.; Schlögl, A.; Schröder, D.
Modelling and Characterizing Power Semiconductors at Low Temperatures.
IEEE ISPSD Record, Davos (Schweiz) 1994, S. 237–242

[1110] Vogler, T.; Schröder, D.
Physical Modelling of Power Semiconductors for the CAE–Design of Power Electronic Circuits.
Journal on Circuits, Systems and Computers, Vol. 5 (1995), Nr. 3, S. 411–428

[1111] Vogler, T.; Schlögl, A. E.; Kasahara, N.; Schröder, D.
Modelling and Characterizing Power Semiconductor Devices at Low Temperatures.
IPEC Conf. 1995, Yokohama, Vol. 2, S. 1232–1238

[1112] Vogler, T.
Physikalische Netzwerkmodelle von Leistungshalbleiter–Bauelementen unter Berücksichtigung von Modularität und Temperatur.
Dissertation, TU München 1997

[1113] Xu, C. H.; Schröder, D.
Modelling and Simulation of Power MOSFETs and Power Diodes.
IEEE PESC Conf. 1988, Kyoto (Japan), S. 76–83

[1114] Xu, C. H.; Schröder, D.
A Power Bipolar Junction Transistor Model Describing the Static and the Dynamic Behaviour.
IEEE PESC Conf. 1989, Milwaukee (Wisconsin/USA), S. 314–321

[1115] Xu, C. H.; Schröder, D.
A Unified Model for the Power MOSFET Including the Inverse Diode and the Parasitic Bipolar Transistor.
EPE Conf. 1989, Aachen, S. 139–143

[1116] Xu, C.
Netzwerkmodelle von Leistungshalbleiter–Bauelementen (Diode, BJT und MOSFET).
Dissertation, TU München 1990

Stichwortverzeichnis

2B2HZS–Schaltung, 134
400V hybrid active filter, 1059
480V hybrid active filter, 1051
480V pure active filter, 1053

abgetastetes Sollwertsignal, 594
Abschnittsteuerung, 140–143
Absenkung der Betriebstemperatur, 1007
AC-AC–Konverter, 189
AC-AC–Konverter mit Stromzwischenkreis, 209
AC-AC–Matrixkonverter, 194
AC-AC–Umrichter ohne Energiespeicher, 219
AC/AC-Konverterschaltungen, 191, 197
ACRDCLI, 928
Active Clamped Resonant DC Link Inverter, 928
Active Filters, 1032
– 480V pure active filter, 1053
– active filters, 1037
– application to harmonic-current filtering, 1064
– circuit configuraion, 1037
– harmonic-producing loads, 1033
– hybrid active filters, 1046
  400V solution, 1059
  480V hybrid active filter, 1051
  circuit configurations, 1046
  Design, 1055
  experimental waveforms, 1048
  low-voltage hybrid active filters, 1050
– hybrid filter
  medium-voltage, 1063
  steady-state performance, 1060
  transient-state, 1062
– passive filters, 1035
  steady-state performance, 1060
– practical applications of active filters, 1064
– pure active filters, 1037
– series active filters, 1042
  experimental results, 1046
  operating principle, 1043
  switching-ripple filters, 1044
  system configuration, 1043
– Shunt active filter, 1037
– shunt series active filters, 1037
– three-phase pure active filters, 1040
– traditional passive filters, 1035
– Transient-state performance of the hybrid filter, 1062
– voltage-flicker reduction, 1064
– Voltage THD, 1034
Additions– oder Schwenk–Verfahren, 532
aktive Blindstrom–Kompensation, 983
Aktive Filter, 1032
– aktive Filter, 1037
  480V-Lösung, 1053
  Schaltungen, 1037
– aktive Filter-Serienschaltung, 1042
  exper. Ergebnisse, 1046
  Funktion, 1043
  ripple-Filter, 1044
  Systemkonfiguration, 1043
– aktive Hybrid-Filter, 1046
  400V Lösung, 1059
  480V-Lösung, 1051
  Entwurfsregeln, 1055
  exper. Ergebnisse, 1048
  Niederspannungslösung, 1050

Systemkonfiguration, 1046
– aktives Shunt-Filter, 1037
– dreiphasige aktive Filter, 1040
– Flicker-Reduktion, 1064
– harmonische Filterung - Anwendung, 1064
– Hybrid Filter
Mittelspannung, 1063
Stationäres Verhalten, 1060
transientes Verhalten, 1062
– Lasten und Harmonische, 1033
– passive Filter, 1035
stationäres Verhalten, 1060
– THD-Spannungen, 1034
aktiver NP–Wechselrichter, 621
Akustische Resonanzen, 1131, 1132
Alternative Phase Opposition Disposition, 637
Amplitudensteuerung, 532
Ankerspannungsumkehr, 501
Ankerstellbereich, 386, 641, 706
Anlasser
– Anlaßschwere, 319
– Anlaßstrom, 319
– Anlaßwiderstand, 318, 319
– Anlaßzeit, 320
– einstufig, 320
– zweistufig, 321, 322
Anpaßtransformator, 399
ANPC, 630
Anschlußspannung, 399
Anschnittsteuerung, 55, 117, 140, 141
Ansteuerungsgrad, 559
antiparallele Diode, 530
Antriebe für Fahrzeuge, 1008
application to harmonic-current filtering, 1064
ARCPI, 936
ASCR, 449
asymmetrical sampling, 594
Asynchronmaschine
– Ankerstellbereich, 386, 641, 706
– Anlaßwiderstand, 318
– Beanspruchung, 641
– Blindleistungskompensation, 332
– Doppelspeisung, 313
– Drehmomentgleichung, 292
– Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie, 291, 295, 301, 319, 371, 409
– dynamisches Verhalten, 307
– Ersatzinduktivität, 378
– Ersatzschaltbild, 293, 301, 371, 417
– Feldschwächbereich, 384–386, 412, 641, 702, 706
– Feldschwächbetrieb, 408
– Kippschlupf, 371
– kritische Betriebszustände, 387, 388
– Kurzschlußläufer, 295
– Läufergegenspannung, 297
– Läufervorwiderstand, 291, 296
– Leerlauf, 294, 302
– Leerlaufdrehzahl, 302
– Leerlaufstrom, 411, 412
– Magnetisierungskennlinie, 411
– Motorisolation, 412
– Normmotor, 407
– Pseudo–Feldschwächbereich, 385, 386, 723
– Regelung, 305, 416
– Sättigung, 378
– Schleifringläufer, 290, 314
– Spannungsstellbereich, 641
– stationärer Betrieb, 293
– Stern–Dreieck–Betrieb, 408
– Stern–Dreieck–Schaltung, 410
– Streuinduktivität, 700, 704
– streuungsarm, 381
– Strombelag, 370
– Stromhub, 411
– Stromverdrängungsfaktor, 407
– Systemgleichungen, 292
– Typenleistung, 412
– Typennennpunkt, 407
– Überdimensionierung, 381
– Umrichterbetrieb, 407
– Widerstandsmoment, 314
– Zeigerdiagramm, 379, 380, 417
– zwei Statorwicklungen unterschiedlicher Polzahl, 341
Augenblicksleistung, 983, 995
Augenblickswirkleistung, 996
Ausgangsspannungsraumzeiger
– Direkter Matrixkonverter, 255–261
– Dreipunkt-Matrixkonverter, 272, 275

– Indirekter Matrixkonverter, 229, 240
– Spannungszwischenkreis, 201, 202, 206
Auslegung
– Gleichstromsteller, 539
– GTO-U-Wechselrichter, 697
Abzuschaltbarer Strom, 705
Abzuschaltender Strom, 704
Auslegung, 710
Kühlung, 712
Orientierende Festlegung, 698, 704
Schutzkonzept, 703
Sicherheitsfaktoren, 711
Sperrspannung, 702
U–Umrichter, 703
Verluste, 712
Weiterführende Überlegungen, 702, 705
Zwischenkreiskondensator, 710
Zwischenkreisspannung, 698
– Kommutierung, 543
– Pulswechselrichter, 641, 643
Asynchronmaschine, 641
Bemessung, 641
Bremsbetrieb, 647
Dimensionierung, 643
Eingangsschaltungen, 647
Gleichspannungs–Zwischenkreis, 646
– Ungesteuerte netzseitige Diodenbrücke, 537
– Zweipunkt–Umrichter mit netzgeführtem Stromrichter, 546
– Zweipunkt–Wechselrichter, 539
Ausschaltverluste, 678, 679, 685, 687, 691, 692, 696, 697, 712
Aussteuergrenze
– Direkter Matrixkonverter, 258
– Indirekter Matrixkonverter, 241
– Spannungszwischenkreis, 208
– Stromzwischenkreis, 217
Aussteuerungsgrad a_0, 566
Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter, 936

B2–Schaltung, 82
– Folgesteuerung, 134
– halbgesteuert, 131
– LUB, 142
B2H–Schaltung, 131
B2HK–Schaltung, 131
B2HZ–Schaltung, 131
B6–Schaltung, 85, 127
– halbgesteuert, 117
– mit Freilaufdiode, 111
– mit Hilfsthyristoren, 127
– Zu- und Gegenschaltung, 122
B6.2S–Schaltung, 92
B6F–Schaltung, 111
B6H–Schaltung, 116, 117
B6ZG–Schaltung, 122
Bahn-Stromrichter, 1009
– DC-Netze, 1010
– Dieselelektrische Systeme, 1029
– Leistungshalbleiter in der Traktion, 1031
– Mehrsystemstromrichter, 1022
AC, DC 3000 V und DC 1500 V, 1027
AC 15 kV und 25 kV, 1022
AC und DC 3000 V, 1022
AC und DC 750 V / 1500 V, 1022
– Netzspannungen, 1009
– Spannungszwischenkreisumrichter, 1013
Umrichtertopologien DC 1500 V, 1014
Umrichtertopologien DC 3000 V, 1014
Umrichtertopologien DC 750 V, 1013
– Traktion, 1009, 1010
– Traktion AC-Netze, 1016
Bahnlängenregelung, 602
Bahnstromnetze, 957
bauelemente–spezifische Simulation, 1172, 1176
Beschaltung, 673
Beschaltungskondensator, 395, 701, 707
Beschaltungswiderstand, 396
Beschreibungsfunktion, 165
Betriebsgeräte, 1093
bezogener Spannungsabfall, 32
Blindleistungs–Kompensation, 332, 956
– Blindleistungsaufnahme, 981

– Blindleistungsquellen, 969
Parallelkondensatoren, 969
Quin–Reactor–Schaltung, 973
sättigbare Spule, 971
Saturated Reactor, 971
Serienkondensatoren, 970
Synchronmaschinen, 969
Thyristor–geschaltete Kondensatoren, 978
Thyristor–gesteuerte Spule, 979
Twin–Tripler, 973
– Blindstrom–Kompensation, 959
– direkte Kompensation, 979, 980
– Flexible AC Transmission Systems (FACTS), 1003
High Speed Phase Shifter HSPS, 1004, 1005
Self Commutated VAR Compensator, 1003
Superconducting Magnetic Energy Storage SMES, 1004
TCVAR mit Thyristoren, 1004
Thyristor–geschalteter Serienkondensator TCSC, 1005
Thyristor Controlled Circuit Breaker TCB, 1004
Thyristor Controlled Damping Resistor TCDR, 1003
Thyristor Controlled Phase Angle Regulator TCPAR, 1005
Thyristor Controlled Series Capacitor, 1003
– Flicker, 957, 961
– Flickergrenze, 962
– indirekte Kompensation, 980
– Industrienetze, 956
– Lade–Blindleistung, 964
– Netzflimmer–Bemerkbarkeit, 962
– Phasenvervielfachung, 990
– prädiktive Signalverarbeitung, 995, 1001
Augenblickswirkleistung, 996
"idealer" Filter, 999
Lichtbogenofen, 1001
Reduktionsfaktor, 995
– Reduktionsfaktor, 995
– Regelverfahren, 980
aktive Blindstrom–Kompensation, 983
Augenblicksleistung, 983
dynamische Blindleistungs–Kompensation, 989
dynamisches Verhalten, 986
Einschmelzbetrieb, 989
Flickerreduktion, 988
Kompensationssystem, 986
Leistung im Zeitbereich, 983
mehrstufiger Blindstromsteller, 991
Reduktionsfaktor R, 983
– Selbstgeführte Stellglieder als Kompensator, 993
– Spannungsstabilisierung, 963
– Symmetrierung unsymmetrischer Lasten, 960
– Übertragungsnetze, 963
– Verbraucher–Kompensation, 956
– Wirkleistungsaufnahme, 981
Blindleistungsquellen, 969
– netzgeführte Stromrichter, 977
– Parallelkondensator, 969
– Quin–Drossel, 972, 974
– Quintupler, 972
– Serienkondensator, 970
– Synchronmaschine, 969
– Treble–Tripler–Drossel, 972, 974
– Twin–Tripler–Drossel, 972, 974
blindleistungssparende Schaltungen, 109
– B2H–Schaltung, 131
– B6–Schaltung, 127
– B6H–Schaltung, 116
– Folgesteuerung, 134
– Halbgesteuerte Sechspuls–Brückenschaltung, 116
– Halbgesteuerte Zweipuls–Brückenschaltungen, 131
– Hilfsthyristoren, 127
– löschbare unsymmetrische Brückenschaltung, 140, 142
– Schaltungen mit Freilaufdiode, 111
– Sektorsteuerung, 140
– Teilstromrichter, 134
– Zu- und Gegenschaltung, 122

Blindstrom–Kompensation, 957, 959, 971, 975
Blindstrom–Symmetrierung, 959
Blockbetrieb, 632
Blockbetrieb Mehrpunkt–Wechselrichter, 632
Blockierfähigkeit, 527
Bogenentladung, 1103
Boost–Wandler, 498, 779
Brems–Chopper, 540
Brückenlose PFC–Schaltung, 521
Brückenschaltungen, 81
– 2B2HZS–Schaltung, 134
– B2–Schaltung, 82
– B2H–Schaltung, 131
– B6–Schaltung, 85
– B6F–Schaltung, 111
– B6H–Schaltung, 117
– B6ZG–Schaltung, 122
– ideelle Gleichspannung, 83
– ideeller Gleichspannungsmittelwert, 89
– LUB, 142
– maximale Sperrspannung, 84, 89
– Netzstrom–Grundschwingung, 84, 90
– Sechspuls–Brückenschaltung, 85
– Steuerkennlinie, 83
– Trafo–Typenleistung, 90
– Ventilstrom, 84, 89
– Zweipuls–Brückenschaltung, 82
Brückenwandler
– hart–schaltend, 868
– resonante, 868
– Serien–Parallel–Resonanz, 874, 884
– Serien–Resonanz, 872, 880
– SPR mit konstanter Schaltfrequenz, 876
– Zero–Current–Transition, 909
– Zero–Voltage–Transition, 918
Buck–Boost–Wandler, 499, 779
Buck–Wandler, 497, 779

Capacitor–Clamped–Multilevel–Inverter, 623
Centre Pulse Modulation, 601
Common Mode Voltage–Filter, 771
Ćuk–Wandler, 779
Cuk-I-Umrichter, 434
Cuk-X-I-Umrichter, 436

DC–DC–Wandler, 437, 776
Device–Simulation, 1176, 1178
dieselelektrische Lokomotive, 1008
dieselelektrisches Schiff, 1008
Diode
– Beanspruchung, 392
– Forward Recovery, 427, 652
diode-clamped-inverter, 610
Dioden–Kommutierung, 392, 398
direkte Pulsmuster, 645
Direkte PWM, 597
Direkter Matrixkonverter, 195, 253
– Ausgangsspannungsraumzeiger, 255–261
– Aussteuergrenze, 258
– Eingangsstromraumzeiger, 256, 258–261
– Grundfunktion, 254
– Pulsmuster, 265
– Raumzeigermodulation, 257, 259, 261, 265
– Schaltzustandssequenz, 265–267, 270, 271, 277
– Spannungskonversion, 257, 263
– Stromkonversion, 257
direkte Selbstregelung, 602, 605
Direktumrichter, 145
– Auslegung, 175
– Belastung der Ventile, 175
– Drehmoment–Oberschwingungen, 172
– Einsatzgebiete, 175
– Feldschwächbetrieb, 149, 186
– Frequenzbeschränkung, 162, 175
– Harmonische, 162–167
– Hüllkurvenumrichter, 146
– isolierte Last, 154
– Kommutierung, 172
– Leistungsfaktor, 175
– mit drei Einfachstromrichtern, 158
– mit zwei Umkehrstromrichtern, 157
– Netzrückwirkungen, 175
– Oberschwingungsmomente, 172
– Regelung, 176
– singuläre Frequenzen, 162, 164, 165, 168

– Spannungsausbeute, 173, 175
– Steuerbarkeit, 149
– Steuerumrichter, 150
– Stromnullpause, 172
– Stromregelkreise, 185
– Subharmonische, 164, 168
– Summenlast, 153
– Trapezbetrieb, 185
– Trapezumrichter, 146, 147, 149
Frequenzelastischer Trapezumrichter, 149
Hüllkurvenumrichter, 146
Steuerumrichter, 150
– Umkehrstromrichter, 157
– V–Schaltung, 157
– zwölfpulsige Schaltung, 156
double edge sampling, 594
Drehfelderregermaschine, 354
Drehfeldmaschine, 724
Drehmoment–Oberschwingung, 603
Drehmoment–Oberschwingungen, 172, 313, 350, 371, 601, 602, 645
Drehstromsteller, 4, 354
Drehzahlregelung, 417
Dreieck–Rechteck–Modulation, 578
Dreieck–Rechteck–Modulation, 567, 699, 701
Dreieck–Sinus–Modulation, 566, 702
Dreifachtaktung, 554–557, 643, 701
Dreipuls–Mittelpunktschaltung, 72
– Dy–Schaltung, 72
– Grundschwingungs–Verschiebungswinkel, 78
– Grundschwingungsgehalt, 78
– M3–Schaltung, 72, 79
– Yz–Schaltung, 79
Dreipunkt–Wechselrichter, 610, 611, 613, 614, 1006
– aktiver NP–Wechselrichter, 621
– Leistung, 619
– Nullpunkt-Stabilisierung, 619
– Spannungsbeanspruchung, 619
Dreipunkt-Matrixkonverter, 272
– Ausgangsspannungsraumzeiger, 272, 275
– Raumzeigermodulation, 272
Drosselinvers–Wandler, 779
Drosselventilsteuerung, 413, 415
du/dt–Filter, 760
Durchlaßverluste, 663, 712
Dy–Schaltung, 72
dynamische Blindleistungsquellen
– netzgeführte Stromrichter, 977
– Quin–Drossel, 972, 974
– Quintupler, 972
– Treble–Tripler–Drossel, 972, 974
– Twin–Tripler–Drossel, 972, 974

Edelgas-Entladungslampen, 1102
Eingangsstromraumzeiger
– Direkter Matrixkonverter, 256, 258–261
– Indirekter Matrixkonverter, 227–229, 232, 233
– Stromzwischenkreis, 212, 215–217
Einschaltverluste, 676, 682, 683, 690, 696, 697, 712
Einzel–TSE–Beschaltung, 395
Einzellöschung, 534
elektronische Betriebsgeräte, 1121
– für Hochdruck–Entladungslampen, 1131
– für Leuchtstofflampen, 1123
– für Metalldampflampen, 1134, 1136, 1142
– für Natrium–Entladungslampen, 1143
– Leistungsfaktor–Korrektur, 1123, 1127
elektronische Transformatoren, 1149
Energieübertragung
– statische Stabilität, 966
Entladeströme, 754
Entladezeit, 391
Entladungslampen, 1097
– Edelgas, 1102
– Natriumdampf, 1101
– Quecksilberdampf, 1098
– Zündung, 1097, 1104
Entlastungsschaltung, 394, 426, 461, 650
– Optimierung, 395, 397
– verlustfrei, 470, 485, 650
erzwungene Kommutierung, 4, 6, 8, 440

FACTS, 1003
Fehlerstromschutzschalter, 774
Feinstruktur–GTO, 697

feldorientierte Regelung, 366
Feldschwächbereich, 384–386, 412, 532, 641, 702, 706
Feldschwächbetrieb, 149, 186, 408, 419
Finite Impulse Response Filter, 997
FIR–Filter, 997, 999
Flankenpulsmodulation, 557, 561, 563, 566, 568, 598, 602, 603, 702, 723
Flexible AC Transmission System, 1003
Flexibles AC Übertragungssystem, 1003
Flicker, 957, 958, 961, 988, 995, 997
Flickergrenze, 962
Flickerreduzierung, 962, 995
Flußhub, 393
flying capacitor–Wechselrichter, 623
Flying Inductor Topologie, 1086
Fly Wheel Generator FWG, 1003
Fördermengenregelung, 413
Folgesteuerung, 134, 339
Forward Recovery, 427, 530, 652
Fourier–Analyse, 40, 995
Fourier–Koeffizienten, 40, 41, 47
Freihaltezeit, 652, 654
Freiwerdezeit, 37, 38, 99, 356, 358, 384, 391, 444, 652
fremdgeführte Stromrichter, 4, 6
Frequenzelastischer Trapezumrichter, 149
Frequenzverhältnis, 552
Fünffach-, Siebenfach-Taktung, 598
Fünffach-Taktung, 598
Funktions-Ersatzschaltbild
– Indirekter Matrixkonverter, 244
– Spannungszwischenkreis, 208
– Stromzwischenkreis, 218, 219
FWG, 1003, 1006

Gasentladung, 1103
Gatestruktur, 394
Gebläse, 314
Gegenparallelschaltung, 98, 104
Gegenspannung im Lastkreis, 23
Gegenstrombremsung, 309
Geräuschmessung, 1152
getakteter Integrator, 982
Gewichtsfunktion, 997
Gleichrichten, 1
Gleichspannungsmittelwert, 16, 400
Gleichspannungswandler, 437, 438, 776
– abschaltbare Bauelemente, 458
– Ankerspannungsumkehr, 501
– Boost–Wandler, 498, 779
– Buck–Boost–Wandler, 499, 779
– Buck–Wandler, 497, 779
– Ćuk–Wandler, 779
– Drosselinvers–Wandler, 779
– Gleichspannungswandler–Schaltung mit RCTs, 455
– grundlegende Steuerung, 491
– Grundschaltung mit GTO, 458
– Hochsetzsteller, 498, 779
– Interleaved-Wandler, 508
– Leistungsfaktor–Korrektur, 511
dreiphasige Leistungsfaktor–Korrektur, 515
einphasige Leistungsfaktor–Korrektur, 513
Grundschwingungsgehalt, 511
Leistungsfaktor, 511
Total Harmonic Distortion THD, 511
Verschiebungsfaktor, 511
ZCT– und ZVT–Leistungsfaktor–Korrektur–Topologien, 515
– Pulsfolgesteuerung, 493
– Pulsweitensteuerung, 491
– RCD–Beschaltung, 461
– Schaltung mit RCTs, 455
– Schaltung mit zusätzlichem Spannungsbegrenzer, 466
– Schaltungs–Abwandlungen mit Löschkreis, 454
– Sepic–Wandler, 779
– sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler–Schaltung, 446
– sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler-Schaltung, 446
– Tastgrad, 438
– Tiefsetzsteller, 438, 497, 779
– Tröger–Schaltung, 440
– verlustfreie Entlastungsschaltung Boehringer, 470, 471, 479

Marquardt, 485
– Zellwandler, 779
– Zeta–Wandler, 779
– Zweipunktregelung, 493
Gleichspannungswandler–Schaltung mit RCTs, 455
Gleichstrom-Umrichten, 1
Gleichstrommaschine
– Regelung, 180, 182
– Zeigerdiagramm, 177
gleichstromseitige Kommutierung, 6
Gleichstromsteller, 437, 537, 539
Gleichstromstellerschaltungen, 496
– Boost–Wandler, 498
– Buck–Wandler, 496
– Ein–und Mehr–Quadrant–Betrieb, 496
– generatorischer Ein–Quadrant–Betrieb, 498
– motorischer Ein–Quadrant–Betrieb, 496
– Vier–Quadrant–Betrieb, 505
– Zwei–Quadrant–Betrieb, 500, 501
Gleichtaktspannung, 749
Glimmentladung, 1103
Grundfrequenztaktung, 527, 529, 537, 539, 541, 664, 696, 697, 699, 701, 702, 708, 712, 720, 723
Grundfunktion
– Direkter Matrixkonverter, 254
– Spannungszwischenkreis, 199
– Stromzwischenkreis, 210, 219
Grundfunktionen der Energiewandlung, 1
Grundfunktionen von Stromrichtern, 1
Grundschwingungs–Blindleistung, 55, 59, 993, 995
Grundschwingungs–Scheinleistung, 59, 316
Grundschwingungs–Verschiebungswinkel, 78
Grundschwingungsgehalt, 48, 49, 57, 78, 110, 702
GTO
– Abschaltstrom, 705
– Abschaltvorgang, 460
– Durchlaßverluste, 712
– dynamische Beanspruchung, 460
– dynamische Blockierspannung, 703
– Entlastungsschaltung, 426, 461
– Feinstruktur–GTO, 697
– hart angesteuerter GTO, 548, 697
– periodische Blockierspannung, 703, 710
– RCD–Beschaltung, 426, 461, 674
– Sperrschichttemperatur, 714
– Sperrverluste, 712
– symmetrische Beschaltung, 688, 706
– unsymmetrische Beschaltung, 680, 706

H–Schaltung, 104, 107
Halbgesteuerte Sechspuls–Brückenschaltung, 116
Halbgesteuerte Zweipuls–Brückenschaltungen, 131
harmonic-producing loads, 1033
harmonische Balance, 165
High Speed Phase Shifter HSPS, 1004, 1005
Hilfsthyristoren, 127
Hochfrequenter Rotor–Erdstrom, 757
Hochleistungsantriebe, 358
Hochsetzsteller, 498, 779
Höherpulsige Schaltungen, 91
– M6–Schaltung, 91
– Sechspuls–Mittelpunktschaltung, 91
– Zwölfpuls–Brückenschaltung, 92
– Zwölfpuls–Saugdrosselschaltung, 94
HSPS, 1004, 1006
Hüllkurvenumrichter, 146
hybrid active filters, 1046
Hybride–Mehrpunkt–Wechselrichter, 629
Hybride Konverterschaltungen, 196
Hybride Matrixkonverter, 279
Hybridfahrzeuge, 1008
Hybridlager, 771
Hybridsysteme, 1008
Hystereseregler, 422

I–Umrichter, 369
– AC-AC–Konverter mit Stromzwischenkreis, 209
– Anfahren, 375, 384
– Anschlußspannung, 399
– Dioden–Beanspruchung, 392
– Drehmoment–Oberschwingungen, 371

– Drehrichtungsumkehr, 375
– Drehzahlregelung, 417
– Einspeisung, 398
– Hilfs–GTOs, 420
– Kaskadenregelung, 420
– Klemmenspannungsregelung, 416
– Kommutierung, 371, 427
– Kommutierungsdauer, 384
– Kondensatorbank, 419, 420
– kritische Betriebszustände, 384
– netzgeführter Stromrichter, 398
– Oberschwingungsmomente, 371
– Phasenfolgelöschung, 370, 371
– Pulsbetrieb, 375, 383, 384
– Pulsweitenmodulation, 420
– Regelung, 416
– Schaltzustände, 424, 425
– Schlupf–Strom–Kennlinienregelung, 418
– Spannungsbeanspruchung, 381
– Spannungskonversion, 214
– Stromkonversion und Raumzeigermodulation, 212
– Thyristor–Beanspruchung, 390
– Zusatzschaltung, 397, 398
ideelle Gleichspannung, 83
ideeller Gleichspannungsmittelwert, 89
IGCT, 548, 697
Imbricated–Mehrpunkt–Wechselrichter, 623
indirekte Kommutierung, 440
Indirekter Matrixkonverter, 189, 195, 196, 220, 224, 275
– Ausgangsspannungsraumzeiger, 229, 240
– Aussteuergrenze, 241
– Eingangsstromraumzeiger, 227–229, 232, 233
– Funktions-Ersatzschaltbild, 244
– Raumzeigermodulation, 228, 231
– Schaltungsstruktur, 224
– Schaltzustandssequenz, 228, 232, 234, 235
– Spannungskonversion, 227, 228, 230, 247
– Stromkonversion, 227, 228, 230, 247
– stromlose Kommutierung, 195, 206, 284, 285
indirekte Statorgrößenregelung, 602
induktiver Gleichspannungsabfall, 32
Injektion von Harmonischen, 569
Interleaved-Wandler, 508
isolierte Lager, 770

Kapazitive Ladeströme, 758
Kapazitive Umladeströme, 754
Kaskadenregelung, 420
Kaskadierter Mehrpunkt–Wechselrichter, 625, 629
Keramiklager, 771
Klemmenspannungsregelung, 416
Kommutierung, 2, 58, 73, 172, 543
– Einzellöschung, 534
– erzwungene Kommutierung, 440
– fremdgeführt, 4
– gleichstromseitig, 6
– I–Umrichter, 371, 427
– indirekte Kommutierung, 440
– Kommutierungsbedingung, 655, 661
– lastgeführt, 4, 347, 355
– Löschschaltungen, 441, 444, 454, 534
– mechanisch, 2
– natürliche Kommutierung, 4
– netzgeführt, 4, 28
– Phasenlöschung, 534, 650
– Spannungsabfall, 32, 77, 327, 362
– stromlose Kommutierung, 195, 206, 284, 285
– Summenlöschung, 536, 545
– U–Umrichter, 534, 545, 652, 659
– überlappend, 408
– Überlappungswinkel, 30, 59, 76, 316, 355, 356, 359
– USK, 316
– wechselstromseitig, 6
– Zwangskommutierung, 4, 141, 440
Kommutierungs–Blindleistung, 58, 60, 344
Kommutierungs–Kondensator, 370, 371, 385, 388
Kommutierungs–Resonanzkreis, 374, 379
Kommutierungsbedingung, 655, 661

Kommutierungsdauer, 371, 380, 384
Kommutierungsdiode, 370
Kommutierungsdrossel, 104, 392
Kommutierungshilfen, 370, 534
Kommutierungsinduktivität, 355
Kommutierungsschaltungen, 534
Kommutierungsspannung, 29, 73
Kommutierungsverluste, 663
Kommutierungszeit, 28, 37, 53, 355
Kondensatorbank, 419, 420
Kondensatorbatterie, 332
Kontaktgleichrichter, 2
Konventionelle Betriebsgeräte, 1104
– für Hochdruck–Entladungslampen, 1120
– Zündung, 1120
konventioneller direkter Matrixkonverter (CMC), 195
konventioneller indirekter Matrixkonverter (IMC), 195
Kreiselpumpe, 413, 414
Kreisstrom, 99, 100
kreisstromarmer Umkehrstromrichter, 103
Kreisstromdrossel, 100, 106
kreisstromfreie Gegenparallelschaltung, 98
kreisstromfreier Umkehrstromrichter, 98
Kreuzschaltung, 98, 100, 106
kritische Länge, 735
Kritische Länge, 735
Kühlung, 712
Kurzunterbrechung, 340

Lade–Blindleistung, 964, 967
Längs–Impedanz, 964
Längs–Scheinwiderstand, 964
Längs–Spannungsabfall, 961
Lager, 754
Lagerkapazitäten, 528
Lagerstrom, 749
Lastabwurf–Spannung, 968
lastgeführte Kommutierung, 347, 355
lastgeführter Stromrichter, 4, 342, 354
Lastkommutierung, 4
Lastseite, 41
LCC–Resonanzkonverter, 874
LCC–Resonanztopologie, 869
Leerlaufstrom, 411, 412
Leistung, 619
leistungselektronische Simulation, 1172, 1177–1179
Leistungsfaktor, 54, 56, 58, 109–112, 118, 123, 131, 135, 142, 144, 956
– Kommutierungs–Blindleistung, 58
– Leistungsfaktor, 56
– Verschiebungs–Blindleistung, 55
– Verzerrungs–Blindleistung, 55
Leistungsfaktor–Korrektur, 511, 1123, 1127
– Regelung, 518
Leistungshalbleiter, 673
– Modellbildung, 1174, 1175
– SPICE–Modelle, 1175
Leiter-Erd-Spannungsbeanspruchung, 746
Lichtbogenofen, 956, 959, 977, 987, 988, 999, 1001
Lichtquellen, 1093
LLCC–Topologie, 871
Löschverhältnis, 655
löschbare unsymmetrische Brücke (LUB), 142
löschbare unsymmetrische Brückenschaltung, 140, 142
Löschschaltungen, 441, 444, 454, 534
Löschschaltungen für U–Wechselrichter, 534
Löschverhältnis, 661
low-voltage hybrid active filters, 1050
LUB, 142
Lückbereich, 16
Lückgrenze, 16, 25
Lüfter, 384, 416
Luftdrossel, 372, 392

M2–Schaltung, 9
M3–Schaltung, 62, 72, 79
M6–Schaltung, 91
MACRDCLI, 948
Magnetisierungskennlinie, 411
Maschinenwicklung, 739
Maschinenzuleitung, 735, 758
Matrixkonverter, 188

– EMV-Filter, 285, 287
maximale Sperrspannung, 84, 89
mechanischer Kommutator, 2
Mehrfachtaktung, 601
Mehrpunkt–Wechselrichter, 632, 638
Mehrpunkt-Wechselrichter, 610
Mehrschrittkommutierung, 268
– Vierschrittkommutierung, 268–270
– Zweischrittkommutierung, 269–271, 283
mehrstufiger Blindstromsteller, 991
Mindestausschaltzeit, 679, 694, 702
Mindesteinschaltzeit, 679, 694, 702
Mindestlastpunkt, 412
Mittelpunktschaltung
– M3–Schaltung, 72
Mittenpulsmodulation, 555, 560, 562, 568, 598, 601–603, 723
Modellbildung, 1174, 1175
Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter, 948
Modulationsverfahren, 384, 632
Motoreingangsimpedanz, 768
MPP–Tracking, 1080
Multi–Input–Beschreibungsfunktion, 165
Multi–resonante Wandler, 793, 840
– Betriebsmodi, 847
– Entwurf, 864
– Kurzschluß, 863
– Leerlauf, 856

natürliche Kommutierung, 4, 6
natürliche Leistung, 966
natural sampling, 594
netzgeführte Kommutierung, 28
Netzgeführte Kommutierung, 28
netzgefuehrter Stromrichternetzgeführte Stromrichter, 398
netzgeführte Stromrichter, 4, 9
netzgekoppelte Photovoltaik-Wechselrichter, 1082
Netzinnenwiderstand, 958
Netzrückwirkungen, 40, 51, 311
Netzseite, 46
Netzstrom–Grundschwingung, 84, 90
Netzumschaltung, 340
Netzunterbrechung, 340
Neunfachtaktung, 562, 563, 574
Neutral–Point–Clamped, 610
Neutral–Point–Clamped Inverter, 610
nichtlineare Quantisierung, 510
nicht synchronisierte Modulation, 552
Niederdruckentladungslampen, 1107
NLRPI, 935, 942
Non Linear Resonant Pole Inverter, 935, 942
Normierung
– multi–resonante Wandler, 844
– quasi–resonante Wandler, 797
Normmotor, 407
Notching DC Link Inverter, 930
NPC, 610
Null–Raumzeiger, 424
Nullpunkt-Stabilisierung, 619
Nullspannungsschalter, 650, 787
– Halbschwingungsversion, 787
– Vollschwingungsversion, 789
Nullstromschalter, 526, 650, 791
– Halbschwingungsversion, 791
– Vollschwingungsversion, 791

Oberschwingungen, 41, 46
Oberschwingungen und Netzrückwirkungen, 40
– Grundschwingungsgehalt, 48
– Lastseite, 41
– Netzrückwirkungen, 51
– Netzseite, 46
– Oberschwingungen, 41, 46
– Welligkeit, 43
Oberschwingungs–Blindleistung, 316
Oberschwingungsfaktor, 661, 662
Oberschwingungsgehalt, 43
Oberschwingungsmomente, 172, 313, 350, 371, 601, 645
Ofenstrom, 987, 988, 999
Off–Line–Optimierung, 384, 420
Off–Shore–Tender, 1008
OFT, 603
ohmsch–induktiver Widerstandsbelag, 964
ohmsch–kapazitiver Ableitungsbelag, 964

On-Line Optimized Pulse Pattern, 605
Optimal Flux Tracking (OFT), 603
Optimierte Pulsmustererzeugung, 597

Parallelkondensator, 969
Parallel Resonant DC Link Inverter, 933, 952
passive Filter, 1035
passive filters, 1035
Phase Disposition, 637
Phasenebenen–Analyse, 796
Phasenfolge–Wechselrichter, 370
Phasenfolgelöschung, 370, 371
– Kommutierungs–Resonanzkreis, 374
– Kommutierungsdauer, 380
– Schonzeit, 380
Phasenlöschung, 534, 650
Phasenraumbeschreibung, 841
Phasenvervielfachung, 990
Phase Opposition Disposition, 637
Phase Shedding, 508
photovoltaische Solarenergieanlagen, 1069
polarisierte TSE–Beschaltung, 394
Polradlagetaktung, 366
Polradwinkel, 360
positive peak sampled, 594
practical applications of active pilters, 1064
prädiktive Pulsmustererzeugung, 602, 603
prädiktive Signalverarbeitung, 995
PRDCLI, 933, 952
Pseudo–Feldschwächbereich, 385, 386, 723
psofometrischer Störstrom, 957
Pulsfolgesteuerung, 491, 493
Pulsmuster, 384, 424
– Direkter Matrixkonverter, 265
Pulsverfahren, 534, 548
Pulswechselrichter, 548
Pulsweitenmodulation, 420, 424, 491, 548, 550, 632, 634
– Centre Pulse Modulation, 601
– Dreieck–Rechteck–Modulation, 567, 699, 701
– Dreieck–Sinus–Modulation, 566, 702
– Dreifachtaktung, 554, 643, 701
– Flankenpulsmodulation, 566, 568, 702, 723
– Mehrfachtaktung, 601
– Mittenpulsmodulation, 568
– Mittenpulsmodulation, 601, 723
– Neunfachtaktung, 574
– nicht synchronisiert, 552
– Nullaussteuerung, 559
– Pulsmuster, 601
– Sechsfachtaktung, 573, 643
– Übersteuerung, 601
– Unterschwingungsverfahren, 554, 566, 666
– Zwischenpulsverschiebung, 566
– Zwischenpulsverschiebung, 568, 577
– Zwischenpulsweite, 559, 701
Pulsweitenmodulation (nicht synchronisiert), 551, 553
Pulsweitensteuerung, 491
Pumpen, 314, 384, 412, 413, 416
Pumpenantriebe, 412, 413
Pumpenwirkungsgrad, 414
pure active filters, 1037
PWM–Abtastung, 594
– abgetastetes Sollwertsignal, 594
– asymmetrical sampling, 594
– double edge sampling, 594
– symmetrically sampling, 594
– uniform sampling, 594

Quasi–resonante Wandler, 793, 795
– Bauelement–Beanspruchung, 813, 826
– Vergleich, 829, 830
– ZCS–Halbschwingungsversion, 817
– ZCS–Vollschwingungsversion, 824
– ZVS–Halbschwingungsversion, 797
– ZVS–Vollschwingungsversion, 807
Quecksilberdampf–Gleichrichter, 3
Quer–Admittanz, 964
Quer–Scheinleitwert, 964
Quer–Spannungsabfall, 958, 961
Quin–Drossel, 972, 974
Quin–Reactor–Schaltung, 973
Quintupler, 972

Raumzeiger, 178, 292, 424, 425, 614
Raumzeiger–Zweipunktregelung, 549

Raumzeigerdiagramm, 614
Raumzeigereigenschaften, 591
Raumzeigermodulation, 201, 212, 586, 588, 591, 632, 638
– Direkter Matrixkonverter, 257, 259, 261, 265
– Dreipunkt-Matrixkonverter, 272
– Indirekter Matrixkonverter, 228, 231
– Spannungszwischenkreis, 201
– Stromzwischenkreis, 212, 214
Raumzeigermodulation des CMC, 259
RCD–Beschaltung, 426, 461, 650
– mit Überlaufkondensator, 674
– mit Überspannungsbegrenzer, 466
– symmetrische Beschaltung, 688, 706
– unsymmetrische Beschaltung, 680, 706
RCD–Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator, 674
RCT, 455, 655
RDCLI, 926
Rechteck-Dreieck-Modulation, 572
Rechteck-Dreieck-PWM; Oberschwingungen, 572
Reduktionsfaktor, 995, 996, 1001
Reduktionsfaktor R, 983
Reflexionsvermeidung, 768
Regelung
– Asynchronmaschine, 305, 416
– Bahnlängenregelung, 602
– direkte Selbstregelung, 602
– Direktumrichter, 176
– Drehzahlregelung, 417
– feldorientierte Regelung, 366
– Fördermengenregelung, 413
– Gleichstrommaschine, 180, 182
– Hystereseregler, 422
– I–Umrichter, 416
– indirekte Statorgrößenregelung, 602
– Kaskadenregelung, 420
– Klemmenspannungsregelung, 416
– Polradlagetaktung, 366
– Raumzeiger–Zweipunktregelung, 549
– Schlupf–Strom–Kennlinienregelung, 418
– Schonzeitregelung, 364
– Spannungstaktung, 366
– Stromregelung, 185
– Stromrichtermotor, 365
– Synchronmaschine, 176, 181, 184, 365
– USK, 305
– Zweipunktregelung, 548, 645
regular sampled PWM, 594
rein induktive Last, 21
relative Kurzschlußspannung, 33, 53, 77
Resonant DC Link Inverter, 926
Resonant Pole Inverter, 934
Reverse Recovery, 393, 530
Ringkerne, 394
Rotierende Spannungsraumzeiger, 255, 257–259, 276, 277
RPI, 934
Rückstromspitze, 393, 394
– Begrenzung, 393
rückwärtsleitender Thyristor, 455, 655

sättigbare Spule
– Quin–Drossel, 972, 974
– Quintupler, 972
– Treble–Tripler–Drossel, 972, 974
– Twin–Tripler–Drossel, 972, 974
sättigbare Spulen, 971
Saturated Reactor, 971
Saugdrosselschaltung, 94
Schaltentlastung, 394, 395, 426, 461
– resonante, 786
– transient–resonante, 650, 891
– verlustfrei, 470, 485, 650
Schaltfrequenz, 548, 643, 656, 702, 706, 708, 712, 714
Schaltspannungsschutz, 333
Schaltungen mit Freilaufdiode, 111
Schaltungsstruktur, 224
Schaltverluste, 663, 696, 712
Schaltzustände, 611
Schaltzustandssequenz
– Direkter Matrixkonverter, 265–267, 270, 271, 277
– Indirekter Matrixkonverter, 228, 232, 234, 235
– Spannungszwischenkreis, 202, 205–207
– Spannungszwischenkreis ohne Energiespeicher, 219
– Stromzwischenkreis, 214, 216, 217
Schlupf–Strom–Kennlinienregelung, 418

Schonwinkel, 359
Schonzeit, 38, 39, 328, 355, 358, 378, 380, 391, 444
Schonzeitregelung, 364, 365
Schwingkreiswechselrichter, 8
Schwungradspeicher, 1003
Sechsfachtaktung, 560, 561, 573, 643
Sechspuls–Brückenschaltung, 85
Sechspuls–Mittelpunktschaltung, 91
Sechspuls–Saugdrosselschaltung, 94
Sektorsteuerung, 140–143
selbstgeführter Umrichter SVC, 1003
selbstgeführte Stromrichter, 5, 6
Selbstgeführte Thyristor–Wechselrichter mit Phasenlöschung, 650
– Ausgangsspannung, 656
– Auswahl der Kommutierungselemente, 669
– Dimensionierung, 657
– Gesamte Verlustleistung, 668
– Grenzfrequenz, 656
– Grundgleichungen, 659
– Kommutierung, 659
– Kommutierungsbedingung, 655, 661
– Kommutierungsverluste, 663
– Lastthyristoren, 668
– Laststromverluste, 663
– Schaltung und Arbeitsweise, 651
– Schaltverluste, 663
– Verzögerungszeit, 656
Selbstgeführte Wechselrichter mit eingeprägtem Strom, 369
– abschließende Bemerkungen, 431
– Anwendungsbeispiele, 413
– Auslegungsgang, 384
– I–Umrichter, 418
– Kommutierung, 371
– prinzipielles Systemverhalten, 369
– Pulsbetrieb, 371
– Regelverfahren, 416
– selbstgeführter Wechselrichter, 371
– Weiterentwicklungen, 418
Self Commutated VAR Compensator, 1003
Sepic–Wandler, 779
Sepic-I-Umrichter, 433
Sepic-X-I-Umrichter, 435
Serienhybridfahrzeug, 1008
Serienkondensator, 970
series active filters, 1042
Shoot Through Resonant DC Link Inverter, 931
shunt series active filters, 1037
Siebenfach-Taktung, 598
Sigma–Delta–Modulation, 930
Simulation, 1172
– bauelemente–spezifisch, 1172, 1176
– Device–Simulation, 1176, 1178
– leistungselektronisch, 1172, 1177–1179
– Modellbildung, 1174, 1175
– SPICE–Modelle, 1175
– systemtechnisch, 1172–1174
singuläre Frequenzen, 162, 164, 165, 168
Sinus-Dreieck-Modulation, 559
Sinusfilter, 760
SMES, 1004
Snubber, 325, 333, 394, 395, 426, 461, 470, 485
Spannungs–Gleichtakt–Unterdrückungsfilter, 771
Spannungs–Oberschwingungen, 41, 42, 957
Spannungsbeanspruchung, 619
Spannungsbegrenzer, 466
Spannungskonversion, 214
– Direkter Matrixkonverter, 257, 263
– Indirekter Matrixkonverter, 227, 228, 230, 247
– Spannungszwischenkreis, 201, 209
– Stromzwischenkreis, 214, 219
Spannungsreflexion, 725
Spannungsstabilisierung, 963, 981
Spannungsstellbereich, 641
Spannungssteuerung, 532
Spannungstaktung, 366
Spannungszeitfläche, 13, 31, 76, 331, 400
Spannungszeitflächenverlust, 31
Spannungszwischenkreis, 188, 189, 192, 199
– Ausgangsspannungsraumzeiger, 201, 202, 206
– Aussteuergrenze, 208
– Funktions-Ersatzschaltbild, 208
– Grundfunktion, 199

– ohne Energiespeicher, 219
– Raumzeigermodulation, 201
– Schaltzustandssequenz, 202, 205–207
– Spannungskonversion, 201, 209
– Stromkonversion, 205, 208, 209
Spannungszwischenkreis ohne Energiespeicher, 219
– Schaltzustandssequenz, 219
Sparse Matrix Converter, 249, 252
Sperrschichttemperatur, 714
sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler–Schaltung, 446
sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler-Schaltung, 446
Sperrverluste, 712
SPICE–Modelle, 1175
Standard-Pulsfolge, 588
Statorstrombelag, 370
Statorwicklung, 749
Steuer–Blindleistung, 10, 55, 344
Steuerkennlinie, 83, 556
Steuerkennlinien, 578, 783
– Halbschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, 823
– Halbschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, 808
– multi–resonante ZVS–Wandlerzelle, 864, 866
– Vollschwingungs–ZCS–Wandlerzelle, 827
– Vollschwingungs–ZVS–Wandlerzelle, 811
Steuerumrichter, 150
Störgrößenaufschaltung, 365
Stoßkurzschlußstrom, 703
Streuinduktivität, 700, 704
streuungsarme Asynchronmaschine, 381
Strom–Oberschwingungen, 41, 47, 49, 645, 957
Strombelag, 370
Stromhub, 411
Stromkonversion, 205, 212
– Indirekter Matrixkonverter, 227, 228, 230, 247
– Spannungszwischenkreis, 205, 208, 209
– Stromzwischenkreis, 212, 219
Stromnullpause, 99, 106, 172
Stromrichter
– fremdgeführt, 4, 6
– lastgeführt, 4, 342, 354
– netzgeführt, 4, 9, 398
– selbstgeführt, 5, 6
Stromrichtermotor, 342
– Anfahren, 347
– Anfahrschaltung, 345
– Auslegung, 354, 359
– Betriebsarten, 360
– Betriebsfälle, 344
– Blindleistung, 344, 354
– Drehmomentschwankung, 349
– Drehmomentverlauf, 348
– drei Gleichstrom–Zwischenkreise, 347
– Erhöhung der Pulszahl, 350
– Feldorientierung, 366
– Hochleistungsantriebe, 358
– Kommutierung, 344
– lastgeführte Kommutierung, 347, 355
– lastgeführter Stromrichter, 342, 354
– Oberschwingungsmomente, 350
– Polradlagetaktung, 366
– prinzipielle Funktion, 342
– Regelung, 365
– Reversiervorgang, 368
– Schonzeitregelung, 364, 365
– Spannungstaktung, 366
– Statorstrombelag, 344
– Steuerung, 354
– Synchronmaschine Erregung, 353
– Zwischenkreisstrom–Taktung, 346
– Zwischenkreistaktung, 359
Stromverdrängungsfaktor, 407
Stromzwischenkreis, 188, 189, 209, 220, 342, 370
– Aussteuergrenze, 217
– Eingangsstromraumzeiger, 212, 215–217
– Funktions-Ersatzschaltbild, 218, 219
– Grundfunktion, 210, 219
– Raumzeigermodulation, 212, 214
– Schaltzustandssequenz, 214, 216, 217
– Spannungskonversion, 214, 219

– Stromkonversion, 212, 219
Stufendrossel, 372, 392–394
Stufenstrom, 393
Stufenzeit, 393
Summen–TSE–Beschaltung, 333, 397
Summenlöschung, 536, 545
Superconducting Magnetic Energy Storage SMES, 1004
supraleitender magnetischer Speicher, 1004
SVC, 1003
symmetrically sampling, 594
Symmetrierung unsymmetrischer Lasten, 959, 960
Symmetrische Schutzbeschaltung, 688
Synchronmaschine, 342
– Blindleistung, 969
– Dämpferstreuung, 359
– Dämpferwicklungen, 356
– dynamisches Flußmodell, 182
– Erregung, 353
– Polradwinkel, 360
– Reaktanzen, 359
– Regelung, 176, 181, 184, 365
– stationäres Flußmodell, 179
– Stromregelkreise, 185
– Übererregung, 354
– Zeigerdiagramm, 177
systemtechnische Simulation, 1172–1174

TCB, 1004
TCDR, 1003, 1006
TCPAR, 1006
TCR, 979, 990, 993, 1003
TCSC, 1003, 1004
TCVAR, 1003
TCVAR mit Thyristoren, 1004
Teilstromrichter, 134
Temperaturstrahler, 1095, 1096
THD, 511
three-phase pure active filters, 1040
Thyristor
– ASCR, 449
– Beanspruchung, 390
– Einzel–TSE–Beschaltung, 395
– Entlastungsschaltung, 394
– Freiwerdezeit, 37, 38, 99, 356, 358, 384, 391, 444, 652
– RCT, 455
– Reverse Recovery, 393
– rückwärtsleitender Thyristor, 455, 655
– Schonzeit, 38, 39, 328, 355, 358, 378, 380, 391, 444
– Summen–TSE–Beschaltung, 397
– TSE–Beschaltung, 394
– unsymmetrischer Thyristor, 449
Thyristor–geschalteten Serienkondensators TCSC, 1005
thyristor–geschalteter Dämpfungswiderstand TCDR, 1003
thyristor–geschalteter Kondensator, 978
Thyristor–geschalteter Kondensator
– Doppelschwingungsversion, 978
– Halbschwingungsversion, 978
thyristor–geschalteter Serienkondensator TCSC, 1003
thyristor–gesteuerter Schalter TCB, 1004
thyristor–gesteuerte Spule TCR, 1003
Thyristor–gesteuerte Spule TCR, 979
Thyristor–Kommutierung, 392
Thyristor–Wechselrichter, 543, 650
Thyristor Controlled Circuit Breaker TCB, 1004
Thyristor Controlled Damping Resistor TCDR, 1003
Thyristor Controlled Phase Angle Regulator TCPAR, 1005, 1006
Thyristor Controlled Series Capacitor, 1003
Tiefsetzsteller, 438, 497, 779
TLC, 603
Torsionseigenfrequenz, 350
Total Harmonic Distortion, 511
Track Length Control (TLC), 603
traditional passive filters, 1035
Trafo–Typenleistung, 90
Traktionsantriebe, 1009
– DC-Netze, 1010
– Dieselelektrische Systeme, 1029
– Leistungshalbleiter in der Traktion, 1031
– Mehrsystemstromrichter, 1022
AC, DC 3000 V und DC 1500 V, 1027

AC 15 kV und 25 kV, 1022
AC und DC 3000 V, 1022
AC und DC 750 V / 1500 V, 1022
– Spannungszwischenkreisumrichter, 1013
Umrichtertopologien DC 1500 V, 1014
Umrichtertopologien DC 3000 V, 1014
Umrichtertopologien DC 750 V, 1013
– Traktion, 1009
– Traktion AC-Netze, 1016
Transformator
– Auslegung, 60
– Bauleistung, 67
– Typenleistung, 67, 79, 80, 84, 90, 326, 327, 399
Transformator–Auslegung, 60
– Gleichstrom–Vormagnetisierung, 60
– M3–Schaltung, 62
– Transformator–Bauleistung, 67
Transformator–Bauleistung, 67
Transient–resonante Wandler, 891
– ZCT–Brückenwandler, 909, 916
– ZCT–Schalter, 892
– ZCT–Zellwandler, 895
– ZVT–Brückenwandler, 918
– ZVT–Schalter, 893
– ZVT–Zellwandler, 902
Transient-state performance of the hybrid filter, 1062
transiente Spannungsverteilung, 739
Trapezumrichter, 146, 147, 149
Treble–Tripler–Drossel, 972, 974
Tröger–Schaltung, 440
TSE–Beschaltung, 325, 333, 394
– Optimierung, 395, 397
Twin–Tripler, 973
Twin–Tripler–Drossel, 972, 974
Typengleichstrom, 398

U–Umrichter, 526
– Additionsverfahren, 532
– Amplitudensteuerung, 532
– Auslegung, 643, 657, 697
– Ausschaltverluste, 678, 679, 685, 687, 691, 692, 696, 697, 712
– Blockbreitensteuerung, 532
– Bremsbetrieb, 647
– Dimensionierung, 643, 657
– direkte Pulsmuster, 645
– Drehmoment–Oberschwingungen, 645
– Drehspannungssystem, 527
– Dreieck–Rechteck–Modulation, 567, 699, 701
– Dreieck–Sinus–Modulation, 566, 702
– Dreifachtaktung, 554, 643, 701
– Durchlaßverluste, 663
– Eingangsschaltungen, 647
– Einschaltverluste, 676, 682, 683, 690, 696, 697, 712
– Einzellöschung, 534
– Feldschwächbereich, 532
– Grundfrequenztaktung, 527, 529, 537, 539, 541, 664, 696, 697, 699, 701, 702, 708, 712, 720, 723
– Kommutierung, 534, 545, 652, 659
– Kommutierungsbedingung, 655, 661
– Kommutierungsverluste, 663
– Kühlung, 712
– Löschverhältnis, 655
– Löschschaltungen, 534
– Löschverhältnis, 661
– Mindestausschaltzeit, 679, 694, 702
– Mindesteinschaltzeit, 679, 694, 702
– mit Gleichstromsteller, 537
– mit Stromrichter–Einspeise–Stellglied, 546
– Neunfachtaktung, 574
– Oberschwingungsfaktor, 661
– Phasenlöschung, 534, 650
– Prinzipschaltbild, 528
– Pulsverfahren, 548
– Pulswechselrichter, 548
– Pulsweitenmodulation, 550, 634
– Raumzeiger–Zweipunktregelung, 549
– Raumzeigerdiagramm, 614
– Schaltfrequenz, 548, 643, 656, 702, 706, 708, 712, 714
– Schaltverluste, 663, 696, 712
– Schutzkonzept, 703
– Schwenkverfahren, 532
– Sechsfachtaktung, 573, 643
– Sicherheitsfaktoren, 705, 711, 712

– Spannungs–Oberschwingungen, 577, 579
– Spannungsgrenzen, 559, 576, 643
– Spannungssteuerung, 532
– Spannungsverläufe, 529
– Steuerkennlinien, 575, 701
– Strom–Oberschwingungen, 580, 582, 583, 643, 645
– Summenlöschung, 536, 545
– Thyristor–Wechselrichter, 543, 650
– Unterschwingungsverfahren, 554
– Unterschwingungsverfahren, 566, 666
– Verluste, 712
– Wechsel–Sperrzeit, 678–680, 692, 694, 702, 706, 709
– Wechselrichtertotzeit, 576, 644, 701
– Wechselrichtertotzeit T_t, 559
– Zweipunkt–Wechselrichter, 527
– Zweipunktregelung, 548, 645
– Zwischenkreiskondensator, 646, 710
– Zwischenkreisspannung, 646, 698
– Zwischenpulsverschiebung, 566, 644
U–Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung, 536
überlappende Kommutierung, 408
Überlappungswinkel, 30, 59, 76, 316, 355, 356, 359
Überlastfaktor, 398
Überlastpunkt, 399, 412
Übermodulation, 581, 591
Übermodulation-Raumzeigermodulation, 591
Überspannungsschutz, 394
Übersteuerung, 581
Ultra Sparse Matrix Converter, 250
Umkehrstromrichter, 97, 145, 153, 157, 172
– Gegenparallelschaltung, 98, 104
– H–Schaltung, 104, 107
– kreisstromarm, 103
– kreisstromarmer Umkehrstromrichter, 103
– kreisstrombehaftet, 100, 106
– kreisstromfrei, 98, 104
– kreisstromfreie Gegenparallelschaltung, 98
– kreisstromfreier Umkehrstromrichter, 98
– Kreuzschaltung, 98, 100, 106
Umladezeit, 444
Umrichterausgangs–Filter, 760
Umrichterbedingte Lagerströme, 749
Umrichter mit Gleichspannungs–Zwischenkreis, 527
Umrichterspeisung, 743
Ungesteuerte netzseitige Diodenbrücke, 537
uniform sampling, 594
Unsymmetrische Beschaltung, 680
unsymmetrischer Thyristor ASCR, 449
Unterschwingungsverfahren, 554, 566, 666
– Aussteuerungsgrad a_0, 566
Untersynchrone Stromrichterkaskade, 290
– Anlaßwiderstand, 318, 319
– Aufbau, 290
– Auslegung, 314
– Betriebsbereich, 309, 310, 323
– Blindleistungs–Kompensation, 332
– Drehmoment–Oberschwingungen, 313
– Drehzahl–Drehmoment–Kennlinien, 302
– Einschränkungen, 305
– Folgesteuerung, 339
– Funktion, 290
– Gegenstrombremsung, 309
– Gleichrichterbrücke, 323
– Kommutierung, 316
– Netzrückwirkungen, 311
– Netzunterbrechung, 340
– Oberschwingungsmomente, 313
– Regelung, 305
– Schaltplan, 290, 306, 315
– Schaltspannungsschutz, 333
– Schlupfgrenzen, 323
– Serien–Parallel–Umschaltung, 336
– Sonderausführungen, 336
– Überdimensionierung, 317
– übersynchroner Betrieb, 311
– umschaltbare Kaskade, 336
– untersynchroner Betrieb, 310
– untersynchrones Bremsen, 309

– Vorfluten der Dioden, 334–336
– Wechselrichterbrücke, 325
– Wechselrichterkippen, 310
– Widerstandsmoment, 314
– Zwischenkreisdrossel, 330
– Zwischenkreisspannung, 303
– Zwischenkreisstrom, 304
– zwölfpulsige Schaltung, 313, 338

V–Schaltung, 157
Ventilstrom, 84, 89
Verbraucher–Kompensation, 956
vereinfachter ANPC, 630
Vereinfachte Schaltungstopologien indirekter Matrixkonverter, 249
Vergleich Schutzbeschaltungen, 693
verlustfreie Entlastungsschaltungen
– Boehringer, 470, 471, 479
– Marquardt, 485
Vermeidung umrichterbedingte Ladeströme, 770
Verschiebungs–Blindleistung, 10, 55, 59, 60, 109, 112, 116, 121, 123, 140, 141, 316
Verschiebungsfaktor, 56, 109, 142, 144, 956
Very Sparse Matrix Converter, 252
Verzerrungs–Blindleistung, 55, 57, 60, 110, 142, 316
Vierpunkt– diode–clamped Wechselrichter, 616
voltage-flicker reduction, 1064
Voltage Peak Controlled RDCLI, 928
Vorfluten der Dioden, 334–336
VPCRDCLI, 928

Wechsel–Sperrzeit, 678–680, 692, 694, 702, 706, 709
Wechselrichten, 1
Wechselrichterabstand, 326–329
Wechselrichterbetrieb, 34
Wechselrichterkippen, 37, 38, 40, 103, 107, 310, 328, 354, 359
Wechselrichtersteuerwinkel, 359
Wechselrichtertotzeit, 576, 644, 701
Wechselrichtertotzeit T_t, 559
Wechselrichtertrittgrenze, 37, 38, 40, 99–101, 109, 117, 128, 135, 137, 325–327
Wechselstrom–Schalter, 7
Wechselstrom–Steller, 4, 7
Wechselstrom–Umrichter, 1
Wechselstrom-Umrichten, 1
wechselstromseitige Kommutierung, 6
Wechselstromsteller, 8
Wellensteuerwinkel, 360
Wellenwiderstand, 966
Welligkeit, 43
Wicklungsisolierung, 743
Widerstandsmoment, 314
Wiederzündspitzen, 1106
Windkraftanlage, 341

Yz–Schaltung, 79

ZCS–Bedingung, 820
Zeitbereichsanalyse, 877
Zellwandler, 779
– isolierbar, 783
– multi–resonant, 840
– quasi–resonant, 795
– transient–resonant, 894
Zero–Current–Switching (ZCS), 791
Zero–Current–Transition (ZCT), 892
Zero–Voltage–Switching (ZVS), 787
Zero–Voltage–Transition (ZVT), 893
Zero Current Switching (ZCS), 521, 650
Zero Voltage Switching (ZVS), 521, 650
Zeta–Wandler, 779
Zu- und Gegenschaltung, 122
Zusatzbeanspruchungen Drehfeldmaschine, 724
– Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, 725
– Entladeströme, 754
– Fehlerstromschutzschalter, 774
– Filter, 760–768
– Gleichtaktspannung, 749
– kapazitive Umladeströme, 754
– Lagerströme, 749
– Leiter-Erd-Spannungsbeanspruchung, 746
– Maschinenwicklung; transiente Spannungsverteilung, 739
– Maschinenzuleitung; Länge, 735
– Motoreingangsimpedanz, 768
– Reflexionsvermeidung, 768

– Spannungsreflexion, 725
– umrichtergespeiste Antriebe, 774
– Vermeidung umrichterbedingte Ladeströme, 770
– Wicklungsisolierung, 743
ZVS–Bedingung, 799
Zwangskommutierung, 4, 141, 440
Zweipuls–Brückenschaltung, 82
Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung), 9
– allgemeine ohmsch–induktive Last, 16
– bezogener Spannungsabfall, 32
– Freiwerdezeit, 37
– Gegenspannung im Lastkreis, 23
– Gleichspannungsmittelwert, 16
– Ideale Glättung, 13
– induktiver Gleichspannungsabfall, 32
– Kommutierungsspannung, 29
– Kommutierungszeit, 28
– Lückgrenze, 16
– Netzgeführte Kommutierung, 28
– Ohmsche Last, 10
– rein induktive Last, 21
– Spannungszeitflächenverlust, 31
– Überlappungswinkel, 30
– Wechselrichterbetrieb, 34
– Wechselrichterkippen, 37
– Wechselrichtertrittgrenze, 37
Zweipunkt–Umrichter mit netzgeführtem Stromrichter, 546
Zweipunkt–Wechselrichter, 527, 539
– Additions– oder Schwenk–Verfahren, 532
– Amplitudensteuerung, 532
– Ansteuerungsgrad, 559
– antiparallele Diode, 530
– Aussteuerungsgrad a_0, 566
– Dreieck–Rechteck–Modulation, 578
– Dreifachtaktung, 554–557
– Einzellöschung, 534
– Flankenpulsmodulation, 557, 561, 563
– Frequenzverhältnis, 552
– Gleichstromsteller, 539
– Grundfrequenztaktung, 527, 565
– Grundschwingungstaktung, 565
– Injektion von Harmonischen, 569
– Kommutierung des selbstgeführten Wechselrichters, 543
– Kommutierungsschaltungen, 534
– Lagerkapazitäten, 528
– Löschschaltungen für U–Wechselrichter, 534
– Mittenpulsmodulation, 555, 560, 562
– Neunfachtaktung, 562, 563
– nicht synchronisierte Modulation, 552
– Phasenlöschung, 534
– Pulsverfahren, 534
– Pulsweitenmodulation, 548, 550
– Pulsweitenmodulation (nicht synchronisiert), 553
– Raumzeigermodulation, 586, 588
– Rechteck-Dreieck-Modulation, 572
– Rechteck-Dreieck-PWM; Oberschwingungen, 572
– Sechsfachtaktung, 560, 561
– Sinus-Dreieck-Modulation, 559, 565
– Sinus-Dreieck PWM, 566
– Spannungsgrenzen, 558
– Spannungssteuerung, 532
– Standard-Pulsfolge, 588
– Steuerkennlinie, 556
– Steuerkennlinien, 578
– Summenlöschung, 536
– U–Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung, 536
– Übermodulation – Übersteuerung, 581
– Ungesteuerte netzseitige Diodenbrücke, 537
– Unterschwingungsverfahren, 554
– Wechselrichtertotzeit, 558
– Wechselrichtertotzeit T_t, 559
– Zweipunkt–Umrichter mit netzgeführtem Stromrichter, 546
– Zweipunkt–Wechselrichter mit Gleichstromsteller, 537
– Zweipunktregelung, 548
– Zwischenpulsverschiebung, 566
Zweipunkt–Wechselrichter mit Gleichstromsteller, 537
Zweipunktregelung, 493, 548, 645
Zwischenkreisdrossel, 330, 342, 351, 400
– Auslegung, 330, 400
– Spannungszeitflächen, 331, 400

– Typenleistung, 330, 402
– Typenstrom, 330
Zwischenkreiskondensator, 646, 710
Zwischenkreisspannung, 303, 400, 646, 698
Zwischenkreisstrom, 304
– Welligkeit, 330, 331, 388, 390, 402, 406
Zwischenkreisstrom–Taktung, 346
Zwischenkreistaktung, 347, 359
Zwischenpulsverschiebung, 566, 568, 577, 644
Zwischenpulsweite, 559, 701
Zwölfpuls–Brückenschaltung, 92
Zwölfpuls–Saugdrosselschaltung, 94