

Ulrich Schlienz

Schaltnetzteile und ihre Peripherie

Dimensionierung, Einsatz, EMV

7. Auflage

 Springer Vieweg

Schaltnetzteile und ihre Peripherie

Ulrich Schlienz

Schaltnetzteile und ihre Peripherie

Dimensionierung, Einsatz, EMV

7., überarbeitete und erweiterte Auflage

Prof. Ulrich Schlienz
Fakultät Technik
Hochschule Reutlingen
Reutlingen, Deutschland

ISBN 978-3-658-29489-2 ISBN 978-3-658-29490-8 (eBook)
<https://doi.org/10.1007/978-3-658-29490-8>

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

© Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, ein Teil von Springer Nature 2001, 2003, 2007, 2009, 2012, 2016, 2020
Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die nicht ausdrücklich vom Urheberrechtsgesetz zugelassen ist, bedarf der vorherigen Zustimmung des Verlags. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Bearbeitungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von allgemein beschreibenden Bezeichnungen, Marken, Unternehmensnamen etc. in diesem Werk bedeutet nicht, dass diese frei durch jedermann benutzt werden dürfen. Die Berechtigung zur Benutzung unterliegt, auch ohne gesonderten Hinweis hierzu, den Regeln des Markenrechts. Die Rechte des jeweiligen Zeicheninhabers sind zu beachten.

Der Verlag, die Autoren und die Herausgeber gehen davon aus, dass die Angaben und Informationen in diesem Werk zum Zeitpunkt der Veröffentlichung vollständig und korrekt sind. Weder der Verlag, noch die Autoren oder die Herausgeber übernehmen, ausdrücklich oder implizit, Gewähr für den Inhalt des Werkes, etwaige Fehler oder Äußerungen. Der Verlag bleibt im Hinblick auf geografische Zuordnungen und Gebietsbezeichnungen in veröffentlichten Karten und Institutionsadressen neutral.

Springer Vieweg ist ein Imprint der eingetragenen Gesellschaft Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH und ist ein Teil von Springer Nature.

Die Anschrift der Gesellschaft ist: Abraham-Lincoln-Str. 46, 65189 Wiesbaden, Germany

Vorwort zur siebten Auflage

Liebe Leserin, lieber Leser,

Vor Ihnen liegt ein Fachbuch, das meine berufliche Autobiographie enthält. In meinen vielen Berufsjahren habe ich zahlreiche Erfahrungen in der Elektronik gesammelt, die ich zumindest teilweise dokumentieren und, falls Sie daran interessiert sind, auch weitergeben möchte. Über ein Jahrzehnt habe ich bei einem Automobilzulieferer entwickelt. Eine sehr lange Zeit war ich an der Hochschule, wo ich neben der Lehre an viele Industriethemen gearbeitet habe. Und jetzt bin ich im Ruhestand und blicke gelassen auf mein Berufsleben zurück...Nein! Ich mache als Ingenieur-Büro weiter. Und das deshalb, weil leistungselektronischen Lösungen dringend gefragt sind und für die Zukunft der Firmen von existentieller Bedeutung sind. Gerade Mittelständler haben große Not, geeignete Entwickler zu bekommen. Sie benötigen neue Produkte und zwar substanziiell neue Produkte, nicht nur eine neue Bedienoberfläche.

Ein Entwicklungsingenieur in der Leistungselektronik benötigt neben der fachlichen Qualifikation eine ganz wichtige Charaktereigenschaft: Er muss sich trauen! Er muss den Mut haben, an hohen Spannungen zu messen und mit großen Strömen zu hantieren. Und Mut sei hier bitte nicht als Leichtsinns verstanden. Ein mutiger Ingenieur, eine mutige Ingenieurin kann nur jemand sein, der genau weiß, was er tut. Und das zu jedem Zeitpunkt und bei jedem Handgriff. Und genau das macht die Leistungselektronik so anspruchsvoll. Um zu wissen, was wir tun, brauchen wir Kenntnisse über die Physik, die Lehre der Natur. Niemals können wir uns über die Natur hinwegsetzen. Wir können sie für unsere Technik nutzen, voll ausschöpfen, aber wir dürfen sie niemals überreizen. Dann benötigen wir die Mathematik, um unsere Schaltungen und magnetischen Kreise zu berechnen. Dazu müssen wir allerdings in die Mathematik „einsteigen“. Wir müssen unsere technische Fragestellung erstmal in die Mathematik hineinbringen. Genau diesen Schritt zelebriert das vorliegende Buch in fast jedem Kapitel. Mit der Mathematik können wir das Verhalten unserer Schaltung vorausberechnen und erkennen wie sich die unterschiedlichen Parameter auf die Ausgangsgrößen und die Belastung der Bauelemente auswirken.

Wir benötigen aber auch die Grundlagen der Elektrotechnik und da führt kein googeln daran vorbei. Wir brauchen sie wirklich! Und wer da anderer Meinung ist, sollte die Finger von der Leistungselektronik lassen.

Des Weiteren brauchen wir die Schaltungstechnik. Wer da noch unbedarft ist, dem empfehle ich die Bibel (für Schaltungstechniker) Tietze/Schenk und die Application Notes der IC-Hersteller, die bisweilen komplette Bauanleitungen enthalten.

Wir brauchen auch Kenntnisse über die Aufbautechnik, denn am Ende unserer Arbeit soll ein Produkt stehen. Welche Möglichkeiten gibt es überhaupt? Was ist fertigungstechnisch machbar? Was kostet es? Wie kriege ich da die Wärmeabfuhr hin? Wie mache ich mein Layout?

In praktisch jeder Leistungselektronik steckt heute ein kleiner Micro-Controller. Den müssen wir auswählen und programmieren können. Aber jetzt kommen Sie, verehrter Leser bitte nicht auf die Idee, dass Micro-Controller-Kenntnisse alleine ausreichend wären. Das ist nur das Scharnier des Deckels.

Und dann benötigen wir EMV-Kenntnisse. Einige Grundlagen dazu finden Sie in den Kapiteln 25 bis 28 und Sie werden erkennen, dass wir nicht immer gleich Maxwell und die Vektoranalysis bemühen müssen. Fast alle Phänomene können wir mit Feldlinienbildern und einfachen Berechnungen erklären. Die Schwierigkeiten liegen eher im Finden der Störvorgänge und

deren Abschätzung im Vorfeld der Prototypenstellung. Wer stört wann wen? Hier hilft nur ein sehr diszipliniertes Messen und Analysieren der Spannungs- und Stromverläufe, die wir immer wieder kriminalistisch und akribisch auf Plausibilität überprüfen! Hierbei tun sich die Ingenieurinnen und Ingenieure erfahrungsgemäß besonders schwer. Wenn ich vor meinem Oszi sitze und nicht verstehe, warum die Spannung so verläuft, – und das geht mir persönlich heute immer noch so – dann kann ich doch nicht einfach weitermachen. Ich muss die Ursache finden! Und dazu muss ich bisweilen sehr hartnäckig sein. Nur, wenn ich die Ursache finde, habe ich die Chance auf eine Behebung. Und erst dann kann ich weitermachen. Das meine ich auch mit mutig. Schließlich fragte der Projektleiter heute schon zum dritten Mal, wann die Schaltung endlich fertig sei....

Mutig, entschlossen, zielstrebig, hartnäckig, selbstkritisch, fleißig und dennoch konsequent und exakt muss der Entwickler/die Entwicklerin in der Leistungselektronik sein. Alles Eigenschaften, die ich mit dem Beruf Ingenieurin/Ingenieur zusammenfasse.

Liebe Leserin, wenn Sie so eine Ingenieurin sind oder werden möchten, dann soll Ihnen das Buch ein paar Hilfestellungen geben. Und Sie suchen sich die Themen raus, die Sie gerade brauchen und bitte nur die! Und wenn Sie trotzdem nicht weiterkommen, dann dürfen Sie mich gerne kontaktieren. Vielleicht kann ich ja einen Tipp geben.

Im November 2019

Ulrich Schlienz

E-Mail: Ulrich.Schlienz@gmx.de

Inhalt

Vorwort zur siebten Auflage.....	V
1 Die Ladungspumpe.....	1
1.1 Zwei Schaltungsbeispiele.....	1
1.2 Wirkungsgrad und Ausgangsleistung einer Ladungspumpe	2
1.3 Anwendungen der Ladungspumpe	3
1.3.1 Versorgung vom High Side Treiber.....	3
1.3.2 VCC-Versorgung aus der Brückenspannung	4
1.3.3 Ansteuerung von Wechselstromschaltern	4
1.3.4 Halbleiterrelais.....	6
2 Der Abwärtswandler	7
2.1 Der Abwärtswandler mit nicht lückendem Strom	7
2.1.1 Berechnung der Ausgangsspannung	9
2.1.2 Berechnung der Induktivität L	9
2.1.3 Die Grenze für den nicht lückenden Betrieb	10
2.1.4 Die Größe des Ausgangskondensators	11
2.1.5 Analytische Berechnung des Effektivwertes	13
2.1.6 Numerische Bestimmung des Effektivwertes	14
2.2 Der Abwärtswandler mit lückendem Strom	16
2.2.1 Der Eingangsstrom.....	17
2.2.2 Die Ausgangsspannung.....	17
2.2.3 Grenze zum nicht lückenden Betrieb	17
2.2.4 Tastverhältnis in Abhängigkeit des Ausgangsstroms.....	19
2.3 Der Abwärtswandler mit Umschwingkondensator.....	20
2.3.1 Vorbemerkung	20
2.3.2 Schaltung beim Abwärtswandler	21
3 Der Aufwärtswandler	23
3.1 Der Aufwärtswandler mit nicht lückendem Strom	23
3.1.1 Berechnung der Ausgangsspannung	24
3.1.2 Der Eingangsstrom.....	25
3.1.3 Berechnung des Ausgangsstromes	26
3.1.4 Berechnung der Induktivität L	26
3.1.5 Die Größe der Ausgangskapazität.....	27
3.1.6 Die Grenze des nicht lückenden Betriebs.....	27
3.2 Der Aufwärtswandler mit lückendem Strom	28
3.2.1 Die Stromverläufe	28
3.2.2 Berechnung der Ausgangsspannung	29
3.2.3 Normierung	29
3.2.4 Die Grenze zum nicht lückenden Betrieb.....	30
3.3 Bidirektionaler Energiefluss.....	31

4 Der Multi-Parallel-Wandler.....	35
4.1 Der Einfach-Synchronwandler	35
4.1.1 Das Schaltbild	35
4.1.2 Die Stromverläufe	36
4.1.3 Berechnung der Stromeffektivwerte.....	36
4.2 Der Zweifach-Synchronwandler.....	39
4.2.1 Das Schaltbild	39
4.2.2 Die Stromverläufe	39
4.2.3 Berechnung der Effektivwerte.....	40
4.2.4 Die Stromverläufe für $v_T < 0,5$	42
4.3 Vierfach-Synchronwandler.....	43
4.3.1 Das SchaltAbb.....	43
4.3.2 Die Stromverläufe für $v_T \geq 0,75$	43
4.4 Gegenüberstellung der Ergebnisse.....	44
4.5 Synchronisation von Mehrfachwandlern	46
4.5.1 I-I-Messung	47
4.5.2 I-T-Control	47
4.5.3 PWM-gesteuert	49
4.6 Vergleich der Synchronisationsverfahren.....	51
5 Der Inverswandler	53
5.1 Der Inverswandler mit nicht lückendem Strom	53
5.1.1 Die Ausgangsspannung	55
5.1.2 Berechnung der Induktivität L.....	56
5.1.3 Die Grenze für den nicht lückenden Betrieb	57
5.2 Der Inverswandler mit lückendem Strom.....	58
6 Der Sepic-Wandler.....	61
6.1 Der Sepic-Wandler mit nicht lückendem Strom.....	61
6.1.1 Berechnung der Ausgangsspannung	61
6.1.2 Die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe	62
6.1.3 Die Stromrippel.....	63
6.1.4 Die Belastung der Bauelemente	63
6.1.5 Die Grenze zum lückenden Betrieb.....	64
6.2 Der Sepic-Wandler mit Potentialtrennung.....	64
7 Der Ćuk-Wandler	65
7.1 Der Ćuk-Wandler mit positiver Ausgangsspannung	65
7.1.1 Dimensionierung auf kleine Änderungen der energietragenden Größen	65
7.1.2 Dimensionierung auf Resonanz von CS/L2	65
7.1.3 Strombelastung von L2	68
7.1.4 Strombelastung von CS.....	68
7.1.5 Dimensionierung von CS und L2.....	69
7.1.6 Dimensionierung der Dioden und T1	69
7.1.7 Zusammenfassung der Eigenschaften des Ćuk-Wandlers	70
7.2 Ćuk-Wandler mit Potentialtrennung.....	71
7.2.1 Schaltbild	71
7.2.2 Beziehungen.....	71

7.3 Dimensionierung als PFC-Wandler	74
7.3.1 Vorbemerkung	74
7.3.2 Daten des Wandlers	74
7.3.3 Festlegung von \bar{u}	74
7.3.4 Dimensionierung des Trafos	75
7.3.5 Verluste des Trafos	75
7.3.6 Dimensionierung der Spulen	75
7.3.7 Verluste	76
7.3.8 Dimensionierung weiterer Bauteile	76
8 Der Sperrwandler	77
8.1 Der Sperrwandler mit nicht lückendem Strom	77
8.1.1 Die Ausgangsspannung	78
8.1.2 Berechnung der Induktivität L	79
8.1.3 Die Grenze für den nicht lückenden Betrieb	80
8.2 Der Sperrwandler mit lückendem Strom	81
8.2.1 Berechnung der Ausgangskennlinien	82
8.3 Beispiel: Sperrwandler mit zwei Ausgangsspannungen	85
8.4 Dimensionierungsbeispiel	86
8.4.1 Die quantitativen Strom- und Spannungsverläufe	86
8.4.2 Berechnung der Effektivwerte	87
8.4.3 Dimensionierung des Trafos	88
8.4.4 Gegenüberstellung der Verluste	90
9 Der Eintaktflusswandler	91
9.1 Der Eintaktflusswandler mit nicht lückendem Strom	91
9.1.1 Die Ausgangsspannung	92
9.1.2 Die Primärseite	93
9.1.3 Die Induktivität L	94
9.1.4 Grenze des nicht lückenden Betriebs	95
9.2 Der Eintaktflusswandler mit lückendem Strom	96
9.2.1 Die Strom- und Spannungsverläufe	96
9.2.2 Normierte Ausgangsgrößen	97
9.2.3 Die Grenze des lückenden Betriebs	98
9.2.4 Die Ausgangsdiagramme	98
9.3 Praktische Ausführung der Primärbrücke	100
9.3.1 Schaltung	100
9.3.2 Schaltverhalten	101
9.4 Der Doppelflusswandler	102
10 Gegentaktflusswandler	103
10.1 Die Standardtopologie	103
10.1.1 Schaltung und Kurvenverläufe	103
10.1.2 Die Ausgangsspannung	104
10.1.3 Die Ausgangsspannung	104
10.1.4 Ansteuerung des Gegentaktwandlers	105
10.2 Brücken	108
10.2.1 Primärseite	108
10.2.2 Sekundärseite	109
10.3 Dimensionierungsbeispiel für die Standardtopologie	110

10.4 Transformierender Gegentaktwandler	114
10.4.1 Grundschtaltung	114
10.5 Der asymmetrische Halbbrückenwandler	118
10.5.1 Schaltung und Kurvenverläufe	118
10.5.2 Die Ausgangsspannung	119
10.5.3 Der Trafostrom	120
11 Der Gegentaktwandler mit Current Doubler am Ausgang	121
11.1 Schaltung und Kurvenverläufe	121
11.2 Berechnung der Strombelastungen der Leistungsbauteile	123
11.2.1 Ströme durch D1 und D2	123
11.2.2 Arithmetischer Mittelwert	124
11.2.3 Effektivwert ID1	124
11.2.4 Verlustleistung in D1	128
11.2.5 Strom durch die Sekundärwicklung IS	128
11.2.6 Strom durch die Primärwicklung IP	128
11.2.7 Strom durch T2 und T4	128
11.2.8 Strom durch T1 und T3	128
11.2.9 Strom durch die Ausgangsdrosseln	128
11.3 Die CD-Topologie mit Synchrongleichrichter am Ausgang	129
11.4 Zero Voltage Switching	130
11.4.1 Ausschalten von T1	130
11.4.2 Ausschalten von T2	130
12 Blindleistungskonverter	131
12.1 Vorbemerkung	131
12.2 Funktionsprinzip	131
12.3 Schaltung zur Realisierung	132
12.3.2 Strommessung	132
12.3.3 Nachregeln der Spannung UZK	133
12.3.4 Stromverläufe	134
13 PFC Power-Factor-Corrector	135
13.1 Problemstellung	135
13.2 Definition des Leistungsfaktors	135
13.3 Geltende Norm	137
13.4 Lösung durch PFC	137
13.5 Die Größe des Zwischenkreis-Elkos CZK	138
13.6 Betriebsarten zur Leistungsfaktorkorrektur	139
13.7 Betrieb im CRM	141
13.7.1 Natürliche PFC	141
13.7.2 Spannungszeitwandler	142
13.7.3 Strom-null-Erkennung	143
13.7.4 Frequenzbereich	144
13.7.5 Zusatzfunktionen	145
13.7.6 Interleaved Technik	146
13.8 Dimensionierungsbeispiel	146
13.8.1 Stromverläufe	147
13.8.2 Der Effektivstrom IT	147

13.8.3 Der arithmetische Mittelwert	149
13.8.4 Die Ströme I_L und I_C	149
13.8.5 Dimensionierung der Induktivität	149
13.8.6 Anforderungen an den MOSFET	151
13.8.7 Anforderungen an die Diode	151
13.8.8 Eingangs- und Ausgangskondensator	152
13.8.9 Ansteuer-IC und Regelung	152
14 Schaltvorgänge	153
14.1 Schaltverluste	153
14.1.1 Abschaltvorgang mit ohmscher Last	153
14.1.2 Abschaltvorgang mit induktiver Last	154
14.2 Schaltvorgänge beim Abwärtswandler	155
14.3 Spannungsspike	157
14.4 Snubber-Networks	158
14.4.1 Snubber mit RC-Glied	158
14.4.2 Snubber mit Diode	158
14.5 Voraussetzungen für weiches Schalten	159
14.6 ZVS Zero Voltage Switching	159
14.6.5 Beispiel PFC-Stufe	161
14.6.6 Spannungsverläufe bei ZVS	162
14.6.7 Beispiel Gegentaktwandler	164
14.6.8 ZVS im Leerlauf	165
14.7 ZCS Zero Current Switching	166
14.7.5 Beispiel Gegentaktwandler	166
14.8 Vergleich hartes Schalten – weiches Schalten	167
14.8.4 Zusammenfassung	171
15 Der LC-Wandler	173
15.1 Vorbemerkungen	173
15.1.1 Ansteuerung mit Rechteckspannung	173
15.1.2 Realisierung der Rechteckspannung	174
15.1.3 Berechnung der dritten Oberwelle	175
15.2 Berechnung der LC-Serien-Schaltung	176
15.2.1 Berechnung der Ausgangsspannung	176
15.2.2 Berechnung des Ausgangsstromes	177
15.2.3 Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Arbeitsfrequenz	178
15.2.4 Die Ausgangskennlinie	179
15.2.5 Der Blindstromanteil des Eingangsstromes	180
15.2.6 Zusammenfassung der Eigenschaften	182
15.3 Dimensionierungsbeispiel	182
16 Die Boucherot-Schaltung	185
16.1 Die Ausgangsspannung	185
16.2 Frequenzbereich zur Regelung des Boucherot-Wandlers	187
16.3 Die Ausgangskennlinie	189
16.4 Der Eingangsstrom	190
16.4.1 Phase vom Eingangsstrom I_L	190
16.4.2 Größe des Blindstromes	191

16.4.3	Eingangsstrom und Güte	194
16.4.4	Zeigerdiagramm der Boucherot-Schaltung	196
16.4.5	Vorgehensweise zur Dimensionierung.....	196
17	Der LLC-Wandler	197
17.1	Ersatzschaltung des LLC-Wandlers.....	197
17.2	Berechnung der Übertragungsfunktion.....	198
17.2.5	Aufstellen der Spannungsteilergleichung.....	198
17.2.6	Normierungen	198
17.2.7	Verhalten bei großen Frequenzen.....	200
17.2.8	Überprüfung der Phasenlage	200
17.3	Ausgangsstrom bei konstanter Ausgangsspannung	201
17.3.1	Phase des Eingangsstromes bei konstanter Ausgangsspannung.....	204
17.4	Die Ausgangskennlinie.....	205
17.5	Vergleich Eingangsstrom - Ausgangsstrom.....	206
17.6	Das Zeigerdiagramm	209
17.7	Literatur	210
18	Sinus-Puls-Wandler	211
18.1	Schaltung	211
18.2	Vereinfachte Schaltung.....	211
18.3	Ersatzschaltung zur Betrachtung von einem Schaltvorgang.....	212
18.4	Spannungs- und Stromverläufe.....	212
18.5	Beziehungen	213
18.6	Berechnung der Ausgangsspannung.....	214
19	Gegentaktwandler mit Streuinduktivität.....	215
19.1	Schaltung mit Streuinduktivität	215
19.2	Die Ausgangsspannung	217
19.2.1	Tastverhältnisverringerng.....	217
19.2.2	Ausgangskennlinie	217
19.3	Strommessung	218
19.3.1	Arithmetischer Mittelwert von i_{prim}	219
19.3.2	Der Ausgangsstrom.....	219
19.4	Die Ausgangsspannung	221
20	Leistungsschalter.....	223
20.1	Der MOSFET	223
20.1.1	Das Schaltzeichen des MOSFET	223
20.1.2	Die Body-Diode	223
20.1.3	Das Ersatzschaltbild des MOSFET	225
20.1.4	Einschaltvorgang.....	225
20.1.5	Ausschaltvorgang.....	226
20.1.6	Die Gate-Ladung des MOSFET	227
20.1.7	Die Avalanche-festigkeit	228
20.1.8	Veränderliche Kapazitäten des MOSFETs.....	228
20.2	Der SenseFET	229
20.3	Der TOPFET	231
20.4	Der IGBT.....	231

20.4.1 Das Schaltzeichen des IGBTs	232
20.4.2 Das Ersatzschaltbild des IGBTs	232
20.4.3 Schaltverhalten	233
20.5 Weitere Leistungsschalter	233
20.5.1 Silizium Carbid (SiC)	233
20.5.2 GaN Transistoren	234
20.6 Verbesserte Freilaufdiode	236
20.7 Verpolschutzdiode (Kfz)	237
20.8 Sperrverzugszeit von Dioden	238
20.8.1 Problemstellung	238
20.8.2 Messschaltung	238
20.8.3 Auswirkung auf den Schaltvorgang	239
20.8.4 Abhilfe	240
20.9 Praxistipp für die Montage von Leistungsschaltern	242
21 Treiberschaltungen für MOSFETs und IGBTs	243
21.1 Einfache Treiberschaltungen	243
21.1.1 Ansteuerung mit CMOS-Gattern	244
21.1.2 Treiber mit Push-Pull-Stufe	244
21.1.3 Aktives Abschaltnetzwerk am Gate	245
21.1.4 Treiber-ICs	246
21.2 Treiberschaltungen mit magnetischer Kopplung	247
21.2.1 Treiberschaltung mit einstellbaren Schaltzeiten	247
21.2.2 Treiber mit Impulsübertrager	248
21.2.3 Primärseitige Treiber für den Impulsübertrager	252
21.2.4 Differenzier- und Multiplexlogik	253
21.2.5 Dimensionierung des Impulsübertragers	255
21.2.6 Sekundärseitige Treiberschaltung	256
21.2.7 Ansteuerung mit verzögertem Einschalten	258
21.3 Treiberschaltungen mit galvanischer Trennung	260
21.4 Treiberschaltungen für DC-Motoren	261
21.4.1 High-Side-Schalter mit Ladungspumpe	261
22 Regelung der Wandler	263
22.1 PWM-Erzeugung	263
22.2 Regelung der Ausgangsspannung	264
22.3 Analoger PI-Regler	265
22.3.1 PI-Regler mit OP-Schaltung	265
22.3.2 Regler in den Controller-ICs	267
22.3.3 Passiver PI-Regler	269
22.4 Verwendung von Mikrocontrollern	270
22.4.1 DA-Wandler	271
22.5 Programmierung eines PI-Reglers	273
22.6 Ergänzung D-Regler	275

23 Wandler für die Eigenversorgung	277
23.1 Boucherot für die Eigenversorgung	277
23.2 Abwärtswandler mit 2 Ausgangsspannungen	280
23.3 Abwärtswandler mit 2 Ausgangsspannungen und höherem Strom	281
23.4 Aktiver Snubber	282
24 Magnetische Bauteile	283
24.1 Grundlagen des magnetischen Kreises	283
24.1.1 Die Luftspule	283
24.1.2 Der magnetische Kreis mit Ferrit	285
24.2 Dimensionierung von Spulen	290
24.2.1 Vorbemerkung	290
24.2.2 Aussteuerung des magnetischen Kreises	291
24.2.3 Bestimmung des AL-Wertes	291
24.2.4 Ersatzschaltbild der realen Spule	292
24.2.5 Ortskurve der Spule	293
24.2.6 Kupferverluste in der Wicklung	293
24.2.7 Verlustwinkel und Güte	294
24.3 Der Transformator	295
24.3.1 Allgemeine Beziehungen für sinusförmige Verläufe	295
24.3.2 Das Streuersatzschaltbild des Trafos	297
24.3.3 Anwendung des Ersatzschaltbildes auf den Sperrwandler	300
24.3.4 Dimensionierung des Trafos	301
24.4 Dimensionierung von Wicklungen	302
24.4.1 Die Primärwicklung	302
24.4.2 Skin-Effekt	304
24.4.3 Folienwicklung	306
24.4.4 Der Wicklungsaufbau	307
24.4.5 Luftstrecken und Überschlagsfestigkeit	308
24.4.6 Streufelder	309
24.5 Verteilter Luftspalt	310
24.6 Einstellen der Streuinduktivität	311
24.6.1 Ausgefüllter Wickelraum	311
24.6.2 Wickelraum nur teilweise ausgefüllt	312
24.6.3 Zweikammerwicklung	312
24.6.4 Zweikammerspulenkörper mit nicht ausgefülltem Wickelraum	313
24.7 Näherungsweise Berechnung der Streuinduktivität	313
24.7.1 Trafo mit ETD-Kern	313
24.7.2 Magnetischer Widerstand der Trennwand	315
24.7.3 Magnetischer Widerstand des Luftraumes mit der Höhe l	315
24.7.4 Magnetischer Widerstand des Kerns	316
24.7.5 Vergleich mit Testaufbau	316
24.8 Stromspitzen bei Transformatoren	317
24.8.1 Auswirkung der Magnetisierungskurve	317
24.8.2 Normalbetrieb	318
24.8.3 Ausfall von Netzhalbwellen	318
24.8.4 Einschalten eines Netztrafos im Nulldurchgang der Spannung	319
24.9 Der Stromwandler	319

24.9.1 Anwendungsbereich.....	319
24.9.2 Die Schaltung.....	320
24.9.3 Ein Ausführungsbeispiel.....	320
24.9.4 Stromwandler mit Gleichrichter.....	320
24.9.5 Stromwandler in Schaltschränken.....	321
24.9.8 Sonderformen von Stromwandler.....	323
24.9.9 Ausführungsbeispiel eines Stromwandlers.....	325
25 Die Kopplungsarten.....	327
25.1 Allgemeines.....	327
25.1.1 Verkopplungen erkennen.....	328
25.2 Die Widerstandskopplung.....	330
25.2.1 Prinzip der Widerstandskopplung.....	330
25.2.2 Abhilfemaßnahmen.....	331
25.2.3 Beispiele.....	332
25.2.4 Widerstandsberechnung.....	336
25.3 Die kapazitive Kopplung.....	338
25.3.1 Prinzip der kapazitiven Kopplung.....	338
25.3.2 Vermeidung und Abhilfemaßnahmen.....	339
25.3.3 Beispiele.....	340
25.3.4 Einfacher Nachweis elektrischer Felder im Labor.....	342
25.4 Die magnetische Kopplung.....	343
25.4.1 Prinzipdarstellung der magnetischen Kopplung.....	343
25.4.2 Abhilfemaßnahmen bei magnetischer Einkopplung.....	343
25.4.3 Beispiele.....	344
25.4.4 Einfaches Messen von magnetischen Störungen im Labor.....	346
25.5 Strahlungskopplung.....	347
25.5.1 Allgemeines.....	347
25.5.2 Prinzip der Strahlungskopplung.....	347
25.5.3 Abhilfemaßnahmen.....	348
25.5.4 Messung am Kraftfahrzeug.....	349
25.6 Beispiele aus der Leistungselektronik.....	350
25.6.1 Kommutierungsvorgang an den Leistungsschaltern.....	350
25.6.2 Ankopplung des Treibers an den Leistungsschalter.....	350
26 Störquellen.....	351
26.1 Zeitbereich – Frequenzbereich.....	351
26.1.1 Bandbreite.....	351
26.1.2 Störempfindlichkeit.....	352
26.1.3 Messprinzip.....	352
26.2 Fourierreihen.....	353
26.3 Der Rechteckimpuls.....	354
26.4 Der Trapezverlauf.....	360
26.5 Störungen in einem konventionellen Netzteil.....	363

27 Symmetrie	365
27.1 Prinzip der Symmetrie	365
27.2 Wie erreichen wir die Symmetrie?	366
27.3 Definition der Masse	367
27.4 Einfluss von leitenden Flächen	369
27.5 Verdrillte Leitungen	370
27.6 Symmetrische Datenübertragung.....	370
27.6.1 Prinzip	370
27.6.2 Eigenschaften	371
27.6.3 Grenzen des Verfahrens	371
27.6.4 Symmetrierung mittels Trafo	372
27.6.5 Beispiele.....	372
28 EMV in der Schaltungstechnik	373
28.1 Bauelemente und Schaltungen unter EMV-Aspekten	373
28.1.1 Widerstände.....	373
28.1.2 Kondensatoren.....	373
28.1.3 Induktivitäten	374
28.1.4 Der Operationsverstärker	375
28.1.5 Komparatoren.....	377
28.1.6 Subtrahierverstärker	379
28.1.7 Digitalschaltungen und Prozessoren.....	381
28.1.8 Die Leiterplatte.....	382
28.2 Übergang von analog auf digital.....	384
28.2.1 Schaltzeiten von analogen und von digitalen Schaltkreisen.....	384
28.2.2 Digitalschaltungen mit Schmitttrigger-Verhalten	385
28.2.3 Flipflop als Schnittstelle.....	385
28.2.4 Anschluss an AD-Wandler.....	385
28.3 Überspannungsschutz	386
28.3.1 Schutzelemente	386
28.3.2 Prüfschaltung „Blitzeinschlag in unmittelbarer Nähe“.....	388
28.4 EMV-gerechte Eingangsschaltung	389
28.4.1 Tipps für den Aufbau	389
28.5 Maßnahmen in der Software.....	390
28.5.1 Nichtbeschaltete Interrupteingänge	390
28.5.2 Illegale Op-Codes.....	390
28.5.3 Watchdogs.....	390
28.5.4 Plausibilitätsabfragen	390
28.5.5 Programme testen.....	391
28.5.6 Wie störfest ist eine Schaltung?	391
28.6 Spezifische EMV-Aspekte bei Schaltreglern.....	392
28.6.1 Der Synchronabwärtswandler als Beispiel.....	392
28.6.2 Eingangs- und Ausgangsfilter	392
28.6.3 Masseverdrahtung	393
28.6.4 Anschluss der Treiber.....	394
28.6.5 Messen der Ausgangsspannung.....	394
28.6.6 Aufgespannte Fläche	394

29 Kondensatoren und Filter	395
29.1 Grundsätzliches	395
29.2 Elektrolytkondensatoren.....	396
29.2.1 Verlustfaktor von Elektrolytkondensatoren.....	396
29.2.2 Resonanzfrequenz von Elektrolytkondensatoren.....	397
29.2.3 Wechselstrombelastbarkeit von Elektrolytkondensatoren.....	397
29.3 Folienkondensatoren.....	400
29.4 CLC-Filter	402
29.4.1 Schaltung	402
29.4.2 Zahlenbeispiel für ein CLC-Filter	403
30 Strommessung.....	405
30.1 Einführung.....	405
30.2 Pfade in denen Strom gemessen wird.....	406
30.3 Magnetische Widerstände	406
30.3.1 AMR Sensoren	406
30.3.2 GMR Sensoren	407
30.3.3 Die Feldplatte	407
30.4 Stromwandler	407
30.4.1 Schaltungsbeispiel.....	407
30.4.2 Stromwandler mit Analogschalter	409
30.5 Shunt.....	409
30.5.1 Widerstand der RDSon.....	409
30.5.2 Grenzendes Messprinzip	409
30.6 Isolierschaltungen.....	413
30.6.1 Level Shifter.....	413
30.6.2 Induktive Hilfsspannungsversorgung	413
30.6.3 Kapazitive Hilfsspannungsversorgung	414
30.6.4 Spannungs-Frequenzwandler	414
30.7 Stromquelle mit Level-Shifter	415
30.8 Stromerfassung für PFC-Wandler	415
30.8.1 Aufgabenstellung.....	416
30.8.2 Der Nullstromdetektor.....	417
30.8.3 Berechnung von τ aus	417
30.8.4 Stromnullerkennung aus der Spannung an L	418
Literaturverzeichnis.....	419
Sachwortverzeichnis.....	421

1 Die Ladungspumpe

1.1 Zwei Schaltungsbeispiele

In Datenblättern wird dieser Wandler auch „Switched-Capacitor Voltage Converter“ genannt. Gemeint ist ein Wandler, der als Energiezwischenspeicher einen Kondensator verwendet. Auf diesen Kondensator wird periodisch elektrische Ladung „gepumpt“, d. h. er wird auf die Eingangsspannung aufgeladen und anschließend wird er auf die Ausgangsspannung entladen.

Mit einer einstufigen Ladungspumpe kann die Eingangsspannung verdoppelt werden oder sie kann invertiert werden. Dafür stehen auch käufliche ICs zur Verfügung, die die Schalter, die Frequenzerzeugung und bisweilen auch die Kondensatoren integriert haben

Typischerweise arbeiten solche Schaltungen im Bereich von einigen 10 kHz und mit symmetrischem Tastverhältnis. In der ersten Halperiode sind die Schalter S_2 und S_3 geschlossen. Der Kondensator C_p wird auf U_e aufgeladen. In der zweiten Halperiode werden S_1 und S_4 geschlossen und C_p entlädt sich (teilweise) in den Ausgangskondensator C_a . Da C_p dabei mit seiner negativ geladenen Elektrode auf U_e aufgesetzt wird, ist U_a um die Kondensatorspannung höher als U_e . Bei niedrigem Ausgangsstrom führt dies maximal zur doppelten Eingangsspannung.

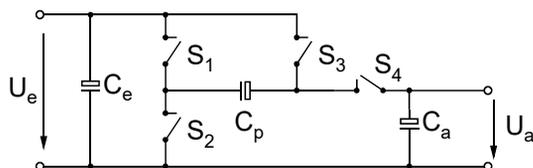


Abb. 1.1: Schaltung zur Spannungsverdopplung. $U_a = 2 \cdot U_e$

Die erreichbare Ausgangsspannung ist natürlich von der Last abhängig. Typische Daten sind etwa: $U_e = 5 \text{ V}$, $f = 10 \text{ kHz}$, $I_a = 10 \text{ mA}$, $C_p = C_a = 10 \text{ }\mu\text{F}$. Dann erhält man für $U_a \approx 9 \text{ V}$.

Pumpschaltungen können auch zur Erzeugung von negativen Hilfsspannungen verwendet werden:

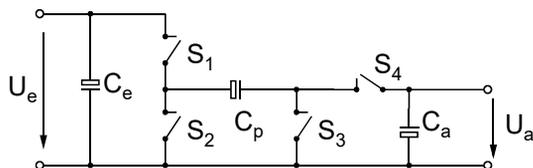


Abb. 1.2: Schaltung zur Erzeugung einer negativen Spannung. $U_a = -U_e$

Mit geschlossenen S_1 und S_3 wird C_p auf U_e aufgeladen. Danach werden S_2 und S_4 geschlossen und C_p entlädt sich in den Ausgangskondensator C_a .

Die Schaltungen in Abb. 1.1 und Abb. 1.2 sind für kleine Ausgangsströme geeignet. Sie sind extrem platzsparend und preiswert realisierbar. Der Vollständigkeit wegen muss aber darauf hingewiesen werden, dass auch sie nicht ganz ohne Störungen arbeiten, denn immerhin werden sie im kHz-Bereich hart geschaltet. Bei Messschaltungen oder dergleichen kann es deshalb vorkommen, dass noch eine weitere RC-Beschaltung ausgangsseitig oder sogar eingangsseitig nötig wird.

1.2 Wirkungsgrad und Ausgangsleistung einer Ladungspumpe

Gegeben sei die Pumpschaltung zur Spannungsverdopplung in Abb. 1.1. Unter der Voraussetzung idealer Bauteile sollen folgende Größen in Abhängigkeit von U_e , U_a , C_p und der Schaltfrequenz f berechnet werden:

- die Ladungsmenge ΔQ , die bei einer Schaltperiode transportiert wird,
- die Ausgangsleistung P_a ,
- den Ausgangsstrom I_a ,
- den Wirkungsgrad η .

Zahlenwerte: $U_e = 5 \text{ V}$, $C_p = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $f = 10 \text{ kHz}$.

Zu a: S_2 und S_3 geschlossen:

C_p nimmt vom Eingang die Ladung $\Delta Q = [U_e - (U_a - U_e)] \cdot C_p = (2 \cdot U_e - U_a) \cdot C_p$ auf.

Zu b: S_1 und S_4 geschlossen:

C_p gibt an den Ausgang die Ladung ΔQ ab.

$$\Rightarrow P_a = W_a \cdot f = U_a \cdot \Delta Q \cdot f = U_a \cdot (2U_e - U_a) \cdot C_p \cdot f$$

$$\text{Zu c: } I_a = \Delta Q \cdot f = (2U_e - U_a) \cdot C_p \cdot f$$

$$\text{Zu d: } \eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{\Delta Q \cdot U_a \cdot f}{2 \cdot \Delta Q \cdot U_e \cdot f} = \frac{U_a}{2 \cdot U_e}$$

Für die angegebenen Zahlenwerte erhalten wir das Ergebnis:

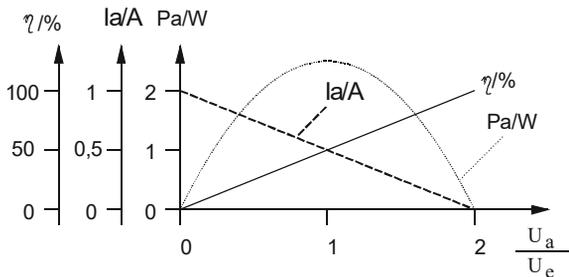


Abb. 1.3: Wirkungsgrad und Ausgangsleistung einer Ladungspumpe

Die Schaltung hat einen hohen Wirkungsgrad für U_a ungefähr gleich $2U_e$. Gleichzeitig werden in diesem Arbeitspunkt der Ausgangsstrom und die Ausgangsleistung klein. Für die Herleitung hatten wir ideale Bauelemente vorausgesetzt. Unter realen Verhältnissen wird der Wirkungsgrad noch schlechter sein. Wollen wir eine große Ausgangsleistung haben, bekommen wir diese nur für $U_a \approx U_e$, was allerdings durch eine leitende Verbindung zwischen Eingang und Ausgang auch zu erreichen wäre. Damit eignet sich die Ladungspumpe (die Ergebnisse sind auf andere Schaltungstopologien mit geschalteten Kapazitäten übertragbar) nur für sehr kleine Ausgangsleistungen wie etwa Hilfsstromversorgungen mit wenigen mA Stromaufnahme. Aus diesem Grund beschäftigen wir uns nur in diesem Kapitel mit kapazitiven Speichern. Für den Rest des Buches werden wir uns ausschließlich magnetischen Speichern widmen. Hier noch zwei Anwendungen, wo die Ladungspumpe sinnvoll eingesetzt werden kann.

1.3 Anwendungen der Ladungspumpe

1.3.1 Versorgung vom High Side Treiber

Abb. 1.4 zeigt einen Half Bridge Driver, der sowohl den Low Side MOSFET T_2 ansteuert, als auch den High Side MOSFET T_1 . Die Eingänge BO und RT sind noch nicht beschaltet. Das Schaltbild soll lediglich die Funktion der Ladungspumpe zeigen.

Der Blockkondensator für den High Side Treiber ist C_2 . Er wird immer dann auf V_{CC} nachgeladen, wenn die Brückenspannung auf GND liegt (T_2 leitet). Dies geschieht über R_{14} und D_1 . Wenn T_1 leitet, wird die Spannung an HB gleich $Power+$. Die Ladung auf C_2 bleibt erhalten und somit ist $V_{Boot} = Power+ + V_{CC}$.

Der Widerstand R_{14} hat zwei Funktionen: Ersten begrenzt er den Strom beim ersten Mal aufladen von C_2 und zweitens begrenzt er den Impulsstrom, der bei jedem Nachladen von C_2 fließt. Das ist eine wichtige EMV-Maßnahme. Die Dimensionierung erfolgt so, dass die Zeitkonstante R_{14}/C_2 deutlich kleiner ist, als die halbe Periodendauer von der Arbeitsfrequenz der Halbbrücke. Die Diode D_1 muss die volle $Power+$ -Spannung + V_{CC} sperren können und sollte einigermaßen schnell sein. Die Strombelastung von D_1 ist üblicherweise äußerst gering, da nur ein kurzer Stromimpuls fließt, gefolgt von einer großen Pause. Der arithmetische Mittelwert des Stromes durch D_1 liegt deutlich unter $100mA$. So können wir für D_1 eine Diode einsetzen, die zwar die hohe Spannung aushalten muss, aber vom Strom her die kleinste sein darf, die es gibt.

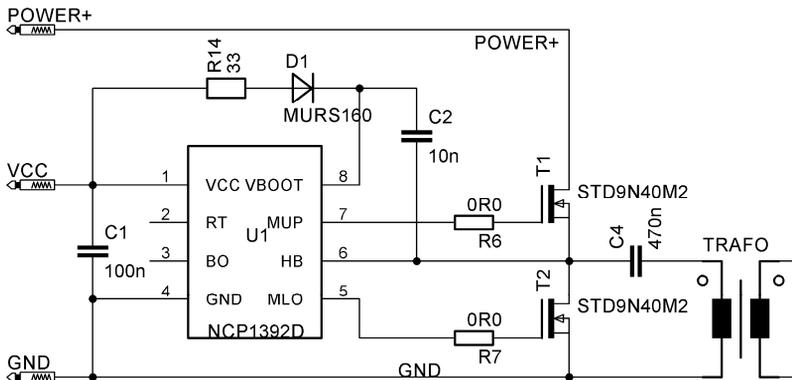


Abb. 1.4: High Side Versorgung. Der NCP1392 ist nur ein Beispiel.

Für C_2 reichen oft schon $10nF$ aus, könnte aber auch größer sein, z.B. $100nF$. Er muss nur für die Spannung V_{CC} ausgelegt werden und ist deshalb in einem kleinen SMD-Gehäuse, beispielsweise 0805 erhältlich. C_1 muss auf jeden Fall eingebaut werden. Beide Kondensatoren sind bevorzugt Keramikkondensatoren und müssen dicht an die Pins vom IC platziert werden.

Die Schaltungen in Abb. 1.6 benötigt eine potentialfreie Ansteuerung. Die Potentialtrennung erfolgt mit C_P . Zur Dimensionierung der Ansteuerschaltung wollen wir ihre Ersatzspannungsquelle bilden:

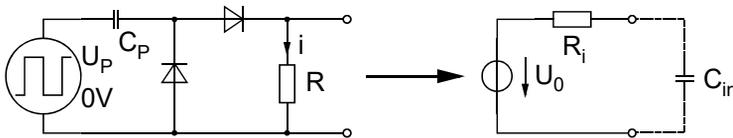


Abb. 1.7:
Ersatzspannungsquelle der Pumpschaltung.

Die Rechteckspannung schalte zwischen $0V$ und U_P hin und her. An den gezeichneten Klemmen erhalten wir den Kurzschlussstrom zu

$$I_K = \Delta Q \cdot f = U_P \cdot C_P \cdot f \quad (1.1)$$

Und die Leerlaufspannung berechnen wir über den Spannungsabfall an R . Durch R fließe der Strom i . Dann gilt:

$$\begin{aligned} i &= i(U_0) = \Delta Q \cdot f = (U_P - U_0) \cdot C_P \cdot f \quad \text{und} \quad U_0 = i \cdot R \\ \Rightarrow U_0 &= (U_P - U_0) \cdot C_P \cdot f \cdot R \\ \Rightarrow U_0 &= \frac{U_P \cdot C_P \cdot f \cdot R}{1 + C_P \cdot f \cdot R} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Aus der Leerlaufspannung und dem Kurzschlussstrom lässt sich der Innenwiderstand R_i berechnen:

$$R_i = \frac{U_0}{I_K} = \frac{R}{1 + C_P \cdot f \cdot R} \quad (1.3)$$

Wir haben folgende Wünsche an die Schaltung:

$$1) \quad U_0 = \frac{2}{3} U_P \quad (1.4)$$

$$\text{Mit Gl. (1.2) folgt daraus: } 2 + 2 \cdot C_P \cdot f \cdot R = 3 \cdot C_P \cdot f \cdot R \quad \Rightarrow C_P \cdot f \cdot R = 2 \quad (1.5)$$

$$\text{Und mit (1.3) folgt} \quad R_i = \frac{R}{3} \quad (1.6)$$

2) Die Entladezeitkonstante soll $10 \mu s$ betragen. $T_E = R \cdot C_{in} = 10 \mu s$

3) Die Eingangskapazitäten der beiden MOSFETs sollen in Summe $C_{in} = 1nF$ haben.

4) Der Gateableitwiderstand soll $R = 10k\Omega$ betragen.

Aus (1.5) folgt:

$$C_P \cdot f = \frac{2}{10k\Omega} \quad \text{mit} \quad f = 2Mhz \quad \Rightarrow \quad C_P = 100pF \quad (1.7)$$

$$\text{Die Ladezeitkonstante beträgt} \quad T_L = C_{in} \cdot R_i = 1nF \cdot 3,3k\Omega = 3,3\mu s \quad (1.8)$$

Und welchen Innenwiderstand muss die Pumpschaltung haben?

Der Kondensator (C_P) sollte möglichst vollständig umgeladen werden. Das geschieht, wenn die Zeitkonstante von Ausgangswiderstand und Pumpkondensator deutlich kleiner als die halbe Periodendauer der Pumpfrequenz ist. $\Rightarrow T_{PC} \ll 0,25\mu s \Rightarrow R_{iP} \ll 2,5k\Omega$

Der Ausgangswiderstand der Pumpschaltung an die C_P angeschlossen ist, muss also deutlich kleiner als $2,5k\Omega$ sein. Ich denke, das lässt sich machen!

Anstelle einer Pumpschaltung kann natürlich auch ein Impulsübertrager eingesetzt werden. Darauf soll an dieser Stelle jedoch nicht weiter eingegangen werden, da dazu in Kap. 21 ausführlichere Ausführungen erfolgen.

1.3.4 Halbleiterrelais

Halbleiterrelais sind Transistoren oder Thyristoren, die zusammen mit ihrer Ansteuerung in einem Gehäuse integriert sind. Der Anwender kann so ein elektromechanisches Relais einfach ersetzen. Grundsätzlich können wir zwischen zwei Ausführungen unterscheiden: Zum einen mit Kühlkörper. Dort werden IGBT's, Thyristoren oder Triacs verwendet. Und zum anderen Ausführungen ohne Kühlkörper. Da werden MOSFET's als Leistungsschalter verwendet. Ein Ausführungsbeispiel sei hier gezeigt:

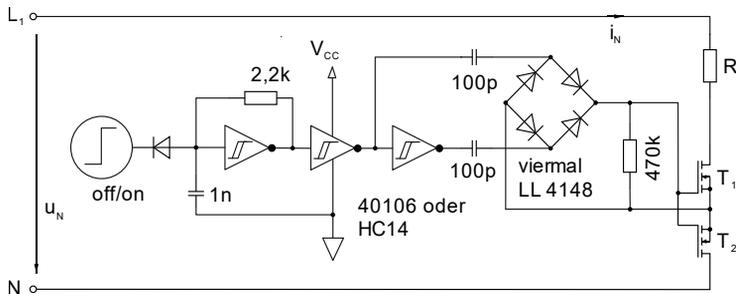


Abb. 1.8: Ausführungsbeispiel eines Halbleiterrelais.

Der HC14 (5V-Ausführung) oder der 40106 (12V-Ausführung) hat 6 Schmitt-Trigger-Inverter in einem 14 poligen Gehäuse. Das erste Gatter ist mit $1k/2,2n$ beschaltet und erzeugt den Takt. Die beiden anderen liefern das Gegentaktsignal über die beiden $100pF$ Kondensatoren an den Brückengleichrichter. Die an seinem Ausgang anstehende Gleichspannung ist die Gate-Source-Spannung für beide Leistungstransistoren. Wird die Takterzeugung blockiert, entlädt der $470k$ -Widerstand die beiden Eingangskapazitäten und beide Leistungstransistoren sperren.

Das Ausschalten geschieht hier also wesentlich langsamer, als im vorangegangenen Berechnungsbeispiel. Das ist bei einem „Relais“ eher erwünscht und spielt für die Erwärmung von T_1 und T_2 keine große Rolle, da der Schaltvorgang so selten vorkommt, dass die Erwärmung über die Wärmekapazität der Transistoren abgefangen wird.

Die Masse der Schaltung ist frei wählbar. Die Entkopplung mit den beiden $100pF$ -Kondensatoren ist quasi eine Potentialtrennung. Für die $50Hz$ haben sie eine Impedanz von $14M\Omega$! Häufig können sie noch kleiner gewählt werden, da die Taktfrequenz problemlos auf $10MHz$ und darüber eingestellt werden kann. Sie müssen aber die Netzspannung sicher isolieren, was durchschlagsfeste Kondensatoren erfordert. Es kommen X- oder Y-Kondensatoren zum Einsatz mit einer Prüfspannung von z.B. $3kV$. Der Werte hängt natürlich von der Anwendung und den dafür geltenden Normen ab.

2 Der Abwärtswandler

2.1 Der Abwärtswandler mit nicht lückendem Strom

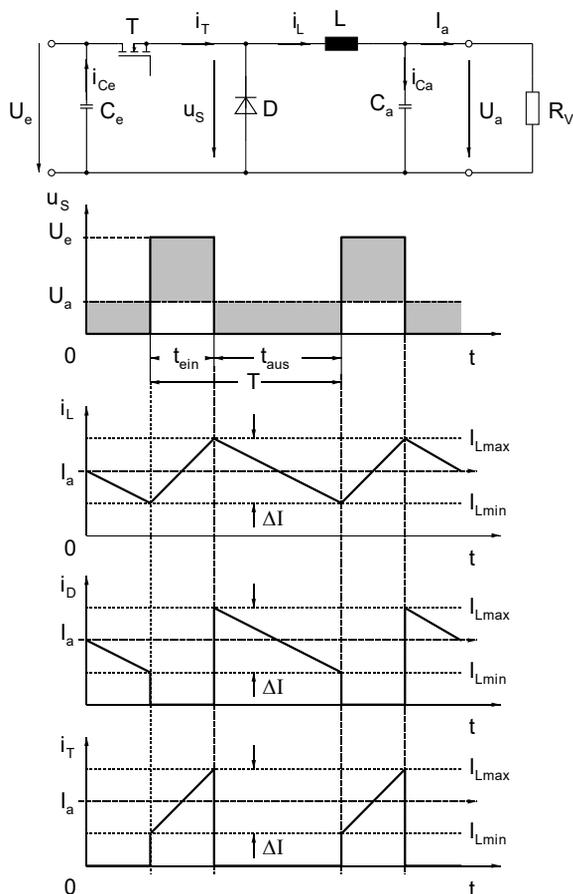


Abb. 2.1: Schaltung und Strom- und Spannungsverläufe des Abwärtswandlers.

Der Abwärtswandler ist der einfachste Wandler von allen Schaltreglern und soll deshalb als erste Schaltung behandelt werden. Wie aus dem Namen hervorgeht, wandelt er eine Eingangsspannung in eine kleinere Ausgangsspannung um. Er hat die gleiche Funktion wie ein Längsregler, jedoch einen höheren Wirkungsgrad und damit niedrigere Wärmeverluste. Rein physikalisch kann sein Wirkungsgrad nahezu 100 % erreichen. Die Grenzen sind lediglich in den nicht idealen Bauelementen gesetzt. So sorgen beispielsweise Schaltverluste des Leistungsschalters, ohmsche Widerstände der Induktivität, der Leiterbahnen oder des leitenden Leistungstransistors und etwa die Erwärmung der Blockkondensatoren für eine Abweichung von 100 % Wirkungsgrad. In der Praxis erfolgt immer eine Kompromissdimensionierung der Schaltung zwischen Aufwand und Wirkungsgrad. Extremfälle für die Wandlerdimensionierung finden wir bei Photovoltaik-Anwendungen, wo Wirkungsgrade bis 96 %, in Ausnahmefällen bis 98 % erreicht werden müssen. In anderen Berei-

chen, wo die Kosten im Vordergrund stehen, genügen oft 80 % Wirkungsgrad oder sogar deutlich weniger.

Wir setzen für die Behandlung des Wandlers ideale Bauelemente voraus und beschränken uns auf den Leistungsteil der Schaltung. Die Regelung und die Ansteuerung werden in den Kapitel 21 und 22 beschrieben.

Das Verhalten des Wandlers wird vollständig durch die Zeiten t_{ein} (Transistor leitet) und t_{aus} (Transistor sperrt) bestimmt. Beide Zeiten werden sinnvoller Weise nicht willkürlich verändert. Vielmehr werden zur Steuerung der Leistungs-Hardware Verhältnisse von t_{ein} verwendet. Man

variiert z. B. $\frac{t_{ein}}{t_{aus}}$ oder $\frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}}$. Dabei kann eine Größe konstant gehalten werden, während die andere verändert wird. Das hat jeweils unterschiedliche Kennlinien zur Folge. Eine wichtige und häufig verwendete Definition ist das Tastverhältnis in Bezug auf t_{ein} . Wir definieren

$$v_T = \frac{t_{ein}}{T} = \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}} \quad (2.1.1)$$

Darin ist T die Periodendauer und es gilt

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.1.2)$$

f ist die Arbeitsfrequenz des Wandlers. Häufig werden die Wandler mit konstanter Frequenz betrieben. Dann ist in Gl. (2.1.1) die Periodendauer T konstant und die Zeit t_{ein} veränderlich. Schaltungen zur Generierung solcher Tastverhältnisse werden in Kapitel 22 beschrieben.

Für die quantitative Behandlung des Abwärtswandlers müssen wir zwei grundsätzlich verschiedene Arbeitsweisen der Schaltung unterscheiden: Zum einen den Fall, dass der Strom i_L niemals zu Null wird. Dieser Fall liegt bei einem großen Ausgangsstrom vor und wird als „nicht lückender“ oder kontinuierlicher Betrieb bezeichnet. Er ist in Abb. 2.1 dargestellt und wird in Kapitel 2.1 behandelt.

Zum anderen gibt es den Fall, dass der Strom i_L zeitweilig zu Null wird. Wir nennen diesen Fall den „lückenden“ oder diskontinuierlichen Betrieb. Er wird in Kapitel 2.2 näher untersucht.

Abb. 2.1 zeigt oben die prinzipielle Schaltung des Abwärtswandlers. Die Eingangsspannung U_e wird über den Transistor T periodisch an die Induktivität L gelegt und treibt den Strom i_L durch die Induktivität. Wird T ausgeschaltet, fließt der Strom i_L über die Diode D weiter. Der Übergang des Stromes i_L von T auf D , also der Übergang von einem Leistungsschalter auf einen anderen wird allgemein als Kommutierung bezeichnet.

Der Verlauf von i_L ist in Abb. 2.1 dargestellt. Sein Mittelwert ist der Ausgangsstrom I_a . Der Ausgangsstrom I_a ist in Abb. 2.1 so groß angenommen, dass i_L niemals zu Null wird. Die Schaltung arbeitet also im nicht lückendem Betrieb.

Für die Verläufe in Abb. 2.1 wurde weiter vorausgesetzt, dass sowohl die Eingangsspannung U_e als auch die Ausgangsspannung U_a konstant sind. Dies wird mit den Kondensatoren C_e und C_a erreicht.

2.1.1 Berechnung der Ausgangsspannung

Wir betrachten den eingeschwungenen oder stationären Zustand. Der Wandler arbeite mit konstanter Last und mit konstanter Eingangsspannung und wir haben damit eine strenge Periodizität aller Größen mit der Wandlerfrequenz f . Damit ist das in Abb. 2.1 definierte ΔI während t_{ein} und während t_{aus} betragsmäßig gleich groß. Wäre es nicht so, würde der Ausgangsstrom I_a fortlaufend zu- oder abnehmen und das würde dem stationären Zustand widersprechen.

Die eingezeichneten schraffierten Bereiche im Verlauf von U_s sind flächengleich, bezogen auf die Ausgangsspannung U_a . Dies folgt aus der Grundgleichung für die Induktivität:

$$U_L = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad \text{oder} \quad \Delta t \cdot U_L = L \cdot \Delta I \quad (2.1.3)$$

$$\text{Für } t_{ein} \text{ gilt: } U_e - U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad \text{und für } t_{aus} \text{ gilt: } -U_a = L \cdot \frac{-\Delta I}{t_{aus}}$$

Der Betrag von ΔI muss für die Energieaufnahme und die Energieabgabe, bedingt durch den stationären Zustand gleich groß sein. Damit muss auch das Produkt $L \cdot \Delta I$ für beide Fälle gleich groß sein. Daraus folgt:

$$(U_e - U_a) \cdot t_{ein} = U_a \cdot t_{aus} \quad (2.1.4)$$

Des Weiteren wurde in Abb. 2.1 definiert:

$$\Delta I = I_{Lmax} - I_{Lmin} \quad (2.1.5)$$

Aus Gl. (2.1.4) erhält man:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{ein}}{T} = v_T \quad (2.1.6)$$

v_T ist das Tastverhältnis des PWM-Signals mit dem T_1 angesteuert wird.

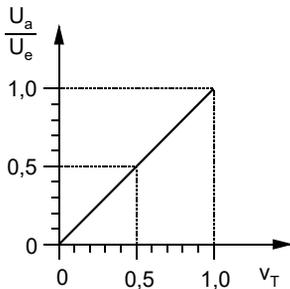


Abb. 2.2: Normierte Ausgangsspannung $\frac{U_a}{U_e}$ in Abhängigkeit von v_T

2.1.2 Berechnung der Induktivität L

Die Größe der Induktivität L und der Stromrippel $\Delta I = I_{Lmax} - I_{Lmin}$ hängen wiederum über das Grundgesetz der Induktivität zusammen: $U_L = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t}$. Da ΔI für die Einschaltdauer t_{ein} und die Ausschaltdauer t_{aus} betragsmäßig gleich groß ist, reicht die Betrachtung von einem der beiden Vorgänge aus. Wir betrachten den Entladevorgang der Spule (t_{aus}). Für ihn gilt:

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{aus}}, \text{ wobei } t_{aus} = T - t_{ein} = T \cdot (1 - V_T). \quad (2.1.7)$$

Mit Gl. (2.1.6) folgt daraus:

$$t_{aus} = T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) \quad (2.1.8)$$

Mit Gl. (2.1.7) ergibt sich:

$$L = \frac{U_a \cdot T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right)}{\Delta I} \quad (2.1.9)$$

Damit haben wir eine erste Dimensionierungsgleichung für die Induktivität L . Der Stromrippel ΔI lässt sich für den minimalen nicht lückenden Strom angeben. In diesem Fall liegt der dreieckförmige Stromverlauf in Abb. 2.1 so tief, dass die untere Kante gerade die Zeitachse berührt. I_{min} ist gerade Null. Für den Fall gilt:

$$\Delta I = 2 \cdot I_{ag} \quad (2.1.10)$$

Aus Gl. (2.1.9) und Gl. (2.1.10) erhalten wir die Dimensionierungsvorschrift für die Größe L :

$$L = \frac{U_a \cdot T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right)}{2 \cdot I_{ag}} = \frac{U_a \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right)}{2 \cdot I_{ag} \cdot f} \quad (2.1.11)$$

2.1.3 Die Grenze für den nicht lückenden Betrieb

Bei dimensionierter Induktivität L kann aus (2.1.11) in umgekehrter Weise die Grenze des nicht lückenden Betriebs ermittelt werden:

$$I_{ag} = \frac{U_a \cdot (1 - V_T) \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.1.12)$$

Unterschreitet der Ausgangsstrom den Grenzwert I_{ag} , beginnt der Strom i_L zu lücken, wird also zeitweise Null. Dann gelten die in Kapitel 2.1 abgeleiteten Beziehungen nicht mehr und wir müssen uns neue überlegen und erarbeiten. Die Grenze, bei welcher der Ausgangsstrom zu lücken beginnt, kann aus Gl. (2.1.11) übersichtlicher angegeben werden, wenn wir eine Normierung durchführen, deren Sinn erst in Kapitel 2.2 erkennbar wird. Dort wird die normierte

Ausgangsspannung $U_N = \frac{U_a}{U_e}$ und der normierte Ausgangsstrom $I_N = \frac{I_a \cdot L}{U_e \cdot T}$ definiert. Füh-

ren wir die Normierung in Gl. (2.1.12) ein und bezeichnen den normierten Ausgangsgrenzstrom mit I_{Nag} , so erhalten wir:

$$I_{Nag} = \frac{1}{2} \cdot U_N \cdot (1 - v_T).$$

Im Grenzfall gilt noch: $U_N = \frac{U_a}{U_e} = v_T$.

Daraus ergibt sich:

$$I_{Nag} = \frac{1}{2} \cdot U_N \cdot (1 - U_N) \tag{2.1.13}$$

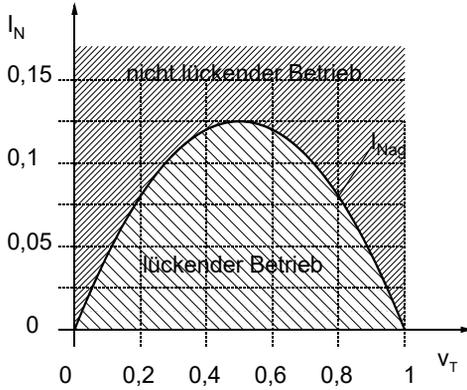


Abb. 2.3: Nicht lückender und lückender Betrieb

2.1.4 Die Größe des Ausgangskondensators

Die Anforderungen an die Leistungsschalter (T und D) gehen aus Abb. 2.1 hervor, wenn wir die Verläufe für den konkreten Fall quantitativ richtig zeichnen. Als Beispiel für die Dimensionierung von weiteren Leistungsbauteilen sei hier der notwendige Kapazitätswert für den Ausgangskondensator C_a bestimmt. Der Eingangskondensator C_e kann nach dem selben Verfahren dimensioniert werden. Ein Beispiel findet sich in Kapitel 14.

Die Dimensionierung des Ausgangskondensators erfolgt hier zunächst für den idealen Kondensator. Für ihn gilt allgemein: $i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$, wobei $i_C = i_L - i_a$ ist. Der Kondensator C_a sei so dimensioniert, dass die Ausgangsspannung als eine Gleichspannung mit einem kleinen überlagerten Wechselspannungsanteil betrachtet werden kann. Wenn nun die Ausgangsspannung nahezu eine Gleichspannung darstellt, fließt auch ein nahezu reiner Gleichstrom I_a in den Verbraucher. Damit wird der Gleichanteil von i_L gleich I_a und der Wechselanteil von i_L wird gleich i_C .

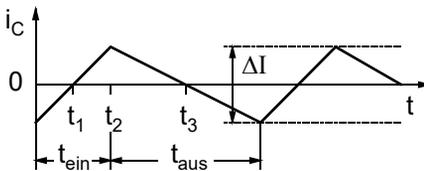


Abb. 2.4: Verlauf des Kondensatorstromes i_C

Für die Rechnung gehen wir von der minimalen Kondensatorspannung aus und berechnen die maximale Kondensatorspannung. Die minimale Kondensatorspannung liegt bei t_1 vor, die maximale bei t_3 . Das Ergebnis liefert dann den Spitze-Spitze-Wert U_{WSS} . Es gilt:

$$U_{WSS} = \int_{t_1}^{t_3} i_C \cdot dt \tag{2.1.14}$$

Von t_1 bis t_2 gilt: $i_C = \frac{\Delta I}{t_{ein}} \cdot t$ für $0 \leq t \leq \frac{t_{ein}}{2}$.

Von t_2 bis t_3 gilt: $i_C = \frac{\Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{t_{aus}} \cdot t$ für $0 \leq t \leq \frac{t_{aus}}{2}$.

Damit können wir Gl. (2.1.14) ausrechnen:

$$U_{WSS} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{\frac{t_{ein}}{2}} \frac{\Delta I}{t_{ein}} \cdot t \cdot dt + \frac{1}{C} \cdot \int_0^{\frac{t_{aus}}{2}} \left(\frac{\Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{t_{aus}} \cdot t \right) \cdot dt = \quad (2.1.15)$$

$$\frac{\Delta I}{C} \cdot \left(\frac{t_{ein}}{8} + \frac{t_{aus}}{4} - \frac{t_{aus}}{8} \right) = \frac{\Delta I}{8 \cdot C} \cdot (t_{ein} + t_{aus}) = \frac{\Delta I \cdot T}{8 \cdot C} \Rightarrow C = \frac{T \cdot \Delta I}{8 \cdot U_{WSS}}$$

Die U_{WSS} definierende Gl. (2.1.15) gilt nur für den idealen Kondensator. In Wirklichkeit hat der Kondensator nicht nur eine Kapazität, sondern zusätzlich eine parasitäre Induktivität und einen ESR (**E**rsatz-**S**erien-**W**iderstand). In dem ESR sind alle Verluste des Kondensators zusammengefasst und in der Induktivität L_C alle induktiven Komponenten, also auch die Induktivität der Anschlussdrähte und eventuell die Induktivität der Leiterbahnen.

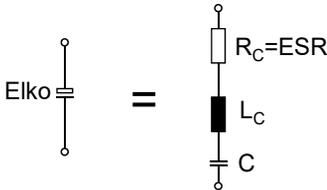


Abb. 2.5: Ersatzschaltbild eines Elkos

Über die Reihenschaltung R_C , L_C , C fließt der Kondensatorstrom i_C , der den Wechselanteil des Drosselstroms darstellt. Er ist in Abb. 2.6 oben dargestellt. Im gleichen Abb. sind noch die prinzipiellen Spannungsverläufe an L_C , R_C und C eingezeichnet.

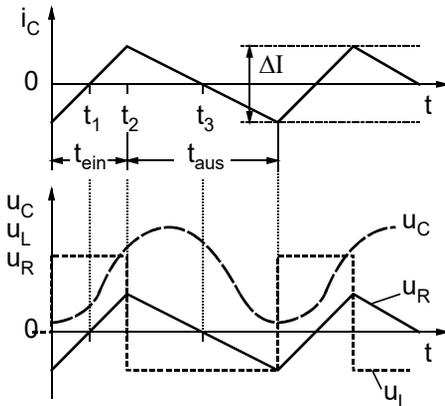


Abb. 2.6: Die Spannungsabfälle an den Ersatzelementen

An R_C fällt die Spannung $U_R = R_C \cdot i_C$ ab. An L_C fällt die Spannung $u_L = L_C \cdot \frac{di_C}{dt}$ ab. Da i_C stückweise linear ist, wird U_{LC} stückweise konstant. Sie hat die Werte $L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}}$ und $-L \cdot \frac{\Delta I}{t_{aus}}$, die in Abb. 2.6 eingezeichnet sind. An C fällt die Spannung U_C ab, die in Abb. 2.6 skizziert ist und deren Spitze-Spitze-Wert aus der Gl. (2.1.15) zu entnehmen ist. U_C ist das Integral über

dem Kondensatorstrom: $u_C = \int i_C dt + U_{C0}$, wenn U_{C0} die Gleichspannung auf dem Kondensator ist. Die gesamte Ausgangsspannung U_{wss} ergibt sich durch phasenrichtige Addition der einzelnen Anteile. Eine andere Möglichkeit besteht darin, dass man den dreieckförmigen Verlauf des Drosselwechselstroms durch seine Grundwelle annähert (also eine reine Sinusspannung annimmt). Diese Annäherung ist sehr grob. Eine genauere Analyse erreicht man, wenn man weitere Harmonische dazu nimmt. Der dreieckförmige Stromverlauf wird dazu nach Fourier in seine Grundwelle (erste Harmonische) und die höheren Harmonischen zerlegt. Für jede Harmonische können die Spannungsabfälle an den parasitären Bauelementen und dem eigentlichen Kondensator berechnet und phasenrichtig addiert werden. Da dieses Verfahren aufwändig ist, beschränkt man sich häufig auf die Berechnung der Grundwelle und überprüft das Ergebnis durch Messung der verbleibenden Welligkeit der Kondensatorspannung. Bei beiden Verfahren wird mit dem komplexen Scheinwiderstand Z des Kondensators und dem Kondensatorstrom der Spannungsabfall berechnet. Für den Betrag von Z gilt:

$$Z = \sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C} - \omega \cdot L_C\right)^2} \tag{2.1.16}$$

Ist der Wert für ESR bei der betreffenden Arbeitsfrequenz unbekannt, kann er aus dem Verlustwinkel berechnet werden:

$$ESR = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C} \tag{2.1.17}$$

Zum ESR von Elektrolytkondensatoren und von Folienkondensatoren sind in Kapitel 13 weitere Angaben zu finden.

2.1.5 Analytische Berechnung des Effektivwertes

Für die Erwärmung des Eingangs- und Ausgangskondensators ist der Effektivwert des Kondensatorstromes verantwortlich. Es gilt: $P = I^2 \cdot ESR$. Den ESR entnehmen wir für die zutreffenden Bedingungen aus dem Datenblatt des Herstellers. I hingegen müssen wir aus dem Zeitverlauf berechnen.

Es gilt für den Effektivwert eines Stromes: $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$. (2.1.18)

Darin ist i der zeitliche Verlauf $i(t)$, den wir aus Abb. 2.1 entnehmen: Wir wollen den Strom I_{Ce} , also den Strom durch den Eingangskondensator berechnen. I_{Ce} ist der Wechselanteil von I_T .

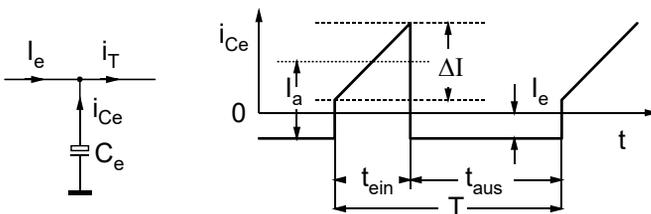


Abb. 2.7: Der Strom $i_{Ce} = i_T - I_e$.

Den Eingangsstrom I_e bekommen wir aus $U_e \cdot I_e = U_a \cdot I_a \Rightarrow I_e = I_a \cdot \frac{U_a}{U_e} = I_a \cdot v_T$.

Aus Gl. (2.1.18) geht hervor, dass wir über eine volle Periode T integrieren müssen. Wo wir mit der Integration beginnen, spielt dabei keine Rolle. Deshalb verschieben wir den Stromverlauf so weit nach links, dass der Beginn von t_{ein} im Koordinatenursprung liegt. Dann können wir den Verlauf mathematisch einfach beschreiben:

$$i(t) = I_a - I_e - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{t_{ein}} t = I_a (1 - v_T) - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{t_{ein}} t \quad \text{für } 0 \leq t \leq t_{ein}$$

$$i(t) = -I_a \cdot v_T \quad \text{für } t_{ein} \leq t \leq T$$

$$\int_0^T i^2 dt = \int_0^{t_{ein}} \left\{ \left[I_a (1 - v_T) - \frac{\Delta I}{2} \right]^2 + \left[I_a (1 - v_T) - \frac{\Delta I}{2} \right] 2 \frac{\Delta I}{t_{ein}} t + \frac{\Delta I^2}{t_{ein}^2} t^2 \right\} dt + \int_{t_{ein}}^T (-I_a \cdot v_T)^2 dt$$

$$\int_0^T i^2 dt = \left[I_a (1 - v_T) - \frac{\Delta I}{2} \right]^2 t_{ein} + \left[I_a (1 - v_T) - \frac{\Delta I}{2} \right] \Delta I \cdot t_{ein} + \frac{\Delta I^2}{3} t_{ein} + (I_a \cdot v_T)^2 (T - t_{ein})$$

Nach Umformung und Vereinfachung erhalten wir:

$$\int_0^T i^2 dt = v_T \cdot T \left[I_a^2 (1 - v_T) + \frac{\Delta I^2}{12} \right]$$

und damit $I_{Ce} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{v_T \left[I_a^2 (1 - v_T) + \frac{\Delta I^2}{12} \right]}$

Die Berechnung von I_{Ca} kann entsprechend erfolgen.

2.1.6 Numerische Bestimmung des Effektivwertes

Manchmal muss der Effektivwert des Stromes aus dem Oszillogramm numerisch bestimmt werden. Bei manchen Digital-Oszilloskopen ist die hier beschriebene Rechenoperation bereits implementiert. Andernfalls lässt sich der Effektivwert auch leicht mit einigen Stützstellen näherungsweise bestimmen, was für die Dimensionierung des Kondensators meist ausreicht.

Es gilt allgemein:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (2.1.19)$$

Für die diskrete Rechnung folgt daraus:

$$I = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N i_n^2} \quad (2.1.20)$$

In Gl. (2.1.20) ist N die Anzahl der diskreten Stromwerte und n der laufende Index der Stromwerte. Die Anwendung von Gl. (2.1.20) soll an einem konkreten Stromverlauf in Abb. 2.8 gezeigt werden.

Für die Berechnung des Effektivwerts des Stromverlaufs wird die Kurve durch diskrete Stromwerte angenähert. Die Näherung ist in Abb. 2.8 gestrichelt eingezeichnet. Hier ist $N = 8$ und $1 \leq n \leq 8$. Mit Gl. (2.1.20) folgt:

$$I = \sqrt{\frac{1}{8} (1,8^2 + 3,2^2 + 1,1^2 + (-1,1)^2 + (-1,2)^2 + (-1,1)^2 + (-0,9)^2 + (-0,4)^2)} \text{ A} = 1,562 \text{ A}$$

Wird eine höhere Genauigkeit gefordert, muss N vergrößert werden.

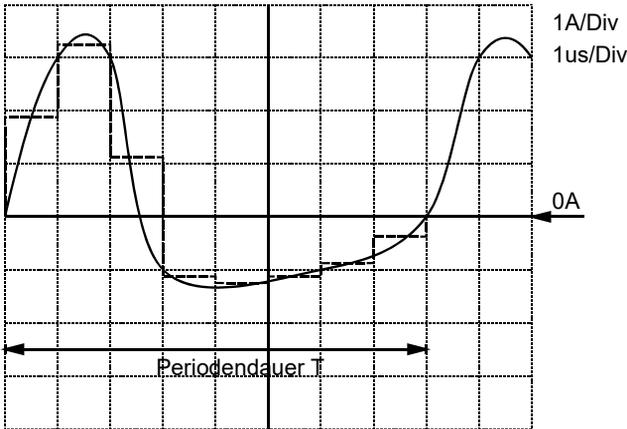


Abb. 2.8: Beispiel für einen gemessenen Stromverlauf

Die Überprüfung kann mit einer Temperaturmessung erfolgen. Die Verlustleistung wird mit

$$P_V = I^2 \cdot ESR \quad (2.1.21)$$

berechnet. Die Verlustleistung führt zu einer Erwärmung des Elkos von $\Delta T = P_V \cdot R_{Th}$, wenn

$[R_{Th}] = \frac{K}{W}$ ist. Der thermische Widerstand des Elkos ist meist nicht genau bekannt, da er neben der Gehäuseform auch vom Layout auf der Platine abhängt. Insofern ist die Rechnung recht ungenau und sollte durch eine Temperaturmessung im endgültigen Aufbau überprüft werden. Sie muss sowieso unabhängig davon erfolgen, da einerseits die Temperaturbelastung des Elkos bezüglich der maximal zulässigen Temperatur überprüft werden muss und andererseits über die Elko-Temperatur auf dessen zu erwartende Lebensdauer hochgerechnet wird.

Die Hersteller geben die Lebensdauer in Abhängigkeit der Bauteiltemperatur an. Und so kann man über die auftretenden Temperaturen und die Belastungsdauer die Lebensdauer vorausberechnen. In vielen Geräten ist der Elko das Bauelement, das die Lebensdauer begrenzt. Deshalb ist die Überprüfung durch Messung und Rechnung besonders wichtig. Man kann mit dem Ergebnis leichter Garantiezusagen machen bzw. die Garantiekosten abschätzen.

Der Alterungsprozess des Elkos ist übrigens physikalisch einfach zu erklären. Die eine Elektrode ist ein flüssiger Elektrolyt, der im Laufe der Zeit verdampft. Dadurch nimmt die Kapazität des Elkos ab und erreicht zum Ausfallzeitpunkt ihr unteres Design-Limit. Wie stark der Verdampfungsprozess stattfindet, hängt in erster Linie von der Temperatur und dem Gehäuse ab. Die Temperatur können wir aus Kostengründen nur in gewissen Grenzen senken. Hingegen kann mit einem Gehäuse hoher Dichtheit die Lebensdauer deutlich vergrößert werden. Eine Möglichkeit ist die Verschweißung des Gehäuses. Diese Lösung ist sehr teuer, wurde aber beispielsweise für den Einsatz in Kampfflugzeugen erfolgreich eingesetzt.

2.2 Der Abwärtswandler mit lückendem Strom

Wenn der Ausgangsstrom durch eine verringerte Ausgangslast klein wird, tritt ein verändertes Verhalten des Wandlers auf. Der Spulenstrom i_L wird zeitweise Null. Dadurch gelten die Beziehungen von Kapitel 2.1 nicht mehr. Wir wollen uns jetzt überlegen, wie sich die Leistungshardware in diesem Fall verhält.

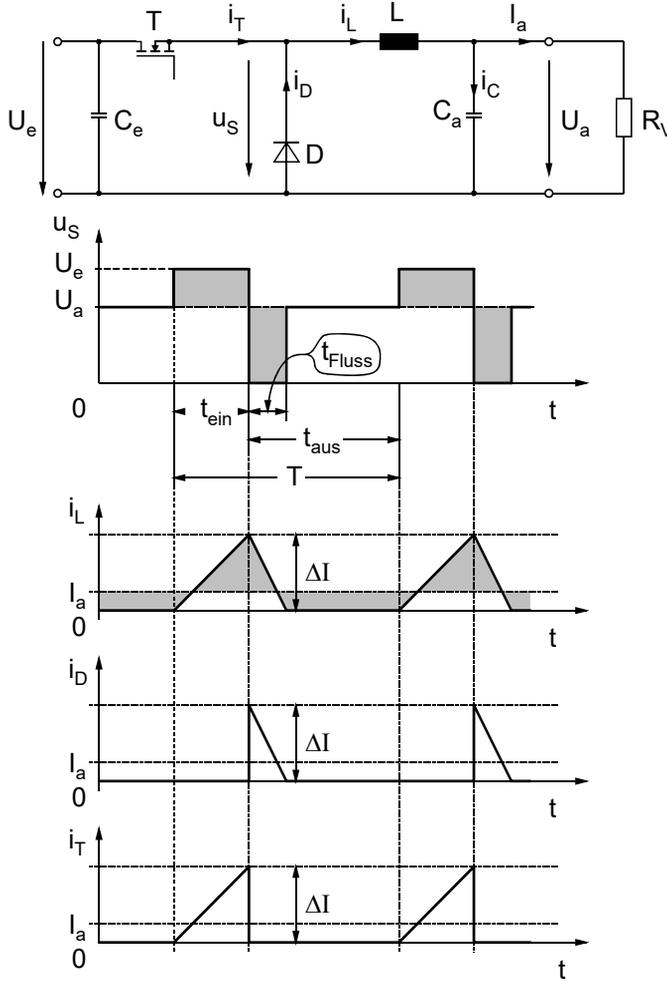


Abb. 2.9: Stromverläufe im lückenden Betrieb des Abwärtswandlers

Aus Abb. 2.9 ergeben sich folgende Zusammenhänge:

Während der Zeit t_{ein} steigt der Strom in der Induktivität i_L auf ΔI an.

$$\Rightarrow U_e - U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{\text{ein}}} \tag{2.2.1}$$

Während der Zeit t_{Fluss} fällt er wieder auf Null ab.

$$\Rightarrow U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{Fluss}} \quad (2.2.2)$$

Aus Gl. (2.2.1) folgt:

$$\Delta I = \frac{(U_e - U_a) \cdot t_{ein}}{L} = \frac{(U_e - U_a)}{L} \cdot v_T \cdot T \quad (2.2.3)$$

2.2.1 Der Eingangsstrom

Aus Abb. 2.9 lässt sich der zeitliche Mittelwert des Eingangsstromes I_e berechnen:

$$I_e = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{ein}}{T} = \frac{(U_e - U_a) \cdot v_T^2 \cdot T^2}{L \cdot 2 \cdot T} = \frac{(U_e - U_a) \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.2.4)$$

2.2.2 Die Ausgangsspannung

Im Idealfall ($\eta = 100\%$) ist die Eingangsleistung gleich der Ausgangsleistung: $U_e \cdot I_e = U_a \cdot I_a$. Wir lösen die Gleichung nach U_a auf und setzen den Eingangsstrom nach Gl. (2.2.4) ein:

$$\begin{aligned} U_a &= U_e \cdot \frac{I_e}{I_a} = \frac{U_e \cdot (U_e - U_a) \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_a} \\ &= \frac{U_e^2 \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_a \cdot \left(1 + U_e \cdot \frac{v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_a}\right)} = \frac{U_e^2 \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_a + U_e \cdot v_T^2 \cdot T} \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

Zur besseren Übersicht führen wir die normierte Eingangsspannung U_N und den normierten Ausgangsstrom I_N ein:

$$U_N = \frac{U_a}{U_e} \quad I_N = \frac{I_a \cdot L}{U_e \cdot T} \quad (2.2.6)$$

Aus Gl. (2.2.5) wird $\frac{U_a}{U_e} = \frac{v_T^2}{\frac{2 \cdot L \cdot I_a}{U_e \cdot T} + v_T^2}$ normiert:

$$U_N = \frac{v_T^2}{2 \cdot I_N + v_T^2} \quad (2.2.7)$$

2.2.3 Grenze zum nicht lückenden Betrieb

Wir führen den normierten Ausgangsgrenzstrom I_{Nag} ein. Das ist der Strom, bei dem der Spulenstrom gerade noch nicht lückt. Wir erhalten ihn zu

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow \Delta I = \frac{(U_e - U_a) \cdot v_T^2 \cdot T}{L \cdot v_T} :$$

$$I_{Nag} = \frac{\Delta I \cdot L}{2 \cdot U_e \cdot T} = \frac{(U_e - U_a) \cdot v_T \cdot T \cdot L}{2 \cdot U_e \cdot T \cdot L} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) \cdot v_T = \frac{1}{2} \cdot (1 - U_N) \cdot v_T \quad (2.2.8)$$

Für $I_N = I_{Nag}$ ist $v_T = \frac{U_a}{U_e} = U_N$ und damit $I_{Nag} = \frac{U_N}{2} \cdot (1 - U_N)$.

Der Vergleich mit Gl. (2.1.13) zeigt, dass die Annäherung an die Grenze von beiden Betriebsmodi aus dieselbe Grenzkurve liefert. Auf der Grenzkurve gilt noch

$$\frac{U_a}{U_e} = v_T ,$$

deshalb können wir auch schreiben:

$$I_{Nag} = \frac{v_T}{2} \cdot (1 - v_T) \quad (2.2.9)$$

Die Ergebnisse der Gln. (2.2.8) bis (2.2.9) sind in Abb. 2.10 berechnet und dargestellt.

Abb. 2.10 stellt somit das Ausgangskennlinienfeld des Wandlers mit dem Parameter v_T dar. Für große Ausgangsströme wird die Ausgangsspannung unabhängig vom Ausgangsstrom. Der Wandler ist eine Spannungsquelle. Dieser Fall ist im rechten Teil von Abb. 2.10 zu sehen. Dort arbeitet der Wandler im nicht lückenden Betrieb.

Reduzieren wir den Ausgangsstrom, so erreichen wir die Grenzkurve I_{Nag} . Links von dieser Kurve lückt der Wandler und die Ausgangsspannung wird vom Ausgangsstrom abhängig. Wie die Kurvenschar zeigt, wird die Abhängigkeit umso stärker, je kleiner der Ausgangsstrom wird.

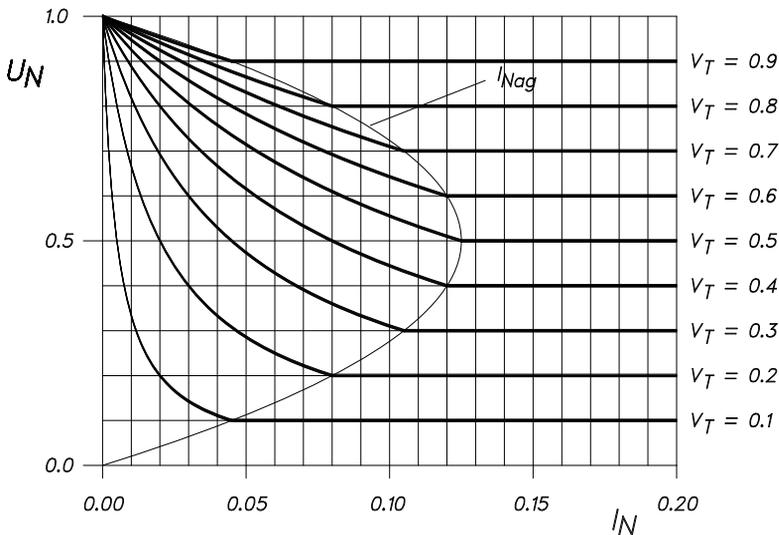


Abb. 2.10: U_N in Abhängigkeit von I_N bei konstantem v_T

2.2.4 Tastverhältnis in Abhängigkeit des Ausgangsstroms

Es stellt sich hier die Frage: Wie muss v_T verändert werden, damit die Ausgangsspannung bei veränderlichem Ausgangsstrom konstant gehalten werden kann?

Wir lösen Gl. (2.2.7) nach v_T auf:

$$v_T = \sqrt{\frac{2 \cdot U_N \cdot I_N}{1 - U_N}} \quad (2.2.10)$$

Damit können wir v_T in Abhängigkeit von I_N angeben, für den Fall, dass U_N konstant gehalten werden soll:

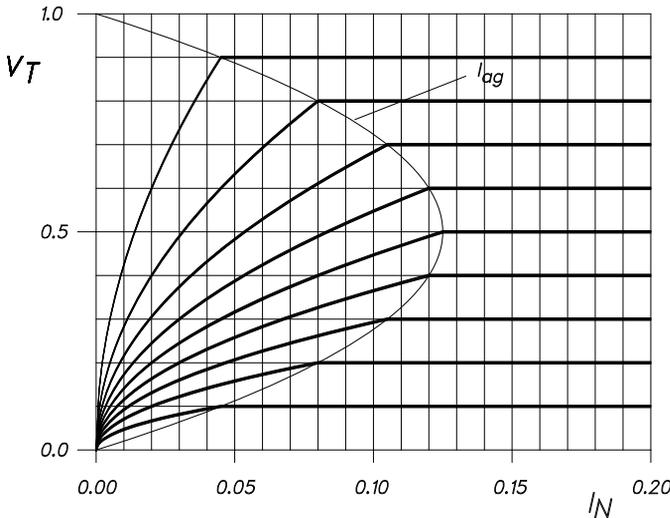


Abb. 2.11: Tastverhältnis v_T in Abhängigkeit von I_N für konstante Ausgangsspannungen U_N

Bei allen Reglern wollen wir die Ausgangsspannung bei sich ändernder Last konstant halten. Wie Abb. 2.11 zeigt, ist dies für große Ausgangsströme sehr leicht möglich, weil der Wandler von sich aus die Ausgangsspannung konstant hält. Bei kleinen Ausgangslasten hingegen muss der Regler das Tastverhältnis stark reduzieren, um eine konstante Ausgangsspannung zu erreichen. Dies gilt es bei der Reglerdimensionierung zu berücksichtigen. Es ist nach Abb. 2.11 nicht verwunderlich, wenn der Wandler bei großer Last stabil arbeitet und bei kleiner Last plötzlich zu schwingen anfängt oder die Ausgangsspannung unruhig wird. Es hilft dann nur, den Regler auf den kritischen Fall der Minimallast auszulegen.

Hinweis: Die Unterscheidung in die Betriebsmodi nichtlückender – lückender Strom bzw. kontinuierlicher – diskontinuierlicher Betrieb ist daraus entstanden, dass für den zweiten Schalter eine Diode verwendet wird. Sie schaltet sich selbst zum richtigen Zeitpunkt ein und aus, wodurch die Schaltung des Wandlers vereinfacht wird. Verwendet man für den zweiten Schalter ebenfalls einen Transistor, der während t_{aus} eingeschaltet wird, so kann der Strom während t_{aus} auch negativ werden und es gelten dann die Beziehungen für den nichtlückenden Betrieb bis zu beliebig kleinen Ausgangsströmen herunter. Im Extremfall, wenn die Ausgangslast völlig weggenommen wird, bleibt die Ausgangsspannung dennoch gemäß Gl. (2.1.6) stabil. Es wird dann nur Energie hin- und hergeschaufelt. In Kapitel 3.3 wird am Beispiel des Aufwärtswandlers auf diesen Sachverhalt genauer eingegangen.

2.3 Der Abwärtswandler mit Umschwingkondensator

2.3.1 Vorbemerkung

In der Leistungselektronik können die Schalter durch Schwingkreise entlastet werden. Bei geschickter Anordnung des Schwingkreises erfolgt der Schaltvorgang „weich“ und nahezu ohne Schaltverluste. Für jede Wandlerart gibt es eine Vielzahl solcher Entlastungs- oder Umschwingnetzwerke. Hier seien nur solche vorgestellt, die einen einfachen LC-Schwingkreis beinhalten, der z. B. durch einen zusätzlichen Kondensator im Zusammenspiel mit der sowieso vorhandenen Induktivität entsteht. Zur Einführung soll an zwei Beispielen das Prinzip erläutert werden:

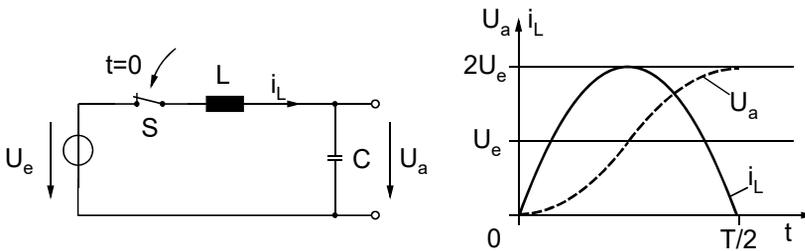


Abb. 2.12
Beispiel 1: LC-Umschwingkreis

Die Schaltung sei energielos, wenn zum Zeitpunkt $t = 0$ der Schalter S geschlossen wird. Im Schaltmoment ist i_L Null, wodurch keine Schaltverluste entstehen. Erst danach steigt i_L an, so wie es im rechten Abb. gezeigt ist. Die Ausgangsspannung U_a erreicht maximal den Wert $2 \cdot U_e$ und zwar im Zeitpunkt

$$t = \frac{T}{2}, \text{ wenn gilt } T = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C} .$$

Zu diesem Zeitpunkt kann S verlustleistungsfrei geöffnet werden. Somit wurde der Kondensator C auf die Spannung $U_a = 2 \cdot U_e$ aufgeladen, ohne dass dabei Verlustenergie entstanden ist.

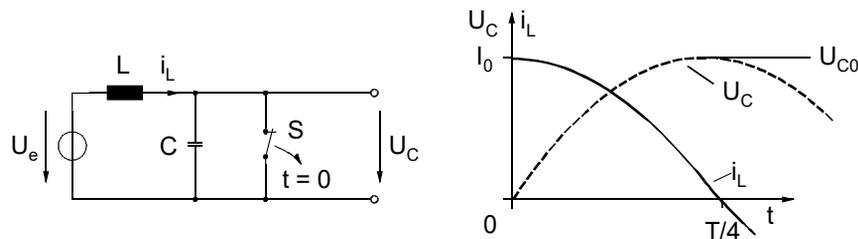


Abb. 2.13: Beispiel 2: Umschwingkreis mit aufgeladener Drossel

Hier war der Schalter S eine gewisse Zeit geschlossen, sodass in der Induktivität der Strom I_0 fließt, wenn S zum Zeitpunkt $t = 0$ öffnet. Im Öffnungsmoment kommutiert der Strom i_L schlagartig auf den Kondensator C . Die Spannung am Kondensator steigt mit endlicher Steigung an und würde für $t = \frac{T}{4}$ ihren Maximalwert erreichen. Oft wird der Umschwingvorgang aber gar nicht so weit durchlaufen, weil die Schaltung auf eine konstante Ausgangsspannung arbeitet:

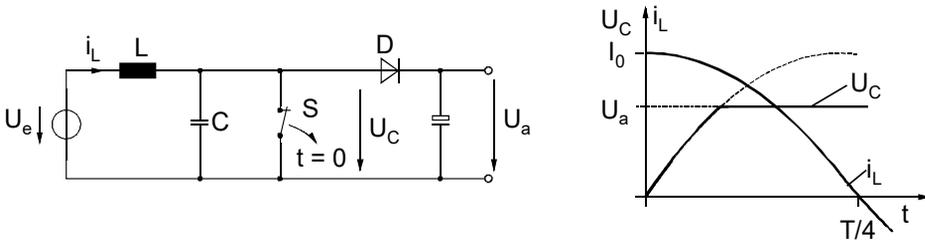


Abb. 2.14: Umschwingen bis zur Ausgangsspannung

In Abb. 2.13 und Abb. 2.14 wurden die Kurvenverläufe vereinfacht dargestellt. Sie gelten so nur angenähert für den Fall einer großen Induktivität L und eines kleinen Kondensators C . Die Vereinfachung ist aber zulässig, wenn L die Leistungsinduktivität des Wandlers ist und C die Ausgangskapazität des Leistungsschalters darstellt, die vielleicht noch um einige nF ergänzt wurde.

Diese zwei Beispiele wurden aus einer großen Anzahl von Schaltungsmöglichkeiten herausgegriffen, um das Prinzip zu demonstrieren. Richtig angewendet haben die Umschwingkreise alle die Eigenschaft, dass sie *weich* schalten und damit *Schaltverluste und Störungen vermeiden* oder drastisch reduzieren. Wir werden in Kap. 14 ausführlicher darauf eingehen und dort auch die Begriffe ZVS und ZCS erläutern.

2.3.2 Schaltung beim Abwärtswandler

Der Umschwingkreis kann beim Abwärtswandler realisiert werden, wenn die Schaltung um den Umschwingkondensator C_u ergänzt wird.

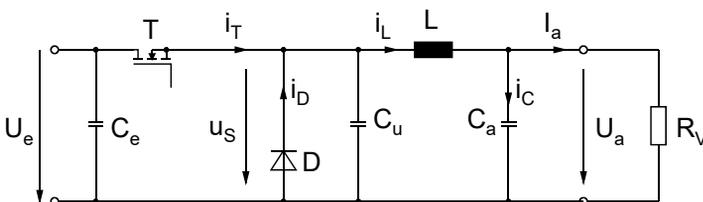


Abb. 2.15: Abwärtswandler mit Umschwingkondensator

Der zugehörige Spannungsverlauf $u_S(t)$ sieht wie folgt aus:

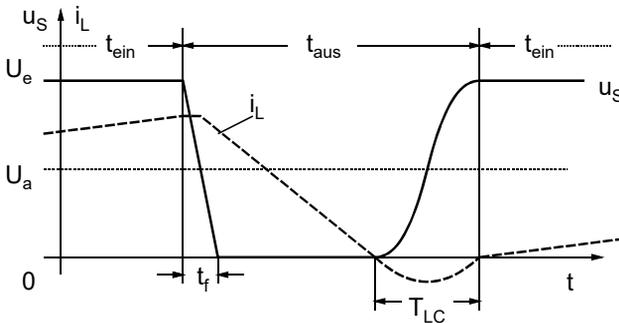


Abb. 2.16: Spannungsverlauf beim Abwärtswandler mit Umschwingkondensator

In Abb. 2.16 wurde der Spezialfall $U_a = \frac{U_e}{2}$ dargestellt und es wurden die Kurvenverläufe leicht vereinfacht und idealisiert gezeichnet.

Während t_f gilt:

$$\frac{du}{dt} \approx \frac{i_{emax}}{C} \quad (2.3.1)$$

für T_{LC} gilt:

$$T_{LC} \approx \pi \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (2.3.2)$$

Das Hochschwingen während T_{LC} funktioniert natürlich nur, wenn der Wandler immer an der Lückgrenze betrieben wird. Genau genommen sogar immer ein bisschen unterhalb der Lückgrenze, da i_L geringfügig negativ wird. Dies bedeutet insbesondere deshalb eine starke Einschränkung, weil damit die Wandlerfrequenz lastabhängig wird und nicht wie bisher konstant gehalten werden kann.

Des Weiteren sieht man in Abb. 2.16, dass der Umschwingvorgang nur dann vollständig möglich ist, wenn gilt $\frac{U_e}{2} \leq U_a \leq U_e$. In der Praxis geht der Bereich noch etwas weiter, weil die Sperrverzugszeit von D den Strom noch negativer werden lässt. Damit steht mehr Energie für das Umschwingen zur Verfügung und U_a darf etwas kleiner als $\frac{U_e}{2}$ werden. Trotz dieser gra-

vierenden Einschränkungen kann der Umschwingbetrieb aus den genannten Gründen sinnvoll sein. Weniger erzeugte Störungen bedeuten automatisch weniger Filter- oder Schirmungsaufwand. So kann es durchaus sein, dass für einen hartgeschalteten Wandler ein Metallgehäuse unumgänglich ist, während für einen weich geschalteten Wandler gleicher Ausgangsleistung ein Kunststoffgehäuse verwendet werden kann.

3 Der Aufwärtswandler

3.1 Der Aufwärtswandler mit nicht lückendem Strom

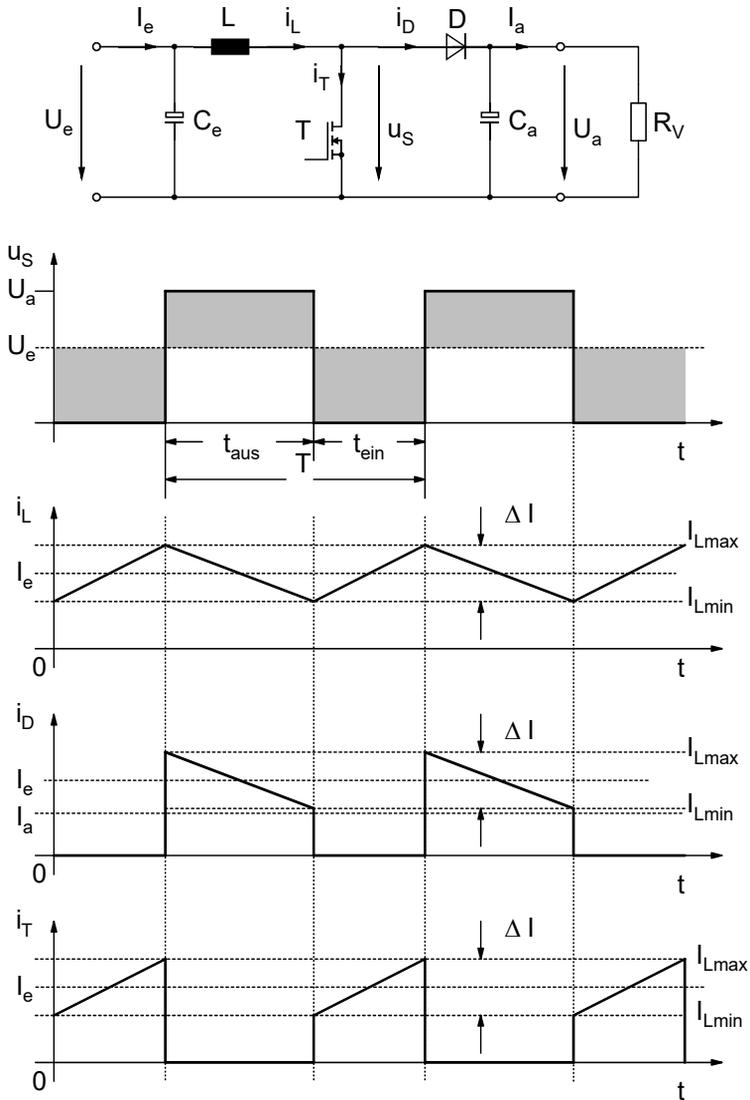


Abb. 3.1: Leistungsteil des Aufwärtswandlers mit den wichtigsten Strom- und Spannungsverläufen

Die Induktivität L wird während der Zeit t_{ein} bei leitendem Transistor T an die Eingangsspannung U_e geschaltet, wodurch i_L ansteigt. Energie wird in die Induktivität geladen. Erst in der zweiten Phase, wenn T sperrt, (während t_{aus}) fließt Strom über die Diode auf die Ausgangsseite. Die Energieübertragung erfolgt in der Sperrphase des Transistors, deshalb heißt der Wandler Sperrwandler. Für die nachfolgenden Berechnungen wollen wir alle Bauelemente als ideal betrachten, so wie wir es in der Einführung (Kapitel 1.5) vorgesehen haben.

3.1.1 Berechnung der Ausgangsspannung

Ausgehend von der Grundgleichung der Induktivität $u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$ ergibt sich hier für die Dauer t_{ein} :

$$U_e = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (3.1.1)$$

und für die Zeit t_{aus} :

$$U_a - U_e = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{aus}} \quad (3.1.2)$$

mit $\Delta I = I_{Lmax} - I_{Lmin}$.

Im stationären Zustand ist ΔI in Gl. (3.1.1) und Gl. (3.1.2) gleich groß. Deshalb folgt aus beiden Gleichungen: $U_e \cdot t_{ein} = (U_a - U_e) \cdot t_{aus}$. Beide Spannungszeitflächen sind also gleich groß. In Abb. 3.1 ist die Flächengleichheit durch die entsprechende Schraffur gekennzeichnet.

Zur Berechnung der Ausgangsspannung dividieren wir Gl. (3.1.2) durch Gl. (3.1.1):

$$\begin{aligned} \frac{U_a}{U_e} - 1 &= \frac{t_{ein}}{t_{aus}} \quad \text{mit } T = t_{ein} + t_{aus} \text{ folgt:} \\ \frac{U_a}{U_e} - 1 &= \frac{t_{ein}}{T - t_{ein}} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{T}{T - t_{ein}} = \frac{1}{1 - v_T} \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

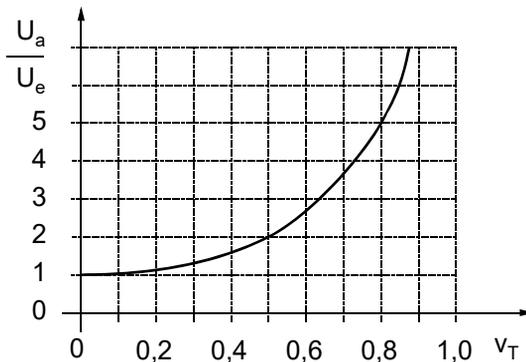


Abb. 3.2: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers

In Abb. 3.2 wurde gemäß Gl. (3.1.3) die Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers dargestellt. Zwischen U_N und v_T besteht kein linearer Zusammenhang wie etwa beim Abwärtswandler. Für

Werte von v_T in der Gegend von 1,0 wird die Steigung sehr steil, was den Betrieb der Schaltung in diesem Bereich sehr schwierig bis unmöglich macht. Zusätzlich muss beachtet werden, dass der Transistor mit der vollen Ausgangsspannung belastet wird. Dessen zulässige Drain-Source-Spannung erreicht für $v_T = 0,9$ bereits die zehnfache Eingangsspannung!

Wenn eine variable Arbeitsfrequenz erlaubt ist, können wir den Wandler auch mit einer konstanten Auszeit t_{aus} betreiben. Aus Gl. (3.1.3) folgt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1-v_T} = \frac{T}{T-t_{ein}} = \frac{t_{ein} + t_{aus}}{t_{aus}} = 1 + \frac{t_{ein}}{t_{aus}} \quad (3.1.4)$$

Für die Arbeitsfrequenz erhalten wir dann:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{ein} + t_{aus}} = \frac{1}{t_{aus} \cdot \left(\frac{t_{ein}}{t_{aus}} + 1 \right)}$$

$$\Rightarrow f \cdot t_{aus} = \frac{1}{1 + \frac{t_{ein}}{t_{aus}}} \quad (3.1.5)$$

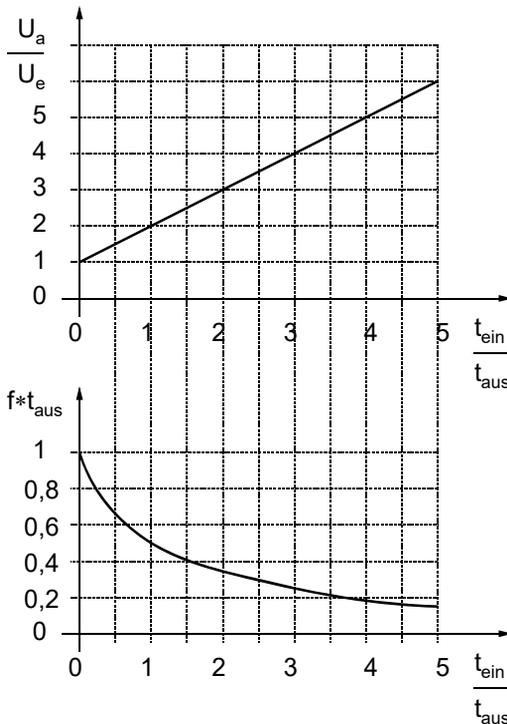


Abb. 3.3: Ausgangsspannung im Betrieb mit variabler Frequenz und festem t_{aus}

3.1.2 Der Eingangsstrom

Der Eingangskondensator C_e puffert den Drosselstrom i_L . Er Abb.et den Mittelwert:

$$I_e = \overline{i_L} \quad (3.1.6)$$

3.1.3 Berechnung des Ausgangsstromes

Nur während der Dauer t_{aus} fließt Strom auf die Ausgangsseite. In Abb. 3.1 ist dies der Diodenstrom i_D . Der Ausgangskondensator C_a glättet den trapezförmigen Stromverlauf. Bei richtiger Dimensionierung von C_a wird I_a nahezu ein Gleichstrom. Die Trapezfläche wird auf die Periodendauer T verteilt:

$$I_a = I_e \cdot \frac{t_{aus}}{T} = I_e \cdot \frac{T - t_{ein}}{T} = I_e \cdot (1 - v_T) \quad (3.1.7)$$

Zur Kontrolle berechnen wir die Eingangsleistung: $P_e = U_e \cdot I_e$ und die Ausgangsleistung:

$P_a = U_a \cdot I_a$ und setzen Gl. (3.1.3) und Gl. (3.1.7) ein:

$$P_a = U_a \cdot I_a = U_e \cdot \frac{1}{1 - v_T} \cdot I_e \cdot (1 - v_T) = P_e \quad (3.1.8)$$

Eingangs- und Ausgangsleistung müssen bei einem idealen Wandler gleich sein, da er per Definition verlustfrei arbeitet. Deshalb ist Gl. (3.1.8) plausibel.

3.1.4 Berechnung der Induktivität L

Aus Gl. (3.1.1) folgt: $t_{ein} = \frac{\Delta I \cdot L}{U_e}$ und aus Gl. (3.1.2) folgt: $t_{aus} = \frac{\Delta I \cdot L}{U_a - U_e}$.

Mit $T = t_{ein} + t_{aus}$ folgt: $T = \frac{\Delta I \cdot L}{U_e} + \frac{\Delta I \cdot L}{U_a - U_e}$

$$\Rightarrow L = \frac{T \cdot U_e \cdot (U_a - U_e)}{\Delta I \cdot (U_a - U_e) + \Delta I \cdot U_e} = \frac{T \cdot U_e \cdot (U_a - U_e)}{\Delta I \cdot U_a} = \frac{T}{\Delta I} \cdot U_e \cdot \left(1 - \frac{U_e}{U_a}\right) \quad (3.1.9)$$

Mit Gl. (3.1.9) können wir den Induktivitätswert in Abhängigkeit von Eingangs-, Ausgangsspannung, Arbeitsfrequenz des Wandlers und dem gewünschten ΔI bestimmen. Zusammen mit dem maximal vorkommenden I_{lmax} (in Abb. 3.1 eingezeichnet) kann damit das Bauteil L hinsichtlich Kerngröße und Wicklung dimensioniert werden. Wenn der Stromripple ΔI nicht feststeht, kann der Induktivitätswert auch für einen minimalen Ausgangsstrom festgelegt werden, bei dem noch kein lückender Betrieb auftritt. Der trapezförmige Verlauf von i_L in Abb. 3.1 ist an der Lückengrenze gerade dreieckförmig. Die Höhe des Dreiecks ist ΔI . Wir bezeichnen den Ausgangsstrom für diesen Grenzfall mit I_{ag} . Für I_{ag} gilt:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{T - t_{ein}}{T} = \frac{\Delta I}{2} \cdot (1 - v_T) \Rightarrow \Delta I = \frac{2 \cdot I_{ag}}{1 - v_T} = 2 \cdot I_{ag} \cdot \frac{U_a}{U_e}$$

mit Gl. (3.1.9) folgt für die Induktivität L:

$$L = \frac{T}{2 \cdot I_{ag} \cdot \frac{U_a}{U_e}} \cdot U_e \cdot \left(1 - \frac{U_e}{U_a}\right) = \frac{T}{2 \cdot I_{ag}} \cdot \frac{U_e^2}{U_a^2} \cdot (U_a - U_e) \quad (3.1.10)$$

3.1.5 Die Größe der Ausgangskapazität

Der Ausgangskondensator C_a muss eine so große Kapazität haben, dass die Ausgangsspannung einen vorgegebenen Ripple U_{CSS} nicht überschreitet. Zur Bestimmung des Ripples betrachten wir die Zeit t_{ein} , in der die Induktivität primärseitig aufgeladen wird. Während t_{ein} fließt kein Strom auf die Sekundärseite herüber und der Ausgangsstrom muss vom Ausgangskondensator geliefert werden. In dieser Zeit entlädt sich der Kondensator, seine Spannung sinkt vom Maximalwert auf den Minimalwert ab. Anschließend wird er wieder aufgeladen. Der Ladevorgang und der Entladevorgang müssen im eingeschwungenen Zustand zu der gleichen Spannungsänderung auf dem Kondensator führen. Somit ist die Spannung am Ende von t_{ein} um U_{CSS} kleiner als zu Beginn von t_{ein} . Es gilt:

$$I_a = C \cdot \frac{U_{CSS}}{t_{ein}} \Rightarrow C = I_a \cdot \frac{t_{ein}}{U_{CSS}} \quad (3.1.11)$$

Der Kapazitätswert des Ausgangskondensators muss also für den maximalen Ausgangsstrom und die maximale Einschaltdauer (maximales t_{ein}) für eine vorgegebene Ausgangswelligkeit (U_{CSS}) dimensioniert werden.

3.1.6 Die Grenze des nicht lückenden Betriebs

Aus Gl. (3.1.10) kann die Grenze für den nicht lückenden Betrieb (kontinuierlich fließenden Strom) angegeben werden:

$$I_{ag} = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_e^2}{U_a^2} \cdot (U_a - U_e) \quad (3.1.12)$$

Wir führen den normierten Ausgangsgrenzstrom

$$I_{Nag} = \frac{I_{ag} \cdot L}{T \cdot U_e}$$

und die dazugehörige normierte Ausgangsspannung

$$U_{Nag} = \frac{U_a}{U_e}$$

ein und erhalten damit aus Gl. (3.1.12):

$$I_{Nag} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{U_{Nag}} \cdot \left(1 - \frac{1}{U_{Nag}} \right) \quad (3.1.13)$$

Die Umkehrfunktion lautet:

$$U_{Nag} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot I_{Nag}}}{4 \cdot I_{Nag}} \quad (3.1.14)$$

Sie ist in Abb. 3.5 als Grenzkurve eingezeichnet.

Die Normierung auf I_{Nag} und U_{Nag} wird in Kapitel 3.2 genauer begründet.

3.2 Der Aufwärtswandler mit lückendem Strom

In diesem Kapitel soll noch der Fall besprochen werden, dass der Strom durch die Drossel L nicht kontinuierlich fließt, sondern bisweilen zu Null wird. Diesen Betrieb des Wandlers nennen wir den „lückenden“ Betrieb.

3.2.1 Die Stromverläufe

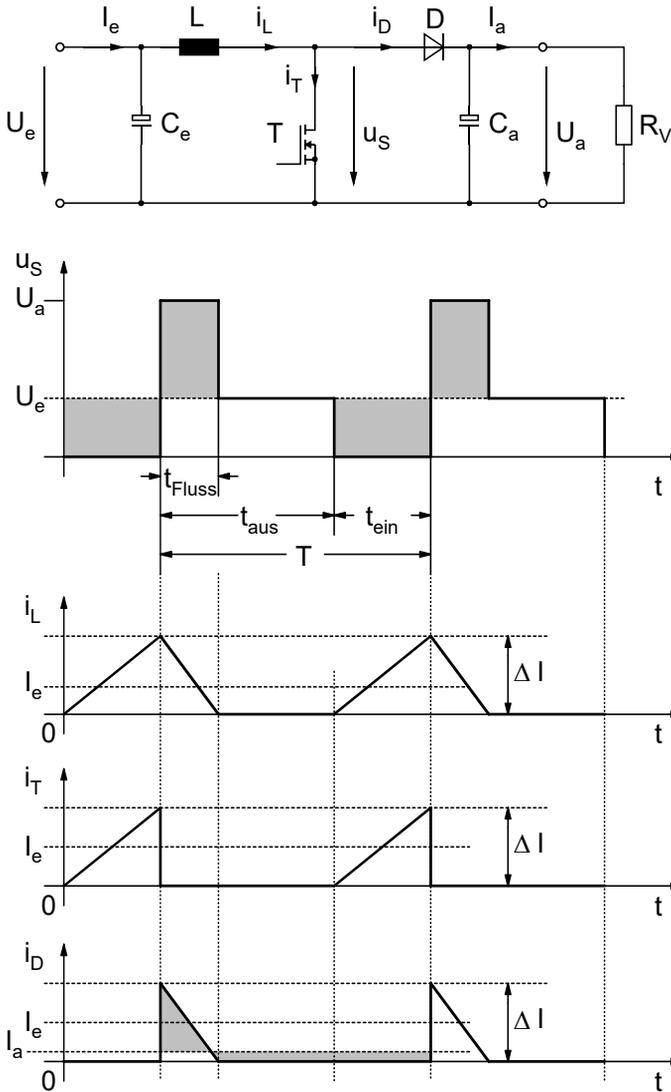


Abb. 3.4: Die Strom- und Spannungsverläufe des Aufwärtswandlers im lückenden Betrieb

Nach dem Abschalten des Transistors T fließt der Strom nur noch für die Zeit t_{Fluss} durch die Induktivität weiter, dann ist die Energie, die in der Induktivität gespeichert war, verbraucht und die Schaltung „wartet“ auf den nächsten Einschaltzeitpunkt des Transistors. In der Wartezeit nimmt dann die Spannung u_S den Wert der Eingangsspannung an.

3.2.2 Berechnung der Ausgangsspannung

Aus Abb. 3.4 lassen sich folgende Beziehungen erkennen:

$$\frac{U_e}{L} = \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (3.2.1)$$

$$\frac{U_a - U_e}{L} = \frac{\Delta I}{t_{Fluss}} \quad (3.2.2)$$

$$I_e = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{(t_{ein} + t_{Fluss})}{T} \quad (3.2.3)$$

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{Fluss}}{T} \quad (3.2.4)$$

Durch Zusammenfassung der Gln. (3.2.1) bis (3.2.4) ergeben sich folgende Beziehungen:

$$\text{Aus Gl. (3.2.4) folgt: } t_{Fluss} = \frac{2 \cdot I_a}{\Delta I} \cdot T$$

$$\text{Aus Gl. (3.2.1) folgt: } \Delta I = \frac{U_e}{L} \cdot t_{ein}$$

$$\text{in Gl. (3.2.2) eingesetzt: } \frac{U_a - U_e}{L} = \frac{\Delta I^2}{2 \cdot I_a \cdot T} = \frac{U_e^2 \cdot t_{ein}^2}{L^2 \cdot 2 \cdot I_a \cdot T} = \frac{U_e^2}{2 \cdot L^2 \cdot I_a} \cdot v_T^2 \cdot T$$

$$\Rightarrow U_a = \frac{U_e^2 \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_a} + U_e \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_e \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_a} + 1 \quad (3.2.5)$$

Für den idealen, d. h. verlustlosen Wandler gilt: $U_a \cdot I_a = U_e \cdot I_e$. Mit dieser Beziehung lassen sich aus Gl. (3.2.5) die Eingangs- und Ausgangsgrößen ersetzen, so dass Gleichungen entstehen, die dem jeweiligen Anwendungsfall angepasst sind.

Zum besseren Verständnis von Gl. (3.2.5) führen wir eine Normierung durch:

3.2.3 Normierung

Wenn wir die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom normieren, werden die Beziehungen einfacher und übersichtlicher. Dies ist vor allem für den lückenden Betrieb wichtig. Wir wollen die Normierung an dieser Stelle einführen und die Grenze zum nicht lückenden Betriebs in normierter Darstellung angeben.

Wir führen die normierte Ausgangsspannung und den normierten Ausgangsstrom wie folgt ein:

$$U_N = \frac{U_a}{U_e} \quad (3.2.6)$$

$$I_N = \frac{I_a \cdot L}{T \cdot U_e} \quad (3.2.7)$$

Mit Gl. (3.2.6) und Gl. (3.2.7) wird aus Gl. (3.2.5):

$$U_N = \frac{v_T^2}{2 \cdot I_N} + 1 \quad (3.2.8)$$

3.2.4 Die Grenze zum nicht lückenden Betrieb

Der Strom durch die Drossel lückt gerade noch nicht, wenn $t_{Fluss} = t_{aus}$.
Dann ist I_a gerade gleich I_{ag} .

Aus Gl. (3.2.4) folgt für diesen Grenzfall:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} \quad (3.2.9)$$

Aus Gl. (3.2.1) kann ΔI berechnet werden: $\Delta I = \frac{U_e}{L} \cdot t_{ein}$

in Gl. (3.2.9) eingesetzt:

$$\begin{aligned} I_{ag} &= \frac{U_e \cdot t_{ein}}{2 \cdot L} \cdot \frac{t_{aus}}{T} = \frac{U_e}{2 \cdot L} \cdot v_T \cdot (T - t_{ein}) = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{2 \cdot L} \cdot (1 - v_T) \\ \Rightarrow I_{Nag} &= \frac{v_T}{2} \cdot (1 - v_T) \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

Mit Gl. (3.2.8) kann auch U_{Nag} ausgerechnet werden:

$$U_{Nag} = \frac{v_T^2}{v_T \cdot (1 - v_T)} + 1 = \frac{1}{1 - v_T} \quad (3.2.11)$$

Gl. (3.2.11) stimmt natürlich für den Grenzfall mit dem nicht lückenden Betrieb überein.

Dort gilt: $\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 - v_T}$

Aus Gl. (3.2.10) und Gl. (3.2.11) lässt sich die Grenzkurve berechnen:

$$I_{Nag} = \frac{1}{U_{Nag}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{U_{Nag}} \right) \text{ und darstellen:}$$

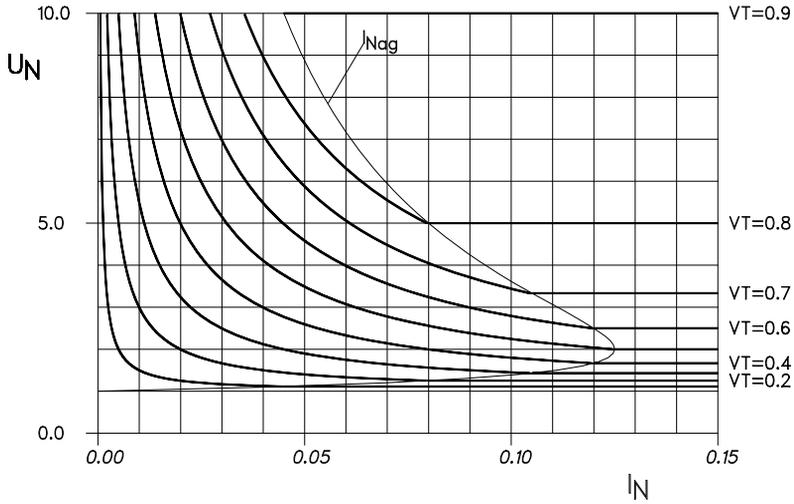


Abb. 3.5: Ausgangskennlinienfeld im lückenden Betrieb

Durch Veränderung von v_T kann man die Ausgangsspannung auch für Ströme kleiner als I_{NAG} konstant halten:

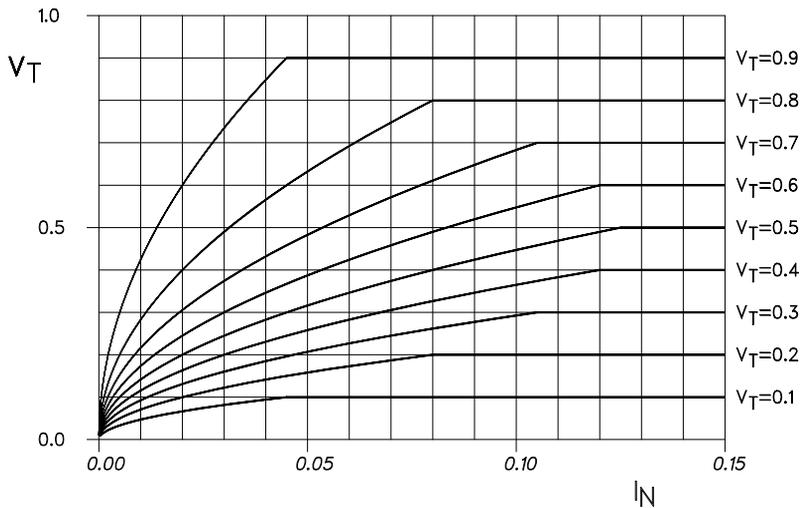


Abb. 3.6: v_T in Abhängigkeit von I_N bei konstanter Ausgangsspannung

Wird der Ausgangsstrom klein, muss das Tastverhältnis überproportional zurückgenommen werden.

3.3 Bidirektionaler Energiefluss

Wir haben beim Abwärtswandler und beim Aufwärtswandler zwischen lückendem und nicht lückendem Strom unterschieden. Das war nötig, weil die Diode nur in Flussrichtung leitet und

somit keine negativen Ströme durchlässt. Im Folgenden wird die Diode durch einen Schalter ersetzt, der den Strom in beide Richtungen durchlässt. Unter der Voraussetzung idealer Schalter lässt sich die Schaltung dann folgendermaßen angeben:

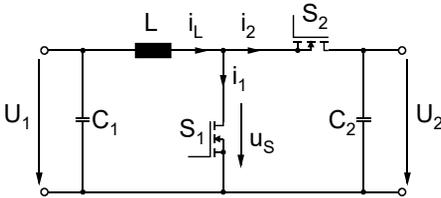


Abb. 3.7: Aufwärtswandler mit zwei Schaltern

Beide Schalter werden gegenseitig betätigt. Wenn der eine leitet, sperrt der andere und umgekehrt. Während der Zeit t_{ein} leitet S_1 und während t_{aus} leitet S_2 . In Abhängigkeit vom Ausgangsstrom ergeben sich folgende Verläufe:

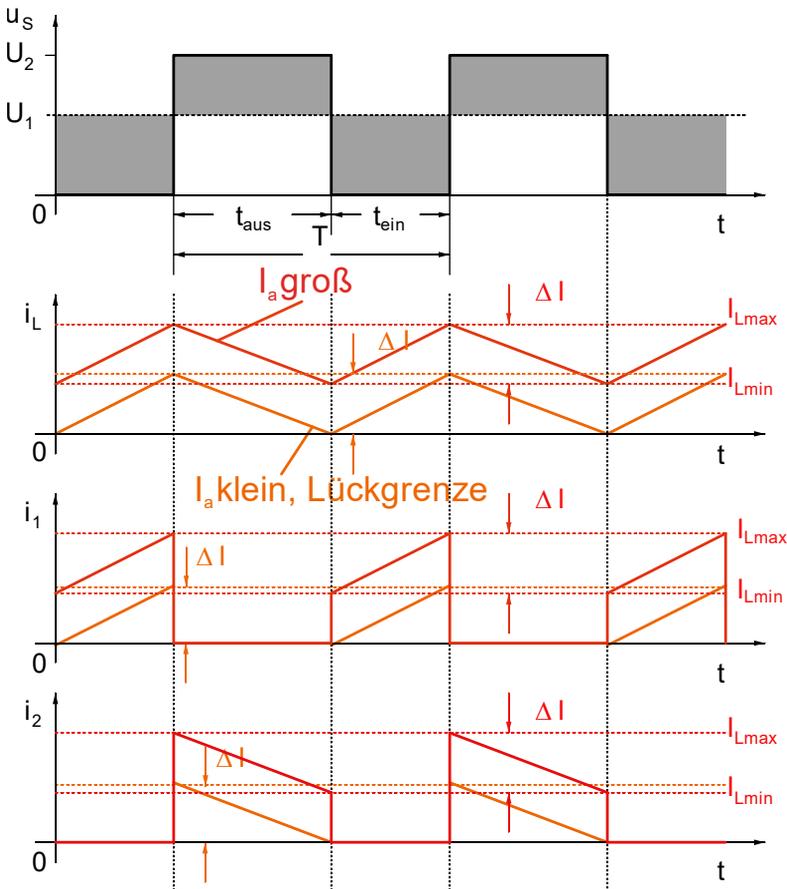


Abb. 3.8: Verläufe bei positivem Ausgangsstrom

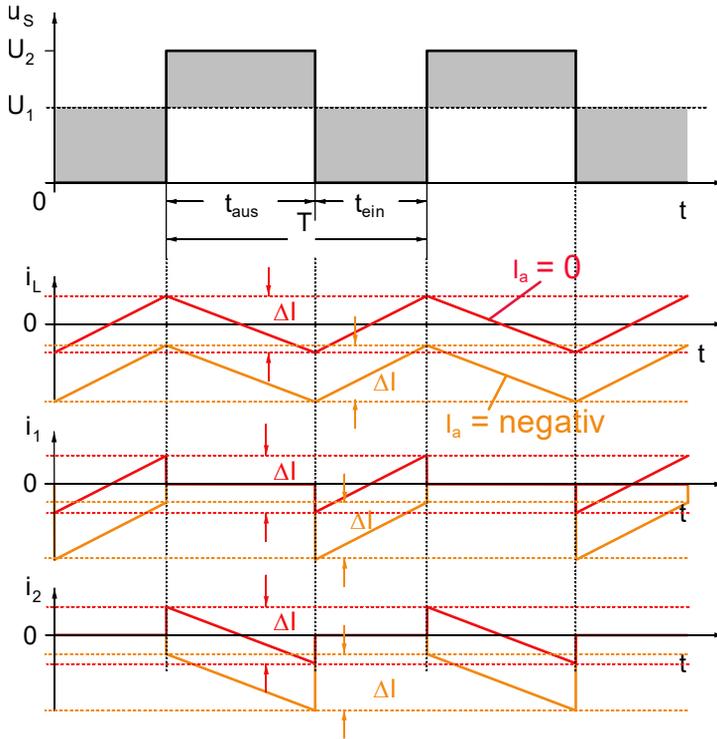


Abb. 3.9: Verläufe bei Ausgangsstrom null und bei negativem Ausgangsstrom

Wie Abb. 3.8 und Abb. 3.9 zeigen, findet bei der Schalterfunktion kein lückender Betrieb mehr statt. In Abb. 3.9 werden die Ströme negativ, d. h. von der Spannung U_2 wird Energie zur Spannung U_1 übertragen.

Beim Aufwärtswandler gilt nach Gl. (3.1.3): $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-v_T}$.

Die Gleichung lässt sich umformen:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 - v_T \quad (3.3.1)$$

Mit $v_T = \frac{t_{ein}}{T} = \frac{T - t_{aus}}{T} = 1 - \frac{t_{aus}}{T}$ folgt hieraus:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{t_{aus}}{T} = v_T^*, \quad (3.3.2)$$

wenn wir

$$v_T^* = \frac{t_{aus}}{T}$$

definieren. Gl. (3.3.2) liefert die Beziehung für die Ausgangsspannung des Abwärtswandlers, wenn wir sowohl Eingangs- und Ausgangsspannung, als auch t_{ein} und t_{aus} vertauschen. Beide

Wandler sind also bei der Verwendung von Schaltern anstelle von Dioden mit der gleichen Schaltungstopologie realisierbar.

Mit einem vorgegebenen Tastverhältnis stellen wir $\frac{U_2}{U_1}$ ein, wobei U_2 immer größer als U_1

sein muss. Der Energiefluss ist dabei in beide Richtungen möglich und ergibt sich in der realen Schaltung automatisch aufgrund der genauen Höhe von U_1 und U_2 . Jeweils eine Seite arbeitet als Spannungsquelle, während die andere als Spannungssenke funktioniert. Sobald die Spannungssenke eine minimal höhere Spannung als die Spannungsquelle liefert, dreht sich der Energiefluss um und die Quelle und die Senke tauschen ihre Funktion.

Der Aufwärts-/Abwärtsrichter verhält sich genau wie ein Transformator, mit dem einzigen Unterschied, dass er Gleichspannung transformiert. Wir könnten ihn somit als „Gleichspannungstransformator“ bezeichnen.

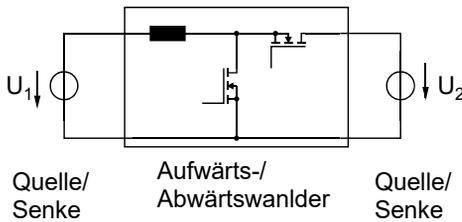


Abb. 3.10: Aufwärts- oder Abwärtsrichter. Der Energiefluss bestimmt die Funktion.

Eine Anwendung von diesem Verhalten könnte z. B. die Pufferung einer Kraftfahrzeugbatterie mit einem Kondensator sein. Ein solcher Kondensator könnte beim Startvorgang einen großen Strom zur Entlastung der Batterie liefern. Nach dem Startvorgang wird er über die Lichtmaschine wieder aufgeladen. Als Glied zwischen Batterie und Starter könnte ein Gleichspannungstransformator wie in Abb. 3.10 verwendet werden, der beide Energieflussrichtungen ermöglicht.

Wir haben das hier Beschriebene unter den Begriff „Bidirektionaler Energiefluss“ gestellt. Eine andere, weit verbreitete Bezeichnung ist „Synchronwandler“. Mit dieser Bezeichnung wird auf die Ansteuerung der Leistungsschalter hingewiesen. Sie arbeiten nach Abb. 3.7 streng gegensinnig. Dies ist im Moment eine rein theoretische Arbeitsweise, da es in der Praxis wohl nie gelingen wird, den zweiten Schalter genau zu dem Zeitpunkt einzuschalten, wo der erste Schalter ausgeschaltet wird. Eine kleine Totzeit muss immer bleiben, wo der Strom auf die Body-Diode des gegenüber liegenden MOSFETs kommutieren kann. Danach wird die Diode jedoch kurzgeschlossen, wodurch der Reverse Recovery Effekt vermieden wird.

Mit MOSFETs realisiert sieht die Schaltung so aus:

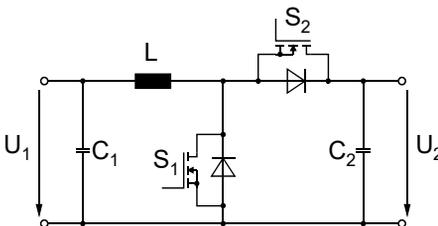


Abb. 3.11: Synchronwandler mit MOSFETs.

Für die Ansteuerung der MOSFETs in Synchronwandlern und in Synchrongleichrichtern gibt es zahlreiche ICs, in deren Application Notes wir weitere Informationen finden können. Zu Synchronwandlern und deren Parallelschaltung sind auch in Kap. 4 tiefergehende Ausführungen vorhanden.

4 Der Multi-Parallel-Wandler

In Kapitel 3 wurde der Synchronwandler vorgestellt. Er hat für Niederspannungsanwendungen entscheidende Vorteile und wird deshalb in der Industrie und in der Automobiltechnik verstärkt eingesetzt. Dort läuft er in großen Stückzahlen in Serie und unterliegt natürlich einem immensen Kostendruck. Dabei entfällt ein recht großer Anteil der Kosten auf die eingangs- und ausgangseitigen Elkos. Sie müssen wegen der großen Ströme entsprechend groß dimensioniert werden und sind damit teuer und platzfressend. Ein neuer Ansatz verspricht hier deutliche Verbesserungen: Anstelle eines großen Wandlers werden mehrere kleine Wandler parallel betrieben und so synchronisiert, dass sich die Ströme auf den gemeinsamen Eingangs- und Ausgangselkos überlagern und in der Summe deutlich verringern. Dieser Betrieb wird auch als „interleaved“ bezeichnet.

Im Folgenden sollen die Strombelastungen der Bauteile für einen Einfach-, Zweifach- und einen Vierfachwandler berechnet und gegenübergestellt werden. Zur Vereinfachung der Rechnung wird die Grenze zum lückenden Betrieb betrachtet, jedoch v_T als variabel angenommen. Dies ist insofern einigermaßen legitim, da die Strombelastung nur für Volllast des Wandlers bestimmt werden muss. Bei Teillast sind die Ströme sowieso kleiner. Da man auch die Induktivitäten möglichst klein halten will, wird man den Wandler so auslegen, dass er – zumindest bei Volllast – an der Grenze zum lückenden Betrieb arbeitet.

4.1 Der Einfach-Synchronwandler

4.1.1 Das Schaltbild

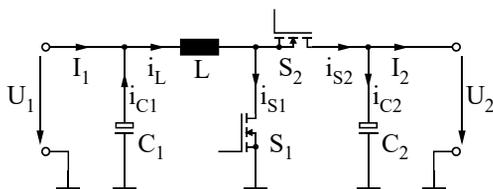


Abb. 4.1: Einfach-Synchronwandler mit den Strombezeichnungen.

Der Einfach-Synchronwandler entspricht dem Aufwärts- oder Abwärtswandler, je nach dem von welcher Seite man ihn betrachtet. Wenn wir in Abb. 4.1 U_1 als die Eingangsspannung interpretieren, handelt es sich um einen Aufwärtswandler. Wir könnten aber genauso gut U_2 als die Eingangsseite verstehen, dann hätten wir einen Abwärtswandler. Der Synchronwandler verkörpert beides, da er die Energie in beiden Richtungen fließen lassen kann.

Da wir gewöhnlich links im Leistungsschaltbild den Eingang eines Wandlers zeichnen und rechts den Ausgang, verstehen wir automatisch die Seite mit dem Index 1 als die Eingangsseite und die Seite mit dem Index 2 als Ausgang, wohl wissend, dass es genauso gut umgekehrt sein kann.

4.1.2 Die Stromverläufe

Die Stromverläufe sind in Abb. 4.2 gezeichnet und zwar für $v_T = 0,75$ und an der Grenze zum lückenden Betrieb.

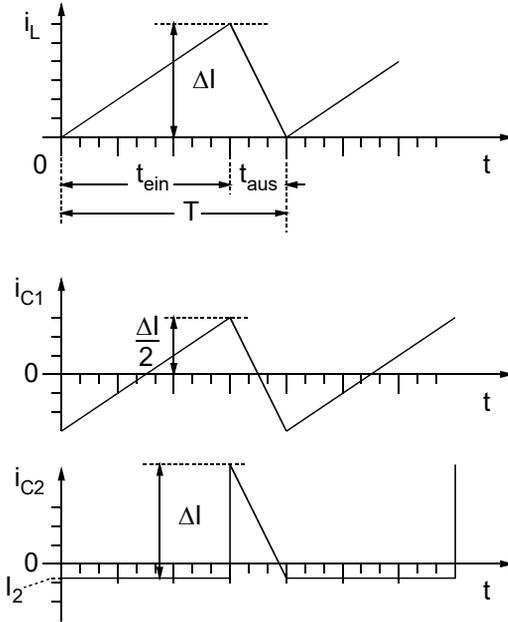


Abb. 4.2: Die Stromverläufe des Einfachsynchrowandlers.

4.1.3 Berechnung der Stromeffektivwerte

Wie aus Abb. 4.1 und Abb. 4.2 ersichtlich ist, fließt der Spulenstrom immer von der Eingangsseite. Deshalb ist der mittlere Spulenstrom gleich dem Eingangsstrom (hier I_1):

$$I_1 = \frac{\Delta I}{2} \quad (4.1.1)$$

Der Ausgangsstrom ergibt sich zu

$$I_2 = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{T - t_{ein}}{T} = \frac{\Delta I}{2} \cdot (1 - v_T) \quad (4.1.2)$$

Aus Gl. (4.1.1) und (4.1.2) folgt auch $I_2 = I_1(1 - v_T)$. Mit der normierten Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - v_T}$$

ergibt sich auch hier wieder Leistungsgleichheit auf beiden Seiten:

$$U_2 \cdot I_2 = \frac{U_1}{(1 - v_T)} \cdot I_1(1 - v_T) = U_1 \cdot I_1.$$

Beide Ströme sind mit den Gln. (4.1.1) und (4.1.2) in Abhängigkeit von ΔI gegeben. Das wollen wir auch für die weiteren Rechnungen so halten. Der Hintergrund ist der, dass mit Gl. (4.1.1) ein direkter, fester Zusammenhang mit I_1 gegeben ist. Wir können auch ΔI als konstant ansehen. Dann ist I_1 ebenfalls konstant. Stellen wir uns jetzt noch eine konstante, lastunabhängige Spannung U_1 vor, haben wir eine konstante Leistung auf der Eingangsseite (Seite mit Index 1). Der Wandler arbeitet mit konstanter Leistung. Damit sind die im Folgenden zu berechnenden Ströme auf eine konstante Wandlerleistung bezogen und trotz ihrer Abhängigkeit von v_T vergleichbar. In den Formeln bedeutet dies eine Normierung auf ΔI , d. h. wir stellen beispielsweise nicht I_{C1} dar, sondern

$$\frac{I_{C1}}{\Delta I}.$$

Für den einfachen Dreieckverlauf von I_{C1} kann dessen Effektivwert sofort angegeben werden:

$$I_{C1} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}.$$

Für die Berechnung von I_{C2} beschreiben wir den Stromverlauf mathematisch so:

$$i(t) = -I_2 = -\frac{\Delta I}{2}(1-v_T) \quad \text{für } 0 \leq t \leq t_{ein} \quad \text{oder} \quad 0 \leq t \leq v_T \cdot T$$

$$i(t) = \Delta I - I_2 - \frac{\Delta I}{t_{aus}} \cdot t \quad \text{für } 0 \leq t \leq t_{aus} \quad \text{oder} \quad \text{für } 0 \leq t \leq T(1-v_T)$$

$$i(t) = \Delta I - \frac{\Delta I}{2}(1-v_T) - \frac{\Delta I}{T(1-v_T)} \cdot t$$

$$\Rightarrow i(t) = \frac{\Delta I}{2}(1+v_T) - \frac{\Delta I}{T(1-v_T)} \cdot t$$

Damit können wir den Effektivwert berechnen:

$$\begin{aligned} \int_0^T i^2 dt &= \int_0^{v_T \cdot T} \frac{\Delta I^2}{4} (1-v_T)^2 dt + \int_0^{T(1-v_T)} \left[\frac{\Delta I}{2}(1+v_T) - \frac{\Delta I}{T(1-v_T)} \cdot t \right]^2 dt \\ &= \frac{\Delta I^2}{4} (1-v_T)^2 \cdot v_T \cdot T \\ &+ \frac{\Delta I^2}{4} (1+v_T)^2 T(1-v_T) - \frac{\Delta I^2}{2} \frac{1+v_T}{T(1-v_T)} T^2 (1-v_T)^2 + \frac{\Delta I^2}{T^2 (1-v_T)^2} \frac{T^3}{3} (1-v_T)^3 \\ &= \Delta I^2 T (1-v_T) \left[\frac{(1-v_T)v_T}{4} + \frac{(1+v_T)^2}{4} - \frac{1+v_T}{2} + \frac{1}{3} \right] \\ &= \Delta I^2 T (1-v_T) \left[\frac{v_T - v_T^2 + 1 + 2v_T + v_T^2 - 2 - 2v_T}{4} + \frac{1}{3} \right] = \Delta I^2 T (1-v_T) \left(\frac{v_T - 1}{4} + \frac{1}{3} \right) \end{aligned}$$

Damit wird $I_{C2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} I_2 = \Delta I \sqrt{(1-v_T) \left(\frac{v_T-1}{4} + \frac{1}{3} \right)}$.

Der Strom durch die Induktivität ist $I_L = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}}$.

Der Strom durch S_1 ist während t_{ein} gleich dem Strom durch die Induktivität. Während t_{aus} ist er Null.

Damit gilt: $I_{S1}^2 = v_T \cdot \frac{\Delta I^2}{3} \Rightarrow I_{S1} = \Delta I \sqrt{\frac{v_T}{3}}$

Der Strom durch S_2 ist während t_{aus} gleich dem Strom durch die Induktivität. Während t_{ein} ist er Null:

$I_{S2}^2 = (1-v_T) \cdot \frac{\Delta I^2}{3} \Rightarrow I_{S2} = \Delta I \sqrt{\frac{1-v_T}{3}}$

Die Ergebnisse zusammengestellt:

$\frac{I_1}{\Delta I}$	$\frac{I_2}{\Delta I}$	$\frac{I_{C1}}{\Delta I}$	$\frac{I_{C2}}{\Delta I}$	$\frac{I_L}{\Delta I}$	$\frac{I_{S1}}{\Delta I}$	$\frac{I_{S2}}{\Delta I}$
$\frac{1}{2}$	$\frac{1-v_T}{2}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\sqrt{(1-v_T) \left(\frac{v_T-1}{4} + \frac{1}{3} \right)}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{v_T}{3}}$	$\sqrt{\frac{1-v_T}{3}}$

Tabelle 4.1: Gegenüberstellung der Stromeffektivwerte beim Einfach-Synchronwandler.

Die graphische Darstellung sieht folgendermaßen aus:

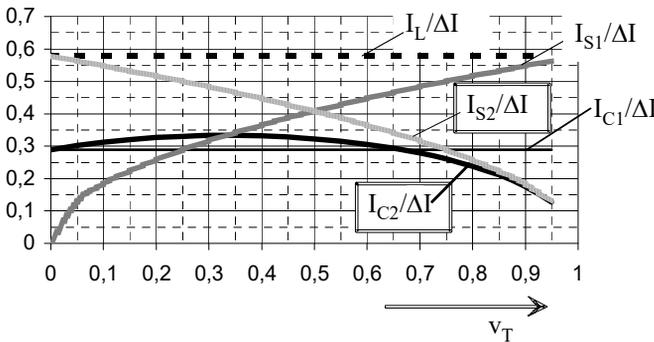


Abb. 4.3: Ströme in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.

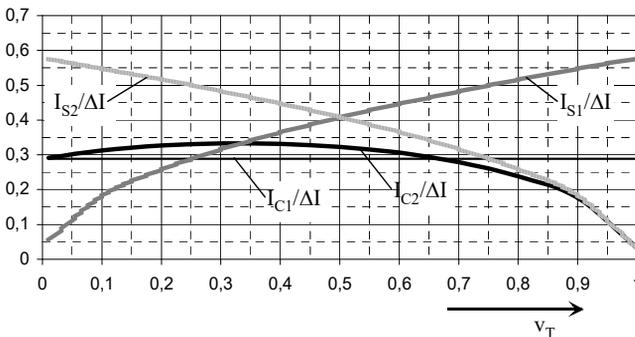


Abb. 4.4: Wie Abb. 4.3, jedoch numerisch ermittelt.

Abb. 4.3 ist aus Tabelle 4.1 entstanden durch Berechnung der dort angegebenen Formeln mit Excel. Abb. 4.4 ist entstanden durch formelmäßige Berechnung des Spulenstromes, aber anschließender numerischer Integration über die Quadrate der Ströme. Für die numerische Berechnung der Effektivwerte wird die Formel

$$I = I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_n^2} \quad (4.1.3)$$

Darin sind die i_n die Stromwerte an den Abtaststellen der jeweiligen Stromkurve. Die Kurven werden der Einfachheit wegen an äquidistanten Stellen abgetastet bzw. die Stromkurven auch nur für diese Stellen berechnet. Die äquidistante Abtastung ist in Gl. (4.1.3) bereits zugrunde gelegt. Mit Abb. 4.3 und Abb. 4.4 ist ein direkter Vergleich beider Berechnungsverfahren möglich. Es hat sich dabei herausgestellt, dass die erreichte Genauigkeit bei der numerischen Rechnung eine hohe Anzahl von Stützstellen erfordert. Ganz grob kann man sagen, dass die Genauigkeit mit 10 Stützstellen bei ungefähr 10 % liegt und bei 100 Stützstellen bei ungefähr 1 %. Abb. 4.4 wurde mit 1000 Stützstellen erzeugt und die Abweichungen liegen unter 0,1 %.

Für die Gegenüberstellung des Einfach-, Zweifach- und Vierfachflusswandlers müssen zwei bzw. vier Spulenströme zeitlich verschoben überlagert und daraus die Effektivwerte berechnet werden. Die formelmäßige Berechnung wäre umfangreich und unübersichtlich. Deshalb werden die weiteren Berechnungen ausschließlich numerisch erfolgen.

4.2 Der Zweifach-Synchronwandler

4.2.1 Das Schaltbild

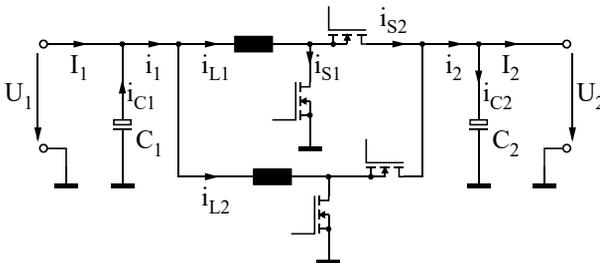


Abb. 4.5: Schaltung des Zweifach-Synchronwandlers.

Es werden beim Zweifach-Synchronwandler zwei Synchronwandler parallelgeschaltet. Sie arbeiten auf die gleichen Blockkondensatoren am Eingang und Ausgang, jedoch zeitlich versetzt.

4.2.2 Die Stromverläufe

Die beiden Wandler werden durch ihre PWM-Ansteuerungen so synchronisiert, dass sie genau um $\frac{T}{2}$ verschoben arbeiten. Die Ansteuerschaltungen verändern zwar betriebsabhängig die Pulsweite, nicht aber die Frequenz, mit der die Wandler arbeiten, und auch nicht die Phasenlage der beiden PWM-Signale zueinander.

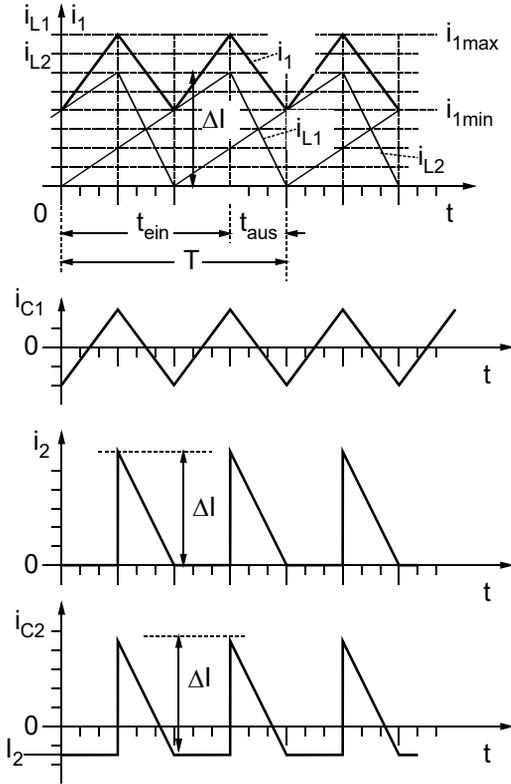


Abb. 4.6: Stromverläufe des Zweifach-Synchronwandlers, gezeichnet für $v_T = 0,75$.

4.2.3 Berechnung der Effektivwerte

Für I_2 gilt:
$$I_2 = \frac{\Delta I}{T} t_{aus} = \Delta I \cdot (1 - v_T) \quad (4.2.1)$$

Für I_1 gilt:
$$I_1 = 2 \frac{\Delta I}{2} = \Delta I \quad (4.2.2)$$

Abb. 4.6 zeigt uns, dass sich die Verläufe bereits nach $\frac{T}{2}$ wiederholen. Somit wäre eine

Berechnung nur von $t = 0$ bis $t = \frac{T}{2}$ nötig. Beide Spulenströme verlaufen jeweils stückweise linear. Ihre Addition $i_{L1} + i_{L2} = i_1$ ergibt nach Abb. 4.6 einen dreieckförmigen Verlauf.

Wir beschreiben die Spulenströme wie folgt:

$$i_{L1} = \frac{\Delta I}{t_{ein}} \cdot t \quad \text{für } 0 \leq t \leq t_{ein}$$

$$= \Delta I - \frac{\Delta I}{t_{aus}} (t - t_{ein}) \quad \text{für } t_{ein} \leq t \leq T$$

Mit $t_{ein} = v_T T$ und $t_{aus} = T(1 - v_T)$ folgt:

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \frac{\Delta I}{v_T T} \cdot t && \text{für } 0 \leq t \leq v_T T \\
 &= \Delta I - \frac{\Delta I}{T(1 - v_T)} (t - v_T T) && \text{für } v_T T \leq t \leq T \\
 i_{L2} &= \frac{\Delta I}{t_{ein}} \cdot \left(t + \frac{T}{2} \right) && \text{für } 0 \leq \left(t + \frac{T}{2} \right) \leq t_{ein} \\
 &= \Delta I - \frac{\Delta I}{t_{aus}} \left(t - t_{ein} + \frac{T}{2} \right) && \text{für } t_{ein} \leq \left(t + \frac{T}{2} \right) \leq T
 \end{aligned} \tag{4.2.3}$$

Mit $t_{ein} = v_T T$ und $t_{aus} = T(1 - v_T)$ folgt:

$$\begin{aligned}
 i_{L2} &= \frac{\Delta I}{v_T T} \cdot \left(t + \frac{T}{2} \right) && \text{für } 0 \leq \left(t + \frac{T}{2} \right) \leq v_T T \\
 &= \Delta I - \frac{\Delta I}{T(1 - v_T)} \left(t - v_T T + \frac{T}{2} \right) && \text{für } v_T T \leq \left(t + \frac{T}{2} \right) \leq T
 \end{aligned} \tag{4.2.4}$$

Für I_{S1} gilt: $I_{S1}^2 = v_T \frac{\Delta I^2}{3} \Rightarrow I_{S1} = \Delta I \sqrt{\frac{v_T}{3}}$ (pro Schalter)

Entsprechend gilt für I_{S2} : $I_{S2} = \Delta I \sqrt{\frac{1 - v_T}{3}}$ (pro Schalter)

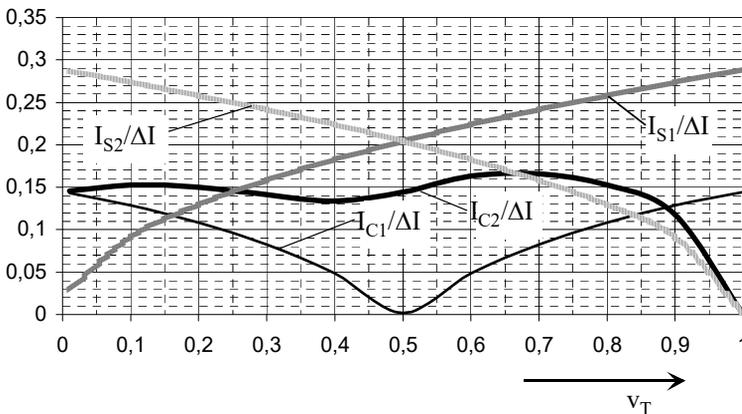


Abb. 4.7: Ströme in Abhängigkeit von v_T beim Dual-Synchronwandler.

Abb. 4.7 gilt für beliebige v_T im Bereich 0 bis 1. Ergänzend zu Abb. 4.6 sei hier noch der Fall für $v_T < 0,5$ gezeichnet:

4.2.4 Die Stromverläufe für $v_T < 0,5$

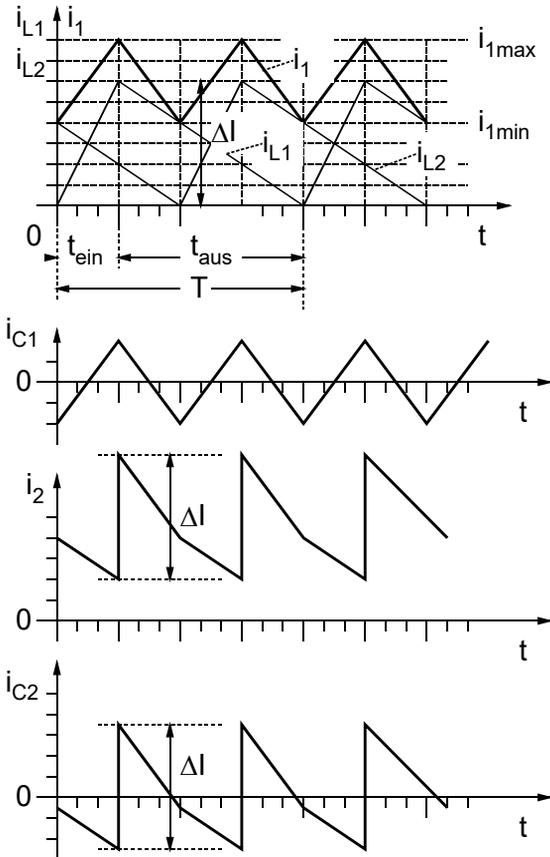


Abb. 4.8: Stromverläufe des Zweifach-Synchronwandlers, gezeichnet für $v_T = 0,25$.

Der kurze Vergleich mit dem Einfachwandler zeigt zunächst eine Halbierung der Ströme durch die Schalter S_1 und S_2 , wobei jedoch die Anzahl der Schalter verdoppelt wurde. Dies erscheint auf den ersten Blick bedeutungslos. Bedenkt man jedoch, dass die Leitungsverluste der Schalter und alle Verluste auf der Leiterplatte mit I^2R zu Buche schlagen, wirkt sich die Halbierung der Ströme stark überproportional aus. Wir können davon ausgehen, dass sich die Verluste pro Schalter vierteln, sich in der Summe also halbieren!

Bei den Strömen I_{C1} und I_{C2} kommt es bei phasenrichtiger Überlagerung – je nach v_T – zu einer weiteren Verringerung um mehr als die Hälfte, was die Sache höchst erfreulich macht.

Auch die Spulenströme werden halbiert und wenn wir berücksichtigen, dass für die Kerngröße das Produkt i^2L ausschlaggebend ist, erkennen wir schnell, dass wir beim Zweifachwandler in der Summe weniger Kernmaterial benötigen, als beim Einfachwandler.

4.3 Vierfach-Synchronwandler

4.3.1 Das SchaltAbb.

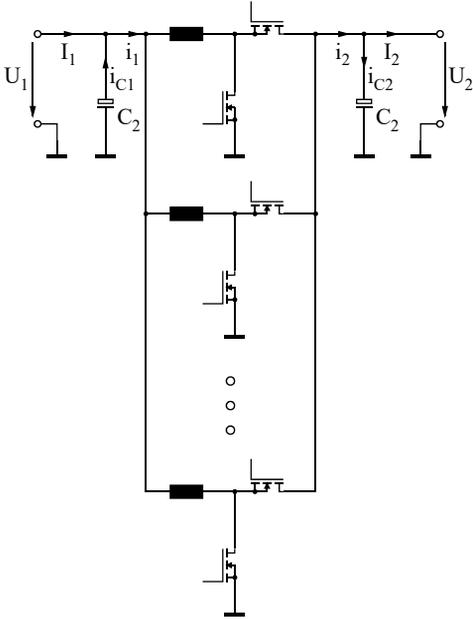


Abb. 4.9: Schaltung des Vierfach-Synchronwandlers.

4.3.2 Die Stromverläufe für $v_T \geq 0,75$

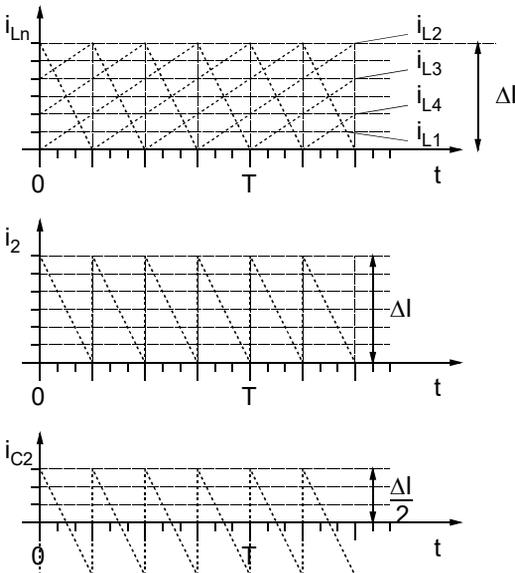


Abb. 4.10: Die Stromverläufe des Vierfach-Synchronwandlers, gezeichnet für $v_T = 0,75$.

Der Strom I_1 ist der Mittelwert der vier Spulenströme:

$$I_1 = 4 \cdot \frac{\Delta I}{2} = 2\Delta I \quad (4.3.1)$$

Der Strom I_2 ist der Mittelwert von i_2 : $I_2 = 4 \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} = 4 \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{T - t_{ein}}{T} = 2\Delta I \cdot (1 - v_T)$.

Der Strom i_1 ist für $v_T = 0,75$ ein reiner Gleichstrom. I_{C1} ist damit genau Null. Für andere v_T kann man aus Abb. 4.10 entnehmen, dass er einen Strom-Rippel von maximal ΔI hat. Was die Rechnung vereinfachen würde. Wir haben jedoch nur eine numerische Berechnung der Ströme mit Excel durchgeführt:

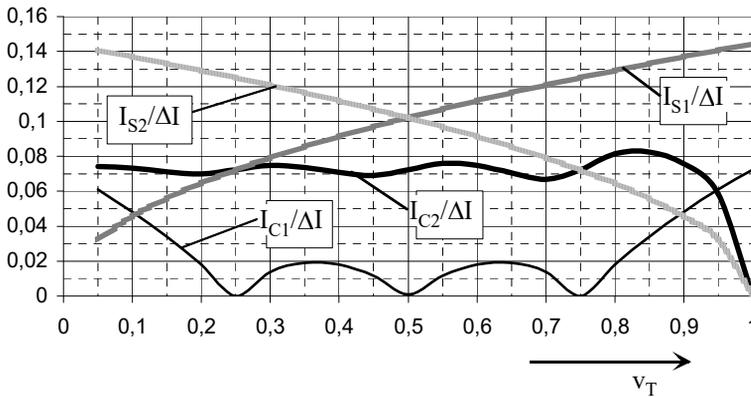
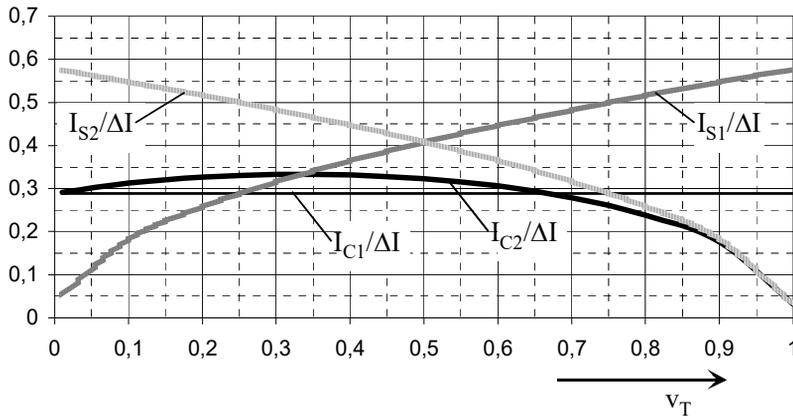


Abb. 4.11: Ströme des Vierfach-Synchronwandlers in Abhängigkeit von v_T .

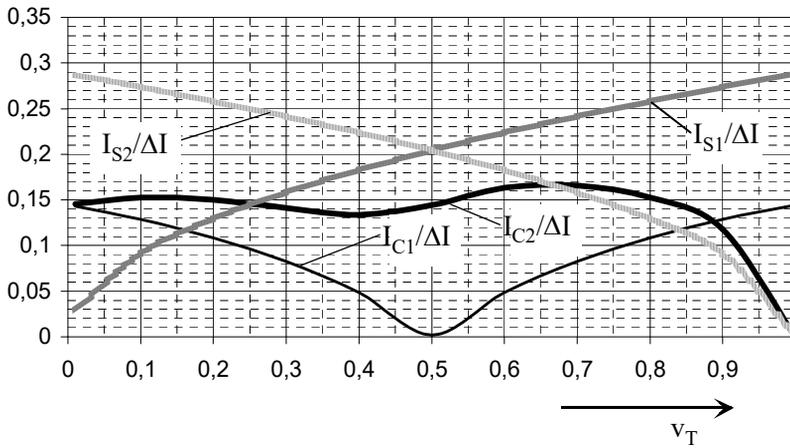
Die Darstellung erfolgt auch hier wieder mit normierten Strömen. Alle Ströme sind auf ΔI bezogen, was in Abb. 4.11 bedeutet, dass die 1,0 dem halben Wert von I_1 entsprechen würde. Siehe Gl. (4.3.1).

4.4 Gegenüberstellung der Ergebnisse

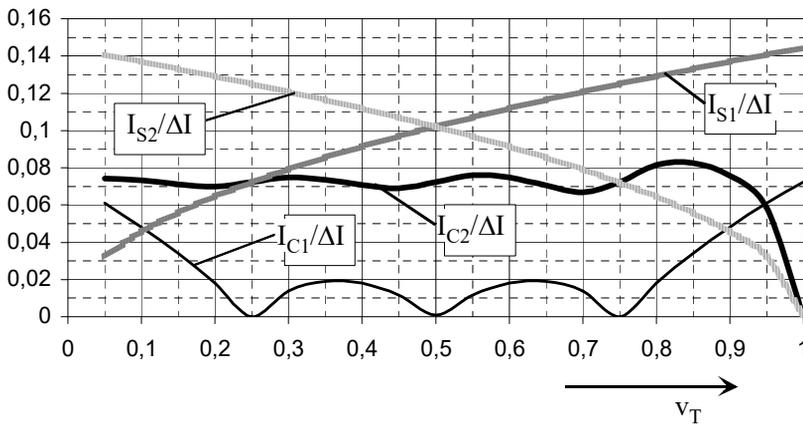
Die Rechenergebnisse vom Einfach-, Zweifach- und Vierfach-Synchronwandler sollen hier zusammenfassend gegenübergestellt werden, damit bei einer Festlegung eines Wandlerkonzepts nicht jedes Mal wieder aufwändige Berechnungen durchgeführt werden müssen. Die Ströme sind tendenziell beim Zweifachwandler halb so groß wie beim Einfachwandler. Und beim Vierfachwandler sind sie nur ein Viertel so groß. Dies wäre aber eine unzulässig grobe Näherung, da durch die Überlagerung weitere Verringerungen einzelner Ströme entstehen. Das kann im konkreten Fall zu einer überproportionalen Reduzierung der Bauteileanforderungen führen, weshalb die Mehrfach-Synchronwandler besonders vorteilhaft sind.



Einfachwandler



Zweifachwandler



Vierfachwandler

Abb. 4.12: Gegenüberstellung aller Stromverläufe der drei betrachteten Wandler.

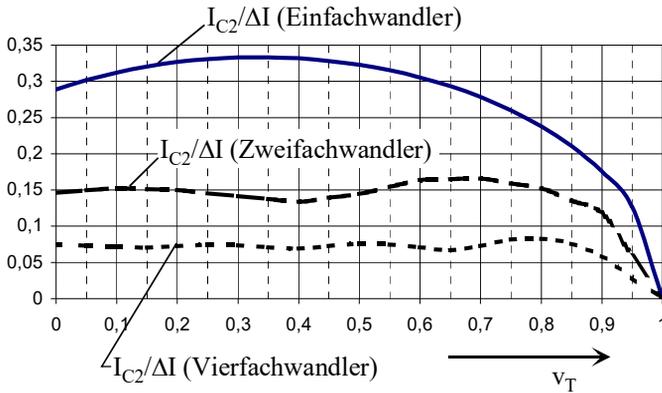


Abb. 4.13: Vergleich der Ströme auf C_2 für die vier Wandler.

Wir sehen an manchen Stellen durchaus eine leicht überproportionale Verringerung des Stromes bei Verwendung eines Mehrfachwandlers. Hier, beim Strom auf I_{C2} , ist der Effekt praktisch von untergeordneter Bedeutung. Beim Strom I_{C1} , der für bestimmte v_T ganz verschwindet, kann der Effekt auch praktisch von großer Bedeutung sein, da in so einem Fall auf C_1 ganz verzichtet werden kann oder ein deutlich kleineres Bauteil eingesetzt werden kann.

4.5 Synchronisation von Mehrfachwandlern

In den vorangegangenen Kapiteln haben wir die Stromüberlagerungen bei Mehrfachwandlern untersucht. Dabei haben wir vorausgesetzt, dass die Wandler zeitlich versetzt arbeiten. Denn nur dann kommt es zu einer Stromentlastung der Elkos. Voruntersuchungen haben gezeigt, dass eine gleichmäßige Verteilung in den meisten Fällen optimal ist. Beim Zweifachwandler beispielsweise muss der zweite Wandler auf $T/2$ vom ersten Wandler synchronisiert werden. Abb. 4.14 zeigt die Synchronisation auf die positive Flanke. Angedeutet sind verschiedene Tastverhältnisse.

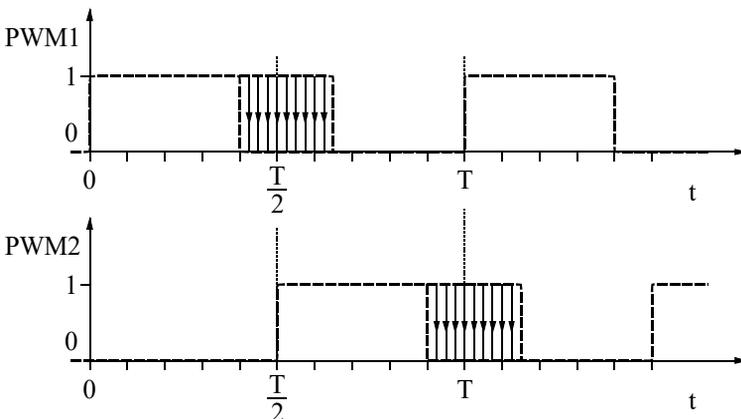


Abb. 4.14: Synchronisation auf die positive Flanke der PWM-Signale (Dualwandler).

Beide Signale (beim Vierfachwandler vier Signale) müssen von der Ansteuerschaltung geliefert werden. Wie Abb. 4.14 erkennen lässt, kann die negative Flanke von PWM1 vor oder nach der positiven Flanke von PWM2 kommen.

4.5.1 I-I-Messung

I-I-Messung steht als Abkürzung für Strom-Strom-Messung.

Eine Möglichkeit zur Synchronisation ist die Messung der Spulenströme i_{L1} und i_{L2} (siehe Abb. 4.5). Zur PWM-Erzeugung werden die Spulenströme mit einer oberen Schwelle (I_o) und einer unteren Schwelle (I_u) verglichen und die Halbbrücke (S_1 und S_2) entsprechend umgeschaltet:

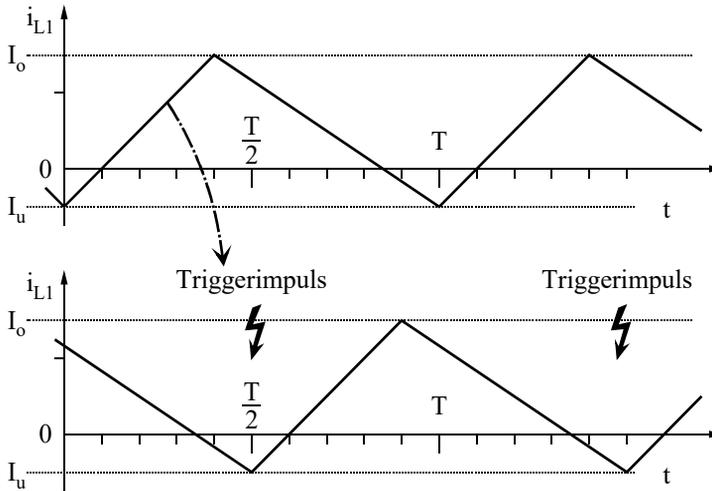


Abb. 4.15: Synchronisation mit Stromschwellen plus Triggerimpuls.

Ein zusätzlicher Triggerimpuls, der von i_{L1} erzeugt wird, verändert die Schwellen von i_{L2} geringfügig, so dass dieser phasenrichtig synchronisiert.

4.5.2 I-T-Control

I-T-Control steht für Strom-Zeit-Steuerung. Es wird nur eine Stromschwelle verwendet. Die zweite Umschaltung geschieht zeitgesteuert. Sie kommt einer Strommessung gleich, wenn wir die an der Spule anliegenden Spannung messen und die Zeit proportional zu dieser Spannung verändern. Dadurch wird sozusagen die Strommessung durch eine Stromberechnung ersetzt. Zur Veränderung des Tastverhältnisses kann sowohl die Stromschwelle verändert werden, als auch die Zeit bis zur zweiten Umschaltung. Kleine Fehler in der Zeitsteuerung werden durch die Stromschwelle kompensiert.

Auch hier ist ein Triggerimpuls zur Synchronisation erforderlich. Ein Ausführungsbeispiel ist in Abb. 4.16 gezeigt. Die Schaltung ist für jeden Teilwandler separat nötig.

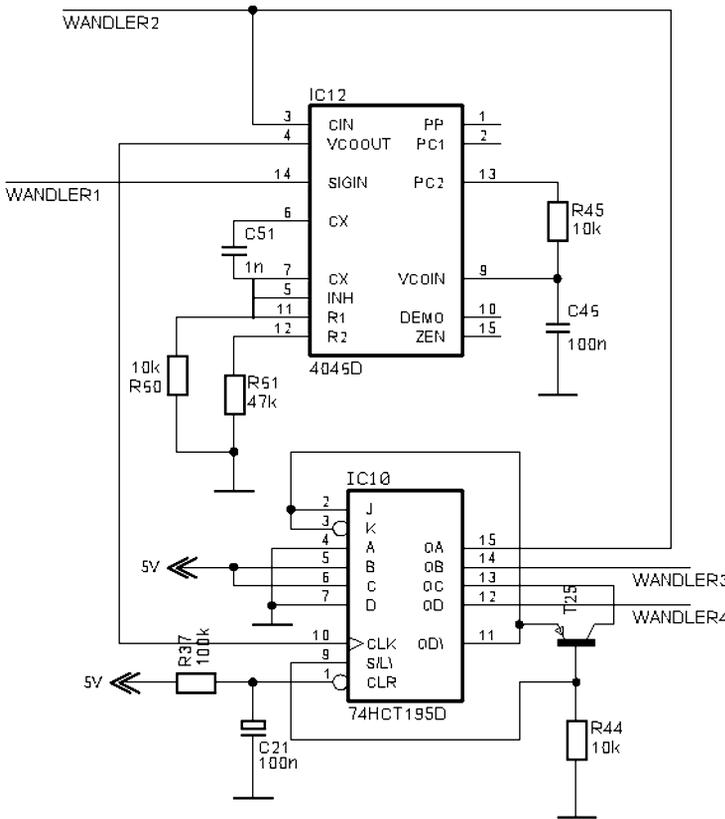


Abb. 4.17: Phasenverschiebung von vier Wandlern, erzeugt mit PLL und Schieberegister.

Der Wandler 1 gibt über die Leitung „Wandler1“ (in Abb. 4.17 ein digitaler Eingang) die Arbeitsfrequenz vor. Sie wird über die PLL 4046 auf die vierfache Frequenz hochgesetzt, aus der mit dem Schieberegister 'HC195 die phasenrichtigen Ansteuersignale für die Wandler 2 bis 4 erzeugt werden. Die Ansteuersignale beeinflussen über den Sync-Eingang die Schwelle I_o . Es ist nur eine schwache Beeinflussung, die aber ausreicht, dass der Wandler synchronisiert.

4.5.3 PWM-gesteuert

Wie alle Wandler können auch die Mehrfachwandler mit einem PWM-Signal angesteuert werden, das mit einem PWM-Generator erzeugt wird und über einen Spannungsregler so verändert wird, dass beispielsweise die Ausgangsspannung konstant geregelt wird. Siehe hierzu Kapitel 11.

4.5.3.1 Analoge PWM-Erzeugung

Für Wandler, die in einem eingeschränkten Spannungsbereich arbeiten, kann die phasenrichtige PWM-Erzeugung analog erfolgen. Dazu wird ein internes PWM-Signal auf zwei Ausgänge aufgeteilt. In Abb. 4.18 sind das die Ausgänge PWM1 und PWM2. Durch die Aufteilung ist das Tastverhältnis auf $v_T < 0,5$ eingeschränkt.

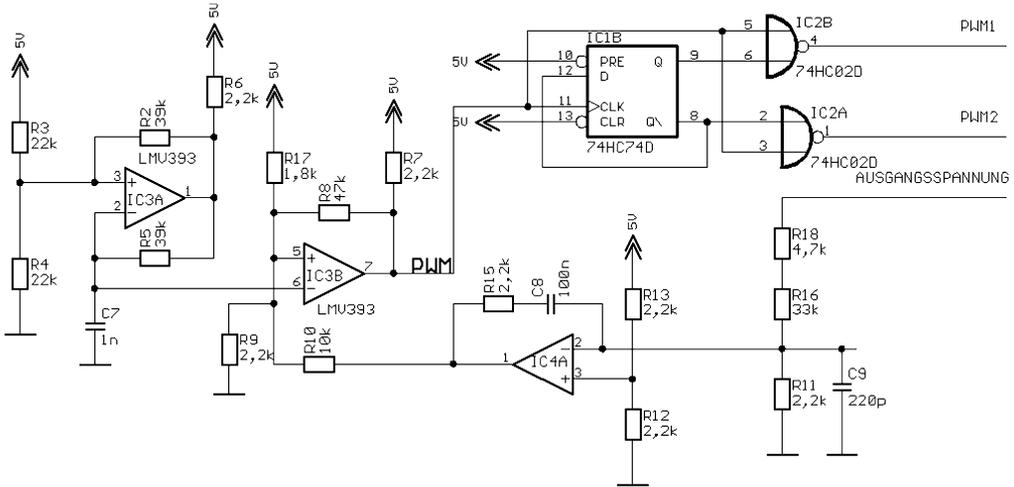


Abb. 4.18: Analoge PWM-Erzeugung.

Der Schaltungsteil mit dem Komparator *IC3A* erzeugt ein Dreieckssignal. *IC3B* vergleicht die Reglerausgangsspannung mit dem Dreieckssignal und hat somit an seinem Ausgang bereits das interne PWM-Signal. Mit dem D-Flipflop *IC1B* und den beiden Gattern wird das PWM-Signal schließlich auf die Signale PWM1 und PWM2 aufgeteilt. Der Regler ist als PI-Regler ausgeführt und mit dem Operationsverstärker *IC4A* realisiert. Die Ausgangsspannung des Wandlers wird mit R_{18} , R_{16} und R_{11}/C_9 heruntergeteilt und mit 2,5 V verglichen. Die Abweichung ist die Eingangsspannung des Reglers.

Die Aufteilung des PWM-Signals mit *IC1* und *IC2* sieht folgendermaßen aus:

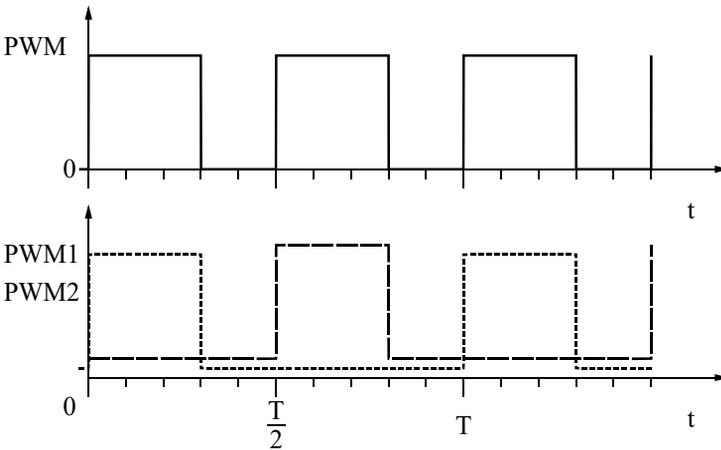


Abb. 4.19: Erzeugung der phasenverschobenen PWM-Signale.

Durch die nachträgliche Aufteilung wird sichergestellt, dass die beiden phasenverschobenen PWM-Signale das gleiche Tastverhältnis haben.

4.5.3.2 PWM-Erzeugung mit Mikro-Controller

In Anlehnung an Abb. 4.19 kann die PWM-Erzeugung rein digital erfolgen unter Verwendung der in Mikrocontrollern integrierten Timer. Bei niedrigen Arbeitsfrequenzen des Wandlers ist dies problemlos möglich. Dies gilt beispielsweise für Frequenzumformer. Bei höheren Arbeitsfrequenzen, z. B. bei 100 kHz, gelingt es mit Interrupt-Funktionen des Timers nicht, die beiden phasenverschobene PWM-Signale mit genau gleichen Tastverhältnis zu erzeugen. Vielmehr brauchen wir dann einen oder mehrere Mikrocontroller, die für jeden Teilwandler einen separaten Timer mit PWM-Generator haben. Beim Vierfachwandler also 4 Timer. Sie werden einmalig auf $T/4$ ($T/3$ beim Dreifachwandler oder $T/2$ beim Zweifachwandler) synchronisiert und dann mit dem gleichen Komparatorwert für das Tastverhältnis geladen. Der Komparatorwert wird dann reglerabhängig immer wieder verändert, aber eben so, dass alle Register immer mit dem gleichen Wert geladen werden.

4.5.3.3 PWM-Erzeugung mit FPGA

Hier gilt im Prinzip dasselbe wie in 4.5.3.2, nur dass die Einschränkung bezüglich der Taktfrequenz weit weniger bedeutsam ist, da sie grundsätzlich mit einer höheren Taktfrequenz arbeiten können. Auch der Bedarf von n PWM-Generatoren stellt bei der heute verfügbaren Komplexität kein Thema dar. Praktische Erfahrungen liegen uns allerdings im Moment (Anfang 2007) noch nicht vor.

4.6 Vergleich der Synchronisationsverfahren

Das mit Abstand beste Verfahren ist die I-I-Messung, dass es eine absolut gleichmäßige Belastung der Wandler bewirkt. Zusätzlich ist durch die Strommessung automatisch ein Kurzschlusschutz vorhanden, der auch noch sehr schnell wirkt. Da die ganze Funktion der Schaltung aus dem Spulenstrom abgeleitet wird, führt schon ein Stromanstieg über den Normalwert zu einer hardwaremäßigen Begrenzung. Die I-I-Messung bietet von daher unschlagbare Vorteile. Sie hat allerdings den entscheidenden Nachteil, dass der Spulenstrom auch hinreichend genau und ungestört gemessen werden muss. Hier zeigen sich in der Praxis große Probleme. Ein Zukaufbauelement ist für den geforderten Frequenzbereich nicht zu kriegen. Eine Messung über einen Strommessshunt und einen nachgeschalteten Verstärker ist nur schwierig realisierbar. Die Messung muss schnell sein, sie muss genau sein und sie muss potentialgetrennt erfolgen, da der Spulenstrom nicht massebezogen zur Verfügung steht. Wir haben entsprechende Schaltungen entworfen und aufgebaut. Sie arbeiteten aber allesamt nicht robust genug, um sie in Großserien einsetzen zu können.

Das I-T-Control-Verfahren hat dieselben Probleme, da auch dort auf einer Strommessung aufgebaut wird, deren Störung zu Fehlfunktionen der ganzen Schaltung führt. Die Strommessung kann aber massebezogen erfolgen und ist damit grundsätzlich störsicherer.

Die analoge PWM-Erzeugung wurde bei uns erfolgreich eingesetzt. Ähnliches ist uns von anderen Stellen bezüglich der digitalen PWM-Steuerungen bekannt. Sie arbeiten prinzipiell robust und zuverlässig. Sie haben nur einen gravierenden Nachteil: Sie bieten keinen „natürlichen“ Kurzschlusschutz. Ein Kurzschluss muss über den Regler oder über eine Zusatzfunktion abgefangen werden. Normalerweise stört das aber nicht, da selbst bei einem schlagartigen Kurzschluss der Stromanstieg wegen den Speicherdrosseln begrenzt ist und im $10\mu\text{s}$ -Bereich abgefangen werden kann. Nachfolgend ein Abb. eines Vierfach-Synchronwandlers. Es handelt

sich um einen ersten Aufbau zur Funktionsdarstellung. Die Speicherdrosseln sind hier mit Ringkernen realisiert. An der linken, oberen Drossel ist noch ein Stück der Drahtschleife für die Strommessung (mittels Stromzange) zu sehen.

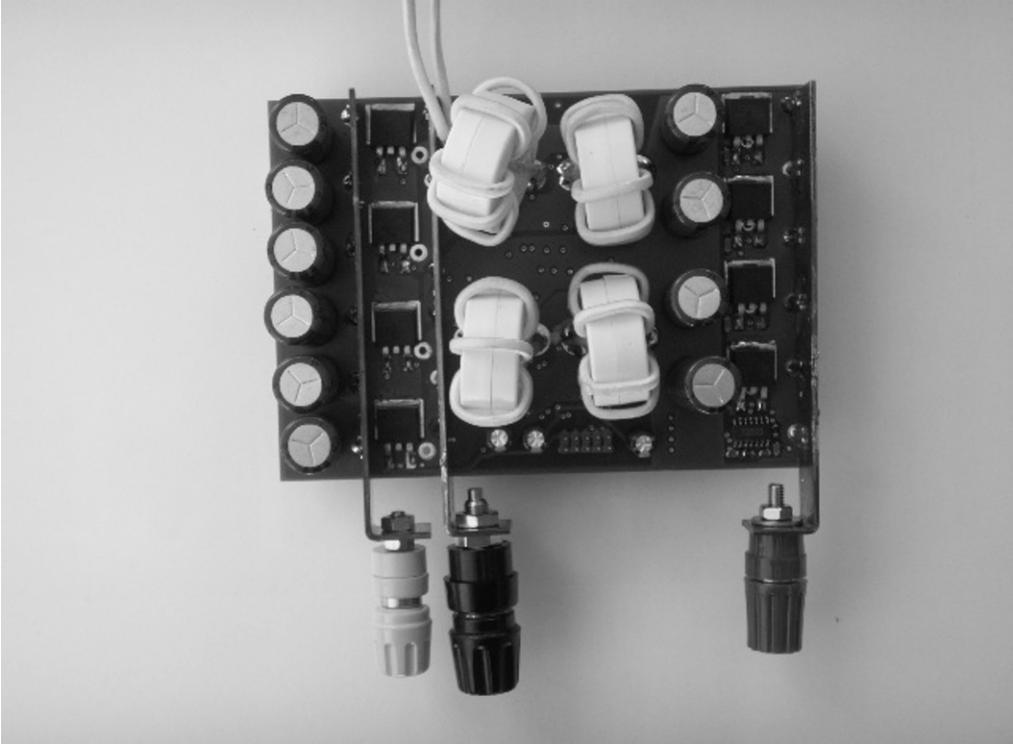


Abb. 4.20 Erster Laboraufbau eines Vierfach-Synchronwandlers

Der Wandler ist für 600 W ausgelegt, wobei er kurzzeitig deutlich überlastbar ist. Eine Seite ist für die Bordnetzspannung im 12V-Kfz-Netz ausgelegt, die andere Seite hat eine variable Spannung bis 40 V.

Die Anschlüsse sind im Abb. unten zu sehen: Links der 40V-Plusanschluss, in der Mitte die gemeinsame Masse und rechts die +12 V. Da Ströme von etwa 50 A im Dauerbetrieb fließen, wurden Kupferstege zur Stromführung verwendet. Ströme in dieser Größe können nicht mehr sinnvoll über Leiterbahnen auf der Platine geführt werden.

Die Elkos sind bei diesem ersten Aufbau noch relativ üppig ausgeführt. Dennoch sieht man relativ kleine Blockkondensatoren für den Leistungsbereich von 600 W.

Die Ansteuerelektronik – hier noch mit diskreten Logikbausteinen ausgeführt – befindet sich auf der Unterseite der Platine. Die Platine selbst ist eine Vierlagen-Multilayer-Platine mit der standardmäßigen Kupferauflage von 35 μm bei den beiden Innenlagen und 70 μm für die Ober- und Unterseite.

5 Der Inverswandler

5.1 Der Inverswandler mit nicht lückendem Strom

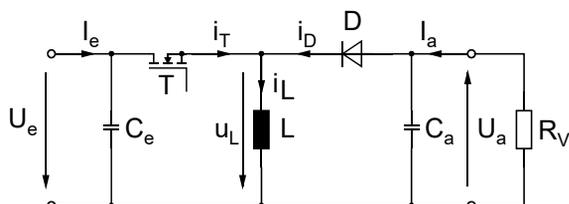


Abb. 5.1: Schaltbild des Leistungsteils.

Er trägt seinen Namen von der Eigenschaft, dass er die positive Eingangsspannung in eine negative Ausgangsspannung wandelt. Die Pfeilung in Abb. 5.1 berücksichtigt bereits die negative Ausgangsspannung und den negativen Ausgangsstrom.

Wir unterscheiden wieder zwei Fälle:

Fall 1: Der Transistor T leitet. Die Dauer, in der er leitet, nennen wir t_{ein} .

Fall 2: Der Transistor T sperrt. Die Dauer ist t_{aus} .

Während t_{ein} liegt an L die volle Eingangsspannung. Die Diode D sperrt. U_L ist gleich U_e und der Strom i_L steigt linear an. Wird nun der Transistor T gesperrt, dann erzwingt die in der Spule gespeicherte Energie, dass i_L weiter fließt. Im ersten Moment ist i_L genau gleich groß und hat die gleiche Richtung wie vor dem Schaltvorgang. Er findet nur einen Weg, nämlich den über die Diode D . Diese leitet und an der Induktivität L liegt die Ausgangsspannung. Sie ist negativ und durch den Ausgangskondensator C_a konstant. Damit nimmt i_L linear ab. Am Ende von t_{aus} wird T wieder eingeschaltet. Der Strom i_L kommutiert von Diode zurück auf den Transistor und das Spiel beginnt von Neuem.

Im eingeschwungenen Zustand wiederholen sich die beschriebenen Vorgänge streng periodisch, d. h. t_{ein} ist über viele Taktperioden konstant. Dasselbe gilt für t_{aus} und die jeweilige Stromänderung. Der Spulenstrom nimmt zwar in jeder Periode zu und wieder ab. Im Mittel bleibt er jedoch gleich groß. Der eingeschwungene oder stationäre Zustand ermöglicht eine einfache Betrachtung des Wandlers, die wir nachfolgend durchführen wollen.

Wir gehen zunächst von einem hinreichend großen Ausgangsstrom aus, der dafür sorgt, dass i_L niemals zu Null wird. Für diesen Fall und unter der Annahme von idealen Bauelementen zeichnen wir die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe des Wandlers.

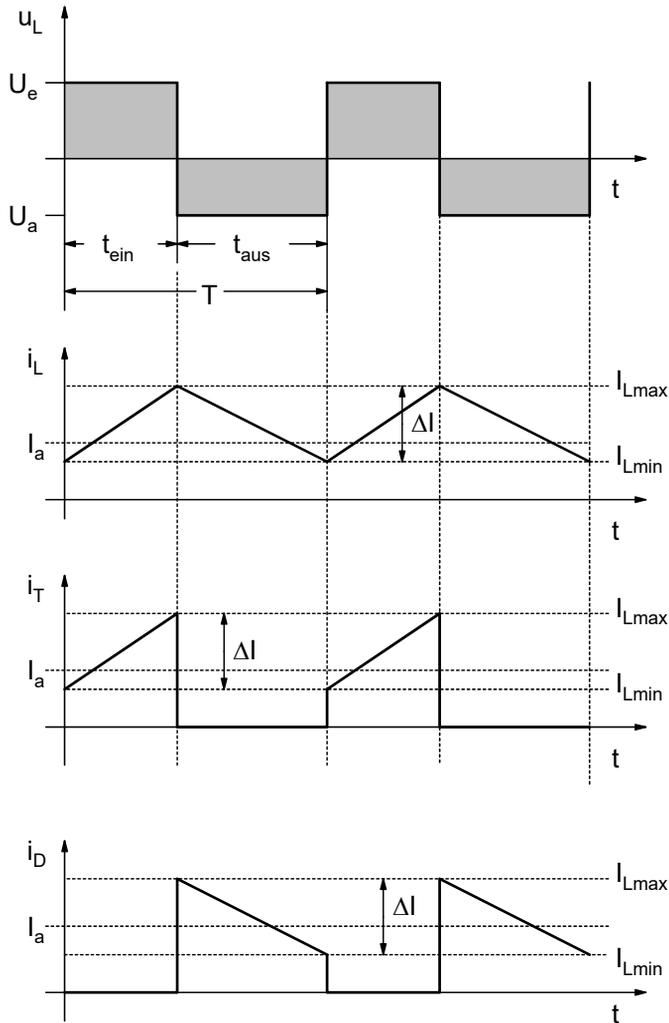


Abb. 5.2: Die Strom- und Spannungsverläufe im nicht lückenden Betrieb.

Aus Abb. 5.2 lassen sich folgende Beziehungen angeben:

$$U_e = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{\text{ein}}} \quad (5.1.1)$$

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{\text{aus}}} \quad (5.1.2)$$

Im eingeschwungenen Zustand ist ΔI in beiden Gleichungen gleich groß und wir erhalten die gleichen Spannungszeitflächen an der Induktivität L für t_{ein} und t_{aus} . Sie sind in Abb. 5.2 oben markiert.

5.1.1 Die Ausgangsspannung

Aus beiden Gleichungen lässt sich $L \cdot \Delta I$ eliminieren, so dass die Beziehung entsteht:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{ein}}{t_{aus}} = \frac{t_{ein}}{T - t_{ein}} = \frac{v_T}{1 - v_T} \quad (5.1.3)$$

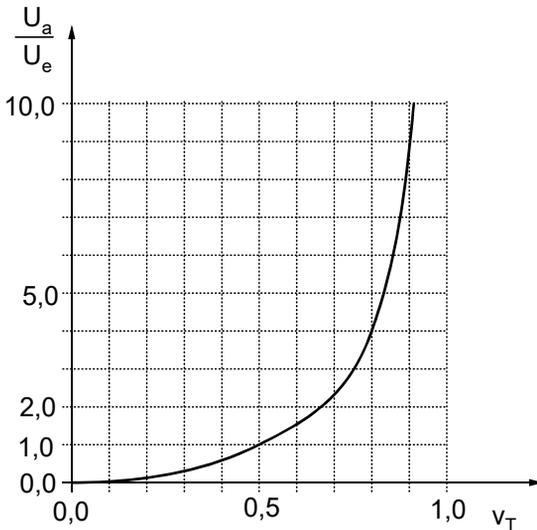


Abb. 5.3: Ausgangsspannung des Inverswandlers.

In Abb. 5.3 ist das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung über dem Tastverhältnis v_T dargestellt. Ähnlich wie beim Aufwärtswandler erhält man auch hier eine nichtlineare Beziehung zwischen Ausgangsspannung und Tastverhältnis.

Will man eine lineare Beziehung erreichen, muss das Verhältnis $\frac{t_{ein}}{t_{aus}}$ zur Ansteuerung verwendet werden. Aus Gl. (5.1.3) folgt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{ein}}{T - t_{ein}} = \frac{t_{ein}}{t_{aus}} \quad (5.1.4)$$

Darin können wir t_{aus} festhalten und t_{ein} verändern. Dann wird $U_a \sim t_{ein}$.

Wir erkaufen die Proportionalität mit einer Variation der Arbeitsfrequenz:

Aus $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{ein} + t_{aus}}$ folgt:

$$f \cdot t_{aus} = \frac{1}{1 + \frac{t_{ein}}{t_{aus}}} \quad (5.1.5)$$

Die Gl. (5.1.4) und die Gl. (5.1.5) sind nachfolgend gezeichnet:

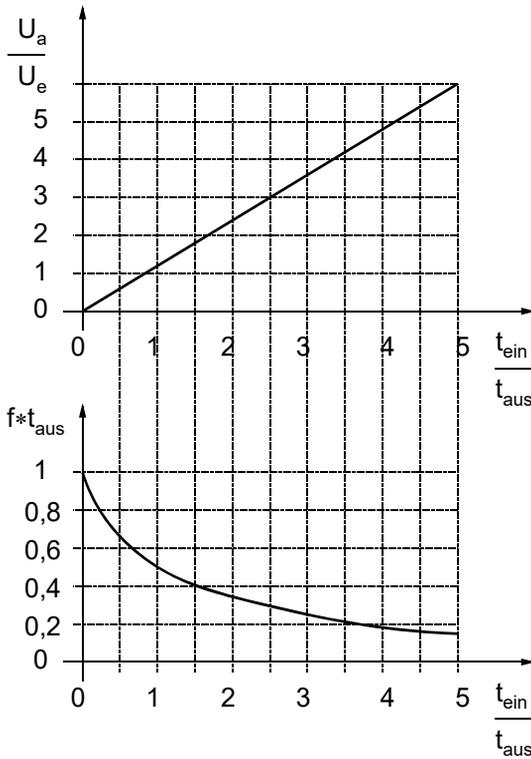


Abb. 5.4: Ausgangsspannung und Arbeitsfrequenz bei konstantem t_{aus} .

Obwohl die Betriebsweise in Abb. 5.4 wegen der linearen Beziehung zwischen Steuergröße und Ausgangsspannung auf den ersten Blick verlockend erscheint, wird der Wandler meistens doch mit dem Tastverhältnis gesteuert, um eine konstanter Arbeitsfrequenz zu erreichen. Man nimmt die gekrümmte Kennlinie in Abb. 5.3 in Kauf und regelt die Ausgangsspannung mit einem genügend langsamen Regler auf den gewünschten Wert.

5.1.2 Berechnung der Induktivität L

Aus (5.1.1) folgt: $t_{ein} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_e}$ und aus (5.1.2) folgt: $t_{aus} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_a}$.

Mit $T = t_{ein} + t_{aus}$ folgt: $T = L \cdot \Delta I \cdot \left(\frac{1}{U_e} + \frac{1}{U_a} \right)$

$$\Rightarrow L = \frac{T}{\Delta I} \cdot \frac{U_a \cdot U_e}{U_a + U_e} \quad (5.1.6)$$

ΔI lässt sich für den minimalen Ausgangsstrom angeben, bei dem der Strom durch die Induktivität noch nicht lückt:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} \Rightarrow \Delta I = \frac{2 \cdot I_{ag} \cdot T}{t_{aus}}$$

Damit ergibt sich für die Induktivität:

$$L = \frac{T \cdot t_{aus}}{2 \cdot I_{ag} \cdot T} \cdot \frac{U_e \cdot U_a}{U_e + U_a} \quad (5.1.7)$$

Im Grenzfall gilt (5.1.3) gerade noch. Daraus lässt sich v_T berechnen:

$$(1 - v_T) \cdot \frac{U_a}{U_e} = v_T \Rightarrow v_T = \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{U_a}{U_e}} = \frac{U_a}{U_e + U_a}$$

und mit

$$t_{aus} = T - t_{ein} = T \cdot (1 - v_T) = T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e + U_a}\right) = T \cdot \frac{U_e}{U_e + U_a}$$

in Gl. (5.1.7) einsetzen:

$$L = \frac{1}{2 \cdot I_{ag}} \cdot T \cdot \frac{U_e \cdot U_a \cdot U_e}{(U_e + U_a)^2} = \frac{T \cdot U_e^2 \cdot U_a}{2 \cdot I_{ag} \cdot (U_e + U_a)^2} \quad (5.1.8)$$

Damit kann die notwendige Induktivität aus den Wandlerdaten errechnet werden.

5.1.3 Die Grenze für den nicht lückenden Betrieb

Ist die Induktivität L bereits dimensioniert, kann mit Gl. (5.1.8) der Ausgangsgrenzstrom angegeben werden:

$$I_{ag} = \frac{T \cdot U_e^2 \cdot U_a}{2 \cdot L \cdot (U_e + U_a)^2} \quad (5.1.9)$$

Ist der Ausgangsstrom größer als der Ausgangsgrenzstrom I_{ag} in Gl. (5.1.9), arbeitet der Wandler im nicht lückenden Betrieb und es gelten die Beziehungen in diesem Teilkapitel. Ist der Ausgangsstrom kleiner, arbeitet der Wandler lückend und es gelten die bisherigen Beziehungen nicht mehr. Im folgenden Kapitel 5.2 wird der Fall quantitativ untersucht und es werden die wichtigsten Beziehungen hergeleitet, die für die Dimensionierung des Wandlers nötig sind.

5.2 Der Inverswandler mit lückendem Strom

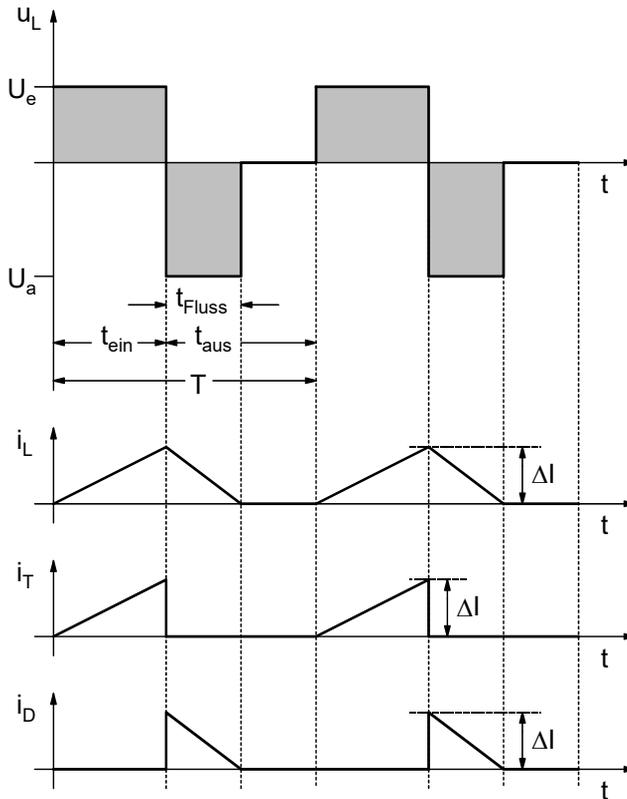


Abb. 5.5: Die Strom- und Spannungsverläufe im lückenden Betrieb.

In Abb. 5.5 wurde der Fall dargestellt, dass der Strom in der Induktivität zu Null wird, bevor der Transistor wieder einschaltet. $t_{Fluss} < t_{aus}$. Der Strom lückt. Für diesen Fall sollen im Folgenden die Beziehungen für Ausgangsspannung und Ausgangsstrom hergeleitet werden.

Aus Abb. 5.5 folgt:

$$U_e = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (5.2.1)$$

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{Fluss}} \quad (5.2.2)$$

$$I_e = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{ein}}{T} \quad (5.2.3)$$

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{Fluss}}{T} \quad (5.2.4)$$

Aus Gl. (5.2.2) folgt: $t_{Fluss} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_a}$.

In Gl. (5.2.4) eingesetzt:

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{L \cdot \Delta I}{U_a \cdot T} = \frac{L \cdot \Delta I^2}{2 \cdot U_a \cdot T} \quad (5.2.5)$$

Aus Gl. (5.2.1) folgt: $\Delta I = \frac{U_e}{L} \cdot t_{ein}$. In Gl. (5.2.5) eingesetzt:

$$I_a = \frac{U_e^2 \cdot t_{ein}^2 \cdot L}{L^2 \cdot 2 \cdot U_a \cdot T} = \frac{U_e^2 \cdot v_T^2 \cdot T}{L \cdot 2 \cdot U_a} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_e \cdot v_T^2 \cdot T}{I_a \cdot 2 \cdot L} \quad (5.2.6)$$

Die Normierung $U_N = \frac{U_a}{U_e}$ und $I_N = \frac{I_a \cdot L}{U_e \cdot T}$ liefert:

$$U_N = \frac{v_T^2}{I_N \cdot 2} \quad (5.2.7)$$

Die Grenze für den nicht lückenden Strom erkennt man in Abb. 5.2 genau dort, wo der Strom durch die Induktivität gerade nicht mehr lückt. Dann ist t_{Fluss} gerade gleich t_{aus} . Wir nennen den Ausgangsgrenzstrom, für den dieser Fall eintritt, I_{ag} und können aus Gl. (5.2.4) bestimmen:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T}$$

ΔI können wir wieder aus Gl. (5.1.1) bestimmen: $\Delta I = \frac{U_e}{L} \cdot t_{ein}$ und setzen ihn ein:

$$I_{ag} = \frac{U_e \cdot t_{ein} \cdot t_{aus}}{2 \cdot L \cdot T}$$

Mit Gl. (5.1.7) folgt:

$$I_{ag} = \frac{U_e \cdot T}{2 \cdot L} \cdot v_T \cdot (1 - v_T) \quad (5.2.8)$$

I_{ag} normiert auf I_{Nag} ergibt dann also:

$$I_{Nag} = \frac{I_{ag} \cdot L}{U_e \cdot T} = \frac{v_T}{2} \cdot (1 - v_T) \quad (5.2.9)$$

Daraus und aus Gl. (5.2.7) kann die normierte Ausgangsgrenzspannung angegeben werden:

$$U_{Nag} = \frac{v_T^2}{I_{Nag} \cdot 2} = \frac{v_T^2}{v_T \cdot (1 - v_T)} = \frac{v_T}{1 - v_T} \quad (5.2.10)$$

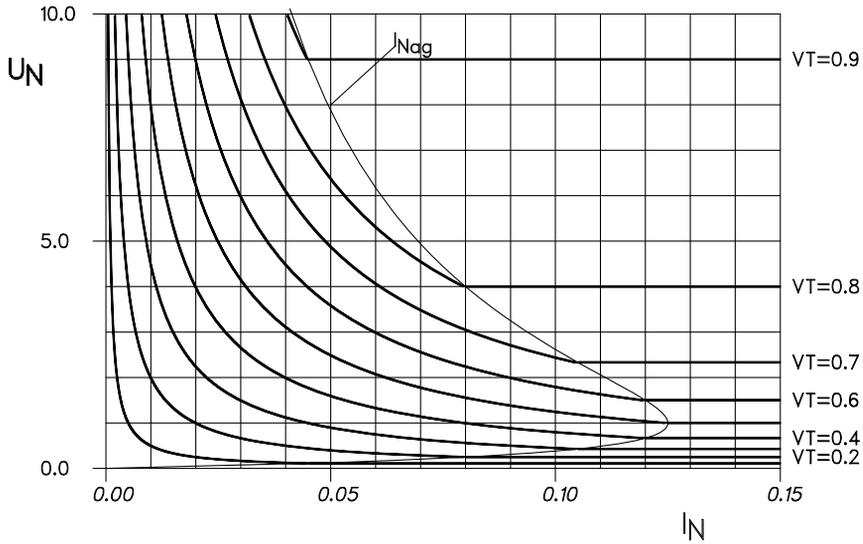


Abb. 5.6: Ausgangskennlinie im lückenden Betrieb.

In Abb. 5.6 ist der Zusammenhang von U_N über I_N dargestellt, wobei als Parameter der Kurvenschar v_T dient.

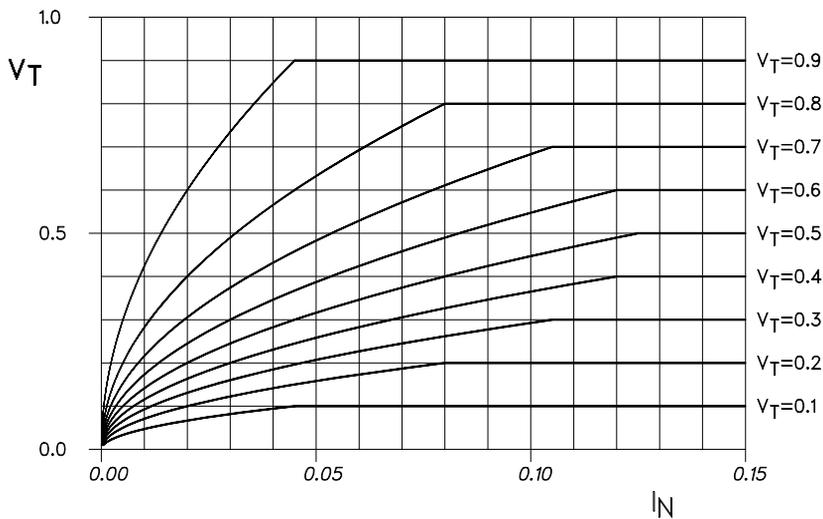


Abb. 5.7: v_T in Abhängigkeit von I_N für konstante Ausgangsspannung.

In Abb. 5.7 ist das Tastverhältnis über dem normierten Ausgangsstrom dargestellt für den Fall, dass U_N konstant gehalten werden soll.

6 Der Sepic-Wandler

6.1 Der Sepic-Wandler mit nicht lückendem Strom

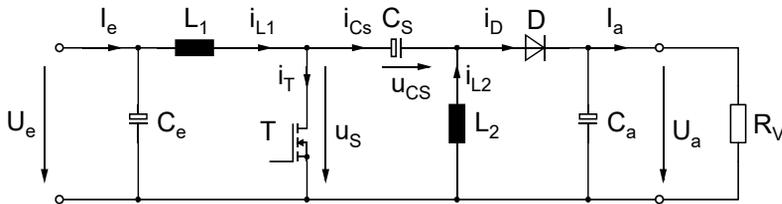


Abb. 6.1: Leistungsteil des Sepic-Wandlers. Siehe auch /42/.

Der Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) kann eine Ausgangsspannung liefern, die größer oder kleiner als die Eingangsspannung ist.

6.1.1 Berechnung der Ausgangsspannung

Die Grundgleichung der Induktivität (betragsmäßig) angewendet auf L_2 liefert:

$$U_a = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_{aus}} \quad \text{und} \quad U_{CS} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_{ein}} \Rightarrow U_{CS} = U_a \frac{t_{aus}}{t_{ein}} = U_a \frac{1-v_T}{v_T} \quad (6.1.1)$$

Die Grundgleichung der Induktivität angewendet auf L_1 liefert:

$$U_e = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{ein}} \quad \text{und} \quad U_a + U_{CS} - U_e = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{aus}}$$

$$\Rightarrow \frac{U_a}{U_e} + \frac{U_{CS}}{U_e} - 1 = \frac{t_{ein}}{t_{aus}} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} + \frac{U_{CS}}{U_e} = \frac{T}{T-t_{ein}} = \frac{1}{1-v_T}$$

mit (6.1.1) folgt:

$$\frac{U_a}{U_e} + \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{1-v_T}{v_T} = \frac{1}{1-v_T} \quad \text{oder} \quad \frac{U_a}{U_e} \left(1 + \frac{1-v_T}{v_T} \right) = \frac{1}{1-v_T} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{v_T}{1-v_T} \quad (6.1.2)$$

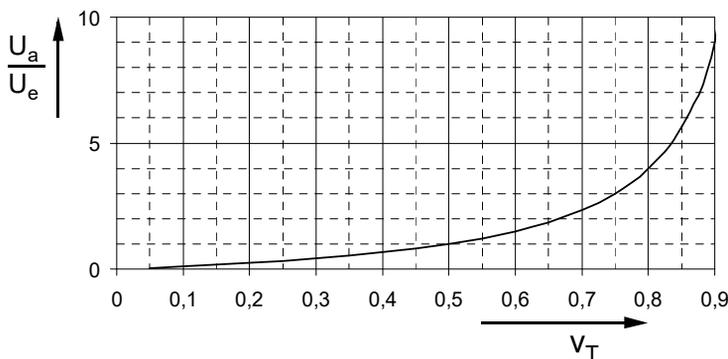


Abb. 6.2: Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.

6.1.2 Die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe

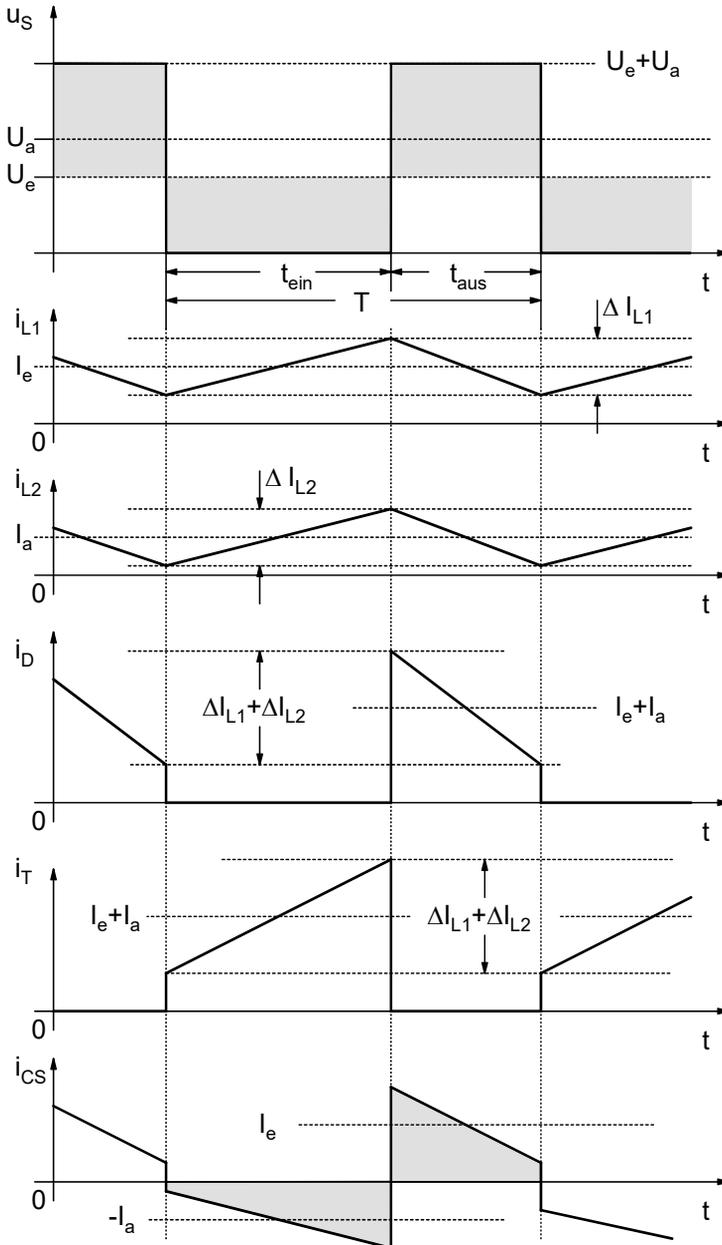


Abb. 6.3: Strom- und Spannungsverläufe des Sepic-Wandlers. Gezeichnet für $v_T = 0,6$.

Die in Abb. 6.3 gezeichneten Verläufe beruhen auf drei Erkenntnissen:

- 1) Der Ausgangsgleichstrom wird ausschließlich von L_2 geliefert, da ein Kondensator, also hier C_S , bekanntlich keinen Gleichstrom führen kann. Der arithmetische Mittelwert von i_{L2} ist also gleich dem Ausgangsgleichstrom I_a .
- 2) Der Eingangsgleichstrom I_e fließt vollständig über L_1 . Somit ist der arithmetische Mittelwert von i_{L1} gleich dem Eingangsstrom I_e .
- 3) Aus Gl. (6.1.1) und Gl. (6.1.2) folgt auch: $\overline{u_{CS}} \equiv U_e$

Sowohl bei der Spannung u_S als auch beim Strom i_{CS} wurden die Flächengleichheiten für den stationären Fall in Abb. 6.3 angedeutet.

6.1.3 Die Stromrippel

Die Stromrippel der Spulenströme ergeben sich

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{L_1} = \frac{1-v_T}{v_T} \cdot \frac{U_a \cdot t_{ein}}{L_1} = (1-v_T) \cdot T \cdot \frac{U_a}{L_1} \quad \text{und} \quad \Delta I_{L2} = \frac{U_a \cdot t_{aus}}{L_2} = \frac{U_a \cdot T \cdot (1-v_T)}{L_2}$$

Wählen wir $L_1 = L_2 = L$, wird $\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \Delta I = (1-v_T) \cdot T \cdot \frac{U_a}{L}$

6.1.4 Die Belastung der Bauelemente

Aus Abb. 6.3 und entnehmen wir:

$$U_{T\max} = U_{D\max} = U_a + U_e \quad I_{T\max} = I_{D\max} = I_a + I_e + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2}$$

Und mit den Formeln für die Effektivwertberechnung (Kap 8.4.2):

$$I_T = \sqrt{v_T \left[(I_e + I_a)^2 + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{12} \right]} \quad I_D = \sqrt{(1-v_T) \left[(I_e + I_a)^2 + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{12} \right]}$$

$$I_{CS} = \sqrt{v_T \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_{L2}^2}{12} \right) + (1-v_T) \left(I_e^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12} \right)} \quad \text{für } \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \Delta I \text{ folgt:}$$

$$I_{CS} = \sqrt{v_T I_a^2 + (1-v_T) I_e^2 + \frac{\Delta I^2}{12}} \quad \text{mit} \quad I_e = \frac{v_T}{1-v_T} I_a \quad \text{folgt:}$$

$$I_{CS} = \sqrt{v_T I_a^2 + \frac{v_T^2}{(1-v_T)} I_a^2 + \frac{\Delta I^2}{12}} = \sqrt{\frac{v_T}{(1-v_T)} I_a^2 + \frac{\Delta I^2}{12}}$$

Die Belastungen von Eingangs- und Ausgangskondensator sind genauso groß wie beim Sperrwandler.

Wie aus Abb. 6.3 weiter ersichtlich ist, verlaufen die Ströme i_{L1} und i_{L2} gleichförmig. L_1 und L_2 können also auf demselben Kern gewickelt werden.

6.1.5 Die Grenze zum lückenden Betrieb

Der Spulenstrom i_{L1} lückt bei dem Ausgangsgrenzstrom I_{ag1} , den wir aus Abb. 6.3 ersehen können:

$$I_{ag1} = \frac{\Delta I_{L1}}{2} = (1 - v_T) \cdot T \cdot \frac{U_a}{2 \cdot L_1}$$

Entsprechend erhalten wir für den Ausgangsgrenzstrom I_{ag2}

$$I_{ag2} = \frac{\Delta I_{L2}}{2} = (1 - v_T) \cdot T \cdot \frac{U_a}{2 \cdot L_2}$$

Wählen wir wie in Kapitel 6.1.3 die beiden Stromrippel gleich groß, dann sind beide Induktivitäten gleich groß und es werden auch die beiden Ausgangsgrenzströme gleich groß:

$$I_{ag} = (1 - v_T) \cdot T \cdot \frac{U_a}{2 \cdot L}$$

Der lückende Betrieb wird hier nicht näher betrachtet. Er kann in Anlehnung an die vorhergehenden Wandler in ähnlicher Weise betrachtet werden.

6.2 Der Sepic-Wandler mit Potentialtrennung

Falls eine Potentialtrennung erforderlich wird, kann der Wandler um einen Trafo ergänzt werden, der an die Stelle von L_2 eingesetzt wird.

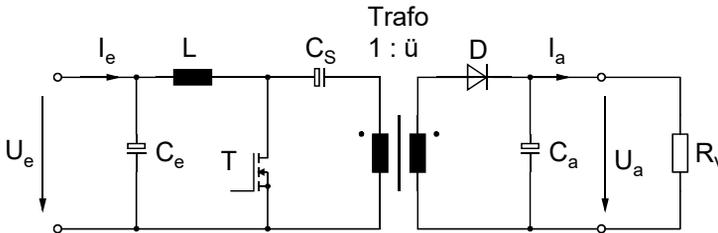


Abb. 6.4: Der Sepic-Wandler mit Transformator zur Potentialtrennung.

Alle Beziehungen aus Kapitel 6.1 gelten entsprechend, wenn wir U_a durch $\ddot{u}U_a$ und I_a durch $I_a \ddot{u}$ ersetzen.

Der Sepic-Wandler mit Trafo arbeitet dann ganz ähnlich wie der Sperrwandler, nur halt mit der veränderten Ausgangsspannung wie in Abb. 6.2 dargestellt. Auch er bietet einen grundsätzlichen Kurzschlusschutz, was in manchen Anwendungen absolut gefordert ist.

Allerdings kommt es auch hier beim Abschalten von T zu Spannungsüberschwinger wegen der Streuinduktivität des Trafos. Und auch hier stört die Sperrverzugszeit von der Diode D . Der größere Ausgangsspannungsbereich, den der Sepic-Wandler ohne Trafo bietet, ist hier nicht von Bedeutung. Der Sperrwandler mit Potentialtrennung erlaubt ja auch schon eine Ausgangsspannung bis Null herunter. Genau genommen hat der Sepic-Wandler mit Potentialtrennung bezüglich des Sperrwandlers keinen erkennbaren Vorteil, weswegen hier keine weiteren Ausführungen gemacht werde.

7 Der Ćuk-Wandler

Herr Ćuk hat mehrere Topologien in seinen Veröffentlichungen vorgestellt. Wir wollen hier eine herausgreifen und näher betrachten. Sie ist dem Aufwärtswandler sehr ähnlich aufgebaut und funktioniert prinzipiell auch als solcher.

7.1 Der Ćuk-Wandler mit positiver Ausgangsspannung

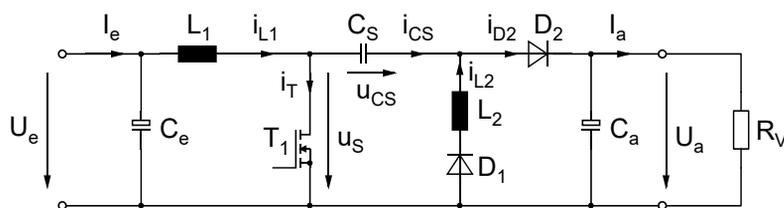


Abb. 7.1:
Leistungsteil
des Ćuk-
Wandlers.
Siehe auch /14/.

In Abhängigkeit der Dimensionierung der Leistungsbauelemente L_1 , C_S und L_2 in Bezug auf die Wandlerfrequenz kann der Ćuk-Wandler in zwei unterschiedlichen Betriebsmodi arbeiten.

7.1.1 Dimensionierung auf kleine Änderungen der energietragenden Größen

Die Energiespeicher des Wandlers (L_1 , C_S und L_2) werden so groß dimensioniert, dass die Änderungen ihrer energietragenden Größen über eine Wandlerperiode klein gegenüber dem absoluten Wert sind. Das bedeutet ΔI_{L1} ist klein gegenüber I_{L1} , ΔU_{CS} ist klein gegenüber U_{CS} und ΔI_{L2} ist klein gegenüber I_{L2} . Damit wird die Diode D_1 wirkungslos, da sie immer leitet und der Ćuk-Wandler wird zum Sepic-Wandler, der im Buch bereits behandelt worden ist. Für ihn gilt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{v_T}{1 - v_T} \quad (7.1)$$

7.1.2 Dimensionierung auf Resonanz von C_S/L_2

Auch mit der Dimensionierung nach Kap. 7.1.1 bilden natürlich C_S und L_2 einen Schwingkreis. Dessen Resonanzfrequenz liegt allerdings so niedrig, dass nur die Anfangstangenten der Sinusfunktionen wirksam werden.

Nachfolgend soll eine Dimensionierung zugrunde gelegt werden, bei der der Resonanzeffekt gezielt genutzt wird. Der Resonanzkreis besteht aus C_S und L_2 .

7.1.2.1 Betrachtung der Kondensatorspannung u_{CS}

Während t_{aus} (T_1 gesperrt) fließt i_{L1} über C_S in Richtung Ausgang. Die Diode D_1 sperrt, i_{L2} ist Null. Durch den Stromfluss über C_S wird dieser umgeladen. Mit der in Abb. 7.1 eingezeichneten Pfeilung steigt u_{CS} linear an.

In der nun folgenden t_{ein} - Zeit schwingt die Spannung u_{CS} auf den betragsmäßig gleichen, aber negativen Wert um. Der negative Wert ist bei entsprechender Betriebsweise $-U_a$, so wie in Abb. 7.2 gezeigt. Folglich ist der Mittelwert der Kondensatorspannung Null: $\overline{u_{CS}} = 0$.

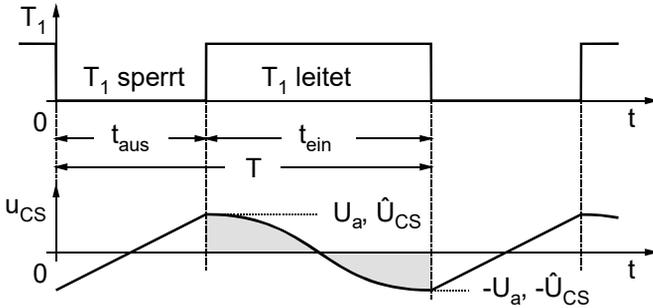


Abb. 7.2: Verlauf der Kondensatorspannung u_{CS} , wenn der Umschwingvorgang gerade von $U_{CS} = +U_a$ nach $U_{CS} = -U_a$ erfolgt.

Der Fall, wo das Umschwingen gerade vollständig erfolgt ist, wenn T_1 wieder ausgeschaltet wird, ist in Abb. 7.2 gezeigt. Wenn t_{ein} länger ist, als in Abb. 7.2 gezeichnet, bleibt u_{CS} auf $-U_a$ stehen bis T_1 wieder ausgeschaltet wird, weil die Diode D_1 sperrt, wenn i_{L2} negativ zu werden droht.

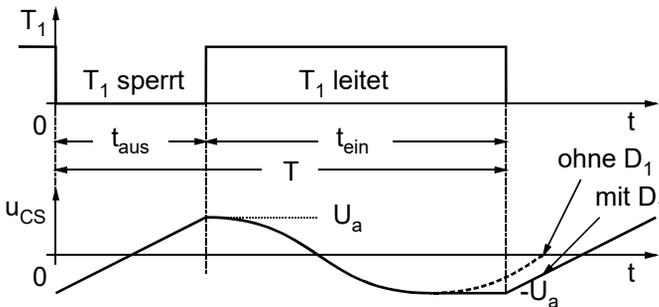


Abb. 7.3: Fall, wenn $t_{ein} > \pi\sqrt{L_2 C_S}$.

Insbesondere in Abb. 7.2 sehen wir die angedeutete Flächengleichheit, die erzwingt, dass auch im Mittel über die Zeitdauer t_{aus} die Kondensatorspannung $U_{CS} = 0$ ist. Wenn wir jetzt mal davon ausgehen, dass der Umschwingvorgang vollständig erfolge, d.h. u_S läuft von Null bis $2 \cdot U_a$, dann arbeitet der Čuk-Wandler genauso wie der uns bekannte Aufwärtswandler, für den gilt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 - v_T} \tag{7.2}$$

7.1.2.2 Betrachtung des Ausgangsstromes

Der Ausgangsleichstrom I_a kann nur von der Induktivität L_2 geliefert werden, da C_S keinen Gleichstrom führen kann. $I_a = \overline{i_{L2}}$.

Wenn wir den Stromverlauf $i_{L2}(t)$ kennen, können wir daraus den Ausgangsstrom ausrechnen.

Wir setzen jetzt mal voraus, dass die Schwingkreisresonanzfrequenz so groß sei, dass die Kondensatorspannung während t_{ein} vollständig umschwingt.

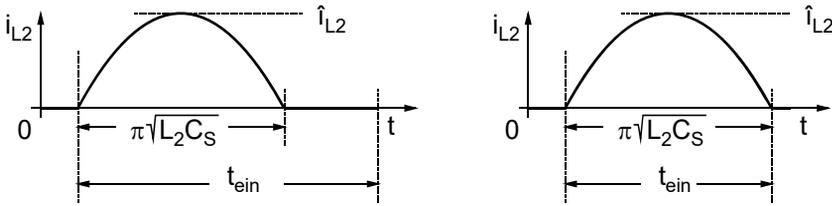


Abb. 7.4: Stromhalbwellen von i_{L2} , links allgemeiner Fall und rechts Grenzfall.

Für i_{L2} gilt: $i_{L2} = \hat{i}_{L2} \cdot \sin \omega_0 t$ für $0 \leq \omega_0 t \leq \pi$

Darin ist $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_S}}$ die Resonanzkreisfrequenz von L_2/C_S .

Der Gleichanteil und damit der arithmetische Mittelwert von i_{L2} Abb. et den Ausgangsstrom I_a . Für ihn gilt somit:

$$I_a = \frac{T_0}{T} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \hat{i}_{L2} \cdot \sin(\omega_0 t) d\varphi = \frac{\hat{i}_{L2} \cdot T_0}{2T\pi} [-\cos(\omega_0 t)]_0^{\pi} = \frac{T_0}{T \cdot \pi} \hat{i}_{L2} = \frac{T_0}{T\pi} \hat{i}_{L2}$$

Darin ist $T = \frac{1}{f}$ Die Periodendauer der Arbeitsfrequenz des Čuk-Wandlers

und $T_0 = \frac{1}{f_0}$ die Periodendauer der Resonanzfrequenz des L_2/C_S - Schwingkreises.

Für T_0 gilt die Thomson'sche Schwingungsgleichung: $T_0 = 2\pi\sqrt{L_2 C_S}$ (7.3)

$$\Rightarrow I_a = \frac{2\pi\sqrt{L_2 C_S}}{T \cdot \pi} \hat{i}_{L2} = \frac{2\sqrt{L_2 C_S}}{T} \hat{i}_{L2} \quad (7.4)$$

Aus dem Energieerhaltungssatz $\frac{1}{2}CU^2 = \frac{1}{2}LI^2$ folgt:

$$\hat{i}_{L2} = \sqrt{\frac{C_S}{L_2}} \hat{U}_{CS}, \text{ mit } \hat{U}_{CS} = U_a \quad (7.5)$$

Der Eingangsstrom I_e fließt während t_{aus} im Mittel über den Kondensator C_S :

$$I_e = C_S \frac{\Delta U}{t_{aus}} = C_S \frac{2 \cdot \hat{U}_{CS}}{t_{aus}} \Rightarrow \hat{U}_{CS} = \frac{I_e \cdot t_{aus}}{2 \cdot C_S}$$

Mit Gl. (7.4) und Gl. (7.5) folgt nun:

$$I_a = \frac{2\sqrt{L_2 C_S}}{T} \sqrt{\frac{C_S}{L_2}} \cdot \frac{I_e \cdot t_{aus}}{2 \cdot C_S} = \frac{t_{aus} \cdot I_e}{T} = (1 - v_T) I_e$$

$$\Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{I_e}{I_a} = \frac{1}{(1-v_T)} \quad (7.6)$$

Wir erhalten also dasselbe Ergebnis wie in Kap. 7.1.2.1 mit der Gl. (7.2). Für die Herleitung hatten wir vorausgesetzt, dass der Umschwingvorgang vollständig erfolge. Wenn wir aber die Flächengleichheit aus Abb. 7.2 genauer betrachten, können wir ihn auf den linearen Anstieg während t_{aus} erweitern. D.h. Gl. (7.2) gilt allgemein, solange der Strom i_{L1} nicht lückt.

7.1.3 Strombelastung von L_2

Für die Dimensionierung von L_2 benötigen wir noch den Strom i_{L2} und den Effektivwert I_{L2} .

Aus Gl. (7.4) folgt:

$$\hat{i}_{L2} = \frac{I_a \cdot T}{2\sqrt{L_2 C_S}} = f_0 \cdot \pi \cdot I_a \cdot T \quad (7.7)$$

Den Effektivwert I_{L2} entnehmen wir aus Abb. 7.4. Für die sinusförmige Halbwelle gilt der Effektivwert $\frac{\hat{i}_{L2}}{\sqrt{2}}$. Er dauert $\frac{T_0}{2} = \pi\sqrt{L_2 C_S}$ und wiederholt sich mit der Periodendauer T .

$$I_{L2} = \sqrt{\frac{\pi}{T} \sqrt{L_2 C_S} \frac{\hat{i}_{L2}^2}{2}} = \hat{i}_{L2} \sqrt{\frac{\pi}{2T} \sqrt{L_2 C_S}}$$

7.1.4 Strombelastung von C_S

Aus Abb. 7.4 und der Überlegung, dass I_e während t_{aus} über C_S fließt, erhalten wir folgenden Stromverlauf:

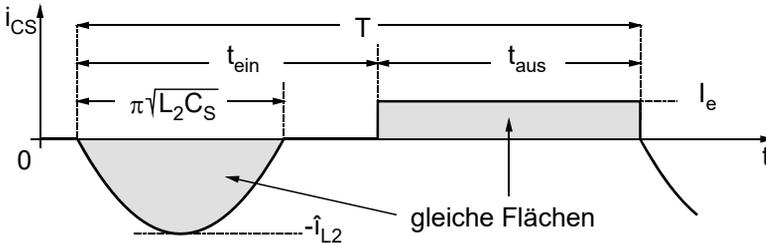


Abb. 7.5:
Stromverlauf
 $i_{CS}(t)$.

Für den Effektivwert gilt allgemein: $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$

Mit Abb. 7.5 erhalten wir: $I_{CS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{\hat{i}_{L2}^2}{2} \pi \sqrt{L_2 C_S} + I_e^2 \cdot t_{aus} \right)}$

$$I_{CS} = \sqrt{\left(\frac{\hat{i}_{L2}^2}{2} \frac{\pi \sqrt{L_2 C_S}}{T} + I_e^2 \cdot \frac{t_{aus}}{T} \right)} = \sqrt{\left(\frac{\hat{i}_{L2}^2}{2} \frac{\pi \sqrt{L_2 C_S}}{T} + I_e^2 \cdot \frac{T - t_{ein}}{T} \right)}$$

$$I_{CS} = \sqrt{\left(\frac{\hat{i}_{L2}^2}{2} \frac{\pi \sqrt{L_2 C_S}}{T} + I_e^2 \cdot (1 - v_T) \right)} \quad \text{und mit} \quad I_e = \frac{I_a}{1 - v_T} \quad \text{und} \quad \hat{i}_{L2} = \frac{I_a T}{2\sqrt{L_2 C_S}}$$

folgt:

$$I_{CS} = \sqrt{\left(\frac{I_a^2 T \pi}{8\sqrt{L_2 C_S}} + \frac{I_a^2}{1 - v_T} \right)} = I_a \sqrt{\left(\frac{T \pi}{8\sqrt{L_2 C_S}} + \frac{1}{1 - v_T} \right)}$$

7.1.5 Dimensionierung von C_S und L_2

Aus Gl. (7.5) folgt: $\sqrt{\frac{C_S}{L_2}} = \frac{\hat{i}_{L2}}{\hat{U}_{CS}}$ und mit Gl. (7.7) erhalten wir

$$\sqrt{\frac{C_S}{L_2}} = \frac{I_a \cdot T}{2\sqrt{L_2 C_S} \cdot \hat{U}_{CS}} \quad \text{Eine sinnvolle Dimensionierung könnte } \hat{U}_{CS} = U_a \text{ sein.}$$

Damit kann C_S dimensioniert werden:

$$C_S = \frac{I_a \cdot T}{2 \cdot U_a} \quad (7.8)$$

Mit Gl. (7.3) kann nun L_2 dimensioniert werden:

$$L_2 = \left(\frac{T_0}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{C_S} = \left(\frac{T_0}{2\pi} \right)^2 \frac{2 \cdot U_a}{I_a \cdot T} \quad (7.9)$$

In Anlehnung an den Grenzfall in Abb. 7.4 wählen wir $\frac{T_0}{2} = t_{einmin}$ und erhalten damit

$$L_2 = \left(\frac{t_{einmin}}{\pi} \right)^2 \frac{2 \cdot U_a}{I_a \cdot T} = \left(\frac{v_{Tmin}}{\pi} \right)^2 \frac{2 \cdot U_a \cdot T}{I_a} \quad (7.10)$$

Mit Gl. (7.8) haben wir die Möglichkeit den Kapazitätswert von C_S festzulegen und mit Gl. (7.10) können wir den notwendigen Induktivitätswert von L_2 bestimmen. Zusammen mit den Strombelastungen in Kap. 7.1.3 und Kap. 7.1.4 und der Resonanzfrequenz f_0 lassen sich die Schwingkreisbauteile dimensionieren und auch von ihrer Bauart, Baugröße und den Kosten aus lieferbaren Bauteilen aussuchen. So können die Kosten für den Wandler frühzeitig kalkuliert werden.

7.1.6 Dimensionierung der Dioden und T_1

Der Strom durch die Diode D_1 ist i_{L2} und aus Abb. 7.4 zu entnehmen. Die Sperrspannung, die auftritt ist U_a .

Der Strom durch die Diode D_2 ist i_{D2} . Er ist während t_{aus} gleich dem Strom i_{L1} und damit bis auf den Stromrippel gleich I_e . Die notwendige Spannungsfestigkeit von D_2 ist die doppelte Ausgangsspannung ($2U_a$).

7.1.7 Zusammenfassung der Eigenschaften des Ćuk-Wandlers

Wie eingangs bereits erwähnt, haben wir nur eine Ausführung des Ćuk-Wandlers untersucht und reden folglich nur über die Topologie in Abb. 7.1. Es liegt nahe, dass wir die Eigenschaften des Ćuk-Wandlers mit denen des klassischen Aufwärtswandlers vergleichen, weil beide Wandler die Spannung erhöhen und sogar die Abhängigkeit der Spannungstransformation vom Tastverhältnis bei beiden Wandlern gleich ist. Folgende Punkte erscheinen unter diesem Aspekt bemerkenswert:

- Die Ausschaltverluste von T_1 werden reduziert, da der Strom i_T beim Sperren von T_1 schlagartig auf C_S kommutiert und dort als i_{CS} weiterfließt. Bei diesem Schaltvorgang arbeitet T_1 also im ZVS (Zero-Voltage-Switching).
- Im Überlastfall ist der Ausgangsstrom begrenzt, da C_S nur einen maximalen Strom zulässt. Ohne weitere Überwachungselektronik würden allerdings T_1 und D_2 spannungsmäßig überlastet.
- Bei Anlegen der Eingangsspannung gibt es keinen „Shoot Through“, also keinen undefiniert hohen Strom, wenn die Ausgangsspannung noch Null ist.
- Im lückenden Betrieb (und die Aussage bezieht sich auf i_{L1}) oder im so genannten Idle-Modus kann der Wandler auch abwärts wandeln. Aber diese Betriebsweise ähnelt eher einem Notlauf. Da empfiehlt sich dann schon eher die Dimensionierung als Sepic-Wandler. Der Begriff „Notlauf“ soll andeuten, dass wir unverhältnismäßig große Effektivströme bekommen, bezogen auf den Ausgangsstrom.
- Die Schwingkreisbauelemente C_S/L_2 müssen auf ihre Resonanzfrequenz ausgelegt werden (f_0). Eine sinnvolle Frequenz kann 1 MHz sein (oder darüber). Die hohe Frequenz stellt ganz ordentliche Anforderungen an die Bauteile. Hochfrequenz geeignetes Ferritmaterial, kleine magnetische Aussteuerung der Spule, Verwendung von Litze für die Wicklung und qualitativ sehr hochwertiges Dielektrikum im Kondensator (Polystyrol) sind notwendig.
- Falls D_2 keine Schottky-Diode sein kann, spielt ihre Sperrverzugszeit eine entscheidende Rolle. Siehe hierzu auch Kap. 14.9. Sie verursacht hohe Schaltverluste beim Einschalten von T_1 und zwar in ihm und in der Diode D_2 . In diesem Punkt bietet die Ćuk-Wandler-Topologie keine Vorteile bezüglich des klassischen Aufwärtswandlers.

Herr Ćuk hat in vielen Veröffentlichungen weitere Schaltungen vorgestellt, die sich aus den hier erfolgten Ausführungen ableiten lassen. Wir wollen sie hier nicht behandeln, sondern möchten an der Stelle auf die Literatur, auf seine Literatur verweisen.

7.2 Čuk-Wandler mit Potentialtrennung

7.2.1 Schaltbild

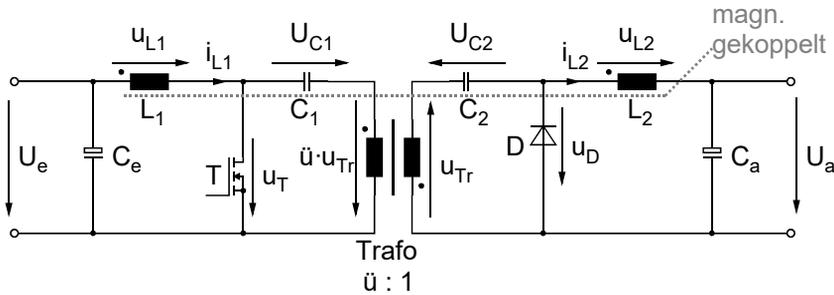


Abb. 7.6: Leistungsteil des Čuk-Wandlers mit der Definition der wichtigsten Größen.

Wir bauen die Schaltung symmetrisch auf, d.h. wir wählen $C_2 = \ddot{u}^2 \cdot C_1 = C$ und $L_2 = \frac{L_1}{\ddot{u}^2} = L$. Alle Bauteile werden als ideal betrachtet und C sei so groß, dass seine Spannungsänderung während einer Periode vernachlässigbar klein ist. Des Weiteren gehen wir vom stationären Fall aus. Alle Zeitverläufe wiederholen sich periodisch mit der Periodendauer T .

7.2.2 Beziehungen

7.2.2.1 Die Spannungen U_{C1} und U_{C2}

An allen induktiven Bauelementen müssen die an ihnen anliegenden Spannungen und Spannungsverläufe im zeitlichen Mittel (arithmetischer Mittelwert) Null sein. Für Abb. 7.6 gilt also:

$\overline{u_{L1}} = 0$, $\overline{\ddot{u} \cdot u_{Tr}} = 0$, $\overline{u_{Tr}} = 0$, $\overline{u_{L2}} = 0$. Mit dieser Erkenntnis können wir die Spannungen an den Kondensatoren U_{C1} und U_{C2} sofort angeben: $U_{C1} = U_e$ und $U_{C2} = U_a$.

7.2.2.2 Maschengleichungen für die beiden Schaltzustände

Während t_{ein} gilt:

$$U_e = \ddot{u}^2 L \frac{\Delta i_{L1}}{t_{ein}} \quad (7.11)$$

$$\frac{U_{C1}}{\ddot{u}} + U_{C2} - U_a = L \frac{\Delta i_{L2}}{t_{ein}} \Rightarrow \frac{U_e}{\ddot{u}} = L \frac{\Delta i_{L2}}{t_{ein}} \quad (7.12)$$

Während t_{aus} gilt:

$$-\ddot{u} \cdot U_{C2} + U_{C1} - U_e = -\ddot{u}^2 L \frac{\Delta i_{L1}}{t_{aus}} \Rightarrow U_a = \ddot{u} L \frac{\Delta i_{L1}}{t_{aus}} \quad (7.13)$$

$$-U_a = -L \frac{\Delta i_{L2}}{t_{aus}} \Rightarrow U_a = L \frac{\Delta i_{L2}}{t_{aus}} \quad (7.14)$$

7.2.2.3 Berechnung der Ausgangsspannung

Gleichung (7.14) dividiert durch Gleichung (7.12) liefert:
$$\frac{\ddot{u}U_a}{U_e} = \frac{t_{ein}}{t_{aus}} = \frac{v_T}{1-v_T} \quad (7.15)$$

Wenn wir Gleichung (7.13) durch die Gleichung (7.11) dividieren, erhalten wir dasselbe Ergebnis. Dies liegt an der vorab getroffenen Vereinfachung, dass wir $L_2 = \frac{L_1}{\ddot{u}^2}$ gewählt haben.

7.2.2.4 Die Stromrippel Δi_{L1} und Δi_{L2}

Wir dividieren Gl. (7.12) durch (7.11) oder auch Gl. (7.14) durch Gl. (7.13) und erhalten das Verhältnis der Stromrippel:
$$\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta i_{L1}} = \ddot{u} \quad (7.16)$$

Damit und mit $L_2 = \frac{L_1}{\ddot{u}^2} = L$ können wir die beiden Spulen auf einen Kern wickeln, wobei der Wicklungssinn so gewählt werden muss wie er in Abb. 7.6 bereits eingetragen ist.

7.2.2.5 Der Ausgangsstrom

Bei idealen Bauelementen gilt: $P_a = P_e \Rightarrow U_a \cdot I_a = U_e \cdot I_e$. Ersetzen wir darin nach Gl. (7.15) die Ausgangsspannung durch die Eingangsspannung, dann erhalten wir:

$$\frac{U_e}{\ddot{u}} \frac{1-v_T}{v_T} I_a = U_e \cdot I_e \Rightarrow \frac{I_a}{\ddot{u}} = \frac{v_T}{1-v_T} I_e$$

7.2.2.6 Die Spannungszeitfläche am Trafo

Primärseitig gilt: $\int u \cdot dt = U_e t_{ein}$, sekundärseitig gilt: $\int u \cdot dt = U_a t_{aus}$. Der Trafo wird hier in seiner magnetischen Aussteuerung symmetrisch betrieben. Wir können also $\Delta B = 2\hat{B}$ wählen.

Damit gilt:
$$N_1 = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{A_e \cdot 2 \cdot \hat{B}} \quad (7.17)$$

Hierin ist A_e die Querschnittsfläche des verwendeten Kerns.

7.2.2.7 Dimensionierung der magnetisch gekoppelten Spule L_1/L_2

Beide Ströme erzeugen einen magnetischen Fluss, der sich im Kern addiert. Es gilt also:

$$\begin{aligned} \hat{\Phi} &= \frac{L_1 \cdot \hat{i}_{L1}}{N_1} + \frac{L_2 \cdot \hat{i}_{L2}}{N_2} = \frac{\ddot{u}^2 L \cdot \hat{i}_{L2}}{N_1 \cdot \ddot{u}} + \frac{L \cdot \hat{i}_{L2}}{N_2} = \frac{L \cdot \hat{i}_{L2}}{N_2} + \frac{L \cdot \hat{i}_{L2}}{N_2} = \frac{2 \cdot L \cdot \hat{i}_{L2}}{N_2} \\ \Rightarrow N_2 &= \frac{2 \cdot L \cdot \hat{i}_{L2}}{A \cdot \hat{B}} \end{aligned} \quad (7.18)$$

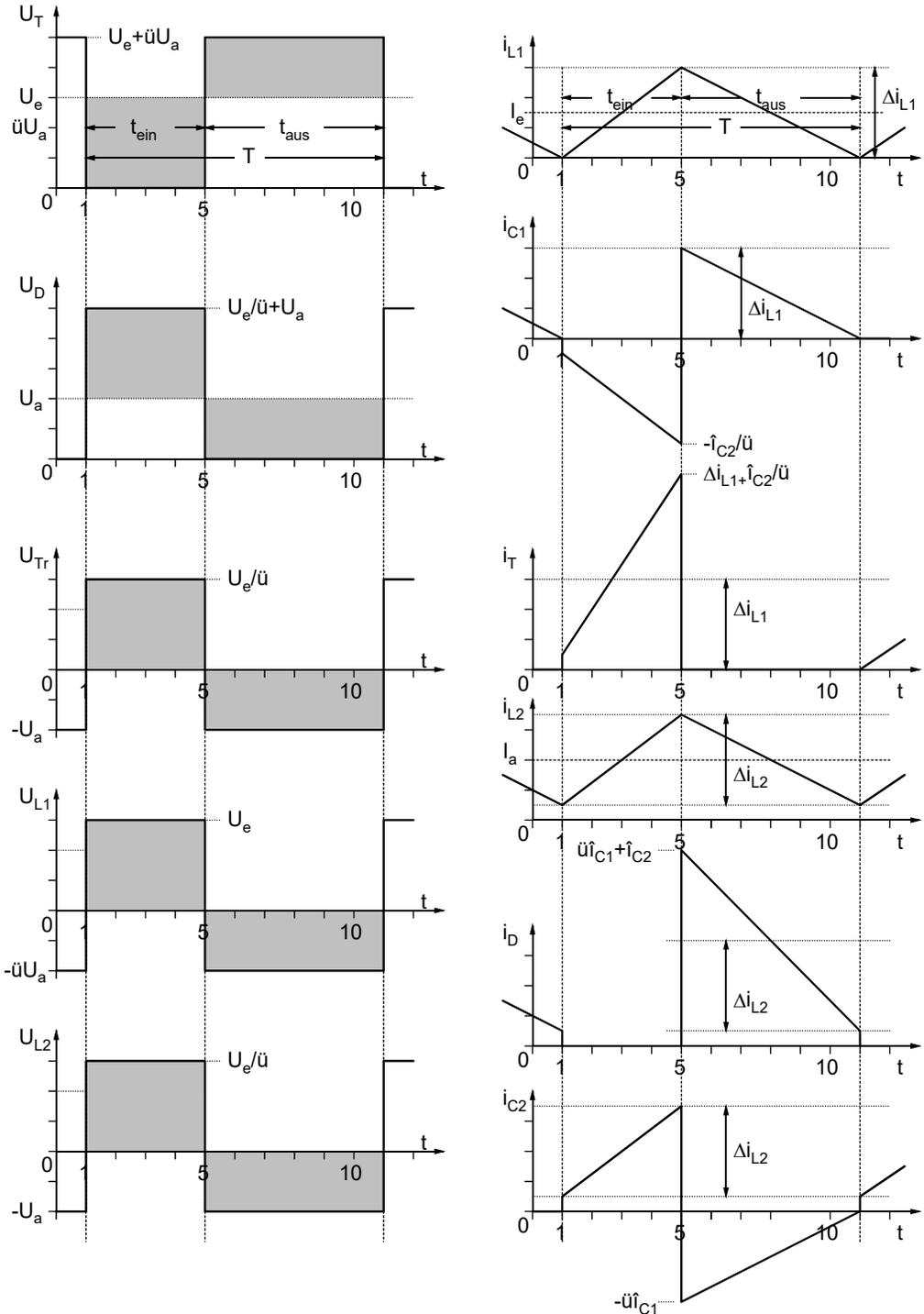


Abb. 7.7: Die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe, gezeichnet für den speziellen Betrieb an der primärseitigen Lückgrenze.

7.3 Dimensionierung als PFC-Wandler

7.3.1 Vorbemerkung

Üblicherweise verwendet man bei einem PFC-Netzteil zwei hintereinandergeschaltete Wandler. Eingangsseitig wird ein Aufwärtswandler verwendet, der den sinusförmigen Eingangsstrom aufnimmt und auf die Zwischenkreisspannung hoch setzt. Die Zwischenkreisspannung liegt bei 350 bis 400V und dort wird auch der Speicherkondensator verbaut. Danach folgt ein Abwärtswandler, der einerseits die Zwischenkreisspannung auf die gewünschte Ausgangsspannung heruntersetzt und fein regelt und der andererseits die Potentialtrennung übernimmt.

Im vorliegenden Fall soll nun versucht werden, beide Funktionen mit einem Wandler zu erfüllen. Die Energiespeicherung der 100Hz-Schwankungen erfolgt im Ausgangskondensator C_a .

7.3.2 Daten des Wandlers

Der Wandler muss eine Ausgangsleistung von 280 W liefern. Die Ausgangsspannung ist 28 V. Damit ist der Ausgangsstrom 10 A. Zu beachten ist allerdings, dass die Eingangsleistung zwischen Null und dem doppelten Wert schwankt. Wir müssen den Wandler deshalb für eine Leistung von 560 W auslegen, zumindest was die Auslegung auf die maximalen Daten angeht. Der maximale Eingangsstrom tritt beim Scheitelwert der Netzspannung auf und ist 1,8 A. Die thermische Belastung bezieht sich dann wieder auf die 280 W.

Des Weiteren legen wir die Arbeitsfrequenz vorab auf 80 kHz fest.

7.3.3 Festlegung von \ddot{u}

Die maximale Leistung tritt bei $U_e = 325$ V auf. Dort sollte das Tastverhältnis nicht zu weit von 0,5 entfernt liegen. Mit Gl. (7.15) können wir zwischen dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} und dem Tastverhältnis v_T hin und her spielen. Wir wählen $\ddot{u} = 6$, was dazu führt, dass wir ein minimales v_T (beim Scheitelwert der Netzspannung) von 0,34 bekommen und ein maximales v_T bei der Netzspannung von 32,5 V von 0,84. Unterhalb von 32,5 V schalten wir den Wandler einfach ganz ab, da der Leistungsbeitrag so kurz vor dem Nulldurchgang der Netzspannung praktisch null ist.

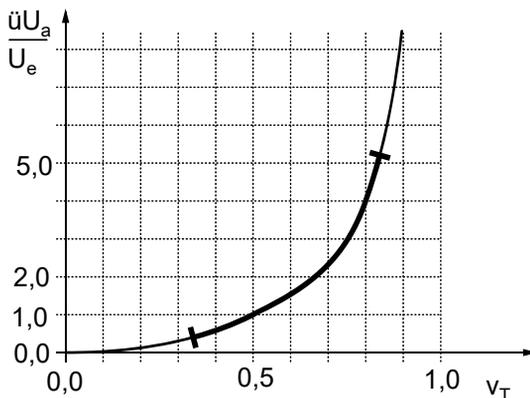


Abb. 7.8: Graphische Darstellung der normierten Ausgangsspannung, Arbeitsbereich des PFC-Wandlers.

7.3.4 Dimensionierung des Trafos

Die Spannungszeitfläche ist $U_e \cdot t_{ein} = 325V \cdot 4,25\mu s = 1,38mVs$. Wir wählen $\hat{B} = 0,15$ T und verwenden einen ETD34-Kern mit $A_e = 97,1$ mm².

Aus Gl. (7.17) erhalten wir: $N_1 = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{A_e \cdot 2 \cdot \hat{B}} = 47$. Wir wählen $N_1 = 48$, $N_2 = 8$.

Für die Wicklungen steht uns ein Wicklungsfenster mit folgenden Abmessungen zur Verfügung:

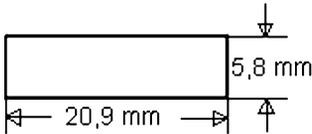


Abb. 7.9: Abmessungen des Wicklungsfensters.

Für die Primärwicklung nehmen wir einen Kupferlackdraht, $\varnothing = 0,44$ mm und wickeln 6 mal eine Lage. Alle 6 Lagen werden parallelgeschaltet. Das hat den Vorteil, dass wir keinen nennenswerten Einfluss durch den Skin-Effekt bekommen. Den Kupferwiderstand erhalten wir mit $R = \frac{\rho \cdot l}{A}$ zu 81 m Ω .

Für die Sekundärwicklung nehmen wir Litze mit einem Gesamtdurchmesser von 2,6 mm und wickeln eine Lage. Der Kupferwiderstand wird ungefähr (doppelter Wert wegen Litze) 3,8 m Ω .

7.3.5 Verluste des Trafos

Die Kernverluste liegen laut Datenblatt vom Kern bei ca. 2 W. Der Primärstrom wird hier nur mit Abb. 7.7 abgeschätzt und wir erhalten $I_{prim} \approx 2,1$ A und damit $P_{Cuprim} = 0,36$ W. Für die Sekundärseite bekommen wir entsprechend: $P_{Cusek} = 0,55$ W. Das sind die Werte bei Maximalleistung, also im Scheitelwert der Netzspannung. Da die Leistung bei jeder Netzhalbwelle bis auf null absinkt, sind die Kupferverluste im zeitlichen Mittel nur halb so groß.

Wenn wir die Kupferverluste mit den Kernverlusten vergleichen, dann sehen wir, dass wir die Kupferverluste wohl noch etwas vergrößern sollten und die Kernverluste dadurch etwas verringern. Das bedeutet, dass wir größere Windungszahlen nehmen könnten. Oder aber, dass wir einen kleineren Kern versuchen können, etwa den ETD29-Kern.

7.3.6 Dimensionierung der Spulen

Die Induktivität von L_1 lässt sich aus dem Stromanstieg während t_{ein} bestimmen:

$$L_1 = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{\Delta I_{L1}} = \frac{325V \cdot 4,25\mu s}{3,6A} = 384\mu H$$

Und damit wird $L_2 = 10,7\mu H$.

Auch hier wollen wir einen ETD34-Kern verwenden. Zwei gleiche Kerne in einem Produkt sind kostengünstiger, da wir die doppelte Stückzahl haben im Vergleich zu zwei unterschiedlichen Kernen.

Mit Gl. (7.18) wird $N_2 = \frac{2 \cdot L_2 \cdot \hat{i}_{L2}}{A_e \cdot \hat{B}} = \frac{2 \cdot 10,7 \mu H \cdot 20 A}{97,1 \text{ mm}^2 \cdot 0,2 T} = 22$ Und damit $N_1 = 132$

Die Wicklungen können wir beispielsweise so aufbauen:

- Sekundärwicklung: 3 Lagen parallel geschaltet mit jeweils 22 Windungen, $\emptyset = 0,95$ mm. Den Kupferwiderstand erhalten wir zu $R_{Cusek} = 14 \text{ m}\Omega$. Und mit einem

$$I_{L2} = \frac{\hat{i}_{L2}}{\sqrt{3}} = \frac{20 A}{\sqrt{3}} = 11,6 A \text{ die Sekundärverlustleistung zu}$$

$$P_{Cusek} = I_{L2}^2 R_{Cusek} = 1,87 W .$$

- Primärwicklung: 4 Lagen à 33 Windungen, $\emptyset = 0,63$ mm, $R_{Cuprim} = 0,56 \Omega$, $P_{Cuprim} = \left(\frac{3,6 A}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot R_{Cuprim} = 2,4 W$

Auch hier gilt wieder, dass wir für die Maximalleistung im Scheitelwert der Netzspannung gerechnet haben. Wir müssen also für das zeitliche Mittel die Kupferverlustleistungen noch halbieren.

7.3.7 Verluste

Kern:	3,2 W (4 W laut Datenblatt bei 100 kHz, hier 80 kHz)
Primär:	1,2 W
Sekundär:	0,9 W
<hr/>	
Summe:	5,3 W

Der ETD34-Kern hat einen thermischen Widerstand von $20 \frac{K}{W}$. D.h. wir bekommen eine

Erwärmung von 106 K. Das ist zunächst erstmal harmlos. Allerdings erhöht sich der ohmsche Widerstand von Kupfer über der Temperatur. So ganz grob können wir sagen, dass sich bei einer Temperaturerhöhung von 130 K der Widerstand verdoppelt. Dann haben wir 7,4 W, was zu einer Temperaturerhöhung von 148 K führt.

Wenn die Spulen also auf einer Platine in einem Gehäuse verbaut sind, wo die Temperatur z. B. auf 40°C ansteigt, dann wird unser Bauteil 188°C heiß. Das geht aber noch, denn die Curie-Temperatur des Kernmaterials liegt höher, den Spulenkörper können wir aus einem Duroplast bauen und die Lackisolierung von unserem Kupferlackdraht gibt es bis zu einer Temperaturbeständigkeit von 240°C.

7.3.8 Dimensionierung weiterer Bauteile

Aus Abb. 7.7 entnehmen wir weitere Anforderungen an die Bauelemente:

Die Diode D kann als Schottky-Diode ausgeführt werden mit $U_D = 100 \text{ V}$, $I_{DPeak} = 50 \text{ A}$

Der Leistungsschalter muss mindestens 800 V können (Überschwinger) und 4 A_{Peak}.

Die Kondensatoren: $C_1 = 330 \text{ nF}/400 \text{ V}$, $C_2 = 47 \mu\text{F}/30 \text{ V}$.

8 Der Sperrwandler

8.1 Der Sperrwandler mit nicht lückendem Strom

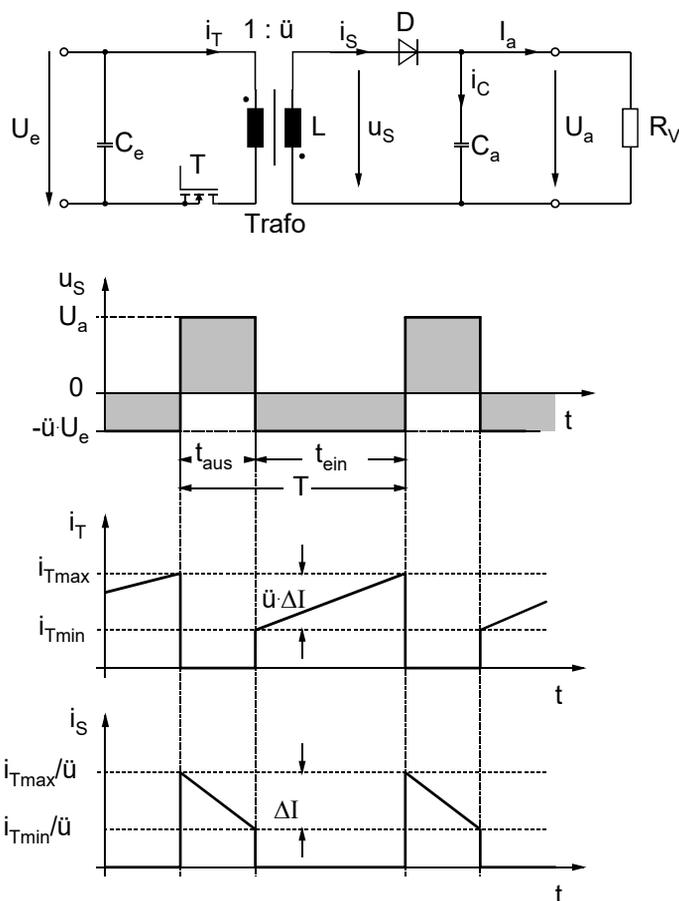


Abb. 8.1: Schaltung des Sperrwandlers und Strom- und Spannungsverläufe.

Zur Potentialtrennung und zur Spannungsumsetzung wird hier ein Transformator eingesetzt. In Kapitel 13 wird auf den Transformator gesondert eingegangen. Es werden dort die Grundlagen für die Trafoberechnung, Hinweise zur Dimensionierung und zum Aufbau von Transformatoren für Schaltnetzteile gegeben. Im Moment ist nur die Konvention wichtig, dass wir sowohl ΔI , als auch die Hauptinduktivität auf die Sekundärseite beziehen. Um die Funktion des Wandlers verstehen zu können, reicht es vorab aus, wenn wir den Trafo idealisiert betrachten, d. h. er arbeitet verlustfrei und habe keine Streuinduktivitäten. Die realen Eigenschaften des Trafos können nachträglich ergänzt und die Rechnungen entsprechend korrigiert werden.

Wenn der Transistor leitet (t_{ein}), wird der Strom durch die Hauptinduktivität des Trafos erhöht. Der Trafo speichert Energie in seiner Hauptinduktivität, genauso, wie es die Induktivität L beim Aufwärtswandler tut. Primär- und Sekundärwicklung sind auf dem gleichen Kern aufgebracht und werden deshalb beide vom gleichen magnetischen Fluss durchsetzt. Dabei spielt es für den magnetischen Kreis keine Rolle, ob der notwendige Strom zur Aufrechterhaltung des magnetischen Flusses durch die Primärwicklung – oder, mit dem Übersetzungsverhältnis gewichtet, über die Sekundärwicklung fließt.

Wenn der Transistor sperrt, kann der Strom primärseitig nicht weiter fließen. Der magnetische Kreis fordert aber einen Stromfluss. Es muss zwangsläufig ein sekundärseitiger Strom fließen. Die Richtung ist in beiden Fällen dieselbe, nämlich vom Wicklungsende mit Punkt zum Wicklungsende ohne Punkt. Wie in Abb. 8.1 ersichtlich, wird die Diode D leitend, übernimmt also den Stromfluss. Man sagt auch, der Strom „kommutiert“ von T auf D .

Der Stromfluss über die Diode D erfolgt zum Ausgang hin. Es wird in dieser Phase (t_{aus}) Energie auf die Ausgangsseite geliefert. Die Energieübertragung erfolgt also in der Sperrphase des Transistors. Deshalb heißt der Wandler Sperrwandler.

Die Kondensatoren C_e und C_a sind Blockkondensatoren. Sie sind bei diesem Wandler zwingend notwendig, da sowohl eingangs- wie auch ausgangsseitig impulsförmige Ströme eingepreßt sind. Die Kondensatoren müssen so dimensioniert sein, dass auf beiden Seiten so gut gepuffert wird, dass Eingangs- und Ausgangsspannung als Gleichspannung betrachtet werden können. Dies ist Voraussetzung für die Gültigkeit der Strom- und Spannungsverläufe in Abb. 8.1.

Die Gleichheit der Spannungszeitflächen wurde wieder durch Schraffur verdeutlicht. Damit lassen sich die folgenden Gleichungen aufstellen.

8.1.1 Die Ausgangsspannung

Wir beziehen alle Größen des Trafos auf die Sekundärseite und definieren das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} wie in Abb. 8.1 angegeben.

Aus Abb. 8.1 entnehmen wir:

$$\ddot{u} \cdot U_e = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (8.1.1)$$

und

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{aus}} \quad (8.1.2)$$

Gl. (8.1.2) dividiert durch Gl. (8.1.1) ergibt:

$$\frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} = \frac{t_{ein}}{t_{aus}} = \frac{t_{ein}}{T - t_{ein}} = \frac{V_T}{1 - V_T} \quad (8.1.3)$$

Gl. (8.1.3) ist identisch mit der entsprechenden Beziehung für den Inverswandler, wenn wir hier die Eingangsspannung mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} multiplizieren.

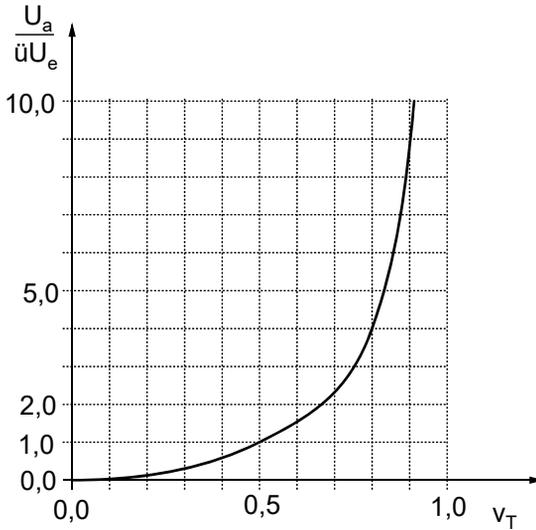


Abb. 8.2: Ausgangsspannung des Sperrwandlers.

Wir können auch den Sperrwandler mit konstantem t_{aus} und variablem t_{ein} steuern. Dann wird die Ausgangskennlinie in Abb. 8.2 zur Geraden. Bis auf das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} erhalten wir die gleichen Ergebnisse wie beim Inverswandler. Deshalb verzichten wir hier auf eine erneute Herleitung.

Im Prinzip kann man jede beliebig große Ausgangsspannung mit dem Sperrwandler erzeugen, wenn man das Tastverhältnis entsprechend groß wählt. Man beachte jedoch die Spannungsbelastung des Schalttransistors, die für ein großes v_T drastisch zunimmt. Sinnvollerweise erfolgt zusammen mit dem Übersetzungsverhältnis des Trafos eine Kompromissdimensionierung.

8.1.2 Berechnung der Induktivität L

Aus Gl. (8.1.1) folgt: $t_{ein} = \frac{L \cdot \Delta I}{\ddot{u} \cdot U_e}$ und aus Gl. (8.1.2) folgt: $t_{aus} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_a}$.

Mit $T = t_{ein} + t_{aus}$ folgt: $T = L \cdot \Delta I \cdot \left(\frac{1}{\ddot{u} \cdot U_e} + \frac{1}{U_a} \right)$

$$\Rightarrow L = \frac{T}{\Delta I} \cdot \frac{U_a \cdot \ddot{u} \cdot U_e}{(U_a + \ddot{u} \cdot U_e)} \quad (8.1.4)$$

ΔI lässt sich für den minimalen Ausgangsstrom angeben, bei dem der Strom durch die Induktivität noch nicht lückt:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} \quad (8.1.5)$$

$$\Rightarrow \Delta I = \frac{2 \cdot I_{ag} \cdot T}{t_{aus}} \quad (8.1.6)$$

und damit wird

$$L = \frac{T \cdot t_{aus}}{2 \cdot I_{ag} \cdot T} \cdot \frac{U_a \cdot \ddot{u} \cdot U_e}{\ddot{u} \cdot U_e + U_a} \quad (8.1.7)$$

wobei gilt: $t_{aus} = T - t_{ein} = T \cdot (1 - v_T)$

Im Grenzfall gilt Gl. (8.1.3) gerade noch. Daraus lässt sich v_T berechnen:

$$(1 - v_T) \cdot \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} = v_T \Rightarrow v_T = \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e}} = \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e + U_a} \quad (8.1.8)$$

Mit dieser Beziehung kann v_T in U_a und U_e ausgedrückt werden:

$$t_{aus} = T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e + U_a} \right) = T \cdot \frac{\ddot{u} \cdot U_e}{\ddot{u} \cdot U_e + U_a} \quad (8.1.9)$$

Jetzt kann L endgültig berechnet werden:

$$L = \frac{1}{2 \cdot I_{ag}} \cdot T \cdot \frac{\ddot{u} \cdot U_e \cdot U_a \cdot \ddot{u} \cdot U_e}{(U_a + \ddot{u} \cdot U_e)^2} = \frac{T \cdot \ddot{u}^2 \cdot U_e^2 \cdot U_a}{2 \cdot I_{ag} \cdot (U_a + \ddot{u} \cdot U_e)^2} \quad (8.1.10)$$

L ist hier die sekundärseitige Induktivität.

8.1.3 Die Grenze für den nicht lückenden Betrieb

Aus Gl. (8.1.10) kann für eine dimensionierte Induktivität L der Ausgangsstrom angegeben werden:

$$I_{ag} = \frac{T \cdot \ddot{u}^2 \cdot U_e^2 \cdot U_a}{2 \cdot L \cdot (U_a + \ddot{u} \cdot U_e)^2} \quad (8.1.11)$$

8.2 Der Sperrwandler mit lückendem Strom

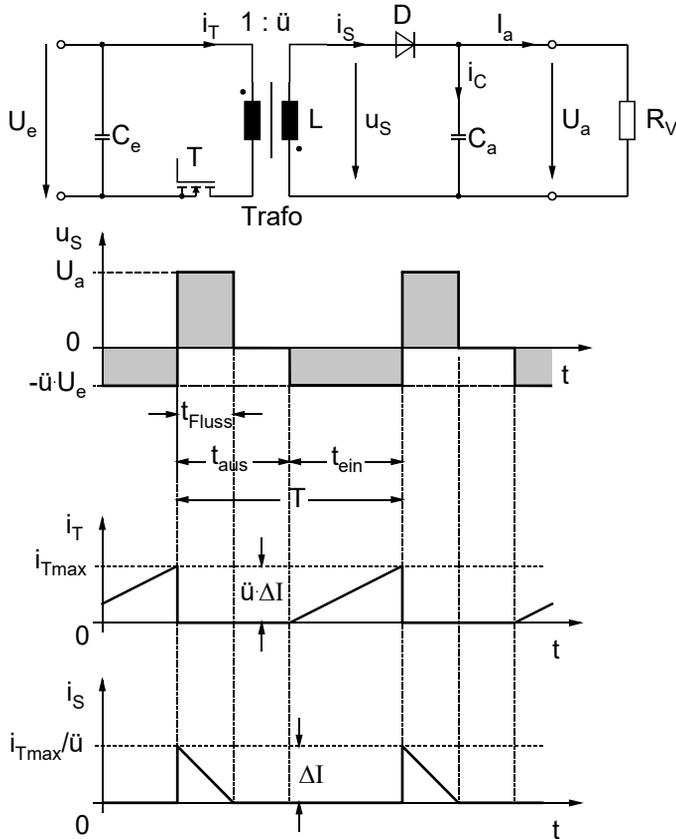


Abb. 8.3: Strom- und Spannungsverläufe im lückenden Betrieb.

Für die Ströme gilt auch folgender Zusammenhang: $\frac{I_{T\text{max}}}{\ddot{u}} = I_{S\text{max}}$.

Der Strom durch den Trafo wird zu Null bevor der Transistor wieder einschaltet. Kein Strom im Trafo heißt kein magnetischer Fluss und keine gespeicherte Energie. In der Zeit $t_{\text{aus}} - t_{\text{Fluss}}$ ruht der Trafo energielos, als wäre er nicht eingeschaltet. Für diesen Fall werden im Folgenden die Beziehungen für Ausgangsstrom und -spannung hergeleitet.

Die Hauptinduktivität des Trafos (auf die Sekundärseite bezogen) wird L genannt.

8.2.1 Berechnung der Ausgangskennlinien

Aus Abb. 8.3 können wir folgende Beziehungen entnehmen:

$$\ddot{u} \cdot U_e = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (8.2.1)$$

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{Fluss}} \quad (8.2.2)$$

$$\frac{I_e}{\ddot{u}} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{ein}}{T} \quad (8.2.3)$$

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{Fluss}}{T} \quad (8.2.4)$$

Aus Gl. (8.2.2) folgt: $t_{Fluss} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_a}$ in Gl. (8.2.4) eingesetzt:

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{L \cdot \Delta I}{U_a \cdot T} = \frac{\Delta I^2 \cdot L}{2 \cdot U_a \cdot T} \quad (8.2.5)$$

Aus Gl. (8.2.1) folgt: $\Delta I = \frac{\ddot{u} U_e}{L} \cdot t_{ein}$ in Gl. (8.2.5) eingesetzt:

$$I_a = \frac{\ddot{u}^2 \cdot U_e^2 \cdot t_{ein}^2 \cdot L}{L^2 \cdot 2 \cdot U_a \cdot T} = \frac{\ddot{u}^2 \cdot U_e^2 \cdot v_T^2 \cdot T}{L \cdot 2 \cdot U_a} \Rightarrow \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} = \frac{\ddot{u} \cdot U_e \cdot v_T^2 \cdot T}{2 \cdot I_a \cdot L} \quad (8.2.6)$$

Die Normierung $U_N = \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e}$ und $I_N = \frac{I_a \cdot L}{\ddot{u} \cdot U_e \cdot T}$ liefert:

$$U_N = \frac{v_T^2}{2 \cdot I_N} \quad (8.2.7)$$

Die Grenze für den nicht lückenden Strom erkennt man in Abb. 8.3 genau dort, wo der Strom durch die Induktivität gerade nicht mehr lückt. Dann ist t_{Fluss} gerade gleich t_{aus} . Wir nennen den Ausgangsgrenzstrom, für den dieser Fall eintritt, I_{ag} und können aus (8.2.4) bestimmen:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} \quad (8.2.8)$$

ΔI können wir wieder aus Gl. (8.2.1) bestimmen:

$$\Delta I = \frac{\ddot{u} \cdot U_e}{L} \cdot t_{ein} \text{ und setzen ihn ein:}$$

$$I_{ag} = \frac{\ddot{u} \cdot U_e \cdot t_{ein} \cdot t_{aus}}{2 \cdot L \cdot T} = \frac{\ddot{u} \cdot U_e \cdot T}{2 \cdot L} \cdot v_T \cdot (1 - v_T) \quad (8.2.9)$$

I_{ag} normiert auf I_{Nag} ergibt dann also:

$$I_{Nag} = \frac{v_T}{2} \cdot (1 - v_T) \quad (8.2.10)$$

Daraus und aus Gl. (8.2.7) kann die normierte Ausgangsgrenzspannung angegeben werden:

$$U_{Nag} = \frac{v_T^2}{I_{Nag} \cdot 2} = \frac{v_T^2}{v_T \cdot (1 - v_T)} = \frac{v_T}{1 - v_T} \quad (8.2.11)$$

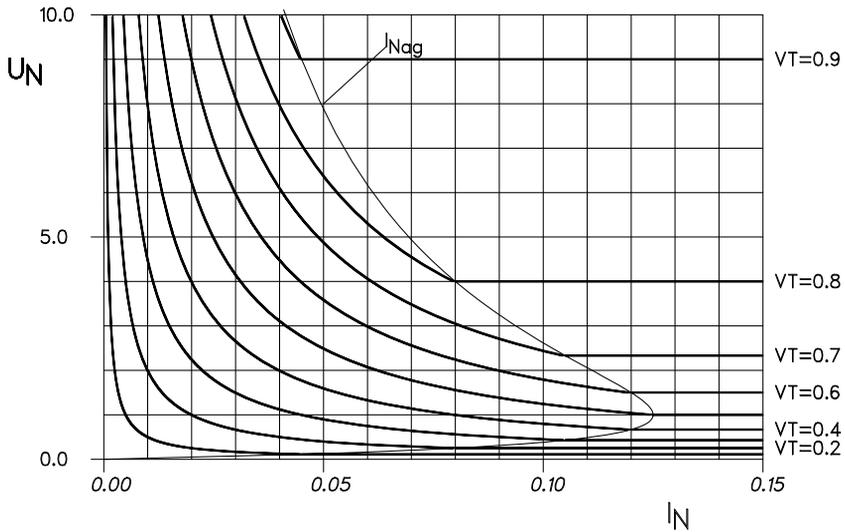


Abb. 8.4: Ausgangskennlinienfeld des Sperrwandlers mit lückendem Strom.

In Abb. 8.4 ist der Zusammenhang von U_N über I_N dargestellt. Parameter ist v_T .

Für große Ausgangsströme ist die Ausgangsspannung beim idealen Wandler lastunabhängig. Für Ströme kleiner dem Ausgangsgrenzstrom wird die Ausgangsspannung lastabhängig. Die Grenzkurve zwischen beiden Fällen ist in Abb. 8.4 dünn eingezeichnet. Je kleiner der Ausgangsstrom wird, desto stärker hängt die Ausgangsspannung von der Last ab. Bei sehr kleinen Lasten steigen die Kennlinien steil an. Eine kleine Laständerung bewirkt eine große Spannungsänderung.

Soll die Ausgangsspannung U_N trotz verändertem Ausgangsstrom I_N konstant gehalten werden, so muss v_T in Abhängigkeit von I_N folgendermaßen nachgeführt werden:

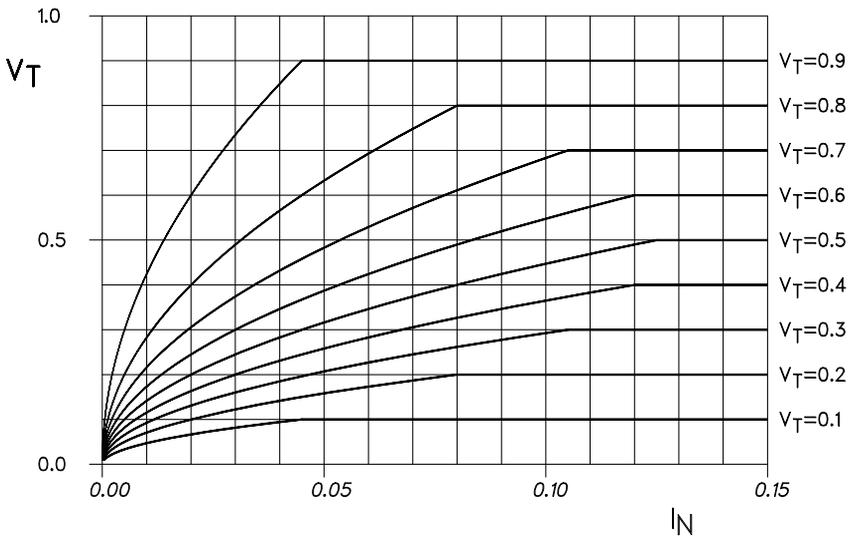


Abb. 8.5: Tastverhältnis über dem Ausgangsstrom für konstante Ausgangsspannung.

Wir sehen, dass bei großen Ausgangsströmen, also im nicht lückenden Betrieb, v_T bei einer Laständerung praktisch nicht nachgeführt werden muss. Ganz anders sieht es bei kleinen Ausgangsströmen aus: Dort muss v_T bei einer Laständerung stark verändert werden, damit die Ausgangsspannung konstant gehalten werden kann. Ein Regler muss also für die größte vorkommende Steigung der Kurvenschar in Abb. 8.5 ausgelegt werden und der Regelkreis muss für diesen Fall noch stabil bleiben. Wollte man den Wandler bis zum Strom Null herunter betreiben, so müsste der Regler eine unendlich große Steigung beherrschen, was ihn entweder unendlich langsam oder unendlich ungenau machen würde!

In der Praxis gibt es zwei Lösungen des Problems:

- 1) Forderung einer Minimallast oder
- 2) Vollständiges Abschalten des Wandlers bei zu kleiner Last.

Das Abschalten bei zu kleiner Last führt zum so genannten „Idle-Modus“. Fällt der Wandler bzw. dessen Ansteuerschaltung in diesen Betrieb, dann arbeitet der Wandler häufig mit Impulspaketen, da die Entscheidung, ob der Wandler nun läuft oder abgeschaltet wird, deutlich langsamer erfolgt als die Wandlerfrequenz selbst. Das heißt der Wandler bleibt eine gewisse Zeit aus, schaltet dann wieder ein und beharrt im eingeschalteten Zustand über mehrere Wandlerperioden. Dabei arbeitet er mit der kürzesten Einschaltzeit, die er kann. Beobachtet man dies mit dem Oszilloskop, dann sind die t_{ein} -Zeiten nur noch als Nadeln zu sehen. Die Nadel-Pakete und die Arbeitspausen wechseln sich ab. Dafür entstand der Begriff „Idle-Modus“.

8.3 Beispiel: Sperrwandler mit zwei Ausgangsspannungen

Der Sperrwandler eignet sich gut zur Erzeugung mehrerer Ausgangsspannungen, wobei eine Ausgangsspannung geregelt werden kann. Die anderen sind unreguliert oder es wird jeweils ein zusätzlicher Längsregler nachgeschaltet.

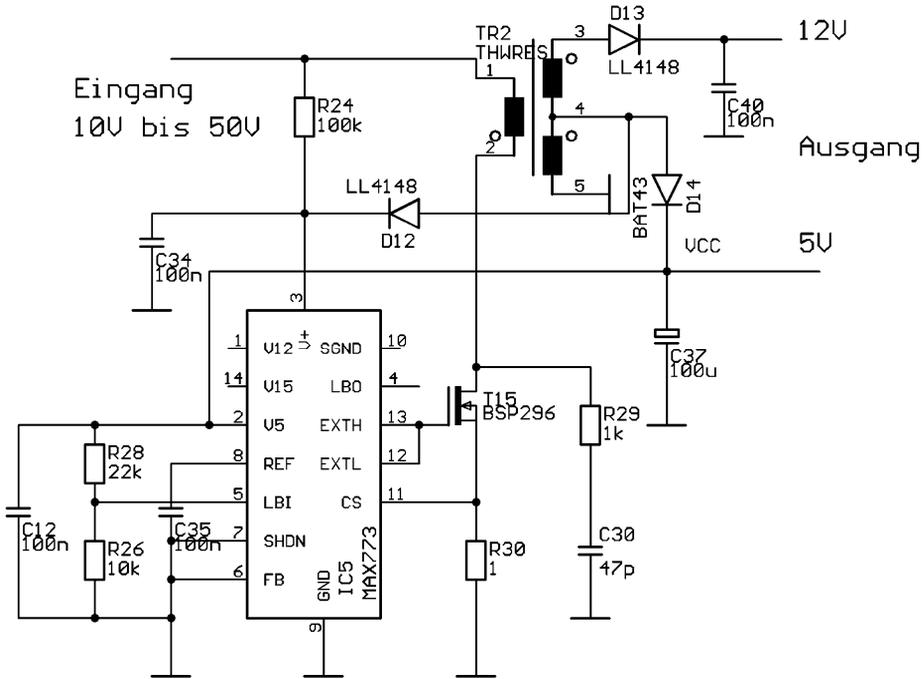


Abb. 8.6: Komplette Schaltung eines kleinen Sperrwandlers.

Die Schaltung stammt aus einem Leistungswechselrichter und dient zur internen Stromversorgung. Sie erzeugt 5 V geregelt und 12 V grob stabilisiert. Die Eingangsspannung darf im Bereich von 10 V bis 50 V liegen. Für die Übertragung von 1 W reicht bereits ein Trafo mit dem Kern E8,8 (SMD) aus.

Der 5V-Ausgang ist auf 1 % geregelt. Der 12V-Ausgang ist unreguliert und bewegt sich bei der vorliegenden Schaltung maximal zwischen 11,5 V und 12,5 V.

IC5 übernimmt die PWM-Erzeugung, die Regelung und alle anderen notwendigen Funktionen. Lediglich der Leistungsschalter und ein paar passive Bauteile sind extern dazu zubauen. Am Pin 4 steht ein digitaler Ausgang einer Unterspannungserkennung zur Verfügung. Pin 4 kann direkt mit dem Reset-Eingang eines Prozessors verbunden werden.

8.4 Dimensionierungsbeispiel

Es soll ein Wandler mit folgenden Daten dimensioniert werden:

Eingangsspannung: $U_e = 30 \text{ V}$, Ausgangsspannung $U_a = 350 \text{ V}$, Ausgangsleistung $P_a = 100 \text{ W}$.
Die Arbeitsfrequenz soll $f = 33,3 \text{ kHz}$ betragen.

Da keine Potentialtrennung gefordert ist, könnten wir einen einfachen Aufwärtswandler ohne Trafo einsetzen. Das Tastverhältnis wäre mit Gl. (3.1.3):

$$v_T = \frac{\frac{U_a}{U_e} - 1}{\frac{U_a}{U_e} - 1} = \frac{\frac{350 \text{ V}}{30 \text{ V}} - 1}{\frac{350 \text{ V}}{30 \text{ V}} - 1} = 0,914 .$$

Für die Zeit t_{aus} blieben nur noch $2,9 \mu\text{s}$. Das heißt in nur $2,9 \mu\text{s}$ – mit einer Wiederholrate von $30 \mu\text{s}$ – müsste so viel Energie übertragen werden, dass es im Mittel 100 W sind. Das hätte einen unverhältnismäßig großen Strom zur Folge. Deshalb sehen wir einen Trafo vor und verwenden den Sperrwandler.

8.4.1 Die quantitativen Strom- und Spannungsverläufe

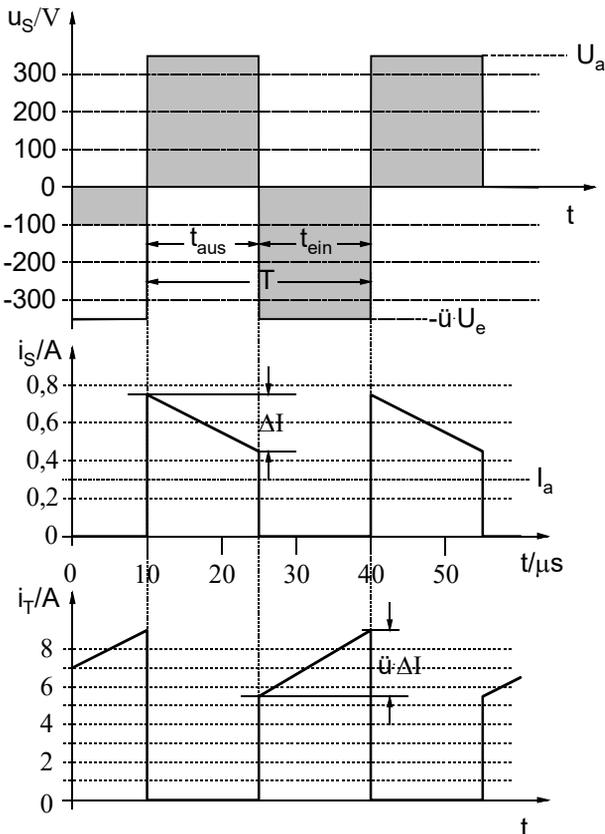


Abb. 8.7: Strom- und Spannungsverläufe für 100 W Ausgangsleistung.

Das Tastverhältnis legen wir für den Nennbetrieb auf 50 % fest. Dann gilt mit Gl. (6.1.3)

$$\ddot{u} = \frac{350 \text{ V}}{30 \text{ V}} = 11,7 \approx 12 .$$

Der Ausgangsstrom ist

$$I_a = \frac{P_a}{U_a} = 0,285 \text{ A} \approx 0,3 \text{ A} .$$

Da nichts weiter gefordert ist und wir im nicht lückenden Betrieb bleiben wollen, legen wir das auf die Sekundärseite bezogene ΔI (mehr oder weniger willkürlich) auf die Größe des Ausgangsstromes fest: $\Delta I = 0,3 \text{ A}$. In Abb. 8.7 sind die Strom- und Spannungsverläufe gezeichnet (die Bezeichnungen sind in Abb. 8.1 bereits festgelegt worden).

Aus den Diagrammen können wir die Anforderungen an die Bauteile weitgehend ablesen:

$$I_{Smax} = 0,75 \text{ A}, U_{Smax} = U_a - (-\ddot{u} \cdot U_e) = 700 \text{ V (in der Realität + Überschwinger)}$$

$$I_{Tmax} = 9 \text{ A}, U_{Tmax} = U_e + U_a/\ddot{u} = 60 \text{ V (+ Überschwinger)}$$

8.4.2 Berechnung der Effektivwerte

Jetzt brauchen wir noch die Effektivströme durch die Bauteile. Sie sind für die Erwärmung verantwortlich. Wir brauchen also die Effektivwerte I_T , I_S , I_{Ce} und I_{Ca} . Die Ströme durch den Transformator brauchen wir nicht mehr zu berechnen, da der Primärstrom gleich I_T ist und der Sekundärstrom gleich I_S .

Aus Abb. 8.7 ist ersichtlich, dass die beide Ströme i_S und i_T trapezförmig verlaufen. Deshalb wollen wir den Effektivwert nur einmal berechnen und das Ergebnis dann zweimal anwenden. Dazu gehen wir von einem allgemeinen Trapezverlauf aus:

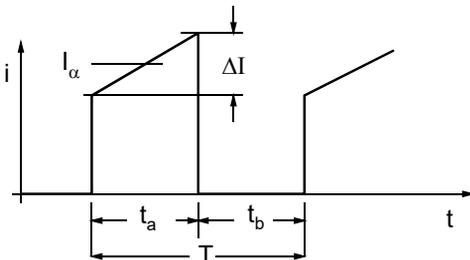


Abb. 8.8: Allgemeiner Trapezverlauf.

Es gilt: $i(t) = I_\alpha - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{t_a} t$ für $0 \leq t \leq t_a$ und $i(t) = 0$ für $t_a \leq t \leq T$

$$\int_0^T i^2 dt = \int_0^{t_a} \left(I_\alpha - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{t_a} t \right)^2 dt = \left(I_\alpha - \frac{\Delta I}{2} \right)^2 t_a + \left(I_\alpha - \frac{\Delta I}{2} \right) \frac{\Delta I}{t_a} t_a^2 + \frac{1}{3} \frac{\Delta I^2}{t_a^2} t_a^3$$

$$\int_0^T i^2 dt = t_a \left(I_\alpha^2 - I_\alpha \Delta I + \frac{\Delta I^2}{4} + I_\alpha \Delta I - \frac{\Delta I^2}{2} + \frac{\Delta I^2}{3} \right) = t_a \left(I_\alpha^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right)$$

mit $t_a = v_T \cdot T$ folgt für den Effektivwert: $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{v_T \left(I_\alpha^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right)}$ (8.4.1)

Für den Diodenstrom I_S gilt: $I_\alpha = 0,6$ A, $\Delta I = 0,3$ A und $v_T = 0,5 \Rightarrow I_S = 0,43$ A.

Für I_T gilt: $I_\alpha = 7,2$ A, $\Delta I = 3,6$ A und $v_T = 0,5 \Rightarrow I_T = 5,14$ A.

Zur Berechnung der Kondensatorströme gehen wir von i_T und i_S aus und berücksichtigen, dass ein Kondensator nur Wechselstrom führen kann, den Gleichanteil also ausblendet. Der Stromverlauf auf C_e und C_a sieht verallgemeinert so aus:

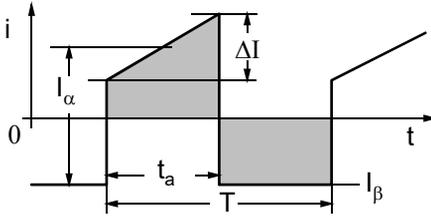


Abb. 8.9: Verallgemeinerter Kondensatorstrom.

I_β stellt sich so ein, dass die grau unterlegten Flächen gleich groß sind. Somit lässt sich I_β in I_α und ΔI ausdrücken. Dazu drücken wir die Flächengleichheit mathematisch aus:

$$(I_\alpha - I_\beta)t_a = I_\beta \cdot (T - t_a) \quad \text{oder mit } t_a = v_T \cdot T : (I_\alpha - I_\beta)v_T = I_\beta \cdot (1 - v_T) \Rightarrow I_\beta = I_\alpha \cdot v_T$$

Zur Berechnung des Effektivwertes lässt sich für die Zeit $0 \leq t \leq t_a$ Gl. (8.4.1) verwenden und für die restliche Zeit bis T ist der Strom einfach I_β . Damit gilt:

$$\begin{aligned} I^2 &= v_T \cdot (I_\alpha - I_\beta)^2 + \frac{\Delta I^2}{12} + (1 - v_T) \cdot I_\beta^2 = v_T \cdot (I_\alpha - v_T I_\alpha)^2 + \frac{\Delta I^2}{12} + (1 - v_T) \cdot v_T^2 I_\alpha^2 \\ I^2 &= v_T \cdot I_\alpha^2 - 2v_T^2 \cdot I_\alpha^2 + v_T^3 \cdot I_\alpha^2 + v_T \frac{\Delta I^2}{12} + v_T^2 \cdot I_\alpha^2 - v_T^3 \cdot I_\alpha^2 = v_T \cdot I_\alpha^2 - v_T^2 \cdot I_\alpha^2 + v_T \frac{\Delta I^2}{12} \\ I^2 &= v_T(1 - v_T) \cdot I_\alpha^2 + v_T \frac{\Delta I^2}{12} \quad \text{oder} \quad I = \sqrt{v_T(1 - v_T) \cdot I_\alpha^2 + v_T \frac{\Delta I^2}{12}} \end{aligned} \quad (8.4.2)$$

Für I_{C_e} gilt: $I_\alpha = 7,2$ A, $\Delta I = 3,6$ A, $v_T = 0,5 \Rightarrow I_{C_e} = 3,75$ A.

Für I_{C_a} gilt: $I_\alpha = 0,6$ A, $\Delta I = 0,3$ A, $v_T = 0,5 \Rightarrow I_{C_a} = 0,312$ A.

8.4.3 Dimensionierung des Trafos

Die Dimensionierung des Transformators erfolgt im Vorgriff auf Kapitel 13, wo die Grundlagen ausführlich erläutert werden.

Welche Kerngröße brauchen wir? Es gibt zwar von den Kernherstellern Hinweise, welche Kerngröße bei geforderter Leistung, Frequenz und Wandlerart ausreichend sind. Mit etwas Erfahrung kann die Größe auch abgeschätzt werden und gegebenenfalls iterativ angepasst werden. Wir wählen für unsere erste Dimensionierung den ETD44-Kern aus.

Er hat laut /40/ folgende Daten:

Eisenquerschnitt: $A_e = 173$ mm², Wicklungsfenster: 29,5 mm · 7,1 mm, mittlere Windungslänge: $l_N = 77,7$ mm, Material: N87, die maximale Flussdichte setzen wir mit $\hat{B} = 0,2$ T an.

Für die sekundärseitige Induktivität L gilt:

$$U_a = L \frac{\Delta I}{t_{aus}} \Rightarrow L = \frac{U_a \cdot t_{aus}}{\Delta I} = \frac{350 \text{ V} \cdot 15 \mu\text{s}}{0,3 \text{ A}} = 17,5 \text{ mH}$$

Die erforderliche Sekundärwindungszahl bekommen wir aus

$$u = L \frac{\hat{i}}{\Delta t} = N \cdot A \frac{\hat{B}}{\Delta t} \Rightarrow N_{sek} = \frac{L \hat{i}}{A \hat{B}} = \frac{17,5 \text{ mH} \cdot 0,75 \text{ A}}{173 \text{ mm}^2 \cdot 0,2 \text{ T}} = 380$$

Mit dem Übersetzungsverhältnis $\hat{u} = 12$ ist

$$N_{prim} = \frac{N_{sek}}{12} = 31,66.$$

Wir wählen $N_{prim} = 30$. Wir teilen den Wicklungsraum ungefähr hälftig für die Sekundär- und die Primärwicklung auf. Für die Sekundärwicklung steht der Querschnitt $29,5 \text{ mm} \cdot 3,55 \text{ mm} = 104,73 \text{ mm}^2$ zur Verfügung.

Den Drahtdurchmesser bekommen wir zu

$$\varnothing_{Cusek} = \sqrt{\frac{104,73 \text{ mm}^2}{N_{sek}}} = 0,52 \text{ mm}.$$

Wir wählen einen Kupferlackdraht mit 0,5 mm Kupferdurchmesser und 10 μm Lackisolierung. Pro Lage bringen wir

$$\frac{29,5 \text{ mm}}{0,52 \text{ mm}} = 56 \text{ Windungen unter. Wir benötigen also } \frac{380}{56} = 7 \text{ Lagen,}$$

wobei die letzte Lage nicht ganz voll würde. Es bietet sich an, die Sekundärwindungszahl auf $7 \cdot 56 = 392$ zu erhöhen. Die Primärwindungszahl erhöht sich damit auf $N_{prim} = 32$. Die Wicklungshöhe ist dann $7 \cdot 0,52 \text{ mm} = 3,64 \text{ mm}$. Für die Primärwicklung steht damit noch eine Höhe von $7,1 \text{ mm} - 3,64 \text{ mm} = 3,46 \text{ mm}$ zur Verfügung. Der Primärdrahtdurchmesser ergibt sich zu:

$$\varnothing_{Cuprim} = \sqrt{\frac{29,5 \text{ mm} \cdot 3,46 \text{ mm}}{32}} = 1,78 \text{ mm}.$$

Wir müssen die Primärwicklung also auf zwei Lagen unterbringen. Die genaue Windungszahl ist dabei nicht so entscheidend, da ein leicht geändertes Übersetzungsverhältnis durch entsprechende Nachführung von v_T ausgeglichen werden kann. Wir legen den Durchmesser auf 1,72 mm fest. Somit haben wir pro Lage

$$\frac{29,5 \text{ mm}}{1,72 \text{ mm}} = 17 \text{ Windungen.}$$

Mit 2 Lagen also 34 Windungen. Der Durchmesser des Primärdrahtes ist so groß, dass wir auf jeden Fall Litze brauchen. Siehe hierzu auch Abb. 13.21 und Abb. 13.22. Wir wählen $135 \cdot 0,1 \text{ mm}$. Diese Litzenbündel hat einen Außendurchmesser von 1,7 mm. Die ohmschen Verluste in den beiden Wicklungen bekommen wir aus $P_{Cu} = I^2 \cdot R_{Cu}$.

$$\text{Sekundärseite: } R_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot N_{sek} \cdot l_N}{\pi r^2} = \frac{21 \cdot 10^{-9} \Omega \text{m} \cdot 392 \cdot 77,7 \text{ mm}}{\pi (0,25 \text{ mm})^2} = 3,3 \Omega$$

$$\text{und damit } P_{Cu} = (0,43 \text{ A})^2 \cdot 3,3 \Omega = 0,61 \text{ W}$$

Entsprechend für die Primärseite: $R_{Cu} = 52,3 \text{ m}\Omega$, $P_{Cu} = 1,38 \text{ W}$.

Die Ummagnetisierungsverluste betragen für den ETD44 mit dem Material N87 bei 200 mT und 100 kHz $P_V = 12,4 \text{ W}$. Wir arbeiten bei 33,3 kHz, erwarten also Kernverluste von 4,1 W.

$$\text{Den Induktivitätswert stellen wir mit dem Luftspalt ein: } A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{17,5 \text{ mH}}{392^2} = 114 \text{ nH}.$$

Im Datenblatt finden wir den Luftspalt zu ungefähr 2,5 mm.

Die Ergebnisse zeigen, dass wohl ein kleinerer Kern ausreichen würde. Wir haben nach dem gleichen Schema einen ETD39-Kern durchgerechnet und folgende Ergebnisse erhalten:

Primärwicklung: 3 Lagen à 16 Wdgn. mit Litze 105 · 0,1 mm, $R_{Cu} = 84 \text{ m}\Omega$, $P_{Cu} = 2,2 \text{ W}$.

Sek.-wicklung: 8 Lagen à 72 Wdgn. mit Cu = 0,32 mm (+Isol.), $R_{Cu} = 10,4 \Omega$, $P_{Cu} = 1,92 \text{ W}$.

Die Aussteuerung des magnetischen Kreises ist etwas geringer als 0,2 T, da die Windungszahlen nach oben korrigiert wurden, um volle Wicklungslagen zu erhalten.

Luftspalt: Ungefähr 3 mm. Das ergibt natürlich starke Streufelder und eventuell zusätzliche Verluste. Abhilfe könnte ein anders Kernmaterial schaffen.

Beim ETD39-Kern wurde auch der Wickelraum zugunsten der Primärwicklung ungleich geteilt, weil die Litzenwicklung eine geringere Kupferdichte hat. Die Ummagnetisierungsverlust liegen laut Datenblatt des Kerns bei knapp 2 W.

8.4.4 Gegenüberstellung der Verluste

Für den ETD39-Kern seien die Verluste gegenübergestellt:

Trafo, primär	Trafo, sekundär	Kern	In T statisch	In D statisch	In C_e	In C_a	In D, T durch Schalten
2,2 W	1,92 W	2 W	0,27 W	0,75 W	0,56 W	0,04 W	4,8 W

Tabelle 8.1: Verluste des 100W-Sperrwandlers mit ETD39-Kern.

Leitendverluste in T , wenn für T einen 10m Ω -Typ verwenden: $I^2 \cdot R_{DSon} = 270 \text{ mW}$

Leitendverluste in D bei einer Flussspannung von 2,5 V: $0,6 \text{ A} \cdot 2,5 \text{ V} \cdot 0,5 = 0,75 \text{ W}$

Verluste in C_e bei einem angenommenen $ESR = 40 \text{ m}\Omega$: $(3,75 \text{ A})^2 \cdot 40 \text{ m}\Omega = 0,56 \text{ W}$

Verluste in C_a bei einem angenommenen $ESR = 500 \text{ m}\Omega$: $(0,31 \text{ A})^2 \cdot 400 \text{ m}\Omega = 0,04 \text{ W}$

Ausschaltverluste von D , wenn eine pn-Diode verwendet wird bei einer angenommenen Sperrverzugszeit von 100 ns und einem angenommenen Reverse-current von 20 A:

$$P = 60 \text{ V} \cdot 20 \text{ A} \cdot \frac{100 \text{ ns}}{25 \mu\text{s}} = 4,8 \text{ W} . \text{ Dieser Wert hängt sehr stark von der verwendeten Diode ab.}$$

Hier wurde lediglich ein typischer Wert angesetzt. Er kann noch deutlich schlechter sein.

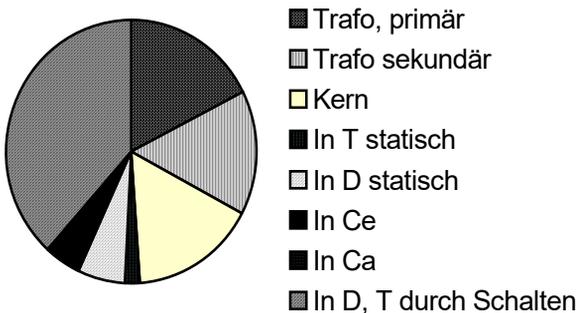


Abb. 8.10: Die Verluste des 100W-Sperrwandlers im Vergleich.

Die Gesamtverluste sind 12,54 W. Der Wirkungsgrad also $\eta = \frac{100 \text{ W}}{112,54 \text{ W}} = 88,8 \%$.

9 Der Eintaktflusswandler

9.1 Der Eintaktflusswandler mit nicht lückendem Strom

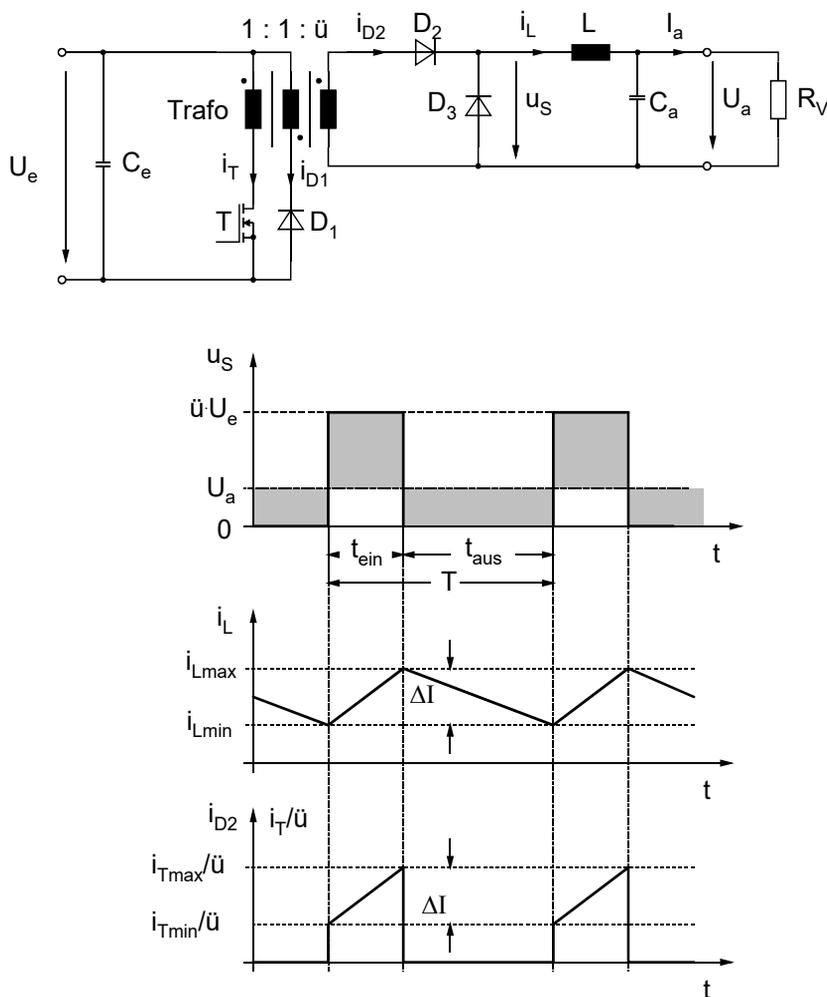


Abb. 9.1: Schaltung des Eintaktflusswandlers und Strom- und Spannungsverläufe (ohne Magnetisierungsstrom).

Der Eintaktflusswandler arbeitet ähnlich wie der Abwärtswandler. Zur Potentialtrennung und gegebenenfalls zur Spannungserhöhung oder -erniedrigung wird der Transformator verwendet. Der Schalttransistor T steuert den Trafo magnetisch nur in einer Richtung aus. Zur Entmagnetisierung dient die zweite Primärwicklung und die Diode D_1 .

Zur Erklärung der Grundfunktion der Schaltung sollen wieder alle Bauteile als ideal betrachtet werden und der Magnetisierungsstrom des Transformators soll vernachlässigt werden. Der Stromripple ΔI wird auf die Sekundärseite bezogen.

Wie immer in der Leistungselektronik gibt es zwei Zustände: Der Transistor T leitet. Dies ist während t_{ein} der Fall. Oder T sperrt. Dieser Fall liegt während t_{aus} vor.

Wenn T leitet, liegt die mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} transformierte Eingangsspannung an der Sekundärseite des Transformators an. Die erste Primärwicklung und die Sekundärwicklung sind mit gleichem Wicklungssinn gewickelt. Deshalb ist die Sekundärspannung positiv und die Diode D_2 leitet. Somit wird während t_{ein} : $u_S = \ddot{u} \cdot U_e$. An der Induktivität liegt die Spannung $u_L = \ddot{u} \cdot U_e - U_a$ an. Legt man die Pfeilungen nach Abb. 9.1 zu Grunde, dann nimmt i_L in dieser Phase zu. Da die Spannung an der Induktivität L eine Gleichspannung ist, nimmt i_L linear, also mit konstanter Steigung zu.

Betrachten wir nun den zweiten Zustand, wo T sperrt. Treibendes Element in der Schaltung ist die Induktivität L . Sie verlangt einen Stromfluss, der nun nicht mehr über T erfolgen kann, da dieser von unserer Ansteuerschaltung ausgeschaltet worden ist. Wenn bei dem Trafo primärseitig kein Strom fließt, dann kann auch sekundärseitig kein Strom fließen. Folglich wird u_S schlagartig klein und würde sofort negative Werte annehmen, wenn da nicht die Diode D_3 wäre. Sie lässt keine negativen Spannungen zu, sondern wird bei null Volt leitend. Jetzt hat der Strom i_L seinen Weg gefunden: Er fließt über D_3 weiter. U_S ist also Null und an der Induktivität L liegt jetzt die Spannung $-U_a$. Das Minuszeichen braucht uns nicht weiter zu kümmern. Es besagt lediglich, dass jetzt der Strom i_L abnimmt. Da die Spannung an der Induktivität wiederum eine Gleichspannung ist, nimmt der Strom linear ab. Am Ende von t_{aus} schaltet unsere Ansteuerung T wieder ein und die Vorgänge wiederholen sich, wie in Abb. 9.1 skizziert.

Zusammenfassend können wir erkennen: Der Eintaktflusswandler verhält sich wie ein Abwärts-wandler mit vorgeschalteter Spannungsübersetzung durch den Transformator.

9.1.1 Die Ausgangsspannung

Wir betrachten den stationären Zustand. Das Tastverhältnis, die Eingangsspannung und die Last werden für einen Augenblick konstant gehalten. Dann ist auch die Stromzunahme während t_{ein} betragsmäßig gleich groß wie die Stromabnahme während t_{aus} . Die Induktivität L sorgt dadurch für gleiche Spannungszeitflächen während der Zeiten t_{ein} und t_{aus} . Damit kann man sofort angeben:

$$(\ddot{u} \cdot U_e - U_a) \cdot t_{ein} = U_a \cdot t_{aus} \quad (9.1.1)$$

$$\Rightarrow \frac{\ddot{u} \cdot U_e - U_a}{U_a} = \frac{t_{aus}}{t_{ein}} = \frac{T - t_{ein}}{t_{ein}} = \frac{1 - v_T}{v_T} \Rightarrow \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} = v_T \quad (9.1.2)$$

Bis auf \ddot{u} erhalten wir die gleiche Beziehung wie beim Abwärts-wandler. Die Ausgangsspannung hängt linear vom Tastverhältnis v_T ab. Wir hatten für die Herleitung von Gl. (9.1.2) eine konstante Eingangsspannung angenommen. Ihre absolute Größe steckt aber in Gl. (9.1.2) mit drin. Folglich ist es sinnvoll nicht die Ausgangsspannung, sondern das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung aufzuzeichnen.

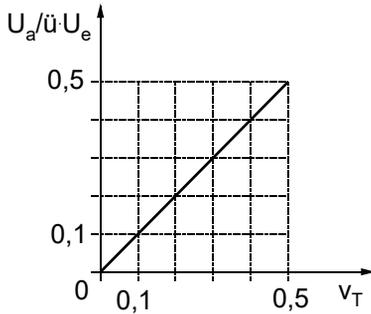


Abb. 9.2: Ausgangsspannung des Eintaktflusswandlers.

9.1.2 Die Primärseite

Dass in Abb. 9.1 v_T nur bis 0,5 gezeichnet ist, hat seinen Grund im Transformator, den wir jetzt noch genauer betrachten müssen.

Wenn T leitet, fließt primärseitig nicht nur der mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} multiplizierte Sekundärstrom, sondern zusätzlich ein Magnetisierungsstrom, der während t_{ein} linear ansteigt. Im Abschaltmoment von T ist der Magnetisierungsstrom dadurch maximal und muss nun wieder auf null abgebaut werden. Dafür steht die Ausschaltzeit t_{aus} zur Verfügung. In ihr leitet die Diode D_1 , die über die zweite Primärwicklung den Magnetisierungsstrom auf die Eingangsseite zurückspeist und ihn dabei bis auf null abbaut. Die Zeit, die dafür nötig ist, hängt vom Übersetzungsverhältnis zwischen erster und zweiter Primärwicklung ab. Bedingung für den Abbau des Magnetisierungsstromes im Grenzfall ist, dass die beiden Spannungs-Zeit-Flächen auf der Primärseite für t_{ein} und t_{aus} gleich groß sind. Wählt man etwa die Entmagnetisierungswicklung mit halber Windungszahl wie die erste Primärwicklung, so kann t_{aus} minimal 50 % von t_{ein} sein. Über die Einhaltung der gleichen Spannungs-Zeit-Flächen hinaus ist man im Prinzip in der Wahl der Windungszahl der zweiten Primärwicklung frei. Allerdings bestimmt sie neben dem Bereich des zulässigen Tastverhältnisses die Spannungsfestigkeit von T und D_1 .

Zu beachten sind auch eventuell vorkommende Überschwinger beim Einschalten oder bei einem Lastsprung. Das Tastverhältnis darf auch nicht kurzzeitig den zulässigen Maximalwert überschreiten. Es empfiehlt sich eine Begrenzerschaltung in der Ansteuerung, um diese Anforderung unter allen Umständen sicher zu stellen.

Wählt man die beiden Primärwicklungen mit gleicher Windungszahl (wie in Abb. 9.1), so darf das maximale Tastverhältnis $v_T = 0,5$ sein. Berücksichtigt man noch Toleranzen, so muss das Tastverhältnis entsprechend unter $v_T = 0,5$ liegen.

An T steht dann prinzipiell die doppelte Eingangsspannung an. In der Praxis müssen wir allerdings einen Transistor mit höherer Spannungsfestigkeit verwenden, da immer zusätzliche Überschwinger vorhanden sind. Sie haben ihre Ursache hauptsächlich in der nicht idealen Kopplung der beiden Primärwicklungen. Daneben spielt aber auch der Aufbau, das Layout eine Rolle.

In Abb. 9.1 hatten wir zur Übersichtlichkeit den Magnetisierungsstrom vernachlässigt. Wir wollen ihn jetzt nachtragen:

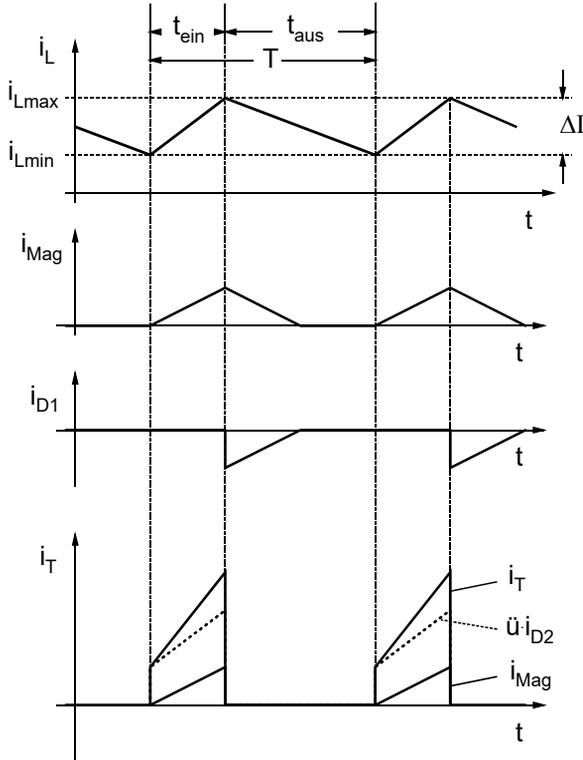


Abb. 9.3: Primärströme mit Magnetisierungsstrom.

Abb. 9.3 wurde für ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 1 zwischen den beiden Primärwicklungen und für ein Tastverhältnis gezeichnet, das kleiner als 0,5 ist. Man erkennt leicht, dass bei $v_T = 0,5$ ($t_{aus} = t_{ein}$) die Grenze erreicht ist, wo der Trafo gerade noch entmagnetisiert wird.

Abb. 9.3 zeigt weiter, dass bei entsprechender Dimensionierung des Trafos der Strom durch die Entmagnetisierungswicklung deutlich kleiner ist, als der Strom durch die eigentliche Primärwicklung. Die Entmagnetisierungswicklung kann also mit dünnerem Draht ausgeführt werden.

9.1.3 Die Induktivität L

Wir betrachten nochmals Abb. 9.1. Aus der Grundgleichung für die Induktivität $\left(u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \right)$ können wir für die Zeitdauer t_{ein} angeben:

$$\ddot{u} \cdot U_e - U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (9.1.3)$$

Für t_{aus} gilt:

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{aus}} \quad (9.1.4)$$

Wir lösen Gl. (9.1.3) nach t_{ein} und Gl. (9.1.4) nach t_{aus} auf und setzen $T = t_{ein} + t_{aus}$.

$$\Rightarrow T = L \cdot \Delta I \cdot \left(\frac{1}{\ddot{u} \cdot U_e - U_a} + \frac{1}{U_a} \right) = L \cdot \Delta I \cdot \frac{\ddot{u} \cdot U_e}{U_a \cdot (\ddot{u} \cdot U_e - U_a)}$$

Wir lösen die Gleichung nach L auf:

$$L = \frac{T \cdot U_a \cdot (\ddot{u} \cdot U_e - U_a)}{\Delta I \cdot \ddot{u} \cdot U_e} \quad (9.1.5)$$

Mit der Gl. (9.1.5) haben wir eine Dimensionierungsvorschrift für den Induktivitätswert von L . Für die Auslegung von L (Kerngröße, Wicklung, Luftspalt) brauchen wir noch den Maximalwert von I_L . Wir bekommen ihn aus einem quantitativ richtig gezeichneten Kurvenverlauf nach der Vorlage in Abb. 9.1. Dazu muss natürlich der Fall der maximalen Last verwendet werden.

Es empfiehlt sich, das Diagramm peinlich genau zu zeichnen, denn daraus gehen alle Anforderungen, wie Spannungsfestigkeit der Bauelemente und Maximal- oder Effektivstrom durch die Bauelemente hervor. Eventuell muss das Diagramm mehrmals gezeichnet werden, da während der Ausarbeitung neue Fragen auftauchen und geklärt werden müssen.

Wir haben Gl. (9.1.5) hergeleitet und können damit L bestimmen. Die Gleichung soll noch diskutiert werden: Die Eingangsspannung U_e und die Ausgangsspannung U_a sind mit allen Toleranzen im Pflichtenheft festgelegt. Das Übersetzungsverhältnis haben wir vielleicht vorab schon so gewählt, das die Spannungsfestigkeit von T in einen günstigen Bereich fällt. Die Arbeitsfrequenz des Wandlers steht entweder schon fest oder wir nehmen eine sinnvoll erscheinende Frequenz an (z. B. 100 kHz) und überprüfen später, ob eine höhere oder niedrigere Arbeitsfrequenz Vorteile bringt. Bleibt also nur noch das ΔI . Grundsätzlich wünschen wir uns natürlich ein kleines ΔI , weil dadurch bei gegebener Wandlerleistung der Maximalwert des Drosselstroms kleiner wird, wodurch der magnetische Kreis nicht soweit angesteuert wird. Ein kleines ΔI würde aber einen sehr großen Induktivitätswert von L verlangen, was uns auch wieder nicht gefällt. Eine Dimensionierungsvorschrift kann sein, dass wir den Wandler für einen minimalen Ausgangsstrom I_{ag} dimensionieren, bei dem der Wandler gerade noch nicht lückt. Es gilt dann $\Delta I = 2 \cdot I_{ag}$. Und man erhält für L :

$$L = \frac{T \cdot U_a \cdot (\ddot{u} \cdot U_e - U_a)}{2 \cdot I_{ag} \cdot \ddot{u} \cdot U_e} \quad (9.1.6)$$

9.1.4 Grenze des nicht lückenden Betriebs

Bei einmal dimensionierter Induktivität L nach Gl. (9.1.6) kann der Ausgangsgrenzstrom I_{ag} angegeben werden:

$$I_{ag} = \frac{\Delta I}{2} = \frac{T \cdot U_a \cdot (\ddot{u} \cdot U_e - U_a)}{2 \cdot L \cdot \ddot{u} \cdot U_e} \quad (9.1.7)$$

Für $I_a \geq I_{ag}$ lückt der Wandler also nicht und alle Betrachtungen in diesem Kapitel gelten.

Für $I_a < I_{ag}$ lückt der Wandler und es gelten andere Beziehungen, die wir nachfolgend erarbeiten möchten.

9.2 Der Eintaktflusswandler mit lückendem Strom

9.2.1 Die Strom- und Spannungsverläufe

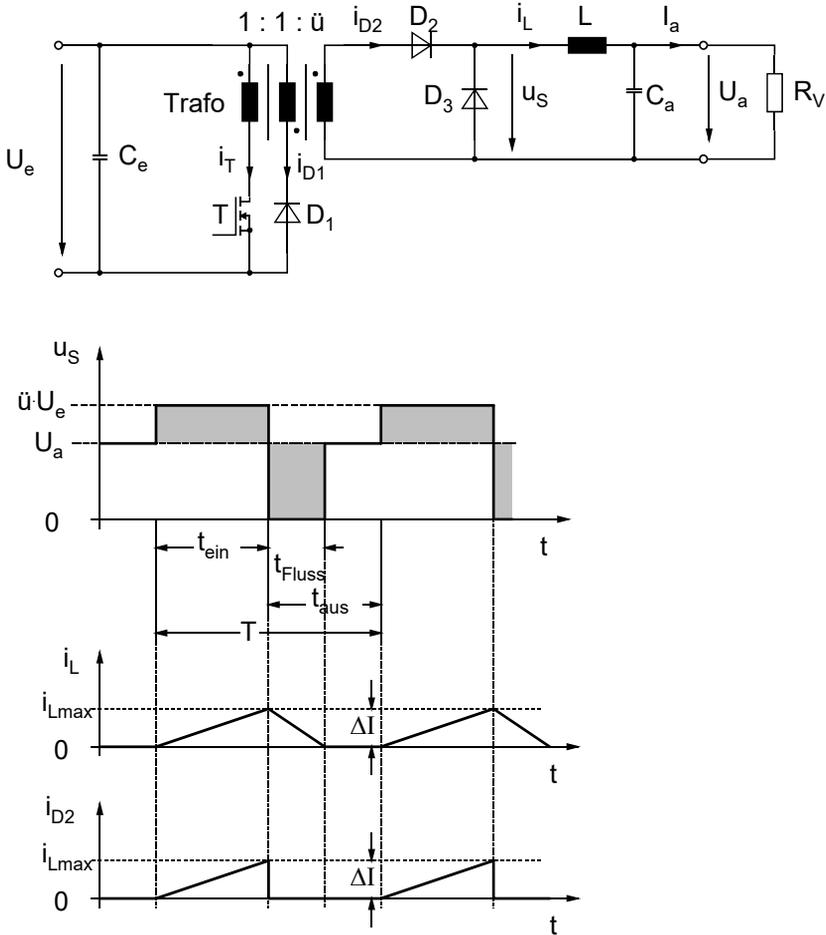


Abb. 9.4: Strom- und Spannungsverläufe im lückenden Betrieb.

Folgende Beziehungen lassen sich aus Abb. 9.4 entnehmen:

$$\ddot{u} \cdot U_e - U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{ein}} \quad (9.2.1)$$

$$U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_{Fluss}} \quad (9.2.2)$$

$$\frac{I_e}{\ddot{u}} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{ein}}{T} \quad (9.2.3)$$

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{ein} + t_{Fluss}}{T} \quad (9.2.4)$$

aus Gl. (9.2.2) folgt:

$$t_{Fluss} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_a} \quad (9.2.5)$$

in Gl. (9.2.4) eingesetzt:

$$I_a = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{t_{ein} + \frac{L \cdot \Delta I}{U_a}}{T} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \left(v_T + \frac{L \cdot \Delta I}{U_a \cdot T} \right) \quad (9.2.6)$$

Aus Gl. (9.2.1) folgt: $\Delta I = \frac{\ddot{u} \cdot U_e - U_a}{L} \cdot t_{ein}$, in Gl. (9.2.5) eingesetzt:

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{\ddot{u} \cdot U_e - U_a}{2 \cdot L} \cdot v_T \cdot T \cdot \left(v_T + \frac{L \cdot (\ddot{u} \cdot U_e - U_a) \cdot v_T \cdot T}{U_a \cdot T \cdot L} \right) \\ &= \frac{\ddot{u} \cdot U_e - U_a}{2 \cdot L} \cdot T \cdot v_T^2 \cdot \left(1 + \frac{\ddot{u} \cdot U_e - U_a}{U_a} \right) = \frac{\ddot{u} \cdot U_e - U_a}{2 \cdot L} \cdot T \cdot v_T^2 \cdot \ddot{u} \cdot \frac{U_e}{U_a} \end{aligned} \quad (9.2.7)$$

9.2.2 Normierte Ausgangsgrößen

Es wird nun die Normierung

$$I_N = \frac{I_a \cdot L}{\ddot{u} \cdot U_e \cdot T} \quad (9.2.8)$$

und

$$U_N = \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} \quad (9.2.9)$$

eingeführt.

Aus Gl. (9.2.6) wird dann:

$$I_N = \frac{(\ddot{u} \cdot U_e - U_a) \cdot T \cdot v_T^2 \cdot L}{2 \cdot L \cdot \ddot{u} \cdot U_e \cdot T \cdot U_N} = (1 - U_N) \cdot \frac{v_T^2}{2} \cdot \frac{1}{U_N} = \left(\frac{1}{U_N} - 1 \right) \cdot \frac{v_T^2}{2} \quad (9.2.10)$$

Aus Gl. (9.2.7) kann U_N berechnet werden:

$$U_N = \frac{v_T^2}{2 \cdot I_N + v_T^2} \quad (9.2.11)$$

Gl. (9.2.8) stimmt mit der Beziehung für den Abwärtswandler überein (siehe Kapitel 2).

9.2.3 Die Grenze des lückenden Betriebs

Wir hatten definiert: $I_{ag} = \frac{\Delta I}{2}$. Wir führen den normierten Ausgangsgrenzstrom I_{Nag} ein:

$$I_{Nag} = \frac{\Delta I \cdot L}{2 \cdot \ddot{u} \cdot U_e \cdot T} = \frac{(\ddot{u} \cdot U_e - U_a) \cdot t_{ein} \cdot L}{2 \cdot L \cdot \ddot{u} \cdot U_e \cdot T} = \frac{v_T}{2} \cdot (1 - U_{Nag})$$

für den Grenzfall gilt: $U_{Nag} = v_T$. Damit wird

$$I_{Nag} = \frac{v_T}{2} \cdot (1 - v_T) \quad (9.2.12)$$

9.2.4 Die Ausgangsdiagramme

In Abb. 9.5 ist U_N über I_N sowohl für den lückenden als auch für den nicht lückenden Betrieb dargestellt. Als Parameter dient v_T .

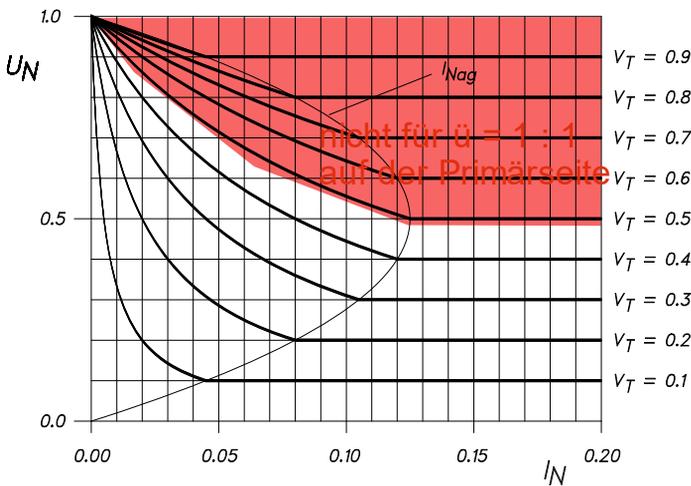


Abb. 9.5: Ausgangskennlinienfeld des Eintaktflusswandlers.

Aus Gl. (9.2.7) kann v_T berechnet werden, wenn man für U_N die Grenzspannung U_{Nag} einsetzt:

$$v_T = \sqrt{\frac{2 \cdot I_N}{\frac{1}{U_N} - 1}} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_N \cdot U_{Nag}}{1 - U_{Nag}}} \quad (9.2.13)$$

Mit Gl. (9.2.10) kann v_T für $I_N < I_{Nag}$ berechnet werden. Dabei setzen wir für U_N die Spannung ein, die U_N an der Grenzlinie hatte, also U_{Nag} .

Das berechnete v_T ist in Abb. 9.6 dargestellt.

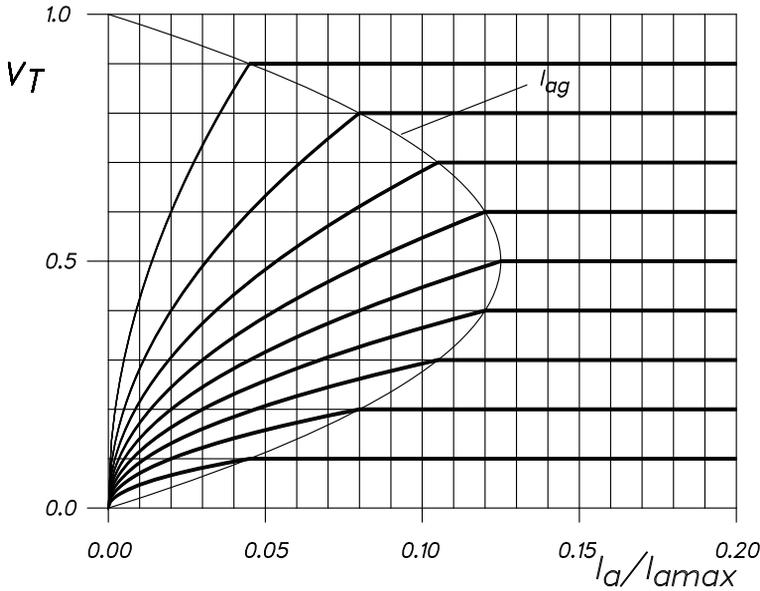


Abb. 9.6: v_T in Abhängigkeit von I_a für konstante Ausgangsspannung. Bei $\ddot{u} = 1:1$ (auf der Primärseite) ist v_T auf 0,5 begrenzt.

Wenn wir die Ausgangsspannung konstant halten wollen, dann müssen wir für kleine Ausgangsströme, wenn die Schaltung in den lückenden Modus kommt, das Tastverhältnis v_T drastisch reduzieren. Das setzt einen schnell arbeitenden Regler voraus, der dann allerdings zu Schwingungen neigt oder die dynamische Ausreglung der Ausgangsspannung unerträglich langsam macht.

Auch bei diesem Wandler haben wir die zwei unterschiedlichen Betriebsweisen „nicht lückend“ und „lückend“ unterschieden. Sie führen zu völlig unterschiedlichen Beziehungen für die Ausgangsspannung. An dieser Stelle sei nochmals daran erinnert, dass wir die Wandler für die erste Analyse als völlig verlustfrei betrachten haben. Bereits in den beiden vorhergehenden Kapiteln hatten wir gesehen, dass diese Betrachtungsweise im nicht lückenden Betrieb zu einer reinen Spannungsquellencharakteristik der Ausgangsspannung führt. Der Ausgangsstrom beeinflusst die Ausgangsspannung nicht. Bei Belastung des Ausgangs durch einen Ausgangsstrom bleibt die Ausgangsspannung konstant. Dieses Ergebnis haben wir auch hier wiedergefunden und wollen es auf seine Grenzen hin interpretieren:

Die Wandler verhalten sich bei konstanter Eingangsspannung ausgangsseitig als *ideale* Spannungsquelle für den Fall, dass der Wandler verlustlos arbeitet *und* der Strom nicht lückt.

Ist eine der beiden Bedingungen nicht erfüllt, so verhält sich der Wandler als eine *reale* Spannungsquelle, die bekanntlich einen Innenwiderstand besitzt. Die Ausgangsspannung wird vom Ausgangsstrom abhängig. Nun ist aber die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Ausgangsstrom für die beiden physikalisch völlig unterschiedlichen Ursachen auch verschieden stark. Bei einem verlustbehafteten Wandler mit gutem Wirkungsgrad ist die Ausgangsspannung nur wenig vom Ausgangsstrom abhängig, solange der Strom nicht lückt. Wir können den Wandler als Spannungsquelle mit einem kleinen Innenwiderstand betrachten.

Kommt der Wandler hingegen in den Lückbetrieb (und das gilt für alle hier vorgestellten Wandler), dann muss der Wandler ausgangseitig als stark veränderliche Spannungsquelle angesehen werden. Wie Abb. 9.5 zeigt, steigt die Ausgangsspannung mit abnehmendem Ausgangsstrom stark an.

Die zwei unterschiedlichen Arbeitsbereiche werden durch Gl. (9.2.12) abgegrenzt und sehen graphisch darstellen so aus:

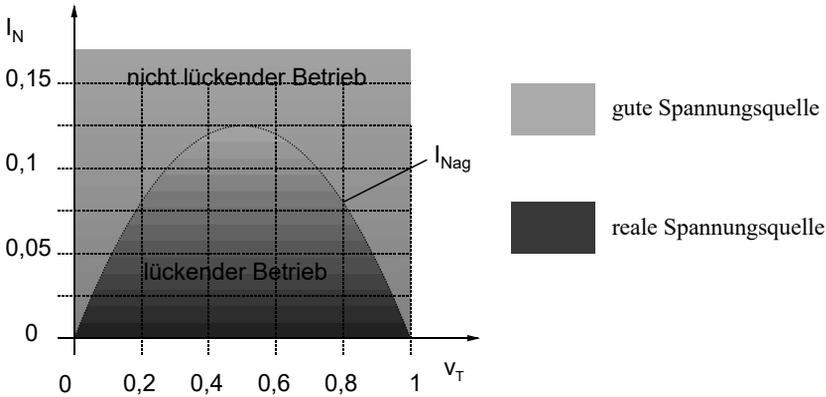


Abb. 9.7: Nicht lückender und lückender Betrieb.

9.3 Praktische Ausführung der Primärbrücke

9.3.1 Schaltung

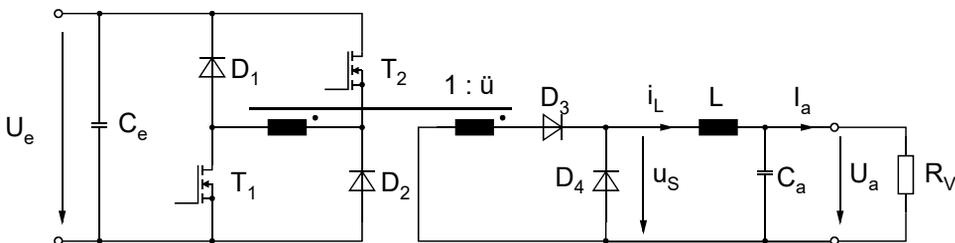


Abb. 9.8: Eintaktflusswandler mit einer Primärwicklung.

Für praktische Anwendungen hat sich die Topologie in Abb. 9.8 bewährt. Beide Transistoren werden gleichzeitig geschaltet. Die Problematik mit der Streuinduktivität zwischen beiden Primärwicklungen entfällt, da wir nur noch eine Primärwicklung haben. Die Entmagnetisierung erfolgt über D_1 und D_2 . Die Energie in der Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung wird auf die Primärseite zurückgespeist (rekuperiert) und geht somit nicht verloren. Geringe Laufzeitunterschiede in der Ansteuerung der Transistoren spielen keine Rolle. Die zusätzlichen Verluste, die durch zwei Leistungsschalter im Strompfad entstehen, sind bei höheren Spannungen kaum bedeutend. Und wir haben sekundärseitig nur eine Diode im Flusspfad, also auch nur eine Flussspannung, etwa verglichen mit dem Gegentaktwandler.

Die Schaltung hat sich in der Praxis gut bewährt und wird häufig angewendet. Die Gründe liegen im Zusammenspiel der Parasiten und dem Schaltverhalten, weswegen wir uns dies genauer anschauen wollen:

9.3.2 Schaltverhalten

Ausgehend von Abb. 9.1 und Abb. 9.8 können wir das T-Ersatzschaltbild des Transformators (Herleitung siehe Kap. „Magnetische Bauteile“) in das Ersatzschaltbild des Eintaktflusswandlers einbauen:

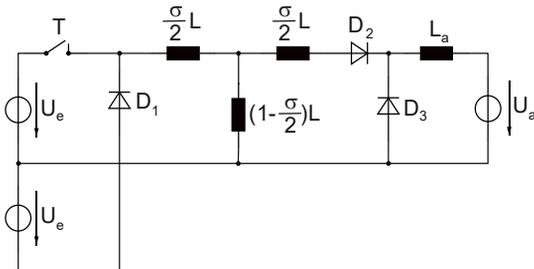


Abb. 9.9: T-Ersatzschaltbild des Trafos in Abb. 9.8 eingefügt.

Als Ersatz für die H-Brücke wurde eine zweite Spannung U_e eingebaut, die für die Primärseite des Trafos negativ wirkt. Beide Transistoren von Abb. 9.8 schalten gleichzeitig und können deshalb durch einen Transistor T ersetzt werden. Dasselbe gilt für die beiden primärseitigen Dioden. Sie wurden durch eine Diode D ersetzt.

Am Ende von t_{ein} fließt der Maximalstrom über T. Wenn er jetzt gesperrt wird, kommutiert der Strom nicht auf die Body-Diode, sondern bleibt auf dem Kanal. Mit der Ausgangskapazität von T oder einem dazu gebauten, kleinen Kondensator kann **Zero Voltage Switching** erreicht werden. Details hierzu entnehmen Sie bitte dem Kapitel „Schaltvorgänge“. T kann praktisch ohne Schaltverluste gesperrt werden.

Der Primärstrom kommutiert auf D1 und wird gegen die negative Eingangsspannung abgebaut. Sekundärseitig über nimmt D3 den Strom und D2 wird (gemütlich) gesperrt. Alle drei Vorgänge laufen trotz der Sperrverzugszeit von D2 und der Streuinduktivität $\frac{\sigma}{2}L$ sanft ab, also ohne

Verluste oder Stress in den Bauelementen. Das ist ein riesiger Vorteil der Schaltung.

Danach baut sich der Strom bis auf null ab. Wir haben ja die Einschaltzeit beim Eintaktflusswandler zu begrenzen, dass der gesamte Magnetisierungsstrom abgebaut werden kann. Also ist der null, wenn T wieder eingeschaltet wird. Wenn T beim Strom null einschaltet, nennen wir das **Zero Current Switching**, was ebenfalls praktisch ohne Schaltverluste geschieht.

Wir haben also bei der Topologie des Eintaktflusswandlers den Vorteil, dass alle Schaltvorgänge beherrschbar sind. Bei richtiger Dimensionierung aller Bauelemente treten so gut wie keine Schaltverluste auf. Darüber hinaus haben wir auf der Sekundärseite nur eine Diodenflussspannung, was den Wirkungsgrad zusätzlich steigert.

Die Pause, die wir beim Eintaktflusswandler zur Entmagnetisierung brauchen, kann genutzt werden. Zum einen mit dem Gegentaktwandler, der im nächsten Kapitel behandelt wird oder aber mit dem Doppelflusswandler, den wir nachfolgend noch erwähnen möchten.

9.4 Der Doppelflusswandler

Gemeint ist mit dem Begriff „Doppelflusswandler“, dass zwei Eintaktflusswandler parallel arbeiten und genau um 180° phasenverschoben. Wir können die Arbeitsweise auch interleaved nennen. Die Motivation für den Doppelflusswandler liegt nicht einfach in der Aufteilung der Leistung auf zwei Wandler, sondern hat zusätzliche Vorteile für den Eingangs- und Ausgangskondensator sowie der Induktivität.

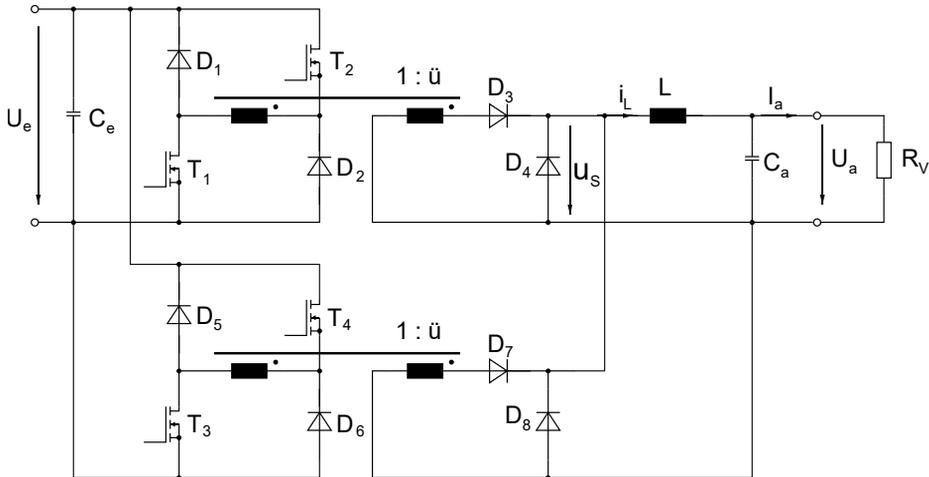


Abb. 9.10: Doppelflusswandler.

Jeder Teilwandler des Doppelflusswandlers arbeitet mit der halben Leistung verglichen mit einem Eintaktflusswandler. Die Ströme an C_e sind also nur halb so groß. Gleichzeitig ist die Frequenz verdoppelt. Damit kann die Kapazität von C_e geviertelt werden.

Da der zweite Wandler die Lücken füllt, die der erste Wandler in seiner t_{aus} -Zeit ausgangsseitig zwangsläufig hat, steht sekundärseitig die doppelte Frequenz an L an. So kann deren Induktivität halb so groß gewählt werden wie beim Eintaktflusswandler.

Dasselbe gilt für C_a . Auch seine Kapazität kann halbiert werden.

Wir haben also deutliche Vorteile des Doppelflusswandlers verglichen mit dem Eintaktflusswandler. Nur ist dieser Vergleich nicht ganz fair, denn die Anzahl der Bauelemente erlauben eher einen Vergleich mit dem Gegentaktwandler. Und der hat die dieselben Vorteile wie der Doppelflusswandler bis auf die sekundärseitigen Dioden. Der Gegentaktwandler benötigt entweder einen Brückengleichrichter und der hat zwei Diodenflussspannungen in Serie. Oder er benötigt eine zweite Sekundärwicklung (Center tapped), die einen größeren Trafo erfordern.

Die Auswahl der Topologie ist also schwierig. Ein Punkt könnte aus unserer Erfahrung noch ergänzt werden: Die Robustheit einer Schaltung. Wir müssen beim Gegentaktwandler auf eine strenge Symmetrie der Ansteuerimpulse achten und eine Störung der Symmetrie würde die Schaltung zerstören. Wenn wir sie digital erzeugen, ist das normalerweise kein Thema. Dennoch haben wir beim Doppelflusswandler diese harte Anforderung nicht. Würden die PWM-Signale der beiden Teilwandler gestört, würde nur die Stromverteilung auf die beiden Teilwandler unterschiedlich. Mehr passiert da nicht. Es kommt kein Trafo in die Sättigung!

10 Gegentaktflusswandler

10.1 Die Standardtopologie

10.1.2 Schaltung und Kurvenverläufe

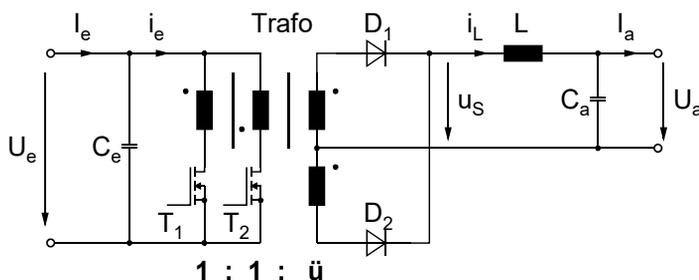


Abb. 10.1: Schaltung des Gegentaktflusswandlers.

Der Gegentaktflusswandler – oder einfach Gegentaktwandler genannt – eignet sich für den mittleren und oberen Leistungsbereich und für Wandler, bei denen ein hoher Wirkungsgrad gefordert ist.

Er arbeitet so, dass während t_{ein} einer der beiden primärseitigen Transistoren leitet. Die Transistoren T_1 und T_2 arbeiten dabei alternierend und jeder realisiert die exakt gleiche t_{ein} -Zeit. Dadurch wird der Transformator symmetrisch angesteuert. Während t_{aus} sperren beide Transistoren und es leiten die Dioden D_1 und D_2 .

Durch den symmetrischen Betrieb wird der Trafo in beiden Richtungen angesteuert. Dadurch entfällt die Entmagnetisierungswicklung und der magnetische Kreis wird besser ausgenutzt als beim Eintaktflusswandler oder beim Sperrwandler.

Zur Nomenklatur: Da sich die Transistoren T_1 und T_2 abwechseln, gibt es zwei Möglichkeiten, die Periodendauer T zu definieren. Von der Primärseite aus betrachtet kann T als die Zeit definiert werden, in der T_1 und T_2 arbeitet. Dann ist T doppelt so groß, wie in Abb. 10.2 eingetragen. Für die Sekundärseite jedoch spielt es keine Rolle, ob T_1 oder T_2 gerade arbeitet. Die sekundärseitige Wirkung ist dieselbe. Deshalb verwenden wir die Definition von T wie in Abb. 10.2 angegeben. Dies hat auch den entscheidenden Vorteil, dass alle Beziehungen vom Eintaktflusswandler aus Kapitel 6 übernommen werden können. Eine erneute Herleitung an dieser Stelle erübrigt sich damit. Auch die Unterscheidung „lückender Betrieb“ – „nicht lückender Betrieb“ kann für den Gegentaktwandler genauso vom Eintaktflusswandler übernommen werden, wenn wir eine Erweiterung vorsehen: v_T darf hier bis 1,0 gehen.

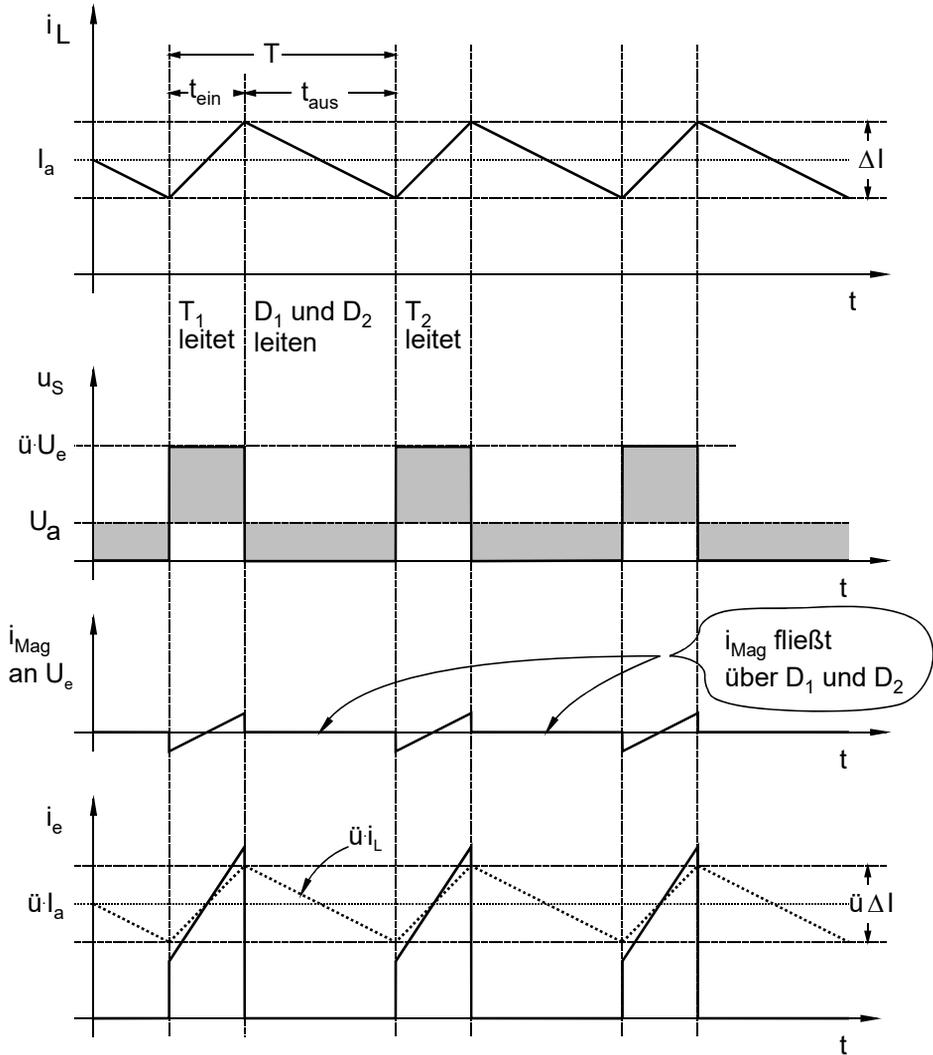


Abb. 10.2: Kurvenverläufe beim Gegentaktwandler.

10.1.3 Die Ausgangsspannung

Wir wollen hier noch die normierte Ausgangsspannung für den nicht lückenden Betrieb angeben. Die Arbeitsweise des Gegentaktwandlers ist dem Eintaktflusswandler bzw. dem Abwärtswandler ähnlich: Wenn T_1 oder T_2 leiten, liegt die transformierte Eingangsspannung an der Induktivität L an und wenn T_1 und T_2 sperren, erzwingt L , dass der Strom i_L weiter fließt. Er kann nur über die Dioden D_1 und D_2 fließen. Dadurch wird während t_{aus} die Spannung u_S Null. Das ist genau das gleiche Verhalten wie beim Abwärtswandler. Die Ausgangsspannung kann also wie beim Abwärtswandler angegeben werden, wenn wir für die Eingangsspannung $\ddot{u}U_e$ einsetzen:

$$\frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} = \frac{t_{ein}}{T} = v_T \tag{10.1.1}$$

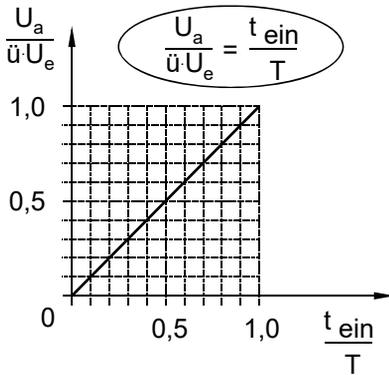


Abb. 10.3: Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.

10.1.4 Ansteuerung des Gegentaktwandlers

Ein besonderes Augenmerk muss auf die streng symmetrische Ansteuerung und den streng symmetrischen Aufbau gerichtet werden. Die Einschaltzeiten für T_1 und T_2 müssen genau gleich groß sein, damit die Stromänderung ΔI in beiden Richtungen exakt gleich ist. Schon kleine Unsymmetrien würden den Trafo in die Sättigung bringen und ohne Schutzmaßnahmen sofort den entsprechenden Transistor zerstören. Auf diese Eigenschaft des Gegentaktwandlers muss schon bei der Schaltungssynthese geachtet werden. Insbesondere muss ein PWM-Generator eingesetzt werden, der von Natur aus identische Ansteuersignale für T_1 und T_2 erzeugt. Ein Beispiel für einen diskret aufgebauten PWM-Generator sei hier vorgestellt:

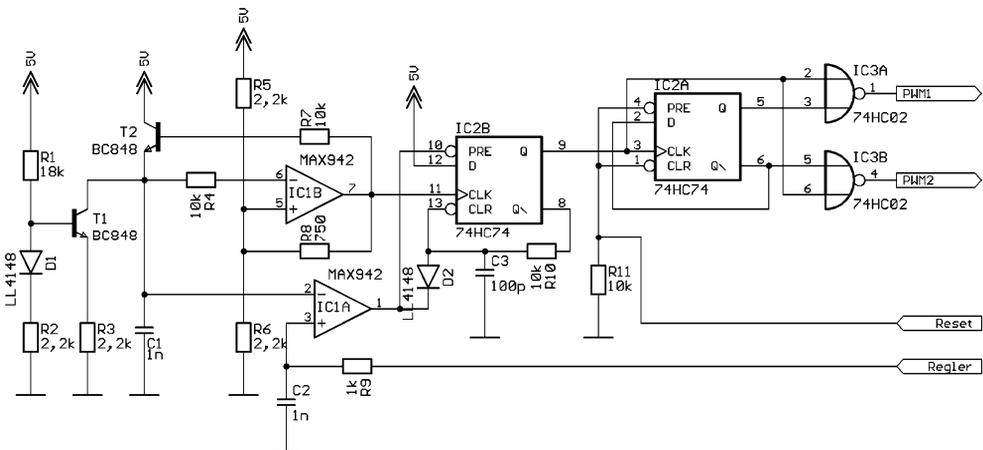


Abb. 10.4: PWM-Generator für den Gegentaktwandler.

Am Eingang „Regler“ liegt eine Spannung zwischen 0 V und 5 V an. Sie steuert das Tastverhältnis des PWM-Signals, das an den Ausgängen PWM1 und PWM2 zur Verfügung steht.

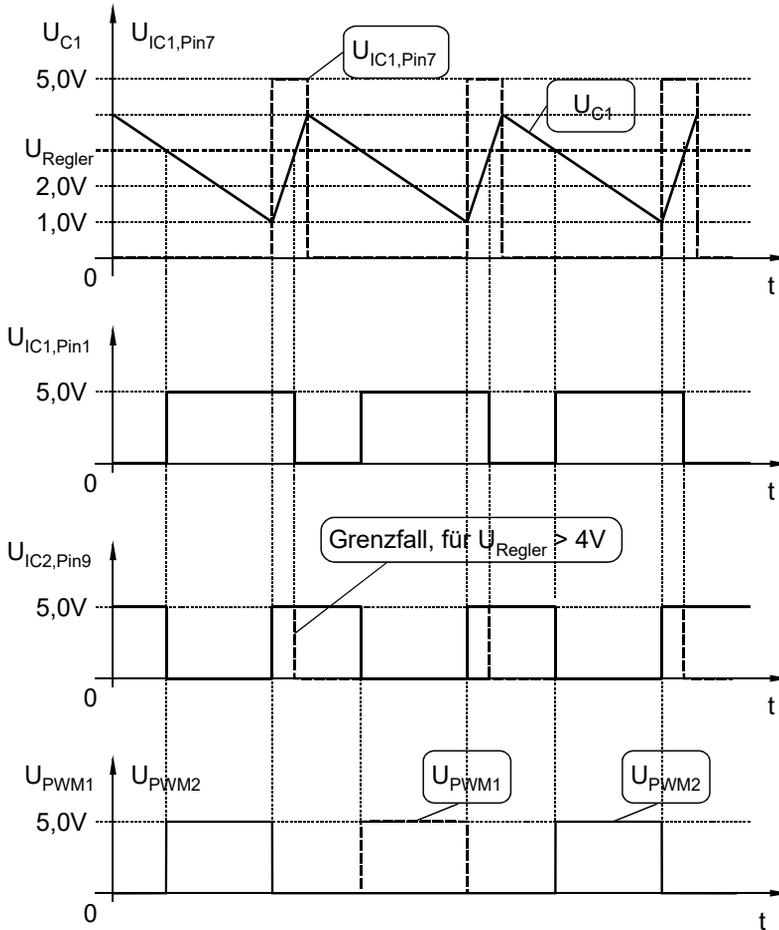


Abb. 10.5: Impulsdiagramm des PWM-Generators.

T_1 arbeitet als Stromquelle, die C_1 entlädt. Die Diode D_1 ist zur Temperaturkompensation der Basis-Emitter-Diode von T_1 eingebaut. Wenn keine hohe Konstanz der PWM-Frequenz verlangt wird, kann auf D_1 verzichtet werden.

IC1B kippt bei einer Kondensatorspannung von 1 V um und lädt über T_2 den Kondensator auf ca. 4 V auf. Die Kondensatorspannung verläuft nahezu sägezahnförmig. IC1A vergleicht den Sägezahn mit der Eingangsspannung (Regler) und liefert am Komparator-Ausgang von IC1A bereits das eigentliche PWM-Signal. Dieses wird mit IC2A auf die beiden PWM-Ausgänge verteilt. Bei einer positiven Taktflanke am Takteingang von IC2A (Pin 3) toggelt das Flip-Flop IC2A. Gleichzeitig werden aber mit den NOR-Gattern (IC3) beide PWM-Ausgänge low. Dadurch werden Fehlimpulse, verursacht durch das Umkippen vom Flip-Flop, sicher verhindert. Geht das Signal an Pin 3 vom IC2A wieder auf low, wird in Abhängigkeit von der Flip-Flop-Stellung einer der beiden PWM-Ausgänge freigegeben. Durch die Toggle-Funktion von IC2A wird das PWM-Signal streng abwechselnd auf die beiden Ausgänge verteilt. Die Funktion entspricht einem Zeit-Multiplexer.

Voraussetzung für eine einwandfreie Funktion der Schaltung ist ein sauberes PWM-Signal am Eingang (Pin 3, IC2A). Es darf nie dauerhaft auf low sein (entspricht PWM = 100 %), da dies einen PWM-Ausgang statisch einschalten würde. Es muss deshalb beachtet werden, dass bei einem v_T von 100 % (Eingangsspannung ≥ 4 V) IC2A noch sicher getaktet wird. Dazu dient das D-Flip-Flop IC2B. Auf die positive Flanke von IC1, Pin 7 wird über den D-Eingang das Flip-Flop gesetzt. Es bleibt mindestens über die mit R_{10} und C_3 eingestellte Totzeit gesetzt. Während es gesetzt ist, schaltet IC3 beide PWM-Ausgänge auf low und IC2A toggelt auf jeden Fall. Der Grenzfall für eine Eingangsspannung (Regler) ≥ 4 V sieht so aus:

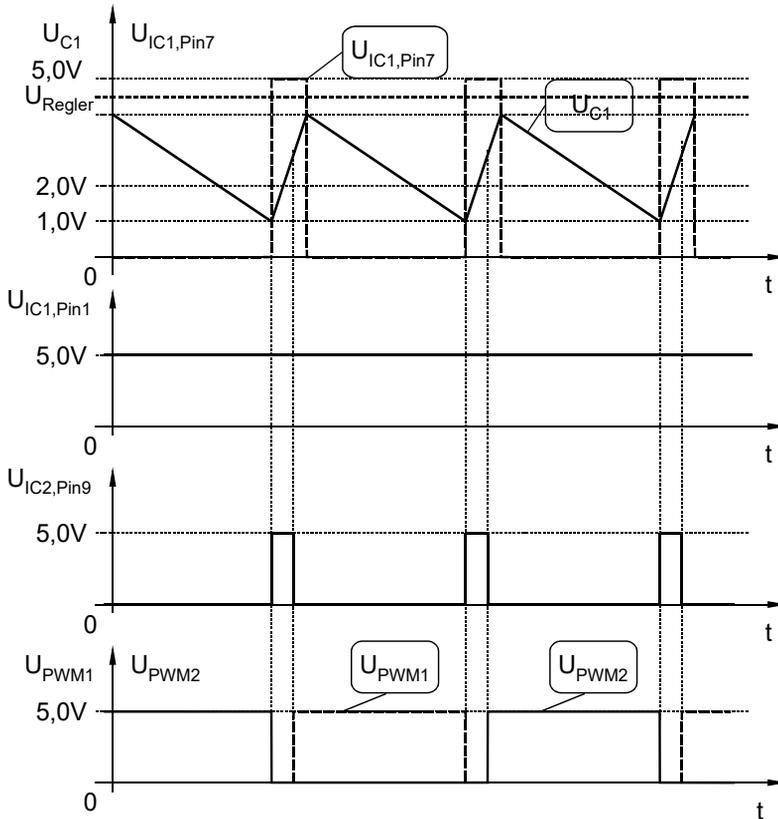


Abb. 10.6: Grenzfall für die Eingangsspannung > 4 V.

Die Schaltung wirkt sicherlich unübersichtlich. Sie hat aber den Vorteil, dass sie mit wenigen Standard-Bauelementen aufgebaut werden kann und dennoch eine ganz individuelle Funktion erfüllt. So wurde für die Erzeugung der Sägezahnspannung eine einfache diskrete Schaltung gewählt, weil damit Arbeitsfrequenzen von einigen 100 kHz bei guter Linearität erreichbar sind und keine besonderen ICs gebraucht werden.

10.2 Brücken

Für den Gegentaktwandler kommen unterschiedliche Brückenarrangements zum Einsatz, von denen hier einige erwähnt werden:

10.2.1 Primärseite

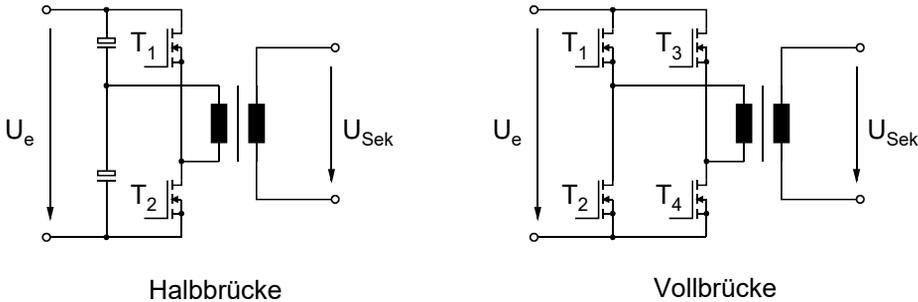


Abb. 10.7: Brückenarrangements.

In Abb. 10.7 ist die Halbbrücke und die Vollbrücke dargestellt. Bei der Halbbrücke wird eine künstliche Mittenspannung mit zwei Elkos hergestellt. Sie eignet sich besonders für hohe Eingangsspannungen, wo eine Halbierung der Spannungsfestigkeit von T_1 und T_2 einen zusätzlichen Vorteil bedeutet.

Durch die Kondensatoren erreicht man eine automatische Symmetrierung. Selbst für den Fall der unsymmetrischen Ansteuerung der Transistoren T_1 und T_2 verschiebt sich die künstliche Mittenspannung so, dass der Transformator gleichmäßig in beiden Richtungen angesteuert wird. In der praktischen Ausführung reicht ein Kondensator aus, wenn U_e bereits einen Blockkondensator hat. Oder aber die beiden in Abb. 10.7 gezeigten Elkos dienen gleichzeitig als Eingangselko.

Die Vollbrücke funktioniert so, dass T_1 und T_4 oder T_2 und T_3 gleichzeitig leiten. Wenn alle vier Transistoren gesperrt sind (z. B. für eine kurze Zeit beim Umschalten oder während t_{aus}), fließt der Trafostrom über die Inversdioden von zwei diagonalen Transistoren weiter. Dabei spielt es keine Rolle, welche Richtung der Strom hat. Die Vollbrücke erlaubt in jedem Falle, dass der Strom auf die Eingangsspannung fließt. Sie hat dadurch den Vorteil, dass sie die Energie in den Streuinduktivitäten des Trafos bei jeder Umschaltung automatisch auf die Primärseite zurückspeist und nicht – wie etwa bei einem Sperrwandler – verloren geht. Das ergibt einen besseren Wirkungsgrad des Wandlers und weniger Aufwand für die Kühlung der Transistoren oder der Entlastungsnetzwerke. Oft können die Brückentransistoren ganz ohne Kühlkörper betrieben werden.

10.2.2 Sekundärseite

10.2.2.1 Brückengleichrichter

In Abweichung zu Abb. 10.1 kann die Sekundärseite auch folgendermaßen ausgeführt werden:

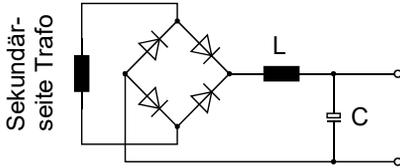


Abb. 10.8: Sekundärseite mit einer Sekundärwicklung.

Bei nur einer Sekundärwicklung benötigt man vier Dioden zur Gleichrichtung. Sie werden als Brückengleichrichter oder Graetz-Gleichrichter bezeichnet. Der Strom fließt immer über 2 Dioden und wir erhalten zweimal die Flussspannung und damit zweimal die Verlustleistung. Es kann vorteilhaft sein, eine fünfte Diode zu verwenden:

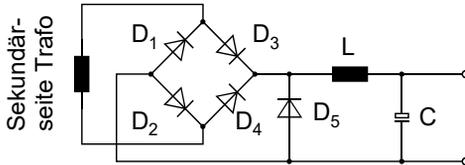


Abb. 10.9: Brückengleichrichter mit zusätzlicher Diode.

Im Fall des Freilaufs (üblicherweise während t_{aus}) fließt der Spulenstrom über D_5 und wir haben nur den Spannungsabfall von einer Diode. In beiden Fällen sorgt der Magnetisierungsstrom des Trafos für eine Kommutierung auf dasjenige Dioden-Paar, das als nächstes leiten wird. Dadurch haben wir zumindest für einen gewissen Lastbereich keine Ausschaltverluste in den Brückendioden D_1 bis D_4 . Beim Wiedereinschalten gibt es nur Schaltverluste in D_5 . Wir müssen also nur D_5 kühlen oder nur für D_5 eine besonders schnelle Diode verwenden.

10.2.2.2 Center Tapped

Mit zwei Sekundärwicklungen lassen sich die zwei Flussspannungen auf eine reduzieren.

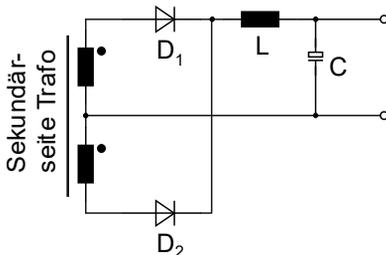


Abb. 10.10: Zwei Sekundärwicklungen. Auch geläufig ist der Begriff Center Tapped.

Da immer nur eine Diode in Flussrichtung betrieben wird, also nur eine Flussspannung wirkt, werden die Verluste besonders bei großen Strömen kleiner. Nachteilig ist natürlich der zusätzliche Wickelraum im Trafo für zwei Sekundärwicklungen.

10.3 Dimensionierungsbeispiel für die Standardtopologie

Es soll ein Gegentaktwandler mit folgenden Daten dimensioniert werden:

Eingangsspannung: $U_e = 30\text{ V}$, Ausgangsspannung $U_a = 350\text{ V}$, Ausgangsleistung $P_a = 100\text{ W}$.

Die Arbeitsfrequenz soll $f = 33\text{ kHz}$ betragen.

Zunächst legen wir die Schaltungstopologie fest. Da keine Einschränkungen gemacht sind, verwenden wir eine Vollbrücke auf der Eingangs- und Ausgangsseite.

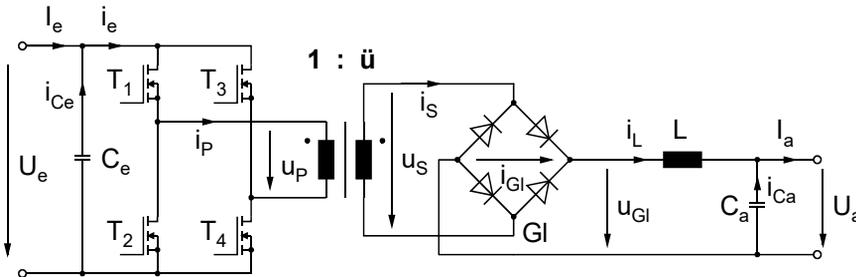


Abb. 10.11: Leistungsteil des Gegentaktwandlers für das Dimensionierungsbeispiel.

Wir legen das Tastverhältnis auf $v_T = 0,8$ fest. Dann bleibt auch nach oben noch genügend Reserve um die Ausgangsspannung aus zu regeln. Nach Gl. (10.1.1) folgt $\ddot{u} = 14,58 \approx 15$. Der Ausgangsstrom ist

$$I_a = \frac{100\text{ W}}{350\text{ V}} = 0,285\text{ A} \approx 0,3\text{ A}.$$

Den Stromrippel legen wir auf $\Delta I = 0,3\text{ A}$ fest. Damit lassen sich i_L und u_{GI} zeichnen:

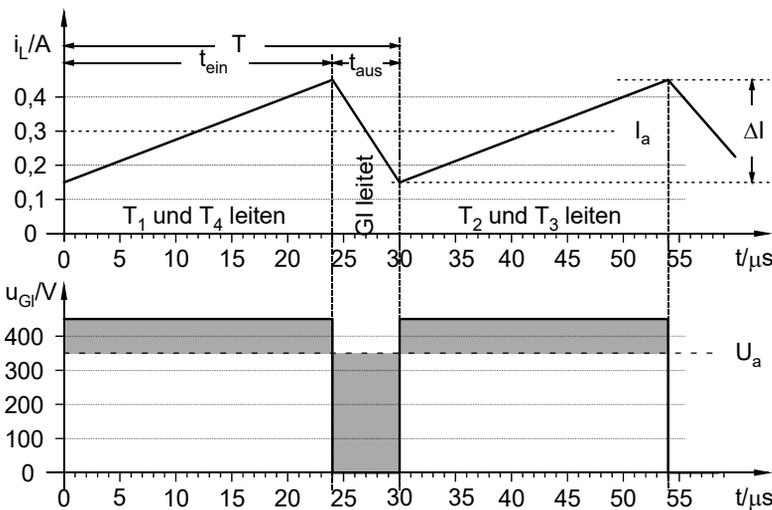


Abb. 10.12: Spulenstrom und Spannung am Gleichrichterausgang des 100 W-Gegentaktwandlers.

Aus Abb. 10.11 entnehmen wir:

$$U_{GLmax} = 450 \text{ V}, i_{GLmax} = i_{Smax} = i_{Lmax} = 0,45 \text{ A}$$

und aus der Stromänderung ΔI während t_{aus} :
$$L = \frac{U_a \cdot t_{aus}}{\Delta I} = \frac{350 \text{ V} \cdot 6 \mu\text{s}}{0,3 \text{ A}} = 7 \text{ mH}.$$

Der Strom i_L teilt sich auf i_{GL} und i_S auf:

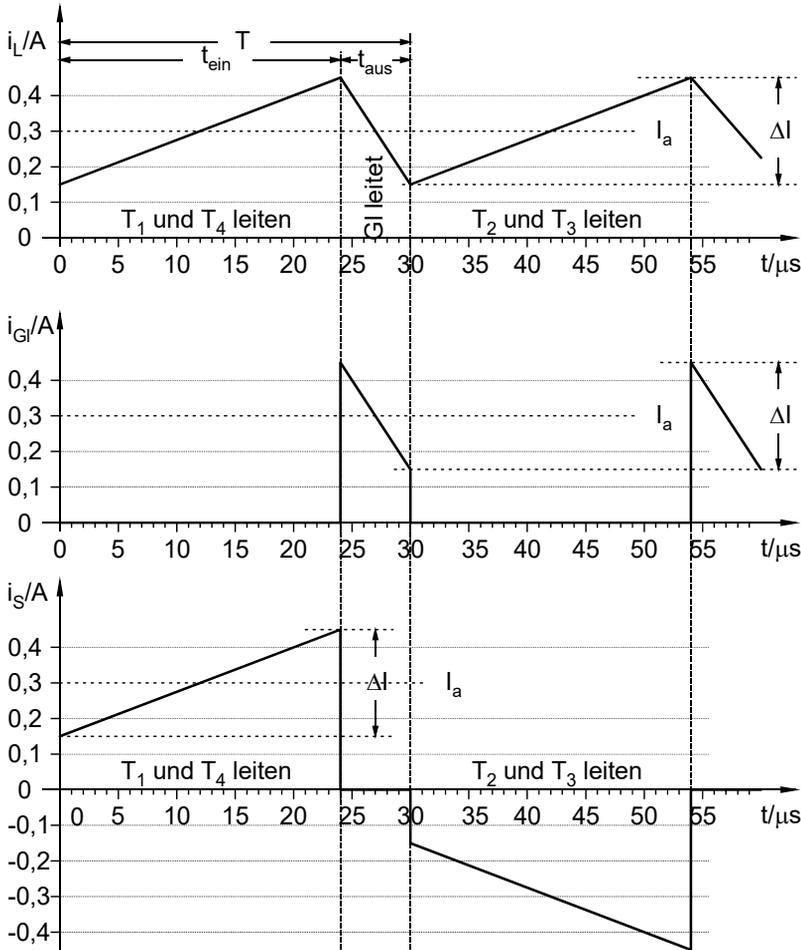


Abb. 10.13: Die Ströme i_{GL} und i_S .

Den Effektivwert I_S bekommen wir aus Gl. (6.4.1) mit $I_a = 0,3 \text{ A}$, $\Delta I = 0,3 \text{ A}$, $v_T = 0,8$:
 $I_S = 0,28 \text{ A}$.

Den Effektivwert I_{GL} bekommen wir entsprechend: $I_{GL} = 0,14 \text{ A}$.

Für I_L gilt: $I_L = \sqrt{I_S^2 + I_{GL}^2} = 0,313 \text{ A}$.

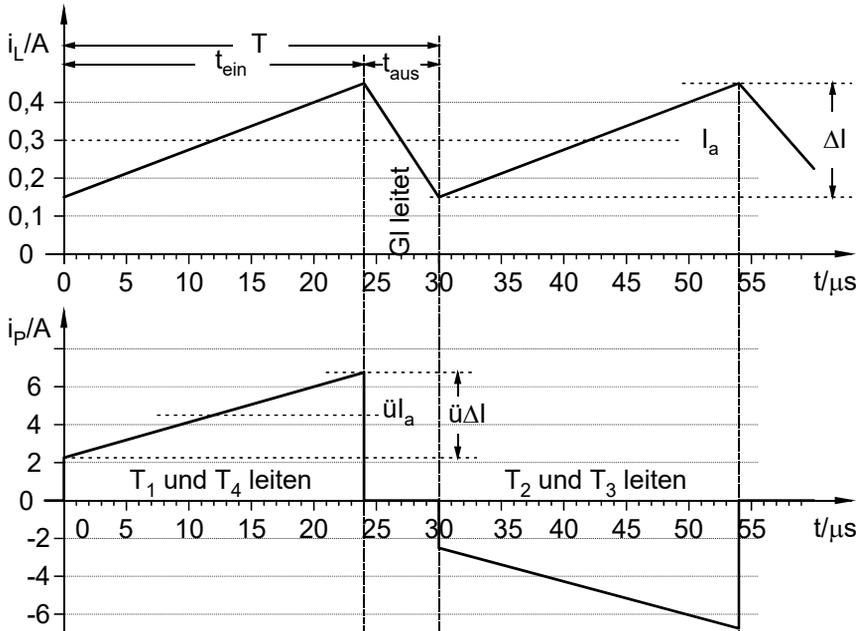


Abb. 10.14: Der Primärstrom I_P .

Wir sehen: $I_{Pmax} = I_{Tmax} = 6,75 \text{ A}$. Die Effektivwerte berechnen wir wieder mit Gl. (6.4.1):

$I_P = 4,2 \text{ A}$, $I_T = 3 \text{ A}$ (pro Halbbrücke).

Den Kondensatorstrom I_{Ce} erhalten wir mit Gl. (6.4.2): $I_{Ce} = 2,2 \text{ A}$ und $I_{Ca} = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 90 \text{ mA}$.

Die Ausschaltverluste der Transistoren: Bei einer angenommenen Schaltzeit von 100 ns ergibt sich nach Gl. (10.5.10):

$$P = \frac{U_0 \cdot I_0}{2} t_s \cdot f = \frac{30 \text{ V} \cdot 6,75 \text{ A}}{2} 100 \text{ ns} \cdot 33 \text{ kHz} = 0,33 \text{ W}$$

Beim Einschalten kommt der Reverse-recovery-Effekt der Dioden Gl zum Tragen. Die Schaltverluste können hier nur abgeschätzt werden, da sie direkt von den Dioden abhängen. Wir nehmen eine Sperrverzugszeit von 100 ns und einen Sperrstrom von 10 A (auf die Primärseite bezogen) an. $P_{ein} = 30 \text{ V} \cdot 10 \text{ A} \cdot \frac{100 \text{ ns}}{30 \mu\text{s}} = 1 \text{ W}$

Für die Dimensionierung der magnetischen Bauteile wollen wir versuchen, den Trafo und die Drossel mit demselben Kern zu realisieren. Wir wählen den $ETD29$ -Kern aus und beginnen mit dem Trafo:

$$\text{Aus } U = N \cdot A \cdot \frac{\Delta B}{t_{ein}} \text{ folgt: } N_{prim} = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{A_e \cdot \Delta B} = \frac{30 \text{ V} \cdot 24 \mu\text{s}}{76 \text{ mm}^2 \cdot 0,4 \text{ T}} = 23,68 \approx 24$$

und damit $N_{sek} = 360$.

Wicklungsfenster: $19,4 \text{ mm} \cdot 2,45 \text{ mm}$ für jede Wicklung.

Primärwicklung: 2 Lagen à 13 Windungen, Litze $105 \cdot 0,1 \text{ mm}$ ($\varnothing = 1,4 \text{ mm}$), $N_{prim} = 26$. Mit \ddot{u} wird die Sekundärwindungszahl $N_{sek} = 390$.

Sekundärwicklung: 6 Lagen à 65 Windungen Cu $\varnothing = 0,28 \text{ mm}$ + Isolation.

$$R_{Cuprim} = 35 \text{ m}\Omega, P_{Cuprim} = 0,62 \text{ W}, R_{Cusek} = 7,02\Omega, P_{Cusek} = 0,55 \text{ W}$$

Kernverluste: Im Datenblatt sind für das Material N87 bei 200 mT und 100 kHz 2,8 W angegeben. Wir arbeiten bei 33 kHz, dadurch werden die Kernverluste auf ein Drittel reduziert: Die Kernverluste sind 0,9 W.

Dimensionierung der Drossel: Die Windungszahl berechnen wir aus

$$u = L \frac{\hat{i}}{\Delta t} = N \cdot A \cdot \frac{\hat{B}}{\Delta t} \Rightarrow N = \frac{L \cdot \hat{i}}{A \cdot \hat{B}} \quad N = \frac{7 \text{ mH} \cdot 0,45 \text{ A}}{76 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \cdot 0,2 \text{ T}} = 207$$

Damit ist der A_L -Wert $A_L = \frac{L}{N_{Sek}^2} = \frac{7 \text{ mH}}{207^2} = 163 \text{ nH}$. Der Luftspalt ist dann knapp 0,5 mm.

Der Drahtdurchmesser könnte maximal den Durchmesser

$$\varnothing = \sqrt{\frac{19,4 \text{ mm} \cdot 4,9 \text{ mm}}{207}} = 0,67 \text{ mm}$$

haben. Wir wählen einen Kupferdraht mit 0,6 mm Durchmesser + 10 μm Isolation. Das ergibt 7 Lagen à 31 Windungen, also $N = 217$.

$$\text{Der Kupferwiderstand ist dann } R_{Cu} = \frac{21 \cdot 10^{-9} \Omega\text{m} \cdot 217 \cdot 52,8 \text{ mm}}{\pi \cdot (0,3 \cdot 10^{-3} \text{ m})^2} = 851 \text{ m}\Omega.$$

Die Kupferverlustleistung in der Spule ist damit $P = I^2 \cdot R = (0,313 \text{ A})^2 \cdot 851 \text{ m}\Omega = 84 \text{ mW}$ (!)

Zur Abschätzung der Kernverluste berücksichtigen wir, dass wir zwar den Kern auf 0,2 T aussteuern, aber nicht bis auf null zurück fahren. Deshalb setzen wir hier nur 100 mT an. Mit der Arbeitsfrequenz von 33 kHz ergeben sich damit Kernverluste von ca. 0,5 W.

Bauteil	Leitendverluste	Schaltverluste	Summe
Speicherdrossel	0,1 W	0,5 W	0,6 W
Transformator	1,2 W	0,9 W	2,1 W
MOSFETs ($R_{DSon} = 10 \text{ m}\Omega$)	0,36 W	1,33 W	1,7 W
C_e ($ESR = 40 \text{ m}\Omega$)	–	0,2 W	0,2 W
Summe			4,6 W

Tabelle 10.1: Verluste des Gegentaktwandlers.

Der Wirkungsgrad ergibt sich zu $\eta = \frac{100 \text{ W}}{104,6 \text{ W}} = 95,6 \%$. Er hängt stark von der Sperrverzugs-

zeit der Dioden in G_I ab und kann ohne die genauen Daten der Dioden nur grob angegeben werden. Die Drahtstärke der Drosselspule ist für die Arbeitsfrequenz von 33 kHz (plus Oberwellen der Dreieckfunktion) zu groß. Hier sollte Litze verwendet werden oder es sollten mehrere Wicklungen mit dünnerem Draht parallel geschaltet werden.

10.4 Transformierender Gegentaktwandler

10.4.1 Grundschtaltung

Wir gehen von einem Gegentaktwandler aus, der eingangsseitig eine Vollbrücke hat und ausgangsseitig einen Brückengleichrichter. Im Unterschied zum normalen Gegentaktwandler lassen wir die Ausgangsdrossel einfach weg. Er arbeitet damit rein transformatorisch, so wie es jeder Netztrafo auch tut, nur eben bei höherer Frequenz. Für diese Betriebsweise müssen wir allerdings die Streuinduktivität des Trafos berücksichtigen. Sie verursacht lastabhängig einen Spannungsabfall. Die Ausgangsspannung wird also nicht konstant sein, sondern mit zunehmendem Strom abnehmen.

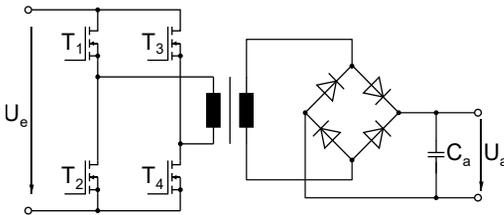


Abb. 10.15: Gegentaktwandler ohne Ausgangsdrossel.

Zur genauen Betrachtung und Berechnung vereinfachen wir die Schaltung zu folgendem Ersatzschaltbild:

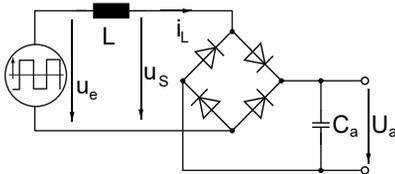


Abb. 10.16: ESB des Gegentaktwandlers ohne Ausgangsdrossel.

Die Eingangsspannung ist ein symmetrisches Rechtecksignal. Das zwischen U und $-U$ hin und her springt.

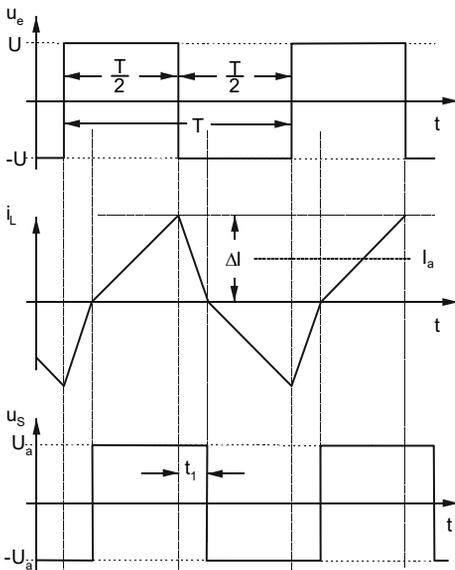


Abb. 10.17: Strom- und Spannungsverläufe.

10.4.2 Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Schaltzeiten

In Abb. 10.16 und Abb. 10.17 sehen wir, dass sich i_L in der zweiten Periodenhälfte identisch wiederholt, nur eben mit negativem Vorzeichen. Deshalb reicht für die Berechnung der Ausgangsspannung die Zeit von $0 \leq t \leq T$ aus.

Betragsmäßig gilt für $0 \leq t \leq t_1$:

$$U + U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{t_1} \Rightarrow (U + U_a)t_1 = L \cdot \Delta I \quad (10.4.1)$$

Und für $t_1 \leq t \leq T$:

$$U - U_a = L \cdot \frac{\Delta I}{\frac{T}{2} - t_1} \Rightarrow (U - U_a)\left(\frac{T}{2} - t_1\right) = L \cdot \Delta I \quad (10.4.2)$$

Wir setzen Gl. (10.4.1) gleich Gl. (10.4.2):

$$U \cdot t_1 = U \left(\frac{T}{2} - t_1\right) - U_a \frac{T}{2} \Rightarrow U \left(2t_1 - \frac{T}{2}\right) = -U_a \frac{T}{2}$$

Mit der normierten Ausgangsspannung $u_n = \frac{U_a}{U}$ folgt daraus:

$$u_n = 1 - 4 \frac{t_1}{T} \quad (10.4.3)$$

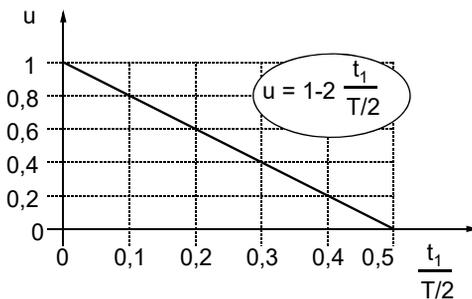


Abb. 10.18: Normierte Ausgangsspannung über der relativen Entladezeit t_1 .

Die Schaltung wird selten so betrieben, dass t_1 gesteuert wird, wie Abb. 10.18 impliziert. Häufig wird einfach ein Rechtecksignal mit einer vorgegebenen Frequenz angelegt und der Ausgangsstrom stellt sich abhängig von der Ausgangsspannung ein.

10.4.3 Ausgangskennlinie

Zur Berechnung der Ausgangskennlinie eliminieren wir in Gl. (10.4.1) und Gl. (10.4.2) die Zeit t_1 :

$$t_1 = \frac{L \cdot \Delta I}{U + U_a} = \frac{(U - U_a) \frac{T}{2} - L \cdot \Delta I}{U - U_a}$$

$$\Rightarrow L \cdot \Delta I (U - U_a) = (U - U_a)(U + U_a) \frac{T}{2} - L \cdot \Delta I (U + U_a)$$

$$\Rightarrow 2L \cdot \Delta I \cdot U = (U - U_a)(U + U_a) \frac{T}{2} \Rightarrow 2L \cdot \Delta I \cdot U = (U^2 - U_a^2) \frac{T}{2}$$

Mit $u_n = \frac{U_a}{U}$ folgt:

$$2L \cdot \Delta I = U (1 - u_n^2) \frac{T}{2} \quad \text{oder} \quad \frac{4L \cdot \Delta I}{U \cdot T} = (1 - u_n^2) \quad (10.4.4)$$

Nach Abb. 10.17 ist $I_a = \frac{\Delta I}{2}$ und damit wird aus Gl. (10.4.4):

$$\frac{8L}{U \cdot T} I_a = (1 - u_n^2) \quad (10.4.5)$$

Es ist naheliegend, dass wir den Ausgangsstrom auf den Wert $I_0 = \frac{U \cdot T}{8L}$ normieren und damit

den normierten Ausgangsstrom $i_n = \frac{I_a}{I_0}$ erhalten:

$$i_n = (1 - u_n^2) \quad (10.4.6)$$

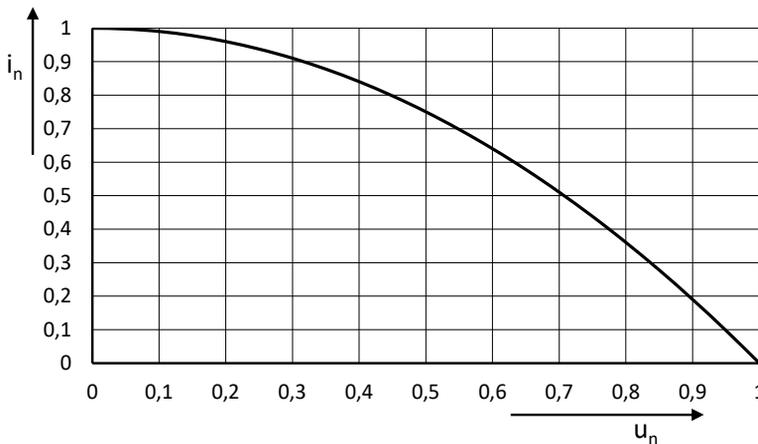


Abb. 10.19:
Ausgangskennlinie
des transformieren-
den Gegentakt-
wandlers.

Aus Abb. 10.19 können wir ablesen wie sich der Ausgangsstrom (normiert auf i_n über der Ausgangsspannung (normiert u_n) ändert.

10.4.4 Frequenzbereich bei konstantem Ausgangsstrom

Eine andere naheliegende Betriebsweise der Schaltung ist, dass ΔI konstant gehalten wird.

Dann bleibt nach der Beziehung $I_a = \frac{\Delta I}{2}$ auch der Ausgangsstrom I_a konstant. Die Schaltung arbeitet somit als Stromquelle. Zur Erfüllung dieser Bedingung muss allerdings eine schnelle Strommessschaltung verwendet werden, damit ΔI tatsächlich für alle vorkommenden Betriebsbedingungen konstant gehalten werden kann.

Aus Gl. (10.4.5) erhalten wir:

$$f = \frac{U}{8LI_a}(1 - u_n^2) \quad (10.4.7)$$

Wir können z.B. f auf den Extremfall $u_n = 0$ normieren. Wir wählen $f_0 = \frac{U}{8LI_a}$ und bilden

$$f_n = \frac{f}{f_0} = (1 - u_n^2) \quad (10.4.8)$$

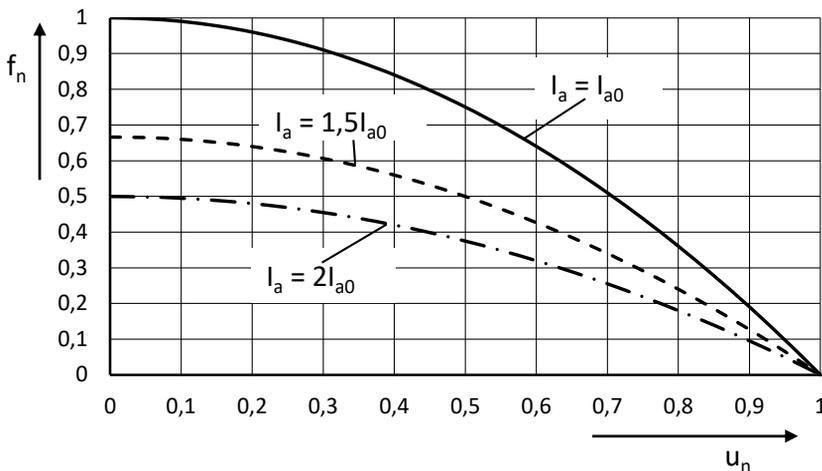


Abb. 10.20: Frequenzbereich zur Regelung der Ausgangsspannung. Parameter $I_{a0} = \frac{U}{8f_0L}$

Obwohl der Wandler prinzipiell zur Regelung der Ausgangsspannung ungeeignet ist können wir die sie dennoch regeln, wenn der Ausgangsstrom nicht allzu sehr schwankt. Für Abb. 10.20 wurde lediglich eine Änderung um den Faktor 2 zugrunde gelegt.

10.5 Der asymmetrische Halbbrückenwandler

Wie der Name schon vermuten lässt, nehmen wir bei dieser Schaltung eine unsymmetrische Betriebsweise der beiden Brückentransistoren in Kauf, obwohl die Schaltung vom Prinzip her eine symmetrische Schaltung ist. T_1 und T_2 werden abwechslungsweise, aber ungleich lange eingeschaltet. Wir bezeichnen die Zeit in der T_1 leitet mit t_{ein} und die Zeit in der T_2 leitet mit t_{aus} . Wir betrachten den nicht lückenden Fall.

10.5.1 Schaltung und Kurvenverläufe

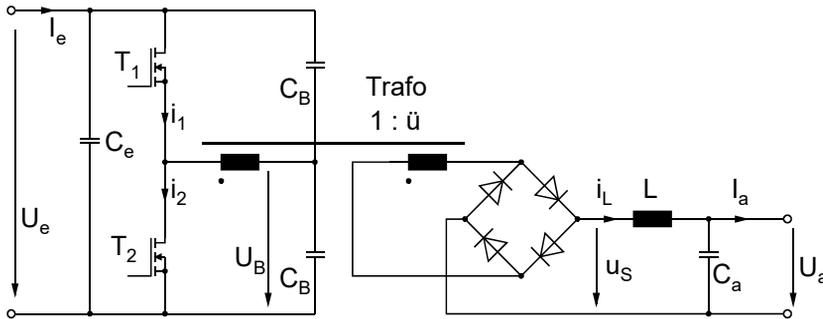


Abb. 10.21: Die Schaltung des asymmetrischen Halbbrückenwandlers.

Im stationären Fall müssen die positive und die negative Spannungszeitfläche an der Primärwicklung des Trafos betragsmäßig gleich groß sein. Damit erhalten wir

$$U_B = v_T \cdot U_e \tag{10.5.1}$$

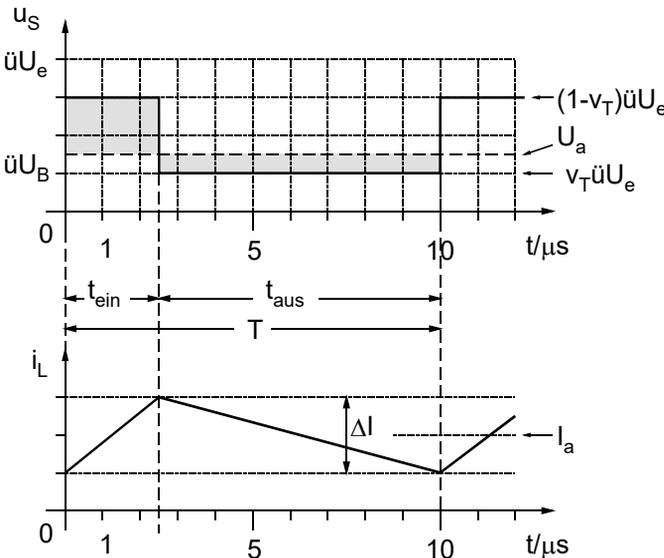


Abb. 10.22: Spannungs- und Stromverläufe für $v_T = 0,25$ und nicht lückendem Betrieb.

10.5.2 Die Ausgangsspannung

Während t_{ein} gilt:

$$(U_e - U_B) \cdot \ddot{u} - U_a = \frac{L \cdot \Delta I}{t_{\text{ein}}} \quad (10.5.2)$$

Während t_{aus} gilt:

$$-U_B \cdot \ddot{u} + U_a = \frac{L \cdot \Delta I}{t_{\text{aus}}} \quad (10.5.3)$$

Aus (10.5.2) folgt mit (10.5.1):

$$\ddot{u} \cdot U_e \cdot (1 - v_T) - U_a = \frac{L \cdot \Delta I}{t_{\text{ein}}} \quad (10.5.4)$$

Und aus (10.5.3) folgt mit (10.5.1):

$$-\ddot{u} \cdot U_e \cdot v_T + U_a = \frac{L \cdot \Delta I}{t_{\text{aus}}} \quad (10.5.5)$$

Wir dividieren (10.5.4) durch (10.5.5) und erhalten:

$$\begin{aligned} \frac{\ddot{u} \cdot U_e \cdot (1 - v_T) - U_a}{U_a - \ddot{u} \cdot U_e \cdot v_T} &= \frac{t_{\text{aus}}}{t_{\text{ein}}} = \frac{1 - v_T}{v_T} \\ \Rightarrow (1 - v_T) v_T \ddot{u} U_e - v_T U_a &= (1 - v_T) U_a - (1 - v_T) v_T \ddot{u} U_e \\ \Rightarrow \frac{U_a}{\ddot{u} \cdot U_e} &= 2v_T (1 - v_T) \end{aligned} \quad (10.5.6)$$

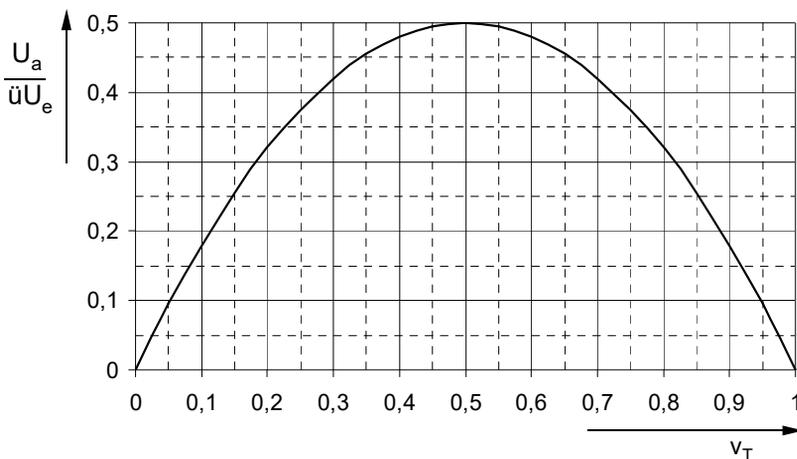


Abb. 10.23: Normierte Ausgangsspannung in Abhängigkeit von v_T . Siehe Gl. (10.5.6).

Es ist also gleichwertig, ob wir $0 \leq v_T \leq 0,5$ oder $0,5 \leq v_T \leq 1,0$ wählen.

10.5.3 Der Trafostrom

Wie in Abb. 10.22 zu erkennen ist, fließt im zeitlichen Mittel der Ausgangsstrom durch die Sekundärwicklung des Transformators und mit \ddot{u} multipliziert auch auf der Primärseite. Dabei ist sein arithmetischer Mittelwert für t_{ein} und t_{aus} gleich groß. Wenn jetzt beispielsweise t_{ein} kleiner ist als t_{aus} , dann würde C_B während jedem t_{ein} weniger aufgeladen, als im darauffolgenden t_{aus} entladen. Die Spannung U_B würde weglaufen und Gl.(10.5.1) würde nicht mehr gelten. Wenn aber die Spannung U_B weglaufen würde, dann würde sich ein Gleichstrom im Trafo einstellen, weil die Spannungszeitflächen in Abb. 10.22 nicht mehr gleich groß wären. Wenn wir uns die Richtung dieses Stromes überlegen, dann sehen wir, dass er dem Weglaufen von U_B entgegenwirkt. Somit wird er sich tatsächlich einstellen und solange ändern bis sich die Ladungsbilanz für C_B wiedereinstellt.

Den Gleichstrom in Trafo wollen wir I_{mag} nennen, weil er im Trafo als Magnetisierungsstrom fließt und der Trafo auch dafür ausgelegt werden muss. Es muss dann gelten:

$$\text{Während } t_{ein}: i_1 = \ddot{u} \cdot I_a + I_{mag} \quad (10.5.7)$$

$$\text{Während } t_{aus}: i_2 = \ddot{u} \cdot I_a - I_{mag} \quad (10.5.8)$$

$$C_B \text{ erzwingt: } i_1 \cdot t_{ein} = i_2 \cdot t_{aus} \quad (10.5.9)$$

Gl. (10.5.8) und Gl. (10.5.7) in Gl. (10.5.9) eingesetzt:

$$\begin{aligned} (\ddot{u} \cdot I_a + I_{mag}) v_T T &= (\ddot{u} \cdot I_a - I_{mag}) (1 - v_T) T \\ \Rightarrow I_{mag} &= \ddot{u} \cdot I_a (1 - 2v_T) \end{aligned}$$

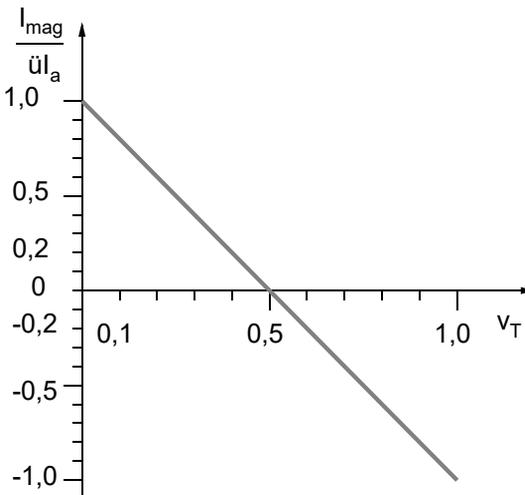


Abb. 10.24:
Trafogleichstrom.

Der Transformator muss für den Gleichstrom I_{mag} dimensioniert werden, was auf jeden Fall einen Luftspalt im Kern bedeutet.

Es erscheint naheliegend, dass wir die auf die Sekundärseite bezogene Hauptinduktivität des Trafos ähnlich groß wählen wie die Induktivität von L . Die Sekundärwindungszahl können wir

dann mit $N_{sek} = \frac{L \cdot I_{mag}}{A_e \cdot \hat{B}}$ bestimmen.

11 Der Gegentaktwandler mit Current Doubler am Ausgang

11.1 Schaltung und Kurvenverläufe

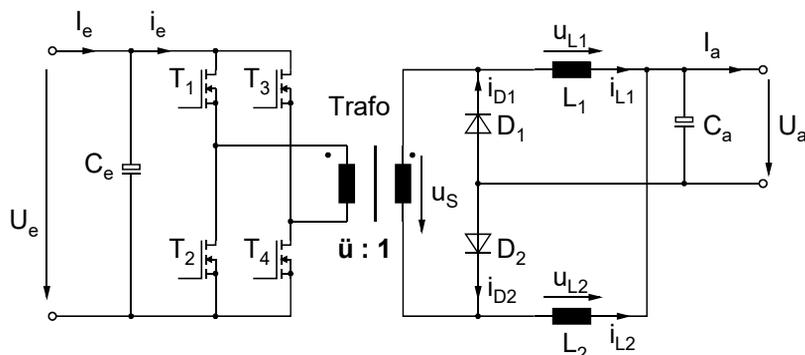


Abb. 11.1: Schaltung des Current Doublers.

Die Primärseite könnte wie in Abb. 11.1 gezeichnet eine Vollbrücke sein. Es könnte wie bei jedem Gegentaktwandler auch jede andere Brücke verwendet werden. Neu ist hingegen die Sekundärseite, die nur eine Wicklung hat und dennoch nur zwei Gleichrichterioden braucht. Sie beinhaltet zwar zwei Induktivitäten (L_1 und L_2), die aber verglichen mit der klassischen Ausgangsdrossel nur mit dem halben Strom belastet werden. Der Ausgangsstrom wird durch Addition der beiden Spulenströme geAbb.et. Daher auch der Name Current Doubler.

Für die Spule L_1 gilt während t_{ein} :

$$U_s - U_a = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_{ein}}$$

und während t_{aus} :

$$U_a = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_{ein} + 2 \cdot t_{aus}}$$

$$\Rightarrow \frac{U_a}{U_s} = \frac{v_T}{2}$$

(11.1.1)

mit $v_T = \frac{t_{ein}}{T}$ und $T = \frac{1}{f}$, wobei f die Wandlerfrequenz ist.

Die gleiche Rechnung auf L_2 angewendet liefert dasselbe Ergebnis.

Die Spannung U_s ist die transformierte Eingangsspannung $U_s = \ddot{u}U_e$.

Damit können wir in Gl. (11.1.1) die Eingangsspannung einsetzen und erhalten:

$$\frac{U_a}{\ddot{u}U_e} = \frac{v_T}{2}$$

Die CD-Topologie liefert also die halbe Ausgangsspannung verglichen mit der Standardtopologie.

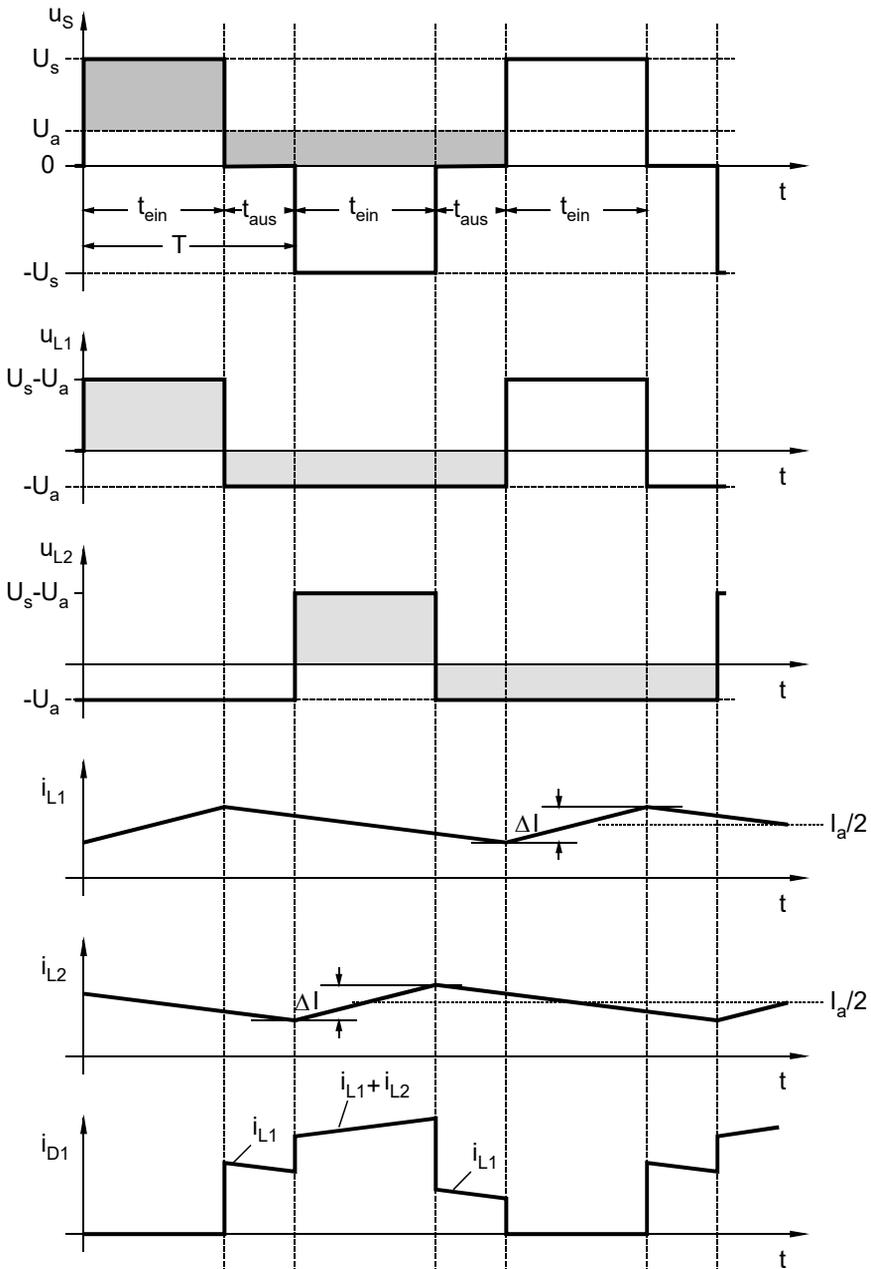


Abb. 11.2: Kurvenverläufe beim Gegentaktwandler.

Der Stromverlauf i_{D1} wurde für den Fall gezeichnet, dass im Freilauffalle i_{L1} vollständig über D_1 und i_{L2} vollständig über D_2 und nicht über die Sekundärwicklung fließt. Das ist so bei offener Primärseite der Fall. Wird hingegen die Primärseite des Trafos während t_{aus} kurzge-

geschlossen, verteilt sich der Strom im Freilauffall auf die Dioden und den Trafo. Dabei hängt die Verteilung von den Flussspannungen der Dioden oder dem R_{DSon} der Synchrongleichrichter ab, sowie dem R_{DSon} der primärseitigen MOSFETs und den Wicklungswiderständen R_{CuSek} , R_{CuPrim} des Trafos.

11.2 Berechnung der Strombelastungen der Leistungsbauteile

11.2.1 Ströme durch D_1 und D_2

Die Mittelwerte der Ströme i_{D1} und i_{D2} sind bei symmetrischem Betrieb gleich groß. Deshalb reicht die Berechnung von i_{D1} aus.

Zur Berechnung diene der nachfolgend nochmals dargestellte Stromverlauf i_{D1} . Es wurden die Zeiten t_1 bis t_5 ergänzt.

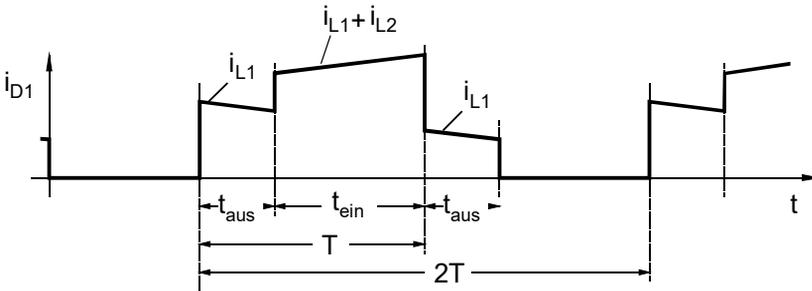


Abb. 11.3:
Stromverlauf
durch D_1 .

Der Strom i_{D1} lässt sich wie folgt beschreiben:

$$i_{D1} = 0 \quad \text{für} \quad 0 \leq t \leq t_{ein}$$

$$i_{D1} = i_{\alpha} = \frac{I_a}{2} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{t_{ein} + 2 \cdot t_{aus}} \cdot t \quad \text{für} \quad 0 \leq t \leq t_{aus}$$

$$i_{D1} = i_{\beta} = \frac{I_a}{2} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{t_{ein} + 2 \cdot t_{aus}} \cdot t_{aus} - \frac{\Delta I}{t_{ein} + 2 \cdot t_{aus}} \cdot t \quad \text{für} \quad 0 \leq t \leq t_{ein}$$

$$+ \frac{I_a}{2} - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{t_{ein}} \cdot t$$

$$i_{D1} = i_{\gamma} = \frac{I_a}{2} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{t_{ein} + 2 \cdot t_{aus}} \cdot (t_{ein} + t_{aus}) - \frac{\Delta I}{t_{ein} + 2 \cdot t_{aus}} \cdot t \quad \text{für} \quad 0 \leq t \leq t_{aus}$$

mit $t_{ein} = v_T \cdot T$ und $t_{aus} = T - t_{ein} = T(1 - v_T)$ folgt für die Ströme:

$$i_{\alpha} = \frac{I_a + \Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{v_T \cdot T + 2T(1 - v_T)} \cdot t = \frac{I_a + \Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{2 - v_T} \cdot \frac{t}{T}$$

$$i_{\beta} = I_a - \frac{\Delta I \cdot T(1-v_T)}{v_T \cdot T + 2T(1-v_T)} - \frac{\Delta I}{v_T \cdot T + 2T(1-v_T)} \cdot t + \frac{\Delta I}{v_T \cdot T} \cdot t$$

$$i_{\beta} = I_a - \frac{\Delta I(1-v_T)}{v_T + 2 - 2v_T} - \frac{1}{v_T + 2(1-v_T)} \frac{\Delta I}{T} \cdot t + \frac{\Delta I}{v_T T} \cdot t$$

$$i_{\beta} = I_a - \frac{\Delta I(1-v_T)}{v_T + 2 - 2v_T} + \frac{-v_T + 2 - v_T}{v_T(2-v_T)} \frac{\Delta I}{T} \cdot t$$

$$i_{\beta} = I_a - \frac{\Delta I(1-v_T)}{(2-v_T)} + \frac{\Delta I \cdot 2(1-v_T)}{v_T(2-v_T)} \cdot \frac{t}{T}$$

$$i_{\gamma} = \frac{I_a}{2} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{\Delta I}{2-v_T} - \frac{\Delta I}{2-v_T} \cdot \frac{t}{T} = \frac{I_a}{2} - \frac{v_T \cdot \Delta I}{2(2-v_T)} - \frac{\Delta I}{2-v_T} \cdot \frac{t}{T}$$

$$i_{\gamma} = \frac{I_a(2-v_T) - v_T \cdot \Delta I}{2(2-v_T)} - \frac{\Delta I}{2-v_T} \cdot \frac{t}{T}$$

11.2.2 Arithmetischer Mittelwert $\overline{i_{D1}}$

Bei dem vorliegenden Wandler ist i_{D1} immer positiv. Deshalb gilt: $\overline{|i_{D1}|} = \overline{i_{D1}}$ der Gleichrichtwert ist gleich dem arithmetischen Mittelwert. Wir erhalten ihn über die von i_{D1} aufgespannte Fläche in Abb. 11.3. Und die Fläche eines Trapezes bekommen wir durch ein Rechteck mit der mittleren Höhe. Damit erhalten wir die Stromzeit-Flächen:

$$\text{Von } I_{L1}: \frac{I_a}{2}(t_{ein} + 2t_{aus}) \quad \text{und von } I_{L2}: \frac{I_a}{2}t_{ein} \quad \overline{i_{D1}} = \frac{1}{2T} \left[\frac{I_a}{2}(t_{ein} + 2t_{aus}) + \frac{I_a}{2}t_{ein} \right] = \frac{I_a}{2}$$

11.2.3 Effektivwert I_{D1}

Bei der Verwendung von Synchrongleichrichtern benötigen wir auch den Effektivwert. Allgemein gilt:

$$I_{D1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D1}^2 dt}$$

$$\text{Hier kann er in drei Abschnitten berechnet werden: } I_{D1} = \sqrt{\frac{1}{2T} \left(\int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt + \int_0^{t_{ein}} i_{\beta}^2 dt + \int_0^{t_{aus}} i_{\gamma}^2 dt \right)}$$

Wie aus Abb. 11.3 zu erkennen ist, hat der Strom i_{D1} die Periodendauer $2T$, was bei der Berechnung des Effektivwertes zu berücksichtigen ist.

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt = \left(\frac{I_a + \Delta I}{2} \right)^2 \cdot (1 - v_T) - \frac{I_a + \Delta I}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2 - v_T} (1 - v_T)^2 + \left(\frac{\Delta I}{2 - v_T} \right)^2 \cdot \frac{1}{3} (1 - v_T)^3$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt = I_a^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{v_T}{4} \right) + I_a \Delta I \left(1 - v_T - \frac{(1 - v_T)^2}{2(2 - v_T)} \right) + \Delta I^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{v_T}{4} - \frac{(1 - v_T)^2}{2(2 - v_T)} + \frac{(1 - v_T)^3}{3(2 - v_T)^2} \right)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt &= I_a^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{v_T}{4} \right) + I_a \Delta I \left(\frac{4 - 2v_T - 4v_T + 2v_T^2 - 1 + 2v_T - v_T^2}{2(2 - v_T)} \right) \\ &+ \Delta I^2 \left(\frac{3(2 - v_T)^2 - 3v_T(2 - v_T)^2 - 6(2 - v_T)(1 - v_T)^2 + 4(1 - v_T)^3}{12(2 - v_T)^2} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt &= I_a^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{v_T}{4} \right) + I_a \Delta I \left(\frac{3 - 4v_T + v_T^2}{2(2 - v_T)} \right) \\ &+ \Delta I^2 (1 - v_T) \left(\frac{3(2 - v_T)^2 - 6(2 - v_T)(1 - v_T) + 4(1 - v_T)^2}{12(2 - v_T)^2} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt &= I_a^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{v_T}{4} \right) + I_a \Delta I \left(\frac{3 - 4v_T + v_T^2}{2(2 - v_T)} \right) \\ &+ \Delta I^2 (1 - v_T) \left(\frac{12 - 12v_T + 3v_T^2 - 12 + 18v_T - 6v_T^2 + 4 - 8v_T + 4v_T^2}{12(2 - v_T)^2} \right) \end{aligned}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt = I_a^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{v_T}{4} \right) + I_a \Delta I \left(\frac{3 - 4v_T + v_T^2}{2(2 - v_T)} \right) + \Delta I^2 (1 - v_T) \left(\frac{4 - 2v_T + v_T^2}{12(2 - v_T)^2} \right)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} i_{\beta}^2 dt = \left[I_a - \frac{\Delta I (1-v_T)}{(2-v_T)} \right]^2 v_T + \left[I_a - \frac{\Delta I (1-v_T)}{(2-v_T)} \right] \frac{\Delta I \cdot 2(1-v_T)}{(2-v_T)} \cdot v_T + \left[\frac{\Delta I \cdot 2(1-v_T)}{(2-v_T)} \right]^2 \cdot \frac{v_T}{3}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} i_{\beta}^2 dt = I_a^2 v_T + \Delta I^2 \left[\frac{(1-v_T)^2 v_T}{(2-v_T)^2} - \frac{2(1-v_T)^2 \cdot v_T}{(2-v_T)^2} + \frac{4(1-v_T)^2 \cdot v_T}{3(2-v_T)^2} \right]$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} i_{\beta}^2 dt = I_a^2 v_T + \Delta I^2 \frac{(1-v_T)^2 \cdot v_T}{3(2-v_T)^2}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\gamma}^2 dt = \left[\frac{I_a (2-v_T) - v_T \cdot \Delta I}{2(2-v_T)} \right]^2 (1-v_T) - \frac{I_a (2-v_T) - v_T \cdot \Delta I}{2(2-v_T)} \frac{\Delta I}{2-v_T} \cdot (1-v_T)^2 + \left(\frac{\Delta I}{2-v_T} \right)^2 \frac{1}{3} (1-v_T)^3$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\gamma}^2 dt = I_a^2 \frac{1-v_T}{4} + I_a \Delta I \left[\frac{-v_T (1-v_T)}{2(2-v_T)} - \frac{(1-v_T)^2}{2(2-v_T)} \right] + \Delta I^2 \left[\frac{v_T^2 (1-v_T)}{4(2-v_T)^2} + \frac{v_T (1-v_T)^2}{2(2-v_T)^2} \right]$$

$$+ \Delta I^2 \frac{(1-v_T)^3}{3(2-v_T)^2}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\gamma}^2 dt = I_a^2 \frac{1-v_T}{4} + I_a \Delta I \frac{-1+v_T}{2(2-v_T)} + \Delta I^2 \frac{(1-v_T)(3v_T^2 + 6v_T - 6v_T^2 + 4 - 8v_T + 4v_T^2)}{12(2-v_T)^2}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} i_{\gamma}^2 dt = I_a^2 \frac{1-v_T}{4} - I_a \Delta I \frac{1-v_T}{2(2-v_T)} + \Delta I^2 \frac{(1-v_T)(4-2v_T+v_T^2)}{12(2-v_T)^2}$$

$$I_{D1}^2 = \frac{1}{2T} \left(\int_0^{t_{aus}} i_{\alpha}^2 dt + \int_0^{t_{ein}} i_{\beta}^2 dt + \int_0^{t_{aus}} i_{\gamma}^2 dt \right)$$

$$\begin{aligned}
 &= I_a^2 \left(\frac{1+v_T}{4} \right) + \frac{I_a \Delta I}{2} \left[1-v_T - \frac{(1-v_T)^2}{2(2-v_T)} + \frac{2-5v_T+3v_T^2}{2(2-v_T)} \right] \\
 &+ \frac{\Delta I^2}{2} \left[\frac{1-v_T}{4} - \frac{(1-v_T)^2}{2(2-v_T)} + \frac{(1-v_T)^3}{3(2-v_T)^2} + \frac{(1-v_T)^2 v_T}{3(2-v_T)^2} + \frac{(1-v_T)(4-2v_T+v_T^2)}{12(2-v_T)^2} \right] \\
 &= I_a^2 \left(\frac{1+v_T}{4} \right) + \frac{I_a \Delta I}{2} \left[\frac{4-4v_T-2v_T+v_T^2+1-2v_T+v_T^2+2-5v_T+3v_T^2}{2(2-v_T)} \right] \\
 &+ \frac{\Delta I^2}{2} (1-v_T) \left[\frac{1}{4} - \frac{(1-v_T)}{2(2-v_T)} + \frac{(1-v_T)^2}{3(2-v_T)^2} + \frac{(1-v_T)v_T}{3(2-v_T)^2} + \frac{(4-2v_T+v_T^2)}{12(2-v_T)^2} \right] \\
 &= I_a^2 \left(\frac{1+v_T}{4} \right) + \frac{I_a \Delta I}{2} \left[\frac{7-13v_T+5v_T^2}{2(2-v_T)} \right] \\
 &+ \frac{\Delta I^2}{2} (1-v_T) \left[\frac{12-12v_T+3v_T^2-6+6v_T+4-8v_T+4v_T^2+4v_T-4v_T^2+4-2v_T+v_T^2}{12(2-v_T)^2} \right] \\
 \\
 I_{D1}^2 &= I_a^2 \left(\frac{1+v_T}{4} \right) + \frac{I_a \Delta I}{2} \left[\frac{7-13v_T+5v_T^2}{2(2-v_T)} \right] + \frac{\Delta I^2}{2} (1-v_T) \left[\frac{14-12v_T+4v_T^2}{12(2-v_T)^2} \right]
 \end{aligned}$$

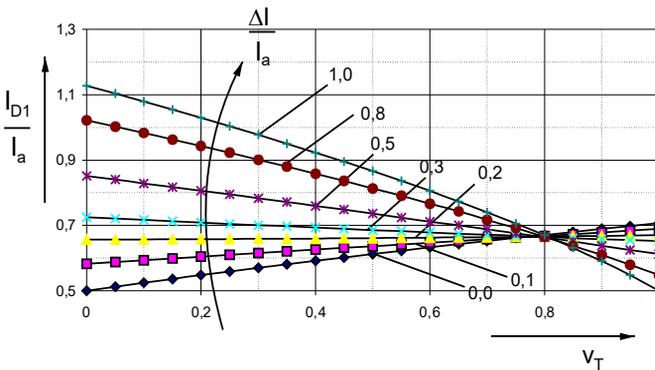


Abb. 11.4: I_{D1} als Funktion vom Tastverhältnis v_T und dem Stromrippel ΔI .

11.2.4 Verlustleistung in D_1

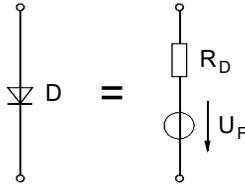


Abb. 11.5: Ersatzschaltung einer Diode in Flussrichtung.

Die Verlustleistung berechnet sich damit: $P_V = \overline{i_{D1}} \cdot U_F + I_{D1}^2 \cdot R_D$

Oder beim Synchrongleichrichter: $P_V = I_{D1}^2 \cdot R_{DSon}$, wenn R_{DSon} der Leitendwiderstand des MOSFETs ist.

11.2.5 Strom durch die Sekundärwicklung I_S

Es ist der Stromanteil I_β von den Diodenströmen. Er fließt in jeder Periode T . Deshalb gilt:

$$I_S = \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_a^2 v_T + \Delta I^2 \frac{(1-v_T)^2 v_T}{3(2-v_T)^2} \right)}$$

11.2.6 Strom durch die Primärwicklung I_P

Den Primärstrom erhalten wir mit dem Übersetzungsverhältnis des Trafos \ddot{u} multipliziert:

$$I_P = \ddot{u} \cdot I_S = \ddot{u} \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_a^2 v_T + \Delta I^2 \frac{(1-v_T)^2 v_T}{3(2-v_T)^2} \right)}$$

11.2.7 Strom durch T_2 und T_4

Wenn der Freilauf über T_1 und T_2 erfolgt, sind die beiden Ströme durch T_3 und T_4 genau gleich dem Primärstrom I_P .

11.2.8 Strom durch T_1 und T_3

Die Ströme durch T_1 und T_2 sind gleich dem Primärstrom. Allerdings kommt der Magnetisierungsstrom des Trafos noch dazu. Er kann erst nach der Dimensionierung des Trafos angegeben werden.

11.2.9 Strom durch die Ausgangsdrosseln

Wie aus Abb. 11.2 zu erkennen, ist der arithmetischen Mittelwert des Stromes durch eine Spule $\overline{i_L} = \frac{I_a}{2}$. Den Effektivwert erhalten wir mit den allgemeinen Formeln in Kapitel 8.4.2 zu

$$I_L = \frac{1}{2} \sqrt{I_a^2 + \frac{\Delta I^2}{3}}$$

11.3 Die CD-Topologie mit Synchrongleichrichter am Ausgang

Bei großen Ausgangsströmen ersetzen wir die Dioden D_1 und D_2 durch geschaltete MOSFETS, die deutlich weniger Durchlassverluste haben.

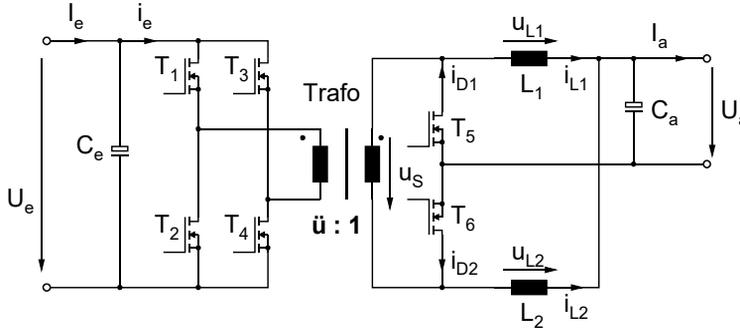


Abb. 11.6: CD-Wandler mit Synchrongleichrichter.

So können Ausgangsströme bis 200 A mit einfachen MOSFETS in SMD-Ausführung erreicht werden. T_5 wird immer dann eingeschaltet, wenn die Diode D_1 in Abb. 11.1 leiten würde. Für T_6 und D_2 gilt dasselbe. Nun muss aber der jeweilige Synchrongleichrichter rechtzeitig ausgeschaltet werden, bevor an ihm die Spannung wieder ansteigt. In der Praxis geht das nur so, dass wir den Transistor ein bisschen früher sperren, als nötig, um Kurzschlussströme auf der Sekundärseite sicher zu vermeiden. Dann kommutiert der Drainstrom des jeweiligen Synchrongleichrichters aus dessen Body-Diode. Wenn nun kurze Zeit darauf die Spannung über dem Synchrongleichrichter ansteigen will, verhindert die Sperrverzugszeit der Body-Diode dies und zieht einen großen Sperrverzugsstrom. Irgendwann (so nach 30ns oder so) reißt der Sperrverzugsstrom ab und die Spannung am Synchrongleichrichter steigt steil an. Der entstehende Spannungsspike kann leicht die zulässige Drain-Source-Spannung des Synchrongleichrichters übersteigen und muss deshalb unterdrückt werden.

Ein geeignetes passives Snubber-Netzwerk, sei hier noch vorgestellt, das exemplarisch an T_5 gezeigt wird:

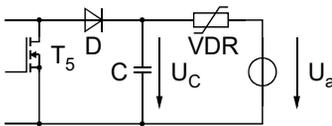


Abb. 11.7: VDR als Spike-Catcher.

Jedes Mal wenn T_5 sperrt und seine Body-Diode durch ihre Sperrverzugszeit einen Spannungsspike erzeugen will, fängt der Kondensator C diesen ab. Die Spannung u_C steigt dann auf einen Wert U_{Cmax} an und klingt exponentiell auf den Wert U_{Cmin} ab. Dabei wird U_{Cmin} durch die VDR-Spannung und U_a bestimmt. Der Entladestrom fließt auf die Ausgangsspannung, wodurch ein Teil der Energie wiederverwertet wird.

Der Kondensator gibt die Energie $\Delta W = \frac{1}{2} C (U_{max}^2 - U_{min}^2)$ ab. Dabei fließt die Ladung

$\Delta Q = C \cdot (U_{max} - U_{min})$ über den VDR. An U_a kommt also die Energie $\Delta W_a = \Delta Q \cdot U_a$ an.

Folglich wird im VDR die Differenz in Wärme umgesetzt:

$$P_{VDR} = f \cdot (\Delta W - \Delta W_a) = \frac{1}{2} C (U_{max}^2 - U_{min}^2) - C (U_{max} - U_{min}) U_a$$

11.4 Zero Voltage Switching

Wie in Kapitel 24 erläutert, hat jeder Trafo eine Streuinduktivität. Sie kann im Zusammenspiel mit den Transistorkapazitäten zum weichen Schalten der Primärbrücke genutzt werden. Exemplarisch wollen wir dies beim Schalten von T_1 und T_2 betrachten. Die Schaltvorgänge von T_3 und T_4 erfolgen analog.

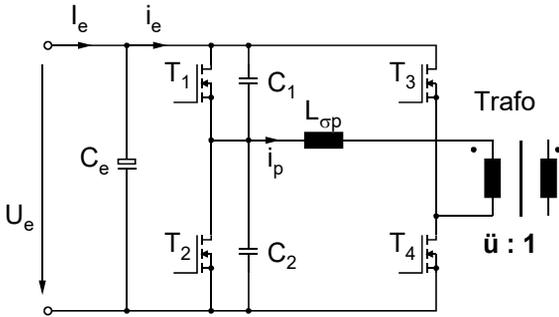


Abb. 11.8: Ausgangskapazitäten C_1 und C_2 und Streuinduktivität L_{op} .

11.4.1 Ausschalten von T_1

Wenn T_1 gesperrt wird, dann fließt i_p in der eingezeichneten Richtung und lädt die Ausgangskondensatoren in endlicher Zeit um, was zu einem erträglichen Spannungsgradienten führt. Der Strom durch T_1 kommutiert dabei sofort nach seinem Ausschaltvorgang auf C_1 . Dadurch schaltet T_1 bei nahezu der Spannung null ab, hat also keine Schaltverluste und erzeugt so gut wie keine Störungen. Nach dem die Spannung über C_2 auf null abgesunken ist, kann T_2 verlustfrei eingeschaltet werden.

11.4.2 Ausschalten von T_2

Beim Sperren von T_2 fließt i_p in umgekehrter Richtung und zwar getrieben durch die Streuinduktivität L_{op} . Der Strom durch T_2 kommutiert fast schlagartig auf dessen Ausgangskapazität C_2 . T_2 schaltet also bei Spannung null aus. Die Spannung an C_2 steigt mit endlicher Steigung an und wenn die Drain-Source-Spannung von T_1 zu null geworden ist, kann dieser ohne Schaltverluste eingeschaltet werden.

Voraussetzung für den zweiten Vorgang ist, dass noch genügend Energie in der Streuinduktivität vorhanden ist, wenn der Schaltvorgang erfolgt. Dazu werden während t_{aus} (beispielsweise) die beiden Low Side Transistoren leitend geschaltet und der Strom sozusagen eingefroren. Damit ist sowohl die Sekundärseite als auch die Primärseite während t_{aus} kurzgeschlossen. Die Stromverteilung kann mit folgendem Ersatzschaltbild berechnet werden:

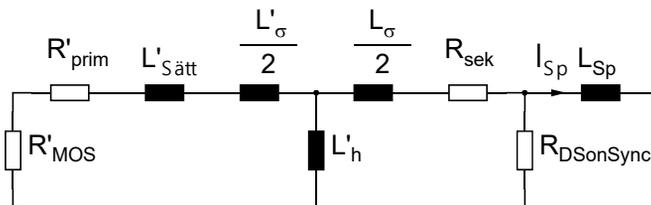


Abb. 11.9: Ersatzschaltbild zur Stromverteilung auf Primär- und Sekundärseite.

12 Blindleistungskonverter

12.1 Vorbemerkung

Hier wird ein Wandler vorgestellt, der parallel am Netz betrieben Blindleistung aufnehmen kann. Mit ihm ist es möglich, stufenlos die Blindleistung einzustellen und damit den $\cos\varphi$ frei zu verschieben, um beispielsweise einen $\cos\varphi = 1,0$ einzustellen. Diese Forderung wird von den Netzbetreibern bei Energieerzeugungsanlagen gefordert und darüber hinaus müssen Solarwechselrichter als Blindleistungserzeuger über Rundsteuersignale konfigurierbar sein.

Die klassische Methode mittels parallel zum Netz geschalteter Kondensatoren hat die Einschränkungen, dass die Blindleistungskompensation nur in festen Stufen erfolgen kann und dass keine induktive Blindleistung erzeugt werden kann. Stand der Technik bei Solarwechselrichtern ist, dass über den Polwender, der Ausgangsbrücke des Wechselrichters in Zusammenspiel mit dem Zwischenkreiskondensator diese Funktion realisiert wird. Zum einen setzt dies aber Wechselrichter größerer Leistung voraus und zum anderen können dezentrale Modulwechselrichter, die naturgemäß eine kleinere Leistung haben, technisch nicht sinnvoll zur Blindleistungserzeugung herangezogen werden. Hier empfiehlt sich eher eine zentrale Lösung und hierfür und für weitere Anwendungen kann der hier beschriebene Blindleistungskonverter eingesetzt werden. Die Ausführungen sind angelehnt an [15].

12.2 Funktionsprinzip

Es wird zusätzlich zum Netz eine zweite Wechselspannungsquelle U_K verwendet, die die gleiche Frequenz und die gleiche Phasenlage wie die Netzspannung U_N hat, aber in ihrer Spannungshöhe veränderbar ist. Zwischen beide Spannungsquellen wird eine Induktivität geschaltet.

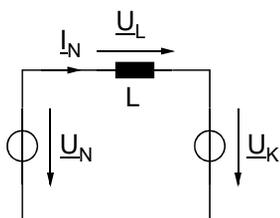


Abb. 12.1: Prinzipschaltung

Für $|\underline{U}_K| = |\underline{U}_N|$, ist $U_L = 0$ und damit auch $I_N = 0$. Die Schaltung verhält so, als ob sie nicht vorhanden wäre.

Machen wir nun $|\underline{U}_K| < |\underline{U}_N|$, dann fließt ein Strom I_N und zwar positiv in der eingezeichneten Richtung. Für $|\underline{U}_K| > |\underline{U}_N|$ wird er hingegen negativ. Dabei hat er eine Phasenverschiebung von 90° nacheilend bezogen auf \underline{U}_L . An Hand eines Zeigerdiagramms wollen wir uns über dessen Phasenlage Klarheit verschaffen:

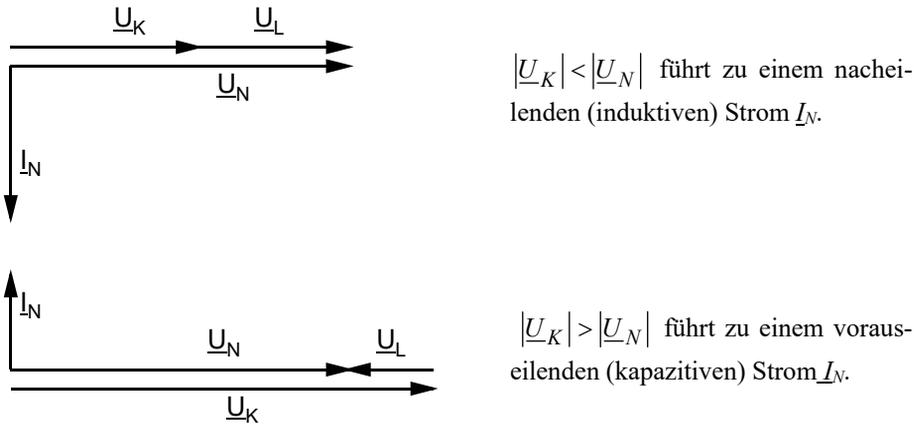


Abb. 12.2: Zeigerdiagramm des Blindleistungskonverters.

12.3 Schaltung zur Realisierung

Die zweite Spannungsquelle kann mit einer H-Brücke und einem Zwischenkreiskondensator C_{ZK} aufgebaut werden.

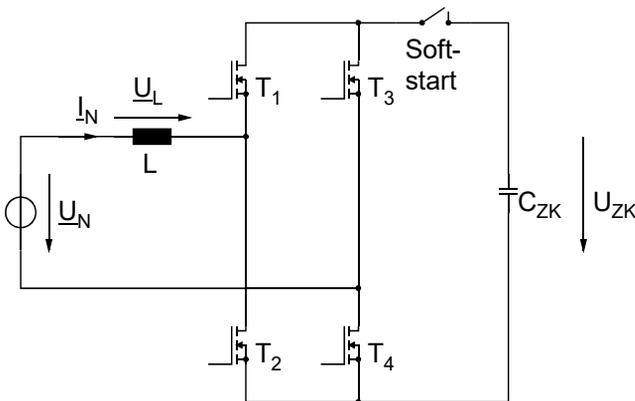


Abb. 12.3: Leistungs-
teil des Blindleis-
tungskonverters.

Die H-Brücke wird so betrieben, dass im zeitlichen Mittel die Spannung U_K entsteht. Beispielsweise kann für die positive Halbwelle von \underline{U}_N T_4 leitend geschaltet werden und T_1 und T_2 werden mit einem sinusförmig modulierten PWM-Signal angesteuert. Bei der negativen Halbwelle bleibt T_2 leitend und T_3 und T_4 werden getaktet. Die PWM-Frequenz kann z.B. bei 80kHz liegen, also deutlich höher als die Netzfrequenz.

12.3.2 Strommessung

Da die Induktivität zwar die Hochfrequenz (80kHz) glättet, bezüglich der Netzfrequenz aber als Blindwiderstand wirken soll, müsste sie recht groß gebaut werden. Um dies zu vermeiden, kann die Schaltung durch eine Strommessung und -regelung erweitert werden, die den Strom \underline{I}_N auch bei kleiner Induktivität L 50Hz-sinusförmig regelt. Gemessen werden muss also der

Strom I_N . Die direkte Messung wäre aufwändig und bedingt durch die hohen Spannungssprünge an der Induktivität schwierig zu realisieren und stör anfällig. Deshalb soll hier eine robuste Strommessung vorgestellt werden.

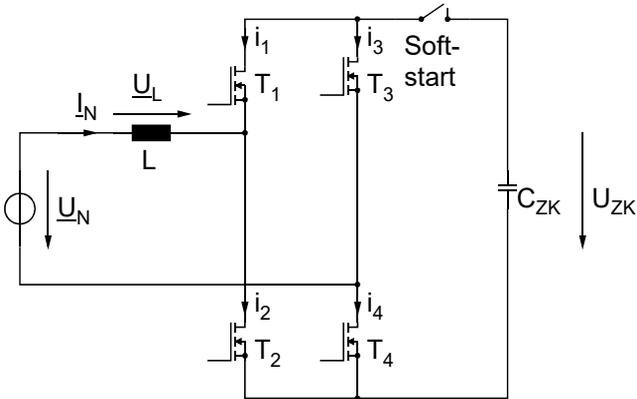


Abb. 12.4: Strommesspfade.

In jeden Strommesspfad i_1 bis i_4 wird ein Stromwandler eingebaut, der folgende Schaltung aufweist:

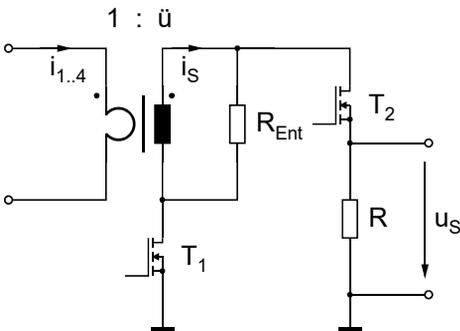


Abb. 12.5: Jeweilige Stromwandlerschaltung für i_1 bis i_4 . Siehe hierzu auch Kap. 30.

T_1 und T_2 werden gleichzeitig, synchron eingeschaltet und zwar immer dann, wenn der jeweilige Pfad den Strom I_N führt. Die Schaltung kann positive und negative Ströme gleichermaßen erfassen und als stromproportionale Spannung u_s ausgeben. Für jeweils eine Halbbrücke, also beispielsweise i_1 und i_2 kann R gemeinsam gewählt werden, wodurch die Ausgangsgröße u_s bis auf kurze Spannungseinbrüche im Umschaltzeitpunkt kontinuierlich den Stromwert liefert. Die Auswertung mittels eines μC 's wird damit recht einfach.

Insgesamt wirkt die Strommessung recht aufwändig, da wir 4 Stromwandler benötigen. Für einen Prototyp spielt das aber eine untergeordnete Rolle. Da der Strom I_N immer über beide Halbbrücken fließt, reicht die Strommessung an einer Halbbrücke aus, also etwa durch Messen von i_1 und i_2 . Damit wird auch nur ein AD-Kanal am μC benötigt. Die Stromwandlertrafos können sehr klein und damit billig ausgeführt werden, da sie nur für eine kleine Spannungszeitfläche ausgelegt werden müssen. Siehe Kap. 24

12.3.3 Nachregeln der Spannung U_{ZK}

Wir sind bisher davon ausgegangen, dass U_{ZK} konstant sei. Prinzipiell wird sie nur mit Blindleistung belastet, was bedeutet, dass Energie von ihr geholt wird und in der nächsten Netzviertelwelle in gleicher Höhe wieder aufgebracht wird. Somit bleibt sie im Mittel konstant. Bei endlichen Wirkungsgrad jedoch wird sie sich langsam erniedrigen oder erhöhen. Dann ist eine

Nachregelung nötig. Der Zwischenkreiskondensator muss nachgeladen oder eventuell auch entladen werden.

Wir wollen hier noch zeigen wie das direkt vom Netz erfolgen kann, also ohne ein zusätzliches Netzteil. Wir lassen neben dem reinen Blindstrom wie wir es bisher getan haben zusätzlich einen Wirkstrom zu. Den Wirkstrom können wir erreichen, wenn wir der Spannung \underline{U}_K eine kleine Phasenabweichung zur Netzspannung geben. Zur Erklärung bemühen wir wieder ein Zeigerdiagramm.

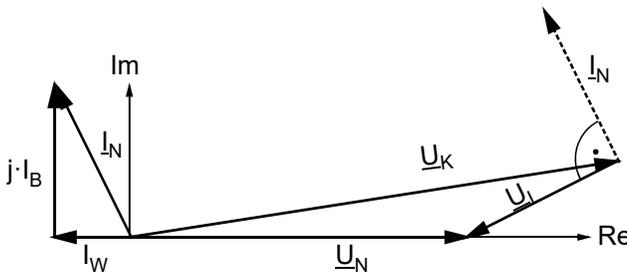


Abb. 12.6: \underline{U}_K eilt \underline{U}_N voraus. C_{ZK}

wird entladen bei gleichzeitig kapazitiver Blindleistung.

Wie in Abb. 12.6 gezeigt liegt I_N nicht mehr senkrecht nach oben, sondern schräg nach links geneigt. Er enthält den Blindanteil I_B und den Wirkanteil I_W , welcher negativ ist. C_{ZK} wird also entladen.

Für den Fall, dass wir C_{ZK} aufladen wollen, lassen wir der Netzspannung nacheilen. Und machen sie z.B. betragsmäßig kleiner. Wir erhalten folgendes Zeigerdiagramm:

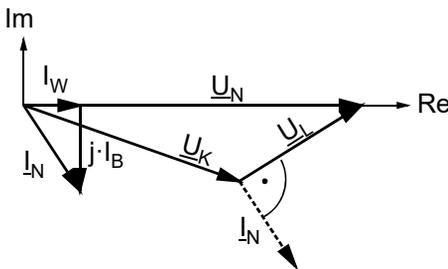


Abb. 12.7: Der Wirkanteil von I_N ist positiv C_{ZK} wird aufladen bei gleichzeitig induktiver Blindleistung.

Die beiden anderen Fälle: \underline{U}_K eilt vor und ist kleiner als \underline{U}_N , und \underline{U}_K eilt nach und ist größer als \underline{U}_N lassen sich leicht aus den obigen Zeigerdiagrammen herleiten.

12.3.4 Stromverläufe

Bisher sind wir von einem sinusförmigen Netzstrom ausgegangen. Meistens ist dies gewünscht. Es sind jedoch Fälle denkbar, wo wir gezielt Verzerrungen auf dem Netz ausgleichen möchten. Das können wir mit dem vorliegenden Blindleistungskonverter auch tun, in dem wir dem Stromregler einen anderen, nichtsinusförmigen Stromverlauf als Sollwert vorgeben. Dieser Stromverlauf kann prinzipiell beliebig sein. Er muss nur dem Mikrocontroller bekannt sein und von dem generiert werden.

Damit sind wir in der Lage, das Netz gezielt zu korrigieren und zwar auch dynamisch. Und wir können dies an einer zentralen Stelle tun. So könnten wir eine Blindstromkompensation für ein ganzes Wohnviertel auf der Niederspannungsebene vornehmen, etwa direkt an der Trafostation und würden uns so die PFC-Schaltungen in jedem Gerät einsparen.

13 PFC Power-Factor-Corrector

13.1 Problemstellung

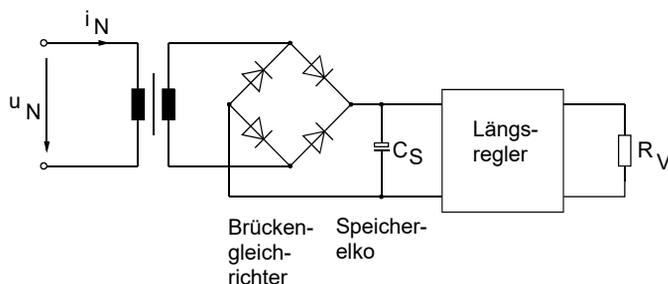


Abb. 13.1: Schaltung eines „klassischen“ Netzgerätes.

In Abb. 13.1 ist die Schaltung eines konventionellen Netzgerätes gezeichnet. Die Netzspannung wird mit einem 50Hz-Transformator heruntertransformiert. Der nachfolgende Brückengleichrichter lädt den Speicherelko C_S . Der Speicherelko übernimmt die Stromlieferung für den Verbraucher, wenn die herunter transformierte Netzspannung betragsmäßig kleiner als die Kondensatorspannung ist. Er muss fast 10 ms lang den Strom für den Verbraucher liefern, bis er von der Netzseite wieder nachgeladen wird. Wird er dann nachgeladen, fließt kurzzeitig ein hoher Strom, der vom Netz geliefert wird. Dadurch verläuft der Netzstrom i_N impulsförmig, etwa so, wie er in Abb. 13.2 dargestellt ist.

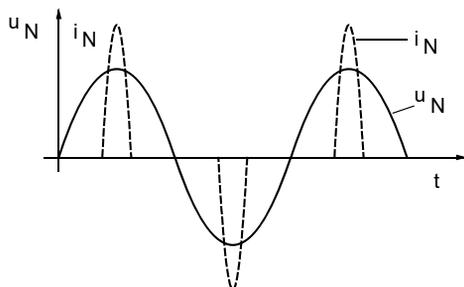


Abb. 13.2: Netzspannung u_N und Netzstrom i_N beim „klassischen“ Netzgerät.

Man spricht auch von einem Netzstrom, der stark oberwellenbehaftet ist. (Die Oberwellen werden in Kapitel 16.5 für diesen Fall berechnet.) Die Oberwellen verursachen unnötige Verluste auf dem Netz und „verbiegen“ die sinusförmige Netzspannung zu einer Delle im Bereich des Scheitelwertes der Netzspannung, weil dort der hohe Strom ohmsche und induktive Spannungsabfälle auf den Zuleitungen verursacht.

13.2 Definition des Leistungsfaktors

Zur quantitativen Beschreibung der Netzbelastung will man nun nicht jedes Mal eine Liste der Oberwellenamplituden aufstellen, sondern die Netzbelastung durch einen simplen Faktor angeben. In Anlehnung an die elektrischen Maschinen wird auch für die Schaltnetzteile das Verhältnis von Wirkleistung zur Scheinleistung verwendet:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (13.1)$$

Darin ist φ die Phasenverschiebung zwischen Netzspannung und aufgenommenem Strom, P ist die Wirkleistung der Maschine oder des Wandlers mit der Einheit [W] und S ist die Scheinleistung, meist in der Einheit [VA] angegeben.

$\cos \varphi$ heißt auch Leistungsfaktor, Wirkfaktor oder Verschiebungsfaktor und „power factor“ oder „performance factor“.

Netzteile ohne PFC haben im Gegensatz zu den Maschinen eine impulsförmige Stromaufnahme (Abb. 13.2). Dieser Stromimpuls, der eventuell nur eine vernachlässigbare Phasenverschiebung zur Spannung hat, enthält nach Fourier zahlreiche Oberwellen. Wir wollen hier zeigen, dass die Definition nach Gl. (13.1) auch diesen Fall abdeckt. Die folgenden Ausführungen sind mit Hilfe von /1/ entstanden.

Für einen beliebigen periodischen Strom- oder Spannungsverlauf gilt:

$$i = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \psi_1) + I_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \psi_2) + I_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + \psi_3) + \dots$$

$$u = U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots$$

mit den Gleichungen $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$ und $U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}$ für die Berechnung der Effektivwerte

folgt daraus: $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}$ und $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}$

Die im Mittel von einem Verbraucher bei der Spannung u und dem Strom i aufgenommene Leistung ist die Wirkleistung

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt$$

$$\Rightarrow P = U_1 I_1 \cos(\varphi_1 - \psi_1) + U_2 I_2 \cos(\varphi_2 - \psi_2) + U_3 I_3 \cos(\varphi_3 - \psi_3) + \dots$$

Bei einem starren Netz sind die Oberwellen der Spannung näherungsweise Null:

$$\Rightarrow P = U_1 I_1 \cos(\varphi_1 - \psi_1) \quad \text{und} \quad S = U_1 I = U_1 \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}$$

Mit den letzten beiden Gleichungen folgt damit für den power factor PF :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{I_1 \cos(\varphi_1 - \psi_1)}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}}$$

In anderen Anwendungen wie z. B. der Audiotechnik wird der Klirrfaktor

$$k = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I}$$

verwendet oder der Grundschwingungsgehalt $g = \frac{I_1}{I}$ und es gilt: $k^2 + g^2 = 1$. Für $\varphi_1 = \psi_1$ ist der Grundschwingungsgehalt gleich dem Leistungsfaktor PF .

13.3 Geltende Norm

Die Netzbetreiber verlangen nun, dass die elektrischen Verbraucher ein „netzfreundliches Verhalten“ ausweisen und fordern einen ausreichend hohen Leistungsfaktor. Europaweit gilt die Norm EN 61000-3-2 und ihre Anhänge. Sie schreibt für Verbraucher über 75 W eine Korrektur des Leistungsfaktors vor. Die zulässigen Maximalwerte der Stromoberwellen sind in Tabelle 13.1 angegeben. Netzgeräte, welche die Grenzwerte nicht einhalten, dürfen nicht auf den Markt gebracht werden.

Oberwelle n	Zulässiger Oberwellenstrom je Watt [mA/W]	Maximal zulässiger Oberwellenstrom [A]
Ungerade Harmonische		
3	3,4	2,3
5	1,9	1,14
7	1,0	0,78
9	0,5	0,4
11	0,35	0,33
13	0,3	0,21
15 und größer	$3,85/n$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$
Gerade Harmonische		
2	1,8	1,08
4	0,7	0,42
6	0,5	0,30
8 und größer	$\frac{3}{n}$	$\frac{1,80}{n}$

Tabelle 13.1: Strommaximalwerte der Oberwellen für Geräte mit einer Leistungsaufnahme von 75 W bis 600 W.

13.4 Lösung durch PFC

Durch zusätzlichen Schaltungsaufwand wird der Netzstrom so korrigiert, dass er trotz Speichereleko sinusförmig verläuft. Die prinzipielle Schaltung sieht folgendermaßen aus:

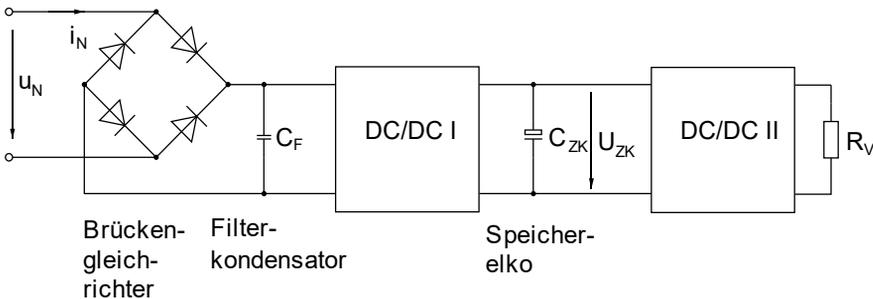


Abb. 13.3: PFC-Schaltungsprinzip.

Der erste DC/DC-Wandler (DC/DC I) wandelt die gleichgerichtete, pulsierende Netzspannung auf die Spannung des Speicherelektros C_S . Er arbeitet üblicherweise als Aufwärtswandler wie er in Kapitel 3 in diesem Buch beschrieben wird. Die Spannung des Speicherelektros liegt bei 350 V bis 400 V.

Der zweite DC/DC-Wandler (DC/DC II) wandelt diese hohe Spannung auf die Verbraucherspannung herunter. Dafür eignen sich praktisch alle Wandler, die in diesem Buch vorgestellt werden. Besonders beliebt für DC/DC II ist aktuell der LLC-Wandler. Siehe Kap. 17.

Die PFC-Funktion findet ausschließlich durch DC/DC I statt. An dessen Eingang liegt die gleichgerichtete Netzspannung. Sie verläuft sinusbetragsförmig. C_F ist ein reiner Filterkondensator für die hohe Schaltfrequenz von DC/DC I und hat für die Netzfrequenz praktisch keinen Einfluss. DC/DC I arbeitet über den ganzen Spannungsbereich von nahezu 0 V bis zum Scheitelwert der Netzspannung (325 V). Er regelt dabei den Netzstrom so, dass er proportional zur Netzspannung ist. Bei Lastschwankungen am Verbraucher hält ein übergeordneter Regler die Spannung auf C_S in den erlaubten Grenzen, indem er die Proportionalitätskonstante verändert. Die Wirkung zeigt Abb. 13.4.

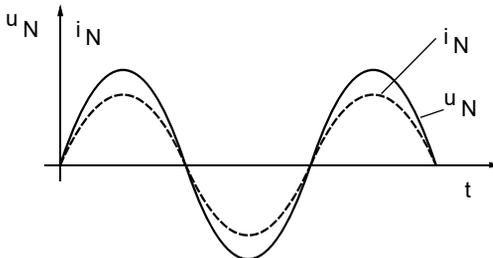


Abb. 13.4: Netzspannung u_N und Netzstrom i_N mit PFC.

Die PFC-Schaltung wirkt zunächst recht kompliziert und ist es in gewisser Weise auch. Erleichternd kommt jedoch hinzu, dass es zahlreiche ICs für die Ansteuerung der PFC-Schaltungen gibt. Die Veränderung einer Proportionalitätskonstanten bedeutet in der Praxis eine Multiplikation. Deshalb enthalten die ICs einen analogen Multiplizierer. Sie enthalten ebenfalls die notwendigen Reglerstrukturen. Lediglich die Reglerzeitkonstanten werden mit RC-Glieder extern eingestellt. Eine eventuell notwendige Potentialtrennung (erfolgt meist in DC/DC II) und die dazu notwendige potentialtrennende Ansteuerung müssen extern des ICs realisiert werden.

Für eine Vertiefung des Themas PFCs empfiehlt sich das Studium der „Application notes“ der IC-Hersteller. (Unitrode, SGS u. a., siehe hierzu auch die Literaturliste am Ende des Buches.)

13.5 Die Größe des Zwischenkreis-Elkos C_{ZK}

Die Netzspannung verläuft sinusförmig und die PFC-Schaltung sorgt dafür, dass der Netzstrom ebenso sinusförmig verläuft. Dann hat die vom Netz gelieferte Leistung einen quadratsinusförmigen Verlauf. Die Leistung p_N ist in Abb. 13.5 zusammen mit der Netzspannung und dem –Strom eingezeichnet. Sie ist im Nulldurchgang der Spannung null und im Scheitelwert maximal. Der Verbraucher verlangt üblicherweise eine konstante Leistung. Sie ist der arithmetische Mittelwert von p_N und ist in Abb. 13.5 als $\overline{p_N}$ eingetragen. Die von der PFC-Schaltung abzugebende Leistung ist also konstant und die vom Netz gelieferte Leistung schwankt zwischen null und dem doppelten Wert. Wir benötigen also rein physikalisch einen Energiespeicher, der eine Drossel oder ein Kondensator sein könnte. Wenn wir die Energiemenge berech-

nen, die dort gespeichert werden muss, kommt nur ein Elko in Frage. Er muss die in Abb. 13.5 als schraffierte Fläche eingezeichnete Energie aufnehmen und danach wieder abgeben.

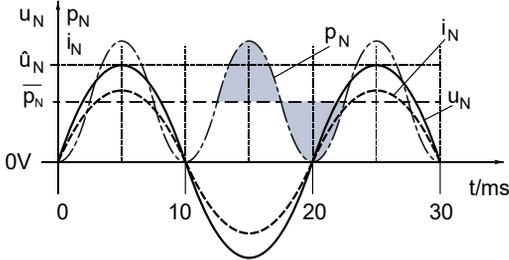


Abb. 13.5: Leistung vom Netz.

Der Elko C_{ZK} wird von 12,5ms bis 17,5ms aufgeladen und danach wieder entladen. Die Spannung U_{ZK} hat somit bei 12,5ms ihren Minimalwert und bei 17,5ms ihren Maximalwert erreicht. Die Energie, die der Elko dabei aufnimmt ist

$$\Delta E = \int_0^{\pi} \overline{p_N} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\overline{p_N}}{\omega} [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \overline{p_N} \frac{2}{\omega} = \overline{p_N} \frac{T}{\pi} \quad (13.2)$$

Darin ist $\overline{p_N}$ die Nominalleistung der PFC-Stufe und $T = 10\text{ms}$, da die Leistung mit der doppelten Netzfrequenz oszilliert.

Die gleiche Energie ΔE muss der Elko aufnehmen, wenn er sich von U_{\min} auf U_{\max} auflädt. Für ihn gilt:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_{ZK} (U_{\max}^2 - U_{\min}^2) \quad (13.3)$$

Gl. (13.2) und Gl. (13.3) gleichgesetzt liefert:

$$C_{ZK} = \frac{2\overline{p_N}T}{\pi(U_{\max}^2 - U_{\min}^2)} \quad (13.4)$$

Für die Zahlenwerte $\overline{p_N} = 1\text{kW}$, $U_{\max} = 400\text{V}$, $U_{\min} = 360\text{V}$ erhalten wir mit Gl. (13.4) $C_{ZK} = 209\mu\text{F}$. Für die Praxis ist der Spannungshub schon recht groß, sodass wir eher $330\mu\text{F}$ einsetzen müssen. Wohlgermerkt $330\mu\text{F}/400\text{V}$.

13.6 Betriebsarten zur Leistungsfaktorkorrektur

Auf einen Fachartikel sei besonders hingewiesen /28/: Herr Dalal stellt unterschiedliche Stromverläufe für den Aufwärtswandler (DC/DC I) gegenüber. Dieser Wandlertyp wurde in Kapitel 3 ausführlicher behandelt und wir möchten darauf verweisen. An dieser Stelle sei nur kurz auf die möglichen Stromverläufe in der Speicherdrossel hingewiesen, die Herr Dalal folgendermaßen beschreibt:

Es gibt den CRM (Critical conduction Mode), den Betrieb an der Lückgrenze. Der Strom lükt gerade noch nicht, geht aber in Dreiecksform bis auf null herunter. Er sitzt mit seiner unteren Ecke auf der Abszisse auf. Der Betriebsmodus ist in Abb. 13.6 dargestellt.

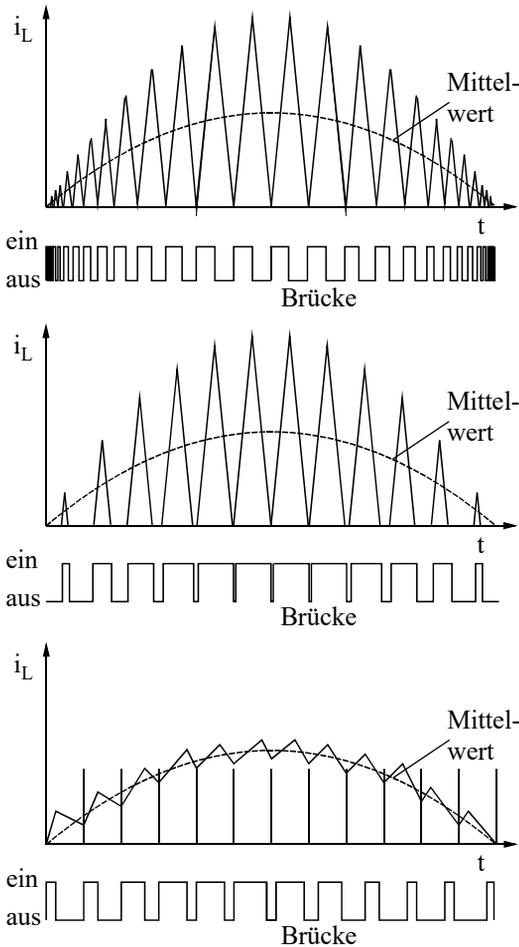


Abb. 13.6: Betrieb an der Lückgrenze (CRM).

Abb. 13.7: Betrieb mit lückendem Strom (DCM).

Abb. 13.8: Betrieb mit nicht lückendem Strom (CCM).

Dann gibt es den DCM (Discontinuous Mode), den Betrieb mit lückendem Strom. Er ist in Abb. 13.7 angegeben. Zeitweilig wird der Strom Null und bleibt eine ganze Weile auf null, bevor er dann wieder erneut ansteigt.

Und schließlich kann der Wandler im nicht lückenden Betrieb arbeiten, im CCM (Continuous Conduction Mode). Er ist in Abb. 13.8 skizziert. Der Strom wird überhaupt nie Null. Er hat nur noch einen kleinen Rippel um den Mittelwert herum. In Abb. 13.6 bis Abb. 13.8 ist der mittlere Spulenstrom gestrichelt eingezeichnet. Beim CRM und beim DCM hat der Spulenstrom hohe Spitzenwerte. Die Induktivität, der Leistungsschalter, die Diode und die Elkos müssen für einen hohen Effektivstrom ausgelegt werden. Andererseits ist der Induktivitätswert klein im Vergleich zum CCM. Beim CCM sind die Strombelastungen der Bauelemente kleiner. Und mit Strombelastung sind hier die Leitungsverluste gemeint. Ganz anders sieht es mit den Schaltverlusten aus. Diese verhalten sich gerade umgekehrt. Wenn der Leistungsschalter beim Strom Null einschaltet, wie es beim CRM und beim DCM der Fall ist, hat er keine Einschaltverluste. Beim CCM hingegen sind sie beträchtlich. Erschwerend kommt noch der Rückwärtsstrom der Diode dazu. Er ist häufig viel gravierender als die anderen Verluste. Insofern ist es

immer schwierig oder gar unmöglich einen Wandler generell zu favorisieren. Vielmehr muss im konkreten Fall die Summe aller Verluste über das Konzept entscheiden und das kann je nach Anwendungsfall und Anforderungsprofil unterschiedlich ausfallen.

Betriebsart	CRM	DCM	CCM
Frequenz	variabel (hoch nahe dem Null-durchgang)	konstant	konstant
Spitzenstrom	hoch	hoch	niedrig
Recovery-Verluste	keine	keine	Ja, (Sperrverzugszeit der Diode)
Typischer Leistungsbereich	50 W bis 500 W	50 W bis 500 W	100 W aufwärts

Tabelle 13.2: Vergleich der PFC-Betriebsarten.

Abschließend sei zu den PFC-Schaltungen noch angemerkt, dass die eigentliche Energiespeicherung zur Überbrückung der 100Hz-Halbwelle auf dem Speicherelektrolyt C_S erfolgt. Sein Kapazitätswert hängt praktisch nur vom Strom ab, da die Netzfrequenz vorgegeben ist. Auch die Funktionsweise der PFC-Schaltung beeinflusst die Größe von C_S nicht. Somit ist C_S in ähnlicher Größe nötig wie bei einem „klassischen“ Netzteil. Die Speicherung erfolgt zwar auf hohem Spannungsniveau, was für die Baugröße eines Kondensators günstig ist. Dennoch dürfen wir uns nicht wundern, wenn C_S das größte oder eines der größten Bauelemente der ganzen PFC-Schaltung ist. Eine Energiespeicherung ist rein physikalisch mit einem gewissen Volumen des Speicherelements verbunden und kann deshalb nicht beliebig verkleinert werden.

13.7 Betrieb im CRM

Die gleichgerichtete Netzspannung ist ein Betragssinus. Für die PFC-Stufe (DC/DC I in Abb. 13.3) ist es die Eingangsspannung, die bezogen auf dessen Arbeitsfrequenz eine Gleichspannung ist, die sich langsam ändert. DC/DC I arbeitet als Aufwärtswandler mit der nahezu konstanten Ausgangsspannung an C_S . Sie muss über dem Scheitelwert der Netzspannung liegen und muss unter 400V bleiben, weil es Elkos nur sinnvoll bis 400V gibt.

Von allen in Kap. 13.6 vorgestellten Betriebsarten benötigt der CRM (Betrieb an der Lückgrenze) keine schnelle Stromregelung. Bisweilen wird der Betrieb auch als „natürliche“ PFC bezeichnet, die wir uns nachfolgend anschauen wollen.

13.7.1 Natürliche PFC

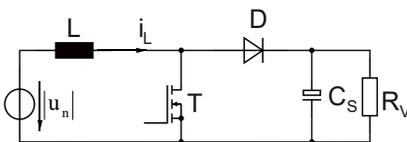


Abb. 13.9: Schaltung des Aufwärtswandlers.

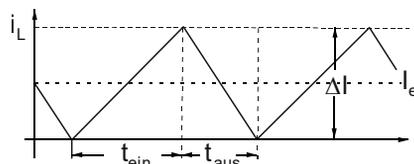


Abb. 13.10: Spulenstrom.

Beim CRM ist der Eingangsstrom gleich dem arithmetische Mittelwert $I_e = \overline{i_L}$. Und die Fläche eines Dreiecks ist die halbe Höhe vom Dreieck mal der Hypotenusen. Somit gilt: $I_e = \frac{\Delta I}{2}$. Die Grundgleichung an der Induktivität liefert $|u_n| = L \frac{\Delta I}{t_{ein}}$ und wenn wir noch ΔI einsetzen:

$$|u_n| = L \frac{2I_e}{t_{ein}} \quad (13.5)$$

Wenn wir in Gl. (13.5) L als konstant betrachten und dafür sorgen, dass t_{ein} konstant gehalten wird, dann bekommen wir eine strenge Proportionalität zwischen dem Eingangsstrom und der Eingangsspannung.

$$I_e \sim |u_n|$$

Wenn also $|u_n|$ betragssinusförmig verläuft, dann tut es I_e auch. $\frac{|u_n|}{I_e} = \frac{2L}{t_{ein}}$ ist ein rein ohmscher Widerstand und der Eingangswiderstand der PFC-Schaltung, den das Netz sieht. Damit ist die PFC-Forderung erfüllt!

Wir müssen also nur dafür sorgen, dass i_L immer dreieckförmig verläuft, der Aufwärtswandler also immer an der Lückgrenze arbeitet. Was müssen wir tun?

- Wir müssen t_{ein} mindestens über eine Netzhalbwelle konstant halten und
- Wir müssen genau beim Strom null wiedereinschalten.

Für a) brauchen wir einen Spannungszeit-Wandler oder ein Mono-Flop mit steuerbarer Mono-Zeit. Und für b) eine Strom-null-Erkennung, die z.B. mit einer Hilfswicklung von L realisiert werden kann.

13.7.2 Spannungszeitwandler

Für die Teilaufgabe a) in Kap. 13.7.1 sei eine einfache Schaltung mit Standard-Bauelementen angegeben. Ein Auszug einer PFC-Schaltung ist in Abb. 13.11 gezeigt.

Der Micro-Controller „S08QD4“ liefert an Pin 8 ein PWM-Signal, das mit R_{12}/R_{24} herunter geteilt wird und mit C_9 und R_1/C_4 Tiefpass gefiltert wird. Die Schaltung ist ein einfacher DA-Wandler. Am Komparator IC2A steht am Pin 3 somit eine Gleichspannung an, die über das Tastverhältnis vom PWM-Signal eingestellt werden kann. Am invertierenden Eingang von IC2A steigt die Spannung von null aus beginnend an, weil C_5 über R_2 aufgeladen wird. Sobald die Spannung an Pin 2 die Spannung an Pin 3 erreicht hat, schaltete der Komparator und setzt das RS-Flipflop IC3A/B. Mit dem ZVN3310 wird der Kondensator C_5 wieder entladen und damit für den nächsten Vorgang vorbereitet. Die Zeit zum Laden von C_5 ist die t_{ein} -Zeit des Aufwärtswandlers in Abb. 13.9. Sobald das Flipflop gesetzt ist, beginnt t_{aus} . Der Zustand bleibt solange erhalten, bis der Stromnulldetektor das Flipflop wieder zurücksetzt.

Der uC kann mit jeder Netzhalbwelle synchronisiert werden und kann so programmiert werden, dass er nur im Nulldurchgang der Netzspannung eine Veränderung von t_{ein} vornimmt. Dann bleibt t_{ein} über die ganze Halbwellen konstant, was eine sehr saubere sinusförmige Stromaufnahme ergibt. Hier wurden zwei Tiefpassfilter 1. Ordnung hintereinandergeschaltet (C_9 und

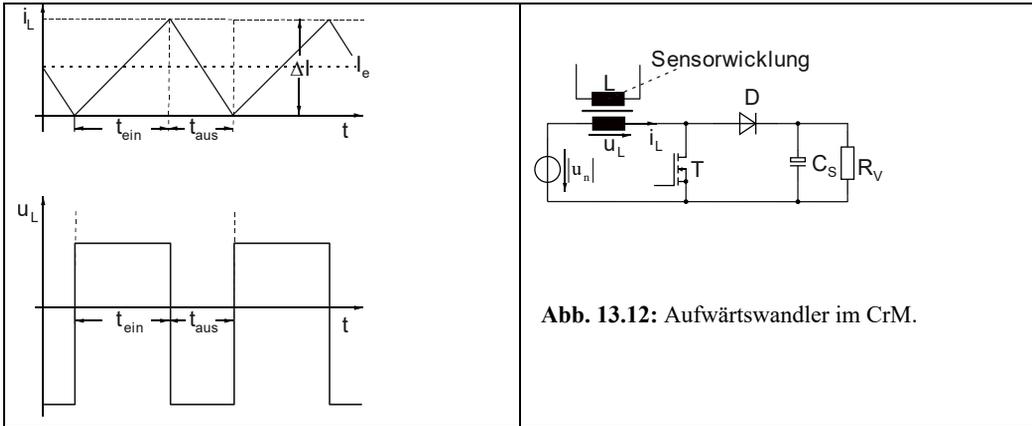


Abb. 13.12: Aufwärtswandler im CrM.

13.7.4 Frequenzbereich

Beim Aufwärtswandler (siehe Kap. 3) gilt an der Lückengrenze:

$$U_e = L \frac{2I_e}{t_{ein}} \quad \text{und} \quad U_{ZK} - U_e = L \frac{2I_e}{t_{aus}} \quad \text{und damit für die Arbeitsfrequenz:}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{ein} + t_{aus}} = \frac{1}{\frac{2LI_e}{U_e} + \frac{2LI_e}{U_{ZK} - U_e}} \tag{13.6}$$

Für sehr kleine Eingangsspannungen (in der Nähe des Nulldurchgangs der Netzspannung) wird $2I_e$ sehr klein und damit auch t_{aus} sehr klein und ist im Extremfall gegenüber t_{ein} vernachlässigbar. Dann erhalten wir für $f = f_0 = \frac{1}{t_{ein}} = \frac{1}{\frac{2LI_e}{U_e}}$ und können Gl. (13.6) auf dies Bezugsgröße normieren:

$$f_n = \frac{f}{f_0} = 1 - \frac{U_e}{U_{ZK}} \tag{13.7}$$

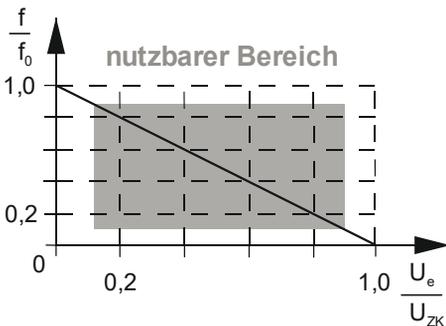


Abb. 13.13: Frequenzbereich beim CRM, ungefähr nutzbarer Bereich.

Die Frequenzvariation beim CRM ist groß. In Abb. 13.13 ist der Bereich angedeutet, der in etwa verwendet werden kann. Bei großen Eingangsspannung, also etwa im Bereich des Schei-

telwerts der Netzspannung ist die Arbeitsfrequenz niedrig. Bei kleiner Eingangsspannung um den Faktor 5 bis 9 größer. Zusätzlich ist die Frequenz nach Gl. (13.6) lastabhängig. Die maximale Frequenz wird häufig begrenzt indem wir ihn in einem Skip Mode betreiben. Das stört nicht weiter, wenn die Skip-Frequenz über dem hörbaren Bereich bleibt.

Genau genommen ist das Frequenzverhalten im CRM kontraproduktiv, da wir bei großen Strömen eine niedrige Frequenz und bei kleinen Strömen eine hohe Frequenz haben. Schaltverluste gehen also bei kleinen Lasten überproportional stark ein und verschlechtern dabei den Wirkungsgrad. Jetzt ist es allerdings so, dass T in Abb. 13.9 problemlos im ZVS betrieben werden kann. Siehe Kap. 14. In der Praxis hat sich gezeigt, dass T dann ohne erkennbare Schaltverluste betrieben werden kann und damit spielt die hohe Schaltfrequenz für den MOSFET T keine Rolle. Bei dessen Treiber allerdings müssen wir auf die Verlustleistung achten. Er muss ja bei jedem Schaltvorgang die Eingangskapazität von T auf, bzw. entladen und das führt zu Verlustleistung im Treiber, die ihn bei hohen Frequenzen zu stark erwärmt.

Die Diode D schaltet ebenfalls problemlos, da sie genau bei Strom null gesperrt wird. Ein minimal verbleibender Rückwärtsstrom stört nicht. Er kommt dem Herunterschwingen von der DS -Spannung von T entgegen.

Die Einschaltvorgänge bei beiden Schaltern sind ebenfalls total problemlos. Die Diode schaltet sowieso schnell ein (eine Schottky-Diode an dieser Stelle wäre also töricht) und T schaltet bei Strom null ein (ZCS).

Das sehr gute Schaltverhalten im CRM ist der Hauptgrund, warum wir ihn hier ausführlicher beschreiben. Er hat sich bis in den hohen Leistungsbereich bestens bewährt.

13.7.5 Zusatzfunktionen

Für beide Aufgaben gibt es eine Vielzahl von ICs , die unter dem Begriff „PWM-Controller“ zu finden sind. Sie übernehmen noch weitere Aufgaben, die für den Betrieb des Wandlers nötig sind, sodass wir meist eine sehr kostengünstige Lösung erhalten, auch ohne Microcontroller. Zusatzfunktionen sind etwa:

- Über- und Unterspannungsabschaltung (in Verbindung mit einem Varistor am Eingang)
- Regelung der Zwischenkreisspannung bei ausgangsseitigen Lastschwankungen
- Treiberschaltung für den MOSFET T in Abb. 13.9.

Die Eigenstromversorgung für die Schaltung wird nicht unterstützt. Um die müssen wir uns selber kümmern. Beispielschaltungen dafür werden in Kap. 23 vorgestellt.

Und noch ein Punkt gilt es zu beachten. Der Aufwärtswandler kann nun mal nur aufwärts wandeln. Beim Anlegen der Netzspannung ist der Zwischenkreis-Elko C_S noch ungeladen. Dann kommt es zwangsläufig zu einem „Shoot Through“, einem sehr hohen Stromimpuls, der die Diode D zerstört, sofern sie nicht hoffnungslos überdimensioniert ist und der einen Funken erzeugt, der alleine akustisch und optisch beim Kunde schlecht ankommt.

Die einfachste und kostengünstigste Lösung zur Vermeidung des Shoot Through ist ein Vorwiderstand (typische Werte $22 \Omega/5W$, bedrahtet, für den kW-Bereich), der nach ca. 50ms mit einem Relaiskontakt oder mit einem MOSFET überbrückt wird. Siehe hierzu auch Kap. 1 „Halbleiterrelais“.

Wie jeder Wandler, der am Netz arbeitet, benötigt der PFC-Wandler ein Netzfilter, das die Taktfrequenz der PFC-Stufe unterdrückt. Wie wir Abb. 13.10 entnehmen können, verläuft der Spulenstrom und damit der Eingangsstrom immerhin dreieckförmig und nicht etwa trapezförmig. Dennoch muss gefiltert werden und ein einzelner Filterkondensator reicht hierfür nicht aus. Die Drossel, die nötig wird, erreicht fast die gleiche Bauform wie die Hauptdrossel und das tut kostenmäßig weh. Eine Verbesserung wollen wir uns noch kurz anschauen.

13.7.6 Interleaved Technik

13.7.6.1 Zweifach Interleaved

Wir möchten auf Kapitel 4 verweisen, wo wir bereits die Parallelschaltung von zwei und von vier Wandlern vorgestellt haben. Bei der heute bekannten Interleaved Technik werden 2 Wandler mit halber Leistung parallel verschaltet, aber nicht einfach freilaufend, sondern streng phasensynchronisiert. Damit erreichen wir eine Überlappung der Teilströme so, dass der Summenstrom halbiert wird und die Frequenz verdoppelt wird. Das Eingangsfilter wird also um den Faktor 4 entlastet und baut deutlich kleiner und billiger, als bei einem Einfachwandler. Die doppelte Anzahl von Leistungsbauelemente ist nicht unbedingt teurer, da sie jeweils nur die halbe Leistung führen und wegen der höheren Stückzahl wieder billiger werden. Die gesamte PFC-Stufe wird dadurch kostengünstiger.

Für die Phasenregelung, die Ansteuerung der MOSFETs und für die komplette Überwachung und Regelung gibt es bezahlbare ICs. Z.B. UCC28063 oder FAN9612.

13.7.6.2 Vierfach Interleaved

Auch die Aufteilung auf 4 Wandler ist möglich und stellt sozusagen die high-end-Lösung dar. Das Eingangsfilter kann bis auf ein kleines HF-Filter entfallen. Die 4 Wandler lassen sich z.B. so synchronisieren, dass jeweils 2 von käuflichen ICs gesteuert werden und die beiden Doppelpakete dann noch von einem Phasendetektor synchronisiert werden. Wir haben eine Vierfach Interleaved PFC Stufe für 6 kW entwickelt und die Ergebnisse sind hervorragend. Details erteilen wir gerne auf Anfrage. E-Mail: Ulrich.Schlienz@gmx.de.

Dafür wurden die 4 Drosseln mit einem PQ32/30 realisiert. Bei der Dimensionierung ergibt sich ein sehr großer Luftspalt. Dort wird das Magnetfeld in die Wicklung hineingedrückt und führt zur Stromverdrängung. Eine Abhilfemaßnahme ist ein verteilter Luftspalt, den wir in Kap. 24 vorstellen werden.

13.8 Dimensionierungsbeispiel

Wir wollen eine PFC-Stufe dimensionieren, die im CrM arbeitet und als Einfachwandler ausgeführt ist wie in Abb. 13.12 dargestellt. Die geforderte Leistung sei 1kW.

Wenn wir die Leistungsbauteile dimensionieren, müssen wir den Punkt maximaler Leistung betrachten. Er tritt im Scheitelwert der Netzspannung auf. Dort gilt: $\hat{u}_n = 325V$, $\hat{p}_n = 2kW$, $\hat{i}_n = 6A$ (gerundet) $\hat{i}_L = 12A$. Wir legen die Zwischenkreisspannung auf 380V fest und die minimale Arbeitsfrequenz auf 56kHz (einfach so).

13.8.1 Stromverläufe

Die Stromverläufe im Scheitelwert der Netzspannung sehen dann so aus:

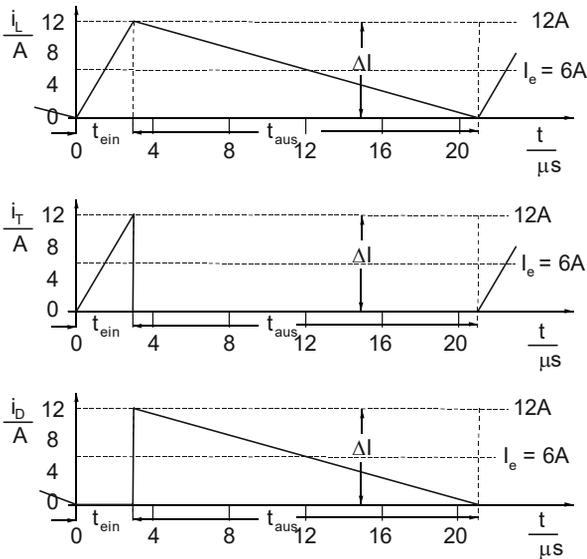


Abb. 13.14: Stromverläufe, quantitativ.

13.8.2 Der Effektivstrom I_T

Die Ströme haben im Scheitelwert der Netzspannung folgende Effektivwerte:

$$I_{T \max} = \sqrt{\left(\frac{12A}{\sqrt{3}}\right)^2 \frac{3}{18}} = 2,83A, \quad I_{L \max} = \frac{12A}{\sqrt{3}} = 6,93A, \quad I_{Ce \max} = \frac{6A}{\sqrt{3}} = 3,5A$$

Und bei der Diode benötigen wir den arithmetischen Mittelwert zur Bestimmung der Verlustleistung:

$$\overline{i_{D \max}} = 6A \frac{15}{18} = 5A$$

Das sind die Werte beim Maximalwert der Netzspannung. Aber wie sehen die Ströme in anderen Phasen vom Netzsinus aus und wie groß sind die Werte im Mittel?

Betrachten wir dazu mal den Strom I_T . Für ihn gilt:

$$I_T = \sqrt{\frac{4I_e^2 t_{ein}}{3 T}} \quad (13.8)$$

$$\text{Während } t_{ein} \text{ gilt: } U_e = L \frac{2I_e}{t_{ein}} \Rightarrow t_{ein} = \frac{2LI_e}{U_e} \quad (13.9)$$

$$\text{Und während } t_{aus}: U_a - U_e = L \frac{2I_e}{t_{aus}} \Rightarrow t_{aus} = \frac{2LI_e}{U_a - U_e} \quad (13.10)$$

Aus Gl. (13.9) und Gl.(13.10) können wir T berechnen:

$$T = t_{ein} + t_{aus} = 2LI_e \frac{U_a}{U_e(U_a - U_e)} \quad (13.11)$$

$$\text{Und } \frac{t_{ein}}{T} = \frac{U_e(U_a - U_e)}{U_e U_a} = 1 - \frac{U_e}{U_a} \quad (13.12)$$

Und in Gl. (13.8) einsetzen:

$$I_T = \frac{2I_e}{\sqrt{3}} \sqrt{1 - \frac{U_e}{U_a}} \quad (13.13)$$

Darin sind allerdings I_e und U_e voneinander abhängig, zumindest, wenn die PFC-Funktion erfüllt ist. Sie sind zueinander proportional und wir können setzen:

$I_e = \alpha U_e$ mit $\alpha = \frac{I_e}{U_e}$ und bestimmen α einfach im Scheitelwert der Netzspannung und auf

unser Dimensionierungsbeispiel bezogen:

$$\alpha = \frac{I_e}{U_e} = \frac{6A}{315V} = 18,5 \cdot 10^{-3} S = 18,5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega} = \frac{1}{54,2\Omega}$$

Damit wird aus Gl. (13.13)

$$I_T = \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha U_e \sqrt{1 - \frac{U_e}{U_a}} \quad (13.14)$$

In Excel können wir I_T zeichnen:

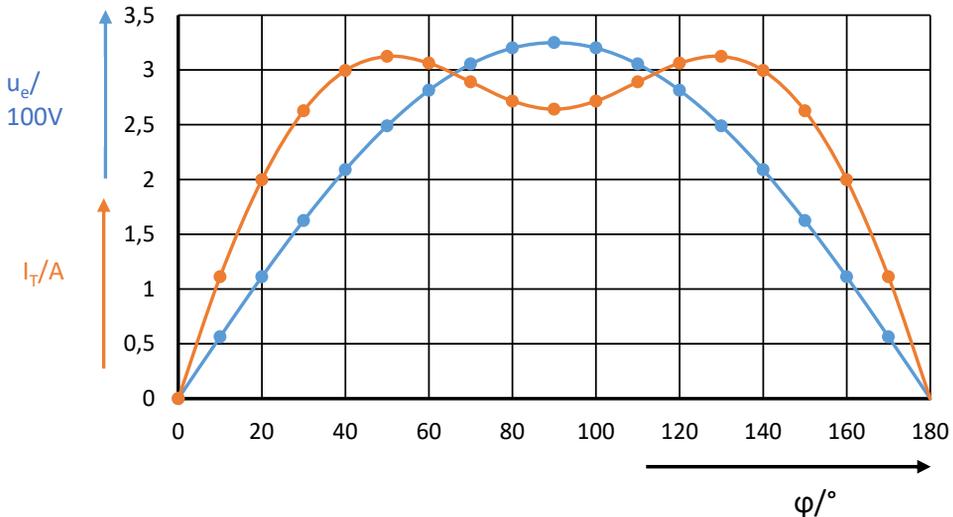


Abb. 13.15: Halbwellen der Netzspannung und Effektivwert vom Transistorstrom.

Und wir sehen, dass I_T ist nicht im Maximum der Eingangsspannung maximal, sondern irgendwo dazwischen. Jetzt könnten wir natürlich darüber integrieren und den Effektivwert

genau berechnen, doch zu viel Mathematik ist hier nicht nötig. Wir können den Effektivwert grob abschätzen auf 2,7A.

13.8.3 Der arithmetische Mittelwert $\overline{i_D}$

Aus Abb. 13.14 entnehmen wir $\overline{i_D} = I_e \frac{t_{aus}}{T}$

Und setzen Gl. (13.10) ein:

$$\overline{i_D} = \frac{2LI_e^2}{T(U_a - U_e)}$$

Und mit Gl. (13.11) folgt:

$$\overline{i_D} = \frac{I_e}{U_a} U_e = \alpha \frac{U_e^2}{U_a}$$

In Zahlenwerten:

$$\overline{i_D} = 18,5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega} \frac{U_e^2}{380V}$$

U_e^2 ist eine Sinus-Quadrat-Funktion mit dem Mittelwert $\frac{\widehat{U}_e^2}{2}$, also

$$\overline{i_D} = 18,5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega} \frac{(325V)^2}{2 \cdot 380V} = 2,57A$$

13.8.4 Die Ströme I_L und I_{Ce}

Wegen dem sinusförmigen Verlauf müssen die Maximalwerte noch durch $\sqrt{2}$ dividiert werden:

$$I_L = \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} = 4,9A, \quad I_{Ce\max} = \frac{3,5A}{\sqrt{2}} = 2,5A$$

I_{Cs} interessiert nicht, weil C_s eh ein großer Elko ist, der den Strom auf jeden Fall kann.

13.8.5 Dimensionierung der Induktivität

Für die Induktivität bekommen wir aus $325V = L \frac{12A}{3\mu s} \Rightarrow L = 81,25\mu H$ bei einem Maximalstrom von 12A, siehe Abb. 13.14 und einem Effektivstrom von 4,9A. Versuchen wir die Dimensionierung von L mit einem RM10-Kern:

Für die Aussteuerung des magnetischen Kreises wählen wir 0,2T. Das ist eigentlich ein zu hoher Wert, aber diese Aussteuerung erreicht wir ja nur im Scheitelwert der Netzspannung und dort ist die Frequenz knapp unter 60kHz. Wir schätzen die Kernverluste mit Hilfe des Datenblatts (Material N97) auf $\leq 1,4W$ ab.

Zur Bestimmung der Windungszahl verwenden wir $N = \frac{\hat{L}i}{A_e \hat{B}}$. Aus dem Datenblatt vom RM10-Kern entnehmen wir $A_e = 98\text{mm}^2$. Und damit berechnen wir die Windungszahl zu

$$N = \frac{81,25\mu\text{H} \cdot 12\text{A}}{98\text{mm}^2 \cdot 0,2\text{T}} = 50$$

Der Wicklungsquerschnitt des RM10-Spulenkörpers ist $10,6\text{mm} \times 4,35\text{mm} = 46,17\text{mm}^2$. Damit steht für eine Windung die Querschnittsfläche $A_{Cu} = \frac{46,17\text{mm}^2}{50} = 0,9234\text{mm}^2$ zur Verfügung. Das entspricht einem Durchmesser von $D = \sqrt{A_{Cu}} = 0,961\text{mm}$. Und wie passt die Wicklung in den Wickelraum? Wir haben ein Wicklungsfenster von $10,6\text{mm}$ Breite und $4,35\text{mm}$ Höhe. Das ergibt pro Lage $\frac{10,6\text{mm}}{0,961\text{mm}} = 11,03$ Windungen. Und in der Höhe bekommen wir $\frac{4,35\text{mm}}{0,961\text{mm}} = 4,53$ Lage unter, also 3 Lagen und viel Luft! Wir wählen den Durchmesser neu und zwar so, dass 4 Lagen hinein passen und dass wir pro Lage 12,5 Windungen draufkriegen. Das ergibt dann einen Drahtdurchmesser von $\frac{10,6\text{mm}}{12} = 0,883\text{mm}$ und eine Wicklungshöhe von $4 \cdot 0,883\text{mm} = 3,532\text{mm}$. Also immer noch Luft nach oben, aber dafür können wir beide Wicklungsenden an der Seite der Anschlussstifte herausführen.

Der Kupferwiderstand ist dann: $R_{Cu} = \frac{21 \cdot 10^{-9} \Omega\text{m} \cdot 50 \cdot 52\text{mm}}{\pi (0,883\text{mm})^2} = 90\text{m}\Omega$

Und die Wicklungsverluste $P_{Cu} = I_L^2 R_{Cu} = (4,9\text{A})^2 90\text{m}\Omega = 2,2\text{W}$

Der RM10-Kern hat einen thermischen Widerstand von $40 \frac{\text{K}}{\text{W}}$. Wir bekommen also eine Temperaturerhöhung von $\Delta\theta = (2,2\text{W} + 1,4\text{W}) 40 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 144\text{K}$. Hier muss also schon ein bisschen gekühlt werden oder wir müssen einen größeren Kern verwenden.

Den A_L -Wert erhalten wir zu $A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{81,25\mu\text{H}}{50^2} = 32,5\text{nH}$. Der Luftspalt liegt also im Bereich von 3mm . Der genaue Wert kann beim Zusammenfügen der Kernhälften eingestellt werden. Ein Luftspalt von 3mm ist bei diesem kleinen Kern schon recht viel. Da kann es ansatzweise zur Stromverdrängung kommen. Siehe hierzu auch Kap. 24. Falls möglich könnten wir den Luftspalt auf den Innenschenkel und die Außenschenkel verteilen. Dann dürfte der Effekt erträglich sein. Die Frage ist auch immer wie gut wie die Spule kühlen können. Bei der berechneten Temperaturerhöhung von 144K würde ich auch die freien Anschlussstifte des Spulenkörpers verlöten und mit möglichst viel Kupferfläche auf der Platine versehen, die auf Masse gelegt werden können, dann haben wir eine bessere Wärmeabführung und auch gleich eine gewisse EMV-Wirkung.

13.8.6 Anforderungen an den MOSFET

Wir werden die Ansteuerschaltung mit einer Überspannungsabschaltung versehen, die die Ausgangsspannung auf 400V begrenzt. Das müssen wir schon wegen dem Speicherkondensator C_S tun. Dann könnten wir für T einen 400V-Typ einsetzen. Wenn wir einen Typ aussuchen, stellen wir fest, dass es keinen signifikanten Preisunterschied zwischen den 400V- und den 600V-Typen gibt. Auch der R_{DSon} ist vergleichbar. So entscheiden wir uns vorab vielleicht auf einen 600V-Typ mit einem R_{DSon} von 280m Ω im TO-263 Gehäuse für deutlich unter 1€.

Er hat dann bei dem unter 13.8.2 abgeschätzten Effektivstrom von 2,7A die Leitungsverluste

$P_{RDSon} = 280m\Omega \cdot (2.7A)^2 = 2W$ und die könnten ohne Kühlkörper über die Leiterplatte abgeführt werden. Die Schaltverluste sind – wenn wir das ZVS korrekt einstellen – vernachlässigbar klein. Jetzt müssen wir allerdings noch beachten, dass wir Einschaltverluste bekommen für die Fälle, wo die Eingangsspannung größer, als 200 ist. Dann schwingt die Drain-Source-Spannung nicht mehr auf null und wir müssen die Drain-Source-Kapazität entladen. Die Kapazität sollte also möglichst klein sein. Andererseits dürfen wir das maximale du/dt der Drain-Source-Spannung nicht überschreiten. Das sind typischerweise 50V/ns. Mit unseren Zahlenwerten ergibt sich die mindestens erforderliche Drain-Source-Kapazität zu

$$C_{DSmin} = \frac{12A}{50 \frac{V}{ns}} = 240pF.$$

Damit wir vom absoluten Grenzwert wegbleiben, wählen wir

C_{DSmin} zu 330pF. Im schlimmsten Fall müssen wir diese Kapazität plus der parasitären Kapazität des MOSFETs (von z.B. 100pF) von 325V-(400V-325V) = 250V entladen. Dadurch entstehen im MOSFET Verluste von $P_{CDS} = f \cdot \frac{1}{2} C_{DS} U_{DS}^2 = 100kHz \frac{1}{2} 430pF (250V)^2 = 1,3W$.

Hier wurde die Arbeitsfrequenz im Scheitelwert der Netzspannung auf 100kHz geschätzt. Sie liegt dort üblicherweise deutlich niedriger. Insofern stellen die 1,3W einen worst case dar, der auch nur im Scheitelwert der Netzspannung vorkommt. Wenn wir im Mittel 1W abscgätzen, dann liegen wir immer noch auf der sicheren Seite. Insgesamt hat also T eine Verlustleistung von 3W. Mit 6cm² Cu-Fläche auf dem PCB hat T typischerweise 45°C/W. Damit bekämen wir eine Temperaturerhöhung von 135K. Das ist sicherlich zu viel. Dennoch können wir versuchen, völlig ohne Kühlkörper auszukommen, indem wir die Cu-Fläche vergrößern und auf der Unterseite eine Massefläche vorsehen. Bei entsprechend großer Fläche dringt auch Wärme durch das Trägermaterial hindurch.

13.8.7 Anforderungen an die Diode

Da die Diode D beim Strom null gesperrt wird, hat sie ein sehr schwaches oder gar kein Reverse-Verhalten. Sie kann eine mäßig schnelle, sehr kostengünstige Diode sein.

Wir haben in Kap. 13.8.3 den arithmetische Mittelwert zu 2,6A berechnet. Multipliziert mit der Flussspannung der Diode ergibt deren Verlustleistung. Sie wird so bei 2,5W liegen. D benötigt also ähnlich große Cu-Flächen wie T oder einen Kühlkörper.

Und wir sollten uns an der Stelle nochmals vergegenwärtigen, dass wir einen Wandler für 1kW bauen und in beiden Schalter gerade mal 5 bis 6W verbraten. Das sind Verluste im Bereich von 0,5%!

13.8.8 Eingangs- und Ausgangskondensator

Der Eingangskondensator hat eine reine Filterfunktion und kann als Keramikkondensator mit wenigen μF ausgeführt werden, wenn wir nur die Funktion des Wandlers betrachten. Wollen oder müssen wir mit ihm jedoch ein Netzfilter realisieren, dann wird er sehr groß. Er wird so groß, dass alleine seine kapazitive Blindleistung das Netz deutlich belasten würde. In der Praxis wird der Eingangskondensator deshalb oft durch eine C-L-C- π -Schaltung ersetzt:

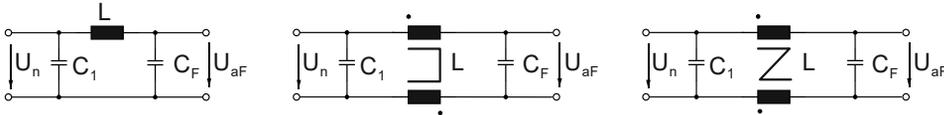


Abb. 13.16: Eingangsfilter für die PFC-Stufe.

Die Induktivität L in Abb. 13.16 muss für die niedrigste vorkommende Arbeitsfrequenz eine hinreichend große Impedanz darstellen, weswegen sie unerwartet groß baut. Die Induktivität kann so aufgeteilt werden, dass die beiden Teilinduktivitäten in Serie geschaltet sind, so wie in der mittleren Schaltung in Abb. 13.16 gezeichnet. Oder sie kann als stromkompensierte Drossel zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen ausgeführt werden. Dies ist in der echten Schaltung zu sehen. Sie ist mit dem gleichem Wicklungssinn gepolt, d.h. die Punkte an den Wicklungen sind an derselben Seite. Welche der beiden Varianten wir wählen müssen, hängt nicht nur von der PFC-Stufe ab, sondern auch von der nachgeschalteten Schaltung und ihrer EMV-Abstrahlung.

Der Ausgangskondensator C_S ist aus Speichergründen ein hochkapazitiver Elko mit 400V. Er kann prinzipiell den Strom i_D gut führen, hat jedoch durch seinen ESR einen großen, hochfrequenten Spannungsrippel, den wir mit einem parallel geschalteten Keramikkondensator abfangen können. Es hängt ausschließlich von der nachfolgenden Schaltung ab, in wie weit die Hochfrequenzanteile am 400V-Ausgang unterdrückt werden müssen. Der Spannungsrippel ist ja nach außen nicht wirksam.

13.8.9 Ansteuer-IC und Regelung

Es werden zahlreiche Typen angeboten, die sich im Betriebsmodus unterscheiden. Wir wollen den CrM haben und dafür gibt es praktisch von allen namhaften Herstellern Controller-ICs. Die ICs haben folgende Funktionen:

- Die Ansteuerung von T
- Die Stromnullerkennung
- Die Netzüberwachung auf Brown out etc.
- Die Regelung der Ausgangsspannung
- Die Strommessung für den Überstromschutz
- Die Eigenversorgung für den Selbstanlauf

Nicht enthalten ist gewöhnlich eine Eingangsstrombegrenzung. Sie muss ergänzt werden. Siehe hierzu auch Kap. 13.7.5.

14 Schaltvorgänge

Bei der bisherigen Einführung der Wandler haben wir die Schalter weitgehend als ideal betrachtet und die Einflüsse von Aufbau und Verbindungsleitungen vollständig vernachlässigt. Das war nötig, um die Grundfunktionen zu verstehen. In der Realität hingegen haben wir immer aufbaubedingte Parasiten, die keine sprunghaften Stromänderungen zulassen. Versuchen wir sie dennoch zu erzwingen, reagiert die Physik mit einem extremem Verhalten, etwa so, dass hohe Spannungsspikes und Schwingungen auftreten.

Auch die Leistungsbauteile weisen Eigenschaften auf, die uns massiv zu schaffen machen. Während MOSFETs nahezu ideale Schalter sind, haben Dioden schon schlechtere Eigenarten. Und ganz gravierend kämpfen wir oft mit passiven Bauteilen. Gerade sie prägen die Kosten der heutigen Leistungselektronik.

Um nun die tatsächliche Belastung der Bauteile zu erkennen und ihr Verhalten zu verstehen, wollen wir uns mit den Schaltvorgängen beschäftigen.

14.1 Schaltverluste

Beim Ein- und Ausschalten von Leistungsschaltern treten Schaltverluste auf. Der Leistungsschalter durchläuft beim Umschalten von einem Schaltzustand in den anderen seinen linearen Bereich in endlicher Schaltzeit. In den folgenden Abschnitten wird am Beispiel eines Ausschaltvorganges der Schaltvorgang berechnet. Mit den gleichen Überlegungen kann der Einschaltvorgang berechnet werden.

14.1.1 Abschaltvorgang mit ohmscher Last

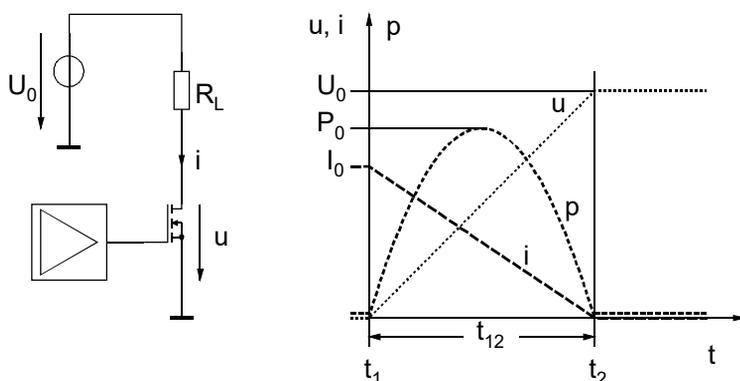


Abb. 14.1: Angenäherte Verläufe von Strom und Spannung bei einem Ausschaltvorgang mit ohmscher Last.

Die Spannung $u(t)$ steigt in der Zeit t_{12} von 0 auf U_0 an. Der Strom $i(t)$ nimmt während t_{12} von I_0 auf 0 ab.

Für $t < t_1$ ist $u = 0$ und für $t > t_2$ ist $i = 0$. In beiden Fällen ist das Produkt $p = u \cdot i = 0$.

Für $t_1 \leq t \leq t_2$ sind beide Größen u und i ungleich 0. In dieser Zeit, die in Abb. 14.1 mit t_{12} bezeichnet wurde, tritt im Leistungsschalter Verlustleistung auf.

Die Verlustleistung p kann aus $u(t)$ und $i(t)$ berechnet werden:

Für die Spannung $u(t)$ gilt:

$$u = \frac{U_0}{t_{12}} \cdot t \quad (14.1.1)$$

Für den Strom $i(t)$ gilt:

$$i = I_0 - \frac{I_0}{t_{12}} \cdot t \quad (14.1.2)$$

Für die Leistung p ergibt sich damit:

$$p = u \cdot i = U_0 \cdot I_0 \cdot \frac{t}{t_{12}} \left(1 - \frac{t}{t_{12}}\right) \quad (14.1.3)$$

mit dem Maximalwert $P_0 = \frac{U_0 \cdot I_0}{4}$

Uns interessiert die in einem Ausschaltvorgang umgesetzte Energie:

$$E = \int_0^{t_{12}} p \cdot dt = U_0 \cdot I_0 \cdot \int_0^{t_{12}} \left[\frac{t}{t_{12}} - \left(\frac{t}{t_{12}}\right)^2\right] \cdot dt = U_0 \cdot I_0 \cdot t_{12} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3}\right) = \frac{U_0 \cdot I_0}{6} \cdot t_{12} \quad (14.1.4)$$

Arbeitet der Wandler mit der Frequenz f , dann erhalten wir für die Ausschaltverluste

$$P_S = \frac{U_0 \cdot I_0}{6} \cdot f \cdot t_{12} \quad (14.1.5)$$

Da U_0 , I_0 meist vorgegeben sind und die Arbeitsfrequenz f des Wandlers durch andere Kriterien festgelegt ist, versucht man die Schaltverluste durch eine kurze Schaltzeit t_{12} klein zu halten.

14.1.2 Abschaltvorgang mit induktiver Last

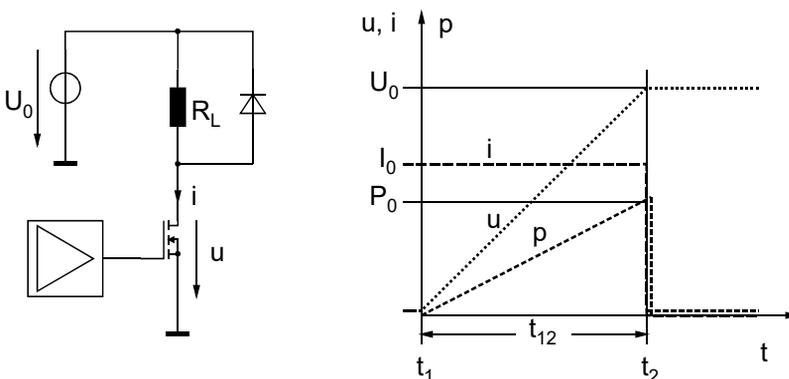


Abb. 14.2: Abschaltvorgang mit induktiver Last.

Für die Spannung gilt:

$$u = \frac{U_0}{t_{12}} \cdot t \quad (14.1.6)$$

Für den Strom gilt:

$$i = I_0 \quad (14.1.7)$$

Daraus ergibt sich für die Leistung:

$$p = U_0 \cdot I_0 \cdot \frac{t}{t_{12}} \quad (14.1.8)$$

Wir berechnen wieder die Energie, die in einem Ausschaltvorgang in Wärme umgesetzt wird:

$$E = \int_0^{t_{12}} p \cdot dt = \frac{U_0 \cdot I_0}{t_{12}} \cdot \int_0^{t_{12}} t \cdot dt = \frac{U_0 \cdot I_0}{2} \cdot t_{12} \quad (14.1.9)$$

Arbeitet der Wandler mit der Frequenz f , so ergeben sich die Schaltverluste der Ausschaltvorgänge zu:

$$P = \frac{U_0 \cdot I_0}{2} \cdot t_{12} \cdot f \quad (14.1.10)$$

Der Vergleich zwischen Gl. (14.1.10) und Gl. (14.1.5) zeigt deutlich, dass die Abschaltverluste bei induktiver Last größer sind. Hinzu kommt noch, dass die Spannung U_0 bei Schaltreglern häufig höher ist, als in Abb. 14.2 angenommen. Beim Ausschalten kommt es durch parasitäre Induktivitäten zu einer kurzfristigen Spannungserhöhung von U_0 im Ausschaltmoment. Es darf dann in Gl. (14.1.10) nicht der statische Wert von U_0 eingesetzt werden, sondern die tatsächliche Spannung während der Ausschaltzeit t_{12} .

14.2 Schaltvorgänge beim Abwärtswandler

Hier nochmals das Prinzipschaltbild des Synchronabwärtswandlers.

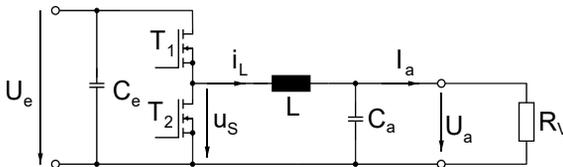


Abb. 14.3: Abwärtswandler als Beispiel.

Wir setzen hier den nicht lückenden Betrieb (Continuous Conduction Mode) voraus und erklären mit ihm die Schaltvorgänge. Alle Bauteile seien ideal bis auf die Body-Dioden der MOSFETs und bis auf die aufbaubedingten parasitären Induktivitäten. Die Vorgänge sind in Abb. 14.4 in einzelnen Schritten aufgezeigt.

- Ausgangsphase ist $a1/a2$: T_1 leitet, i_L fließt in der gezeichneten Pfeilung positiv.
- Wenn die t_{ein} -Zeit verstrichen ist, wird T_1 gesperrt und der Strom i_L kommutiert auf die Body-Diode von T_2 .
- nach der Totzeit wird T_2 leitend geschaltet. Der Strom kommutiert von der Body-Diode auf den Kanal.

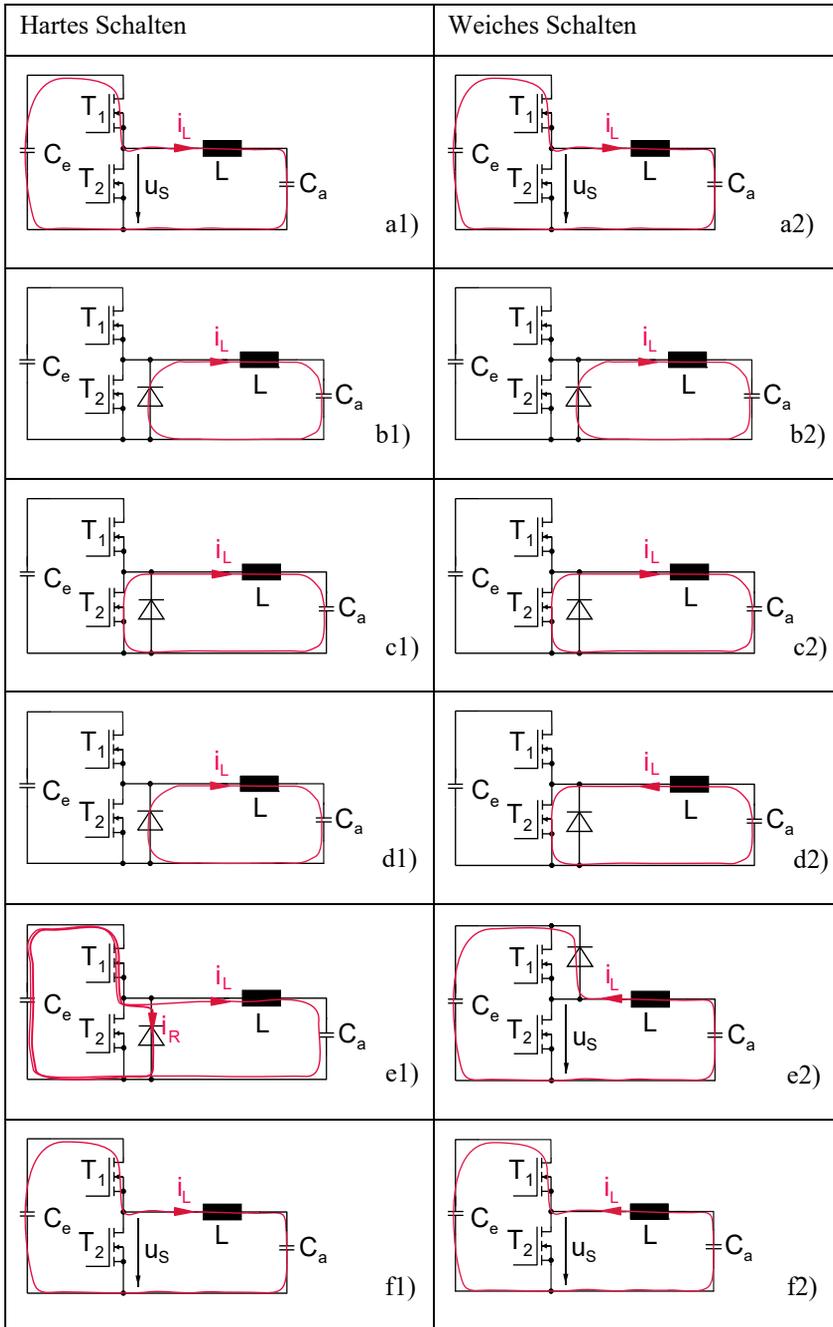


Abb. 14.4: Vergleich hartes Schalten - weiches Schalten.

- d) Am Ende der t_{aus} -Zeit wird T_2 wieder gesperrt und ab hier unterscheiden sich hartes und weiches Schalten. Beim harten Schalten (d1) kommutiert der Strom wiederum auf die Bodydiode von T_2 . Beim weichen Schalten hat sich inzwischen der Strom umgepolt und es erfolgt sofort e2), der Strom kommutiert auf die Bodydiode von T_1 .
- e) Hartes Schalten (e1): T_1 wird leitend geschaltet. Er übernimmt den Laststrom i_L und zusätzlich den Rückwärtsstrom i_R von der Bodydiode von T_2 . Sie ist während ihrer Sperrverzugszeit auch in Sperrrichtung leitend. Erst wenn die Diode beliebt zu sperren, reißt der Strom ab und es wird der Zustand f1) erreicht, der mit dem Ausgangszustand a) identisch ist. Die nächste Periode kann beginnen.
- f) weiches Schalten (e2): T_1 wird leitend geschaltet, der Strom kommutiert problemlos von dessen Bodydiode auf den Kanal und wir haben f2) erreicht, sind also genau dort angekommen, wo wir begonnen haben.
- g) Wie a), beim weichen Schalten muss sich der Strom noch umpolen.

Fazit: Das weiche Schalten weist keine Probleme auf. Das harte Schalten hat genau in e1) und beim Übergang zu f1) unerwünschte Vorgänge und die wollen wir noch genauer betrachten.

Beim Einschalten von T_1 leitet die Bodydiode von T_2 . Er muss ihr also den Strom entreißen. Das lässt diese erstmal nicht zu. Sie hat eine Sperrverzugszeit, was bedeutet, dass sie in Sperrrichtung leitet. Der Strom, der dabei fließt ist in der gleichen Größenordnung von i_L oder deutlich größer. T_1 und die Bodydiode leiten beide, bilden also für die Eingangsspannung einen Kurzschluss. Sie „kämpfen“ gegeneinander und T_1 gewinnt. Somit wird T_1 mit einem deutlich höheren Strom belastet und die Bodydiode wird zur Stromquelle bei voll anliegender Eingangsspannung. In ihr entsteht eine extrem große Verlustleistung. Nach wenigen zig ns entschließt sich die Bodydiode zu sperren und jetzt passiert die physikalische Katastrophe, denn der Überstrom in T_1 ist da und muss erst abgebaut werden. Kleinste parasitäre Induktivitäten führen hier zu hohen Spannungsspitzen.

Im Datenblatt der Diode wird die Ladung angegeben, die während der Sperrverzugszeit fließt. Multipliziert mit der Brückenspannung erhalten wir die Energie, die pro Ausschaltvorgang der Diode in Wärme umgewandelt. Multipliziert mit der Arbeitsfrequenz bekommen wir die Schaltverluste in der Diode.

14.3 Spannungsspike

Problematisch ist das Abreißen des Stromes (Übergang von e1 nach f1), das je nach Diode heftig oder sehr heftig erfolgt. Der Strom i_R weist dabei ein sehr großes di/dt auf. Und dieses verursacht in der aufbaubedingten Induktivität eine große Spannungsspitze mit nachfolgenden sehr hochfrequenten Schwingungen. Sie hängen bei ansonsten gegebenen Größen von der aufgespannten Fläche ab, die in Abb. 14.5 schraffiert eingezeichnet ist.

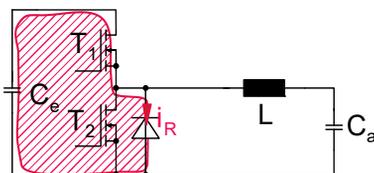


Abb. 14.5: Aufgespannte Fläche ist für den Spannungsspike und die Schwingungen verantwortlich.

Die Fläche gilt es im Layout und im mechanischen Aufbau so klein als möglich zu halten. Trotz aller Anstrengungen werden wir aber immer einen Spike haben, den wir eigentlich nur durch wenige Maßnahmen verringern können. Wir können deutlich langsamer schalten. Dann wird die

Ladung in der Bodydiode mit kleinerem Strom abgebaut. Dies erhöht aber insgesamt die Schaltverluste deutlich. Die zweite Möglichkeit ist die, dass wir den Spannungsspike mit einem Snubber-Network verringern.

Der Spannungsspike hat seine Ursache im Sperrverzug der Diode. Wenn wir eine Schottky-Diode einsetzen können, etwa anstelle von T_2 , dann erhalten wir eine drastische Verbesserung, denn eine Schottky-Diode hat so gut wie keinen Reverse Current. Das geht allerdings üblicherweise nur im Niedervoltbereich. Bei höheren Spannung würden wir SiC-Schottky-Dioden benötigen und die sind nach wie vor zu teuer und haben auch eine höhere Flussspannung.

Eine weitere Möglichkeit ist, vor die Halbbrücke eine Strombegrenzungsdrossel zu bauen. Sie verhindert den zu großen Strom und damit auch alle negativen Auswirkungen. Das wurde erfolgreich praktiziert. Auch sie muss natürlich wieder entladen werden, aber das geht. Ich denke aber dass weitere Ausführung nur wenige Leser interessieren würden und möchte diese bitten, mir bei Bedarf einfach eine E-Mail zu schreiben. → Vorwort.

Oft bleibt uns nur der Einbau eines Snubber-Networks übrig.

14.4 Snubber-Networks

14.4.1 Snubber mit RC-Glied

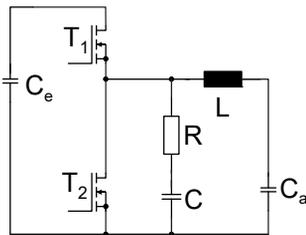


Abb. 14.6: RC-Glied zur Schwingungsbedämpfung.

Die Energie des Spannungsspikes wird in R in Wärme umgesetzt und die Schwingungen weitgehend unterdrückt. Damit erhalten wir eine geringere Spannungsbelastung der Bauteile und eine deutliche Verringerung der Hochfrequenzabstrahlung. Die Erwärmung von R hängt nicht von dessen Widerstandswert ab, sondern von der Kapazität von C . Deshalb wählen wir C so klein wie möglich, um die Verluste im Snubber klein zu halten. Für die Dimensionierung erhalten wir einen ersten Anhaltspunkt aus der Frequenz der Schwingung. Die genaue Dimensionierung erfolgt dann häufig empirisch.

14.4.2 Snubber mit Diode

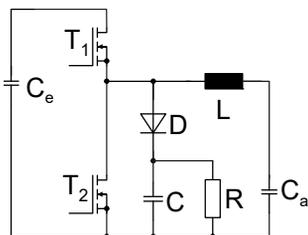


Abb. 14.7: C wird über D vom Überspannungsimpuls geladen und von R entladen.

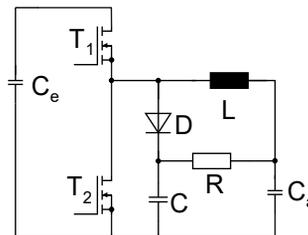


Abb. 14.8: Entladung erfolgt auf die Ausgangsspannung. Ein Teil der Energie rekupertiert.

Das Snubber-Netzwerk kann auch wie in Abb. 14.7 ausgeführt werden. Oder wie in Abb. 14.8, wo ein Teil der Energie auf die Ausgangsseite transportiert wird.

Bei Wandlern mit großer Leistung ist auch der Einsatz eines kleinen DC/DC-Wandlers möglich, der nahezu die ganze Energie rekuperiert.

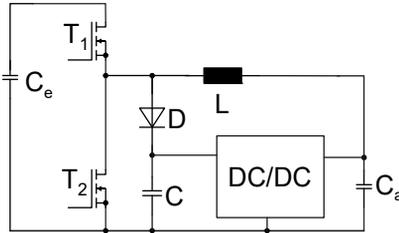


Abb. 14.9: Extra-DC/DC-Wandler zur Entladung vom Snubber-C. Die Snubber-Energie wird auf den Ausgang übertragen.

Die Schaltung kann auch so ausgeführt werden, dass der DC/DC-Wandler die Energie auf die Eingangsseite zurückspeist.

14.5 Voraussetzungen für weiches Schalten

Wir hatten am Anfang dieses Kapitels festgestellt, dass beim weichen Schalten keine Spikes auftreten. Wenn wir nochmals Abb. 14.4 betrachten, sehen wir in der rechten Spalte zu keinem Zeitpunkt einen Überstrom. Dort gibt es die oben beschriebenen Probleme überhaupt nicht.

Wir sehen aber auch, dass dort eine Stromrichtungsumkehr stattfinden muss. Rein physikalisch ist das eine Energierückspeisung und elektrotechnisch ist es Blindstrom. Wir benötigen also Bauelemente oder eine Schaltung, die Energie speichern und zurückspeisen können. Und wir kennen in der Elektrotechnik nur zwei Energiespeicher: Den Kondensator und die Spule. Wenn wir eines oder mehrere von diesen Bauelementen geschickt verschalten, dann können wir Blindstrom erzeugen und wenn der dann noch zum richtigen Zeitpunkt über den richtigen Leistungsschalter fließt, dann können wir weich Schalten. Und das führt uns in die Welt der Resonanzwandler von denen wir uns in den folgenden Kapiteln vier Spezies genauer ansehen wollen. Wir werden dort Wandler entdecken, die den hartschaltenden bei Weitem überlegen sind. Sie bauen kleiner und billiger und wir sind mit ihnen wettbewerbsfähig.

Sie haben nur einen kleinen Schönheitsfehler: Sie führen Blindstrom! Ja, klar, den wollen wir ja haben, aber es ist ein Blindstrom wie jeder andere Blindstrom in der Elektrotechnik auch, der zusätzliche Verluste verursacht. Diese Verluste sind aber nach allen Erfahrungen kleiner, als die Schalverluste beim harten Schalten. Ein Vergleich „hartes Schalten – weiches Schalten“ wird nachfolgend in Kap. 14.8 versucht. Ein Fakt bleibt aber auf jeden Fall: Die Resonanzwandler erzeugen deutlich weniger EMV-Störungen. Der Filteraufwand auf der Eingangs- und Ausgangsseite ist deutlich kleiner. Bisweilen können Filter komplett entfallen, was die Kostensituation entspannt.

14.6 ZVS Zero Voltage Switching

Der Begriff ZVS steht für einen Schaltvorgang ohne Schaltverluste. Es wird bei der Spannung null geschaltet. Geht das überhaupt? Widerspricht das nicht der Funktion eines Schalters?

Es geht nur, wenn der Strom durch den Leistungsschalter oder die Spannung über dem Schalter während des Schaltvorgangs Null sind. Eine Möglichkeit, dies zu erreichen, besteht nun darin,

dass der Strom beim Abschalten auf einen Kondensator kommutiert und der Leistungsschalter spannungslos durch den linearen Bereich läuft. Abb. 14.10 zeigt eine solche Schaltung.

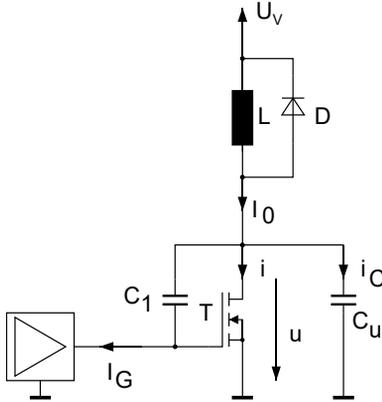


Abb. 14.10: Abschalten mit Umschwingkondensator.

Der MOSFET kann bis auf den parasitären Kondensator C_1 und C_u als ideal betrachtet werden. C_u ist dabei die Ausgangskapazität von T und muss eventuell mit einem zusätzlichen Kondensator vergrößert werden. Die Kapazität C_1 (siehe auch Kap. 20) ist die parasitäre Miller-Kapazität von T und spielt eine wichtige Rolle für den Schaltvorgang. Sie muss als vorgegeben betrachtet werden und wird normalerweise nicht vergrößert.

Beim Abschalten des MOSFETS fließt der Drosselstrom I_0 weiter, weil L das erzwingt. Wenn wir nun T so schnell abschalten, dass u gar keine Zeit hat nennenswert anzusteigen, dann fließt der Strom i als i_c auf den Kondensator. Dabei wird, wenn die Schaltung richtig dimensioniert ist, der Strom i nahezu schlagartig Null. Damit durchläuft der MOSFET seinen linearen Bereich bei $U_{DS} \approx 0$ V und die Schaltverluste sind für diesen Ausschaltvorgang Null oder zumindest vernachlässigbar.

Der ZVS-Vorgang funktioniert nur dann sauber, wenn wir alle Bauteile richtig dimensionieren. Deshalb wollen wir uns die Spannung u und den Strom i genau anschauen:

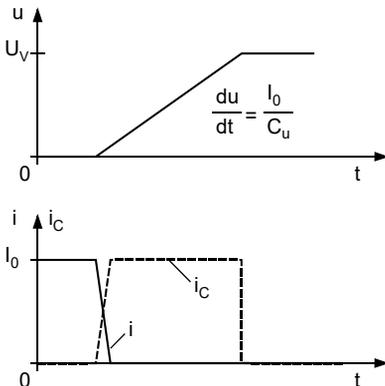


Abb. 14.11: Strom- und Spannungsverlauf beim Ausschalten des MOSFETs.

Zur quantitativen Beschreibung erinnern wir uns an Kapitel 20 und zwar an den Bereich t_6 bis t_7 . Die Gate-Source-Spannung hat dort ihr Plateau und der Schalttransistor arbeitet über die Dauer des Plateaus im linearen Bereich. Beim Durchlaufen des Plateaus bleibt die Gate-Source-

Spannung konstant und damit ist auch der Treiberstrom i_G in diesem Zeitbereich konstant und es gilt:

$$I_G = C_1 \cdot \frac{du}{dt} \quad (14.6.1)$$

C_u sieht die gleiche Spannungsänderung $\frac{du}{dt}$ und in Abhängigkeit von C_u fließt der Strom

$$i_C = C_u \cdot \frac{du}{dt} \quad (14.6.2)$$

Wenn der Strom i_C gleich oder größer als I_0 ist, wird i Null.

Es folgt also aus Gl. (14.6.1) und Gl. (14.6.2) die Bedingung für C_u :

$$C_u \geq \frac{I_0}{I_G} C_1 \quad (14.6.3)$$

I_G ist der Strom, den der Treiber bei der Threshold-Voltage des MOSFETs nach Masse liefert, bzw. liefern muss, damit das ZVS funktioniert. Wir können also nicht einfach den Kurzschlussstrom des Treibers aus dem Datenblatt ablesen, sondern wir müssen den Strom kennen, den der Treiber bei der Threshold-Voltage liefert.

Mit einer Dimensionierung von C_u nach Gl. (14.6.3) werden die Ausschaltverluste theoretisch vollständig zu Null. In der Praxis funktioniert das prinzipiell genauso. Das haben zahlreiche Aufbauten gezeigt. Die Schaltverluste gehen in den Leitendverlusten unter und sind nicht messbar.

Einen Punkt sollten wir an der Stelle noch erwähnen. Moderne MOSFETs haben eine stark veränderliche Ausgangskapazität und zwar so, dass sie bei zunehmender Drain-Source-Spannung sehr klein wird. Dann müssen wir darauf achten, dass die du/dt -Festigkeit des MOSFETs eingehalten wird (typischer Wert 50V/ns). Das alleine kann ein Grund dafür sein, dass wir C_u größer wählen müssen. Das tut dem ZVS keinen Abbruch, denn dann ist die Bedingung nach Gl. (14.6.3) noch besser erfüllt.

C_u muss natürlich den hohen Strom können. Er muss ein Folienkondensatoren sein. Das stellt aber kein Problem dar, denn selbst bei großen Strömen liegt der Wert im 100pF-Bereich und stellt damit keinen Kostenfaktor dar.

14.6.5 Beispiel PFC-Stufe

Die PFC-Stufen werden häufig als Aufwärtswandler ausgeführt, so, wie auch in Kap. 13 behandelt. Deshalb wollen wir als Beispiel für das ZVS diesen Wandler nehmen. Er ist ein einfacher Aufwärtswandler.

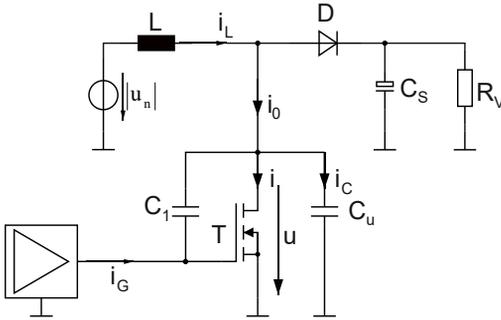


Abb. 14.12: ZVS beim Aufwärtswandler.

Es geht jetzt um den Zeitpunkt, wo T gesperrt wird. Der Strom $i_L = i_D$ ist zu diesem Zeitpunkt groß und fließt als i durch den Kanal von T . Wenn dieser jetzt gesperrt wird, dann fließt er als i_C über C_u und lädt den „gemächlich“ auf. Während dem Ladevorgang muss die Gate-Source-Spannung unter der Threshold-Voltage bleiben. C_u und der Strom i_C bestimmen das du/dt . Dasselbe du/dt findet an C_1 statt und der Strom, der dabei fließt muss vom Treiber geliefert werden.

14.6.6 Spannungsverläufe bei ZVS

Wie erkennen wir, ob ZVS stattfindet? Die Frage mag trivial klingen, doch bisweilen ist es gar nicht so einfach zu erkennen, ob der Schaltvorgang hart oder weich stattfindet. Die beiden Möglichkeiten sind auch nicht digital, sondern fließend. Das kann sowohl zeitlich sein, dass der Schaltvorgang zunächst sanft anfängt und dann in einen harten Vorgang übergeht. Oder es kann sein, dass der harte Schaltvorgang nur etwas entschärft wird. Wir wünschen uns natürlich ein komplett weiches Schalten über den ganzen Lastbereich, wenn es irgendwie realisierbar ist. Dazu bedarf es einer genauen Messung und Analyse, um die Bauteile aufeinander abzustimmen. Hier sollen ein paar Tipps gegeben werden, die gemessenen Spannungsverläufe richtig zu interpretieren. Wir gehen von Abb. 14.12 aus und betrachten nur die Spannung u_{GS} und u_{DS} .

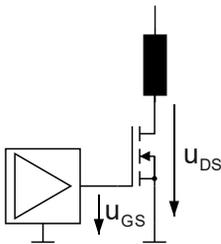


Abb. 14.13: Schaltung zur Kontrolle, ob ZVS stattfindet.

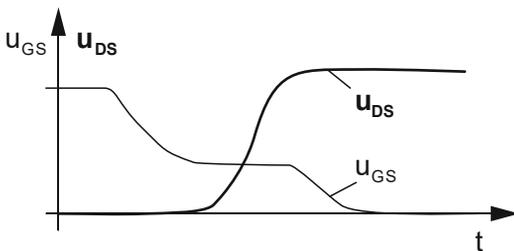


Abb. 14.14: Gate-Source- und Drain-Source-Spannung beim harten Schalten.

Kein ZVS!
Verluste 20W

In Abb. 14.14 ist das Plateau von u_{GS} sichtbar, das durch die Millerkapazität und dem Anstieg von u_{DS} entsteht. Dort ist der MOSFET halbleitend. Es entstehen Schaltverluste.

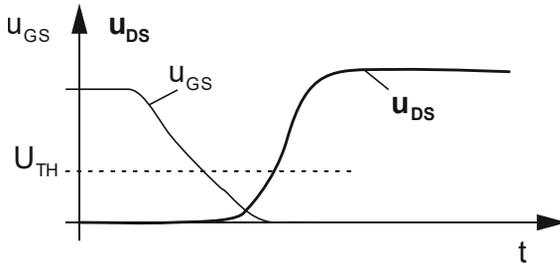


Abb. 14.15: Gate-Source- und Drain-Source-Spannung beim weichen Schalten.

ZVS!
Verluste 2 W

In Abb. 14.15 steigt die Drain-Source-Spannung erst an, nachdem die Gate-Source-Spannung die Threshold-Voltage unterschritten hat. Der Kanal des MOSFETs ist vollständig gesperrt. Die Gate-Source-Spannung hat kein Plateau. Der MOSFET schaltet ohne Schaltverluste.

Wir erreichen das ZVS einerseits durch schnelles Abschalten und andererseits durch Begrenzung des Spannungsanstiegs von u_{DS} . Letzteres kann bei gegebenen Daten nur durch eine zusätzliche, externe Kapazität zwischen Drain und Source erreicht werden. Immer wieder sind wir geneigt, schnell und noch schneller auszuschalten, was bei einem entsprechenden Treiber durch Verkleinerung des Gate-Vorwiderstandes erreicht werden soll. Dabei stoßen wir aber an physikalische Grenzen des Aufbaus. Die Spannungsverläufe könnten z.B. so aussehen:

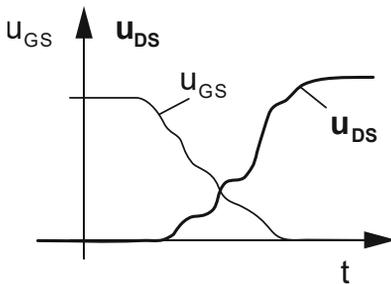


Abb. 14.16: Schwingungen an Gate und Drain.

Die angedeuteten Schwingungen können auch deutlich größer sein. Wir haben in Abb. 14.16 den Fall, dass der Gate-Widerstand zu klein ist. Der Schwingkreis bestehend aus Eingangskapazität vom MOSFET und der parasitären Induktivität wird nicht genügend gedämpft. An den Daten des MOSFETs können wir gewöhnlich nicht drehen. Und die parasitäre Induktivität ist aufbaubedingt. Hier können wir uns einen induktivitätsärmeren Aufbau überlegen, werden aber schnell an die Machbarkeitsgrenzen stoßen. Letztendlich hilft nur die Vergrößerung des Gate-Widerstandes, die zu einer größeren Dämpfung des Schwingkreises führt. Sie führt gleichzeitig zu einer Erhöhung der Schaltzeit und damit zu höheren Schaltverlusten. Hier müssen wir eine Kompromissdimensionierung vornehmen.

14.6.7 Beispiel Gegentaktwandler

Abb. 14.17-I

Abb. 14.17-VI

Abb. 14.17-II

Abb. 14.17-VII

Abb. 14.17-III

Abb. 14.17-VIII

Abb. 14.17-IV

Abb. 14.17-IX

Abb. 14.17-V

Schritt	T_1	T_2	T_3	T_4
I	X	—	—	X
II	—	—	—	X
III	—	X	—	X
IV	—	X	—	—
V	—	X	X	—
VI	—	X	—	—
VII	—	X	—	X
VIII	—	—	—	X
I	X	—	—	X

Tabelle 14.1: Schrittfolge beim Gegentaktwandler.
 X Schalter leitet, — Schalter sperrt

Abb. 14.17: Schaltschritte beim Gegentaktwandler.

Wir betrachten nur die Primärseite des Gegentaktwandlers, weil damit die Vorgänge vollständig erklärbar sind. Der Trafo hat eine Streuinduktivität L_σ , die dafür sorgt, dass der Primärstrom stetig ist, unabhängig davon, was die Sekundärseite macht. Für die Schrittfolge haben wir eine von mehreren Möglichkeiten herausgegriffen. Die dazu gehörenden Schalterstellungen, der Strompfad und die Stromrichtung wurden in Abb. 14.17 eingezeichnet. Beachten wir bitte die Stromrichtungsumkehr von Schritt VI nach VII und von Schritt IX nach I.

Wenn beispielsweise der Schritt von I nach II stattfindet, dann muss immer eine Totzeit eingebaut sein, in der beide Schalter T_1 und T_2 gesperrt sind. Der Strom fließt dann über eine Body-Diode. In II ist das die Body-Diode von T_2 . Das ist dann unproblematisch, wenn anschließend T_2 eh eingeschaltet wird. Der Strom kommutiert dann von der Body-Diode auf den Kanal. Die Diode wird also bei Spannung null gesperrt. Und der Schalter T_2 wird bei Spannung null (nahezu null bis auf die Flussspannung der Body-Diode) eingeschaltet. Es findet also ein ZVS statt.

Wenn wir alle Schritte durchgehen, dann finden wir immer ZVS. Es gibt keinen Schritt, wo ein hartes Schalten vorkommt. Die Ausgangskondensatoren sind in Abb. 14.17 aus Übersichtlichkeitsgründen nicht eingezeichnet. Sie sorgen dafür, dass der Spannungsanstieg kontrolliert abläuft, dass der Spannungsgradient endlich bleibt. Er kann durch zusätzliche Kapazitäten weiter verringert werden.

14.6.8 ZVS im Leerlauf

Wir beobachten, dass ein Wandler, beispielsweise ein Gegentaktwandler wie in Abb. 14.17 bei Maximallast wunderbar läuft und die Temperaturen aller Bauteile im zulässigen Bereich bleiben. Im Leerlauf jedoch erwärmen sich die MOSFETs unzulässig. Und das, obwohl der Strom praktisch null ist.

Betrachten wir nochmals Abb. 14.12 oder Abb. 14.17. Im Leerlauf ist i_L praktisch null. Der MOSFET schaltet zwar bei Spannung null (ZVS) und bei Strom null (ZCS) aus, aber es findet kein Hochschwingen der Spannung satt. Der nach der Totzeit einschaltende MOSFET lädt die Ausgangskapazitäten hart auf. Zusätzlich müssen eventuell vorhandene Ladungsträger der Body-Diode ausgeräumt werden. Wir haben hartes Schalten mit all den bekannten Nachteilen. Zur Vermeidung oder Entschärfung gibt es folgende Möglichkeiten:

- Wir schalten langsamer ein. Eine einfache Schaltung kann so aussehen:

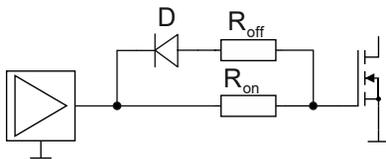


Abb. 14.18: Unterschiedliche Schaltzeiten.

- Wir sehen eine Grundlast vor, etwa eine Minimallast am Ausgang des Wandlers und stimmen darauf die Bauteilwerte für ZVS ab.
- Wir vergrößern gezielt den Blindstrom. Dazu können wir primärseitig eine Induktivität parallel-schalten oder wir verringern die Hauptinduktivität des Trafos indem wir einen Luftspalt einfügen.

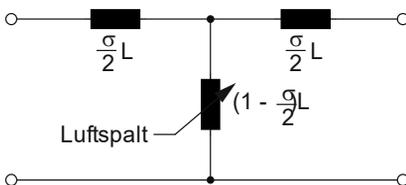


Abb. 14.19: Luftspalt verringert die Hauptinduktivität.

14.7 ZCS Zero Current Switching

Die Begriffe ZVS und ZCS werden in der Literatur unterschiedlich verwendet. Während beim ZVS weitgehend die Definition wie in 14.6 verwendet wird, treten beim ZCS unterschiedliche Bedeutungen auf. Bei Resonanzwandlern werden oft beide Begriffe zusammengewürfelt, weil dort tatsächlich bei Strom null **und** Spannung null geschaltet werden kann. Genau genommen müssten wir dort von Zero Current and Voltage Switching reden. Das tut aber niemand. Hier, in diesem Buch verstehen wir ZCS einfach als den Vorgang, wo bei Strom null geschaltet wird. Die Spannung hingegen darf sich während dem Schaltvorgang durchaus ändern und sie darf sich drastisch ändern. Die Schaltverluste sind nach $p = u \cdot i$ trotzdem null, wenn i während dem Schaltvorgang null bleibt. Mit dieser Festlegung können wir ZCS anhand Abb. 14.12 erklären. Diesmal betrachten wir den Einschaltvorgang von T . Im nicht lückenden Betrieb wird $i_L > 0$ sein, jedoch im lückenden Betrieb oder an der Lückgrenze ist $i_L = 0$. Wenn wir jetzt T leitend schalten, dann schaltet er beim Strom $i = 0$ ein. Und damit ist das Produkt $u \cdot i$ ist null und zwar für den ganzen Spannungsbereich, den die Drain-Source-Spannung durchläuft. Es treten also keine Einschaltverluste auf. Und das war auch schon. Mehr gibt es nicht zu erläutern.

Kombinieren wir das nun mit 14.6.5, dann arbeitet unsere Schaltung komplett ohne Schaltverluste. Und das ist der Hauptgrund, warum PFC-Stufen im CRM betrieben werden. Für andere Schaltungen versuchen wir das ebenfalls zu erreichen. Ein wichtiger Wandler ist der Gegentaktwandler. Zum einen ist er für große Leistungen geeignet und zum anderen können wir dort ZVS und ZCS erreichen, zumindest, wenn wir uns anstrengen. Das soll näher erläutert werden:

14.7.5 Beispiel Gegentaktwandler

In Abb. 14.17 haben wir die Schaltschritte bereits erläutert. Wir waren davon ausgegangen, dass immer ein Strom i_L fließt. Das setzt voraus, dass ausgangsseitig eine signifikante Last vorhanden ist. Das trifft fast immer zu mit Ausnahme des Leerlaufs. Im Leerlauf fließt nur der Magnetisierungsstrom des Trafos und der kann sehr klein sein. Dann schwingt die Spannung etwa von Schritt I nach Schritt II nicht mehr um oder nicht mehr vollständig um. Die Drain-Source-Spannung von T_2 wird nicht null und seine Body-Diode leitet nicht. Wenn er nach der Totzeit leitend geschaltet wird, dann durchläuft seine Drain-Source-Spannung einen gewissen Bereich im Extremfall die volle Eingangsspannung. Wir haben somit kein ZVS mehr. Der Strom aber den T_2 schaltet ist null oder sehr klein und so haben wir unter diesen Bedingungen ZCS. Die Schaltverluste werden also sehr klein sein und das, obwohl wir genau genommen hart schalten. Die Schaltflanke wird sehr steil sein und damit bekommen wir an dieser Stelle EMV-Abstrahlung. Eine verrückte Konstellation: Unter Last ist alles gut und im Leerlauf strahlt die Schaltung ab und wir müssen nur für den Fall des Leerlaufs filtern oder gar schirmen.

Eine Abhilfemaßnahme ist, dass wir dann langsamer einschalten. Und das können wir auch unter Last tun. Wir können grundsätzlich schnell abschalten und langsam einschalten. Das kann mit einem Treiber passieren, der getrennte Ausgänge für push und pull hat oder es kann mit einem Gate-Vorwiderstand geschehen, der zum Entladen der Gate-Ladung mit einer parallelen Diode gebrückt wird.

14.8 Vergleich hartes Schalten – weiches Schalten

14.8.1 Beispielschaltung

In den vorangegangenen Betrachtungen haben wir die Wandler immer so betrieben, dass ein weiches Schalten der Leistungsschalter ermöglicht wird.

Das weiche Schalten hat bezüglich EMV und Schaltverluste Vorteile gegenüber dem hart geschalteten Betrieb. Dennoch stellt sich die Frage, ob das weiche Schalten nicht andere, gravierende Nachteile für den Leistungsteil hat.

So interessiert der Effektivwert des Stromes, der für die Erwärmung im Leistungsteil maßgeblich ist, und es ist zu klären, ob die magnetischen Bauteile bei den unterschiedlichen Betriebsmodi stärker oder schwächer belastet werden.

Der Vergleich soll am Beispiel des Abwärtswandlers durchgeführt werden. Wir gehen von folgender vereinfachter Schaltung aus und wählen zur Vereinfachung ein Tastverhältnis von 0,5:

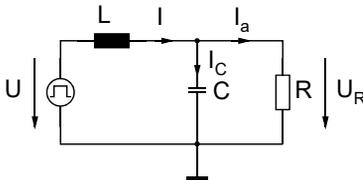


Abb. 14.20: Schaltung zum Vergleich hart – weich geschaltet.

Der Stromverlauf sieht prinzipiell so aus:

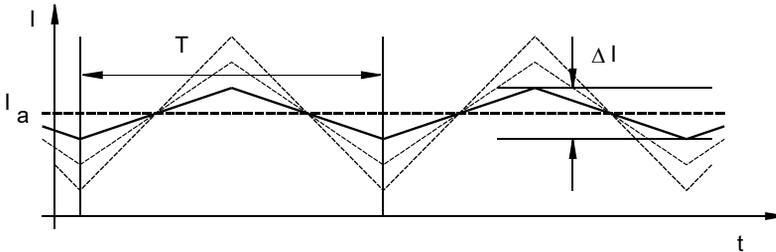


Abb. 14.21: Stromverlauf in der Spule des Abwärtswandlers für unterschiedliche ΔI .

Der Vergleich geschieht für unterschiedliche ΔI bei sonst unveränderten Parametern wie Kerngröße, Ausgangsstrom etc.

In Abb. 14.21 ist ΔI bei der durchgezogenen Linie ungefähr halb so groß wie der Ausgangsstrom I_a . Verkleinern wir L , wird ΔI größer. Für $\Delta I = 2 \cdot I_a$ erreichen wir die Grenze zum lückenden Betrieb. Diese Grenze ist optimal für den Umschwingbetrieb, den wir im Folgenden untersuchen und mit dem nicht lückenden Betrieb vergleichen wollen.

14.8.2 Beziehungen

Die Drossel L muss für den maximalen Strom \hat{i} ausgelegt werden. Aus Abb. 14.21 folgt:

$$\hat{i} = I_a + \frac{\Delta I}{2} \tag{14.8.1}$$

Da für eine allgemeine Aussage das Verhältnis von $\frac{\Delta I}{I_a}$ maßgebend ist, führen wir das Stromverhältnis ϵ_i ein und definieren:

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta I}{2I_a} \tag{14.8.2}$$

ε_i ist das Maß für die Stromwelligkeit und hat den Wertebereich $0 \leq \varepsilon_i \leq 1$ (siehe auch Abb. 14.21). $\varepsilon_i = 1$ erhalten wir einen dreieckförmigen Stromverlauf (Grenze zum lückenden Betrieb). Für $\varepsilon_i = 0$ ergibt sich ein reiner Gleichstrom, was eine unendlich große Induktivität L bedeuten würde. Damit ist der Wert $\varepsilon_i = 0$ sicherlich nicht sinnvoll. Hingegen könnte der Bereich $0,2 \leq \varepsilon_i \leq 1$ brauchbar sein. Mit Gl. (14.8.2) folgt für Gl. (14.8.1):

$$\frac{\hat{i}}{I_a} = 1 + \varepsilon_i \tag{14.8.3}$$

Für die Belastung der Bauteile wirkt in erster Linie der Effektivwert I . Er soll hier kurz berechnet werden. Allgemein gilt:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \tag{14.8.4}$$

Ausgehend von Abb. 14.21 haben wir folgenden Stromverlauf:

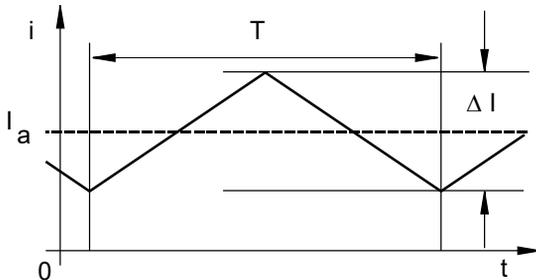


Abb. 14.22: Stromverlauf für ein ΔI .

Zur Berechnung des Effektivwerts von I kann der dreieckförmige Stromverlauf von i in zwei Trapeze zerlegt werden, die wir stückweise von 0 bis $\frac{T}{2}$ und von $\frac{T}{2}$ bis T integrieren. Da nur das

Integral $i^2 dt$ interessiert, kann das zweite Trapez horizontal gespiegelt werden und wir erhalten zwei gleichwertige Trapeze.

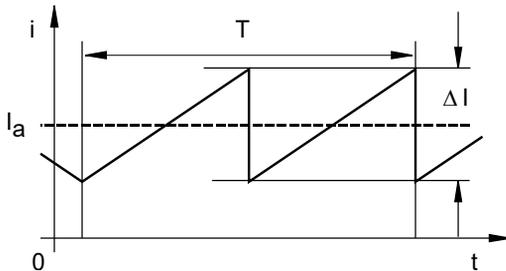


Abb. 14.23: Gleichwertiger Stromverlauf für die Berechnung des Integrals.

Die Periodendauer hat sich halbiert. Deshalb definieren wir T in Abb. 14.24 neu, damit die Rechnung nur einmal erfolgen muss. Für den Stromverlauf gilt dann:

$$i(t) = \frac{\Delta I}{T}t + I_a - \frac{\Delta I}{2} \tag{14.8.5}$$

Oder

$$\frac{i(t)}{I_a} = \frac{\Delta I}{I_a} \frac{t}{T} + 1 - \frac{\Delta I}{2I_a} = 2\varepsilon_i \frac{t}{T} + 1 - \varepsilon_i$$

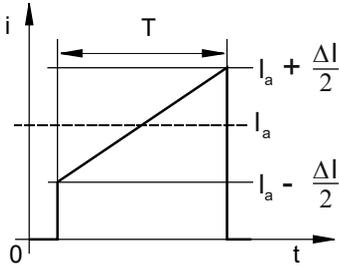


Abb. 14.24: Vereinfachter Stromverlauf für die Effektivwertberechnung.

$$\frac{i^2(t)}{I_a^2} = 4\varepsilon_i^2 \frac{t^2}{T^2} + 4\varepsilon_i \frac{t}{T} (1 - \varepsilon_i) + (1 - \varepsilon_i)^2$$

$$\frac{1}{I_a^2} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{4}{3} \varepsilon_i^2 T + 2\varepsilon_i T (1 - \varepsilon_i) + (1 - \varepsilon_i)^2 T$$

$$\frac{I}{I_a} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{4}{3} \varepsilon_i^2 + 2\varepsilon_i - 2\varepsilon_i^2 + \varepsilon_i^2 + 1 - 2\varepsilon_i} = \sqrt{\frac{\varepsilon_i^2}{3} + 1} \quad (14.8.6)$$

Bei sonst gleichen Bedingungen wird ΔI durch die Induktivität der Spule bestimmt. Deshalb muss L für den Vergleich variiert werden. Mit dem Spezialfall eines symmetrischen Tastverhältnisses erhält man für L :

$$L = U \frac{2T}{\Delta I} \quad (14.8.7)$$

Wir definieren als Bezugsgröße die Induktivität L_0 als die Induktivität bei $\varepsilon_i = 1$ oder $I_a = \frac{\Delta I}{2}$.

Damit wird

$$L_0 = \frac{U \cdot T}{I_a} \quad (14.8.8)$$

Die normierte Induktivität wird damit:

$$\frac{L}{L_0} = 2 \frac{I_a}{\Delta I} = \frac{1}{\varepsilon_i} \quad (14.8.9)$$

Die Spule wird bei Schaltreglern mit einem Ferrit-Kern aufgebaut, der eine bestimmte magnetische Querschnittsfläche A hat und der bis zu einer zulässigen magnetischen Induktion B angesteuert werden kann. Mit der geforderten Induktivität und dem Stromspitzenwert \hat{i} wird die

Windungszahl festgelegt zu $N = \frac{L \hat{i}}{A \hat{B}}$ (14.8.10)

Wir normieren auf die Bezugsgröße N_0 , d. h. $N_0=N$ für $\hat{i} = 2I_a$ ($\varepsilon_i = 1$), $L = L_0$ und verwenden Gl. (14.8.1):

$$N_0 = \frac{L_0 I_a^2}{A\hat{B}} \Rightarrow \frac{N}{N_0} = \frac{L}{L_0} \frac{\hat{i}}{2I_a} = \frac{1}{2\varepsilon_i} (1 + \varepsilon_i) \quad (14.8.11)$$

Der ohmsche Widerstand einer Kupferwicklung berechnet sich zu

$$R = \rho \frac{Nl}{A_{Cu}} \quad (14.8.12)$$

ρ ist der spezifische Widerstand (von Kupfer), A_{Cu} ist der Leiterquerschnitt des Kupferdrahtes, l ist die mittlere Windungslänge und N ist die Windungszahl.

Jeder einzelnen Windung steht der Leiterquerschnitt $A_{Cu} = \frac{A_W}{N}$ zur Verfügung, wenn A_W der gesamte Wicklungsquerschnitt im Spulenkörper (multipliziert mit dem Kupferfüllfaktor) ist.

Aus Gl. (14.8.12) erhalten wir damit:

$$R = \rho \frac{N^2 l}{A_W} \quad (14.8.13)$$

Den Bezugswiderstand R_0 definieren wir für die Bezugswindungszahl N_0 :

$$R_0 = \rho \frac{l}{A_W} N_0^2 \quad (14.8.14)$$

Damit wird der normierte Widerstand:

$$\frac{R}{R_0} = \left(\frac{N}{N_0} \right)^2 = \frac{1}{4\varepsilon_i^2} (1 + \varepsilon_i)^2 \quad (14.8.15)$$

14.8.3 Auswirkung auf die ohmschen Verluste in der Drossel

Die bisherigen Herleitungen basieren auf einem gleichbleibenden Spulenkern, mit gleichbleibender Geometrie und mit gleicher Aussteuerbarkeit. Zusätzlich wird die Windungszahl in Abhängigkeit von L und dem Maximalstrom optimal gewählt, also so, dass die maximale Aussteuerbarkeit gerade erreicht wird. Unter diesen Voraussetzungen lassen sich nun die ohmschen Verluste in der Spule berechnen:

$$P = I^2 R = \left(1 + \frac{\varepsilon_i^2}{3} \right) I_a^2 R_0 \frac{1}{4i^2} (1 + \varepsilon_i)^2 \quad (14.8.16)$$

Wie bisher definieren wir die Bezugsgröße bei $\varepsilon_i = 1$:

$$P_0 = \frac{4}{3} I_a^2 R_0.$$

Damit ergibt sich die normierte Leistung:

$$\frac{P}{P_0} = \frac{3}{4} \left(1 + \frac{\varepsilon_i^2}{3} \right) \frac{1}{4\varepsilon_i^2} (1 + \varepsilon_i)^2 \quad (14.8.17)$$

14.8.4 Zusammenfassung

Die berechneten normierten Größen in Abhängigkeit vom Stromverhältnis ε_i sehen folgendermaßen aus:

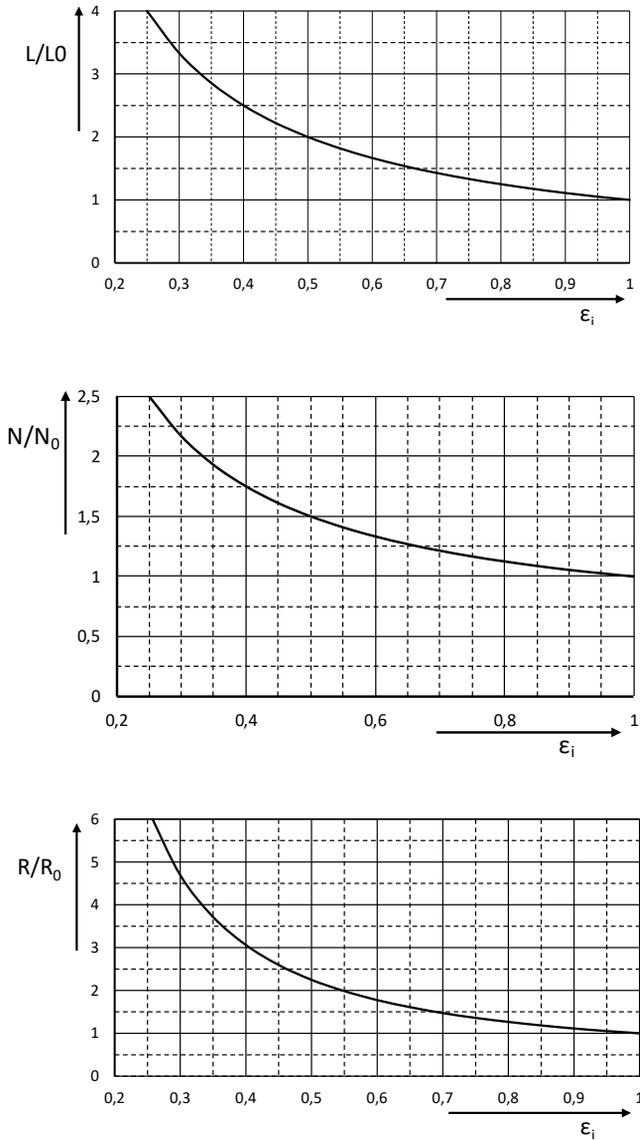


Abb. 14.25: Die berechneten Verhältnisse L/L_0 , N/N_0 und R/R_0 über dem Stromfaktor ε_i dargestellt.

Beurteilte Größe	Hartes Schalten: $\Delta I = \frac{I_a}{2}, (\varepsilon_i = 0,25)$	Weiches Schalten, Umschwingen: $\Delta I = 2I_a, (\varepsilon_i = 1)$	Bemerkung
Stromeffektivwert	1,01	1,15	$\frac{I}{I_a} = \sqrt{\frac{\varepsilon_i^2}{3} + 1}$
Kupferverluste in der Drossel	4,8	1	$\frac{P}{P_0} = \frac{3}{4} \left(1 + \frac{\varepsilon_i^2}{3}\right) \frac{1}{4\varepsilon_i^2} (1 + \varepsilon_i)^2$
Schaltverluste im Leistungsschalter	Vorhanden, z. T. erheblich	Praktisch null	Schalter wird deutlich entlastet, weniger Kühlung nötig.
Maximaler Strom $\frac{\hat{i}}{I_a}$	1,25	2	$\frac{\hat{i}}{I_a} = 1 + \varepsilon_i$
Induktivität von L	4	1	$\frac{L}{L_0} = \frac{1}{\varepsilon_i}$
Drossel	Eisenpulverkern denkbar, Luftspalt erträglich	Großer Luftspalt, siehe Kap. 24: Drosseln mit verteiltem Luftspalt.	Zur Drossel kann kein fundierter Vergleich gemacht werden, ohne den Aufbau mit einzubeziehen.

Tabelle 14.2: Vergleich mit normierten Größen.

Wir haben den Vergleich so durchgeführt, dass wir die Bezugsgrößen für $\varepsilon_i = 1$ gewählt haben. So ist auch Tabelle 14.2 entstanden. Die Zahlenwerte müssen als relative Angaben verstanden werden, die nur zum Vergleich der beiden Betriebsmodi dienen. So könnte beispielsweise beim maximalen Strom statt 1,25 und 2 auch 0,625 und 1 stehen.

Zusammenfassend können wir deutliche Vorteile beim weichen Schalten ($\varepsilon_i = 1$) erkennen. Die Kupferverluste sind deutlich niedriger und die Schaltverluste sind praktisch komplett weg. Dem stehen entgegen ein höherer Maximalstrom und ein etwas höherer Effektivstrom. Der Maximalstrom spielt kaum eine Rolle, da die Erwärmung der Bauteile durch den Effektivstrom erfolgt.

Unsicherheiten gibt es bei der Beurteilung der Drossel. Sie hat eine deutlich niedrigere Induktivität, aber der magnetische Kreis wird bei jeder Periode von null bis zum Maximalwert angesteuert. Die Kernverluste sind dann prinzipiell höher, jedoch wird der Kern weniger weit angesteuert. Hier kommt es auf das Kernmaterial, den Litzenaufbau und vor allem auf den Luftspalt an. Wir haben sehr gute Ergebnisse mit einem verteilten Luftspalt erreicht. Siehe hierzu auch Kap. 24.

Das weiche Schalten hat über die in diesem Kapitel ausgeführten Vergleiche hinaus einen deutlichen Vorteil in Bezug auf die EMV. Dies alleine ist für den Autor Grund genug, wenn immer es geht, das weiche Schalten zu favorisieren.

15 Der LC-Wandler

15.1 Vorbemerkungen

In den vorausgegangenen Kapiteln haben wir Wandler besprochen, die vorwiegend „hart“ schalten. Sie haben Schaltverluste und erzeugen oft starke elektromagnetische Abstrahlungen. Um diese gravierende Nachteile zu vermeiden, sind unterschiedliche Topologien und Betriebsmodi entwickelt worden, die „weich“ schalten. Dazu gibt es das Zero Voltage Switching (ZVS) und das Zero Current Switching (ZCS). Und die so betriebenen Wandler werden auch als Partialresonanzwandler bezeichnet. Und schließlich gibt es die große Gruppe der Resonanzwandler, die einen oder mehrere Schwingkreise in Leistungspfad haben und die einen abschnittsweisen sinusförmigen Stromverlauf haben. Bevorzugt werden diejenigen Wandler, die eingangsseitig eine induktive Last darstellen, denn dann eilt der Strom immer der Spannung nach und wir können die Schaltvorgänge nahezu ohne Verluste durchlaufen.

Nachteilig ist bei den Resonanzwandlern, dass der Effektivwert des Stromes größer wird, verglichen mit hartschaltenden Wandlern. Nach meinen Erfahrungen überwiegt aber der Vorteil des weichen Schaltens bis in den höheren Leistungsbereich und so werden sogar Schweißgeräte zunehmend resonant ausgeführt.

Aus der Vielzahl der möglichen Schaltungen werden hier nur einige wenige bewährte Topologien herausgegriffen. Die Schaltungen werden soweit wie sinnvoll analytisch behandelt und die Ergebnisse häufig als Kurvenverläufe dargestellt, sodass die gewünschten Parameter direkt abgelesen werden können. Für die Berechnung verwenden wir bisweilen die komplexe Wechselstromrechnung, da bei den Resonanzwandlern die Strom- und Spannungsverläufe näherungsweise sinusförmig verlaufen. So wollen wir zunächst vom Ersatzschaltbild des jeweiligen Wandlers ausgehen und daraus das Verhalten ableiten und erst danach die komplette Schaltung ergänzen (oder so ähnlich).

15.1.1 Ansteuerung mit Rechteckspannung

Wir geben in der Leistungselektronik immer ein Rechtecksignal auf ein induktives Tiefpassfilter. Bei den hartschaltenden Wandlern verläuft dann der Spulenstrom linear. Bei den Resonanzwandlern geben wir die rechteckförmige Spannung auf ein *LCR*-Netzwerk, in das dann einen sinusförmigen Strom hineinfließt.

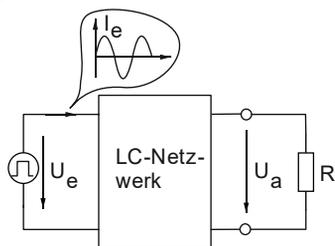


Abb. 15.1: Das LC-Netzwerk lässt einen sinusförmigen Strom fließen.

Dabei filtert das *LC*-Netzwerk die Grundwelle der Rechteckspannung heraus, während die Oberwellen unterdrückt werden. Es wirkt also nur die Grundwelle der Eingangsspannung.

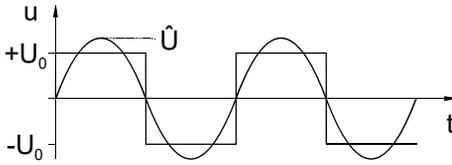


Abb. 15.2: Grundwellenanteil eines Rechtecksignals.

Nach Fourier enthält eine symmetrische Rechteckspannung eine sinusförmige Grundwelle

mit dem Scheitelwert \hat{U} : $\hat{U} = \frac{4}{\pi} \cdot U_0$

und dem Effektivwert U : $U = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \cdot U_0$ (15.1)

15.1.2 Realisierung der Rechteckspannung

Die Rechteckspannung $u(t)$ in Abb. 15.1 kann aus einer Gleichspannung erzeugt werden. Meistens verwenden wir dazu eine Voll- oder Halbbrücke.

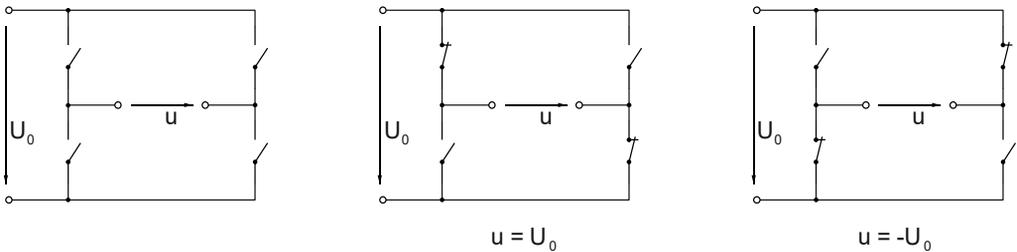


Abb. 15.3: H-Brücke erzeugt Rechteckspannung.

Weil sie wie ein großes H aussieht, wird sie auch H-Brücke genannt. Sie wird diagonal geschaltet und fast immer symmetrisch.

Anstelle einer Vollbrücke kann auch eine Halbbrücke verwendet werden:

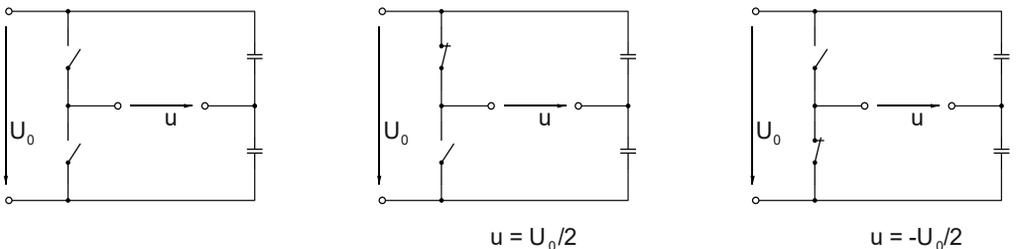


Abb. 15.4: Rechteckerzeugung mit Halbbrücke und Kondensatoren.

Die Rechteckspannung $u(t)$ ist dann nur halb so groß und der Strom doppelt so groß. Bei kleinen Leistungen können wir vorteilhaft die Halbbrücke verwenden, weil wir uns zwei Leistungsschalter und deren Ansteuerung sparen. Bei größeren Leistungen dominiert oft der Vorteil des kleineren Stromes durch die Leistungsschalter der H-Brücke. Ansonsten sind die beiden Varianten gleichwertig.

15.1.3 Berechnung der dritten Oberwelle

Jedes Filter hat natürlich nur eine begrenzte Filterwirkung und so wollen wir an einem Beispiel berechnen wie groß der Einfluss der nächsten vorkommenden Harmonischen ist. Beim Rechteck ist dies die dritte Harmonische. Sie hat nach Fourier und Gl. (15.1) den Effektivwert

$$U_3 = \frac{U}{3} \quad (15.2)$$

Wir wollen diese Spannung an eine Beispielschaltung anlegen und mit deren Übertragungsfunktion die Ausgangsspannung für die 3. Harmonische berechnen. Als Beispiel nehmen wir die Boucherotschaltung als Vorgriff, denn sie wird erst in Kap. 16 behandelt:

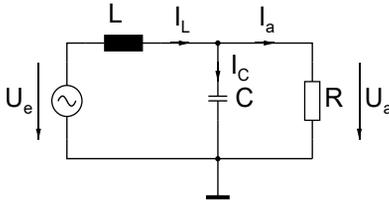


Abb. 15.5: Beispielschaltung zur Berechnung der 3. Harmonischen.

Für den Ausgangsstrom I_a gilt nach Kap. 16:

$$\frac{I_R \cdot X_0}{U} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}) + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (15.3)$$

Wir nehmen als Spezialfall $Q = 1$ an. Dann folgt für die Grundwelle I_{a1} bei Resonanzfrequenz:

$$I_{a1} = \frac{1}{j} \frac{U}{X_0} \quad \text{oder für den Betrag von } I_{a1}: I_{a1} = \frac{U}{X_0}.$$

Für die dritte Oberwelle I_{a3} folgt aus Gl. (15.3) für $\omega = 3\omega_0$:

$$I_{a3} = \frac{U_3}{X_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1-9)^2 + 3^2}} = \frac{U}{3 \cdot X_0} \frac{1}{8,54} \quad (15.4)$$

Daraus folgt für das Verhältnis $\frac{I_{a3}}{I_{a1}} = \frac{1}{25,62} = 0,039$.

Die dritte Oberwelle liefert also nur noch einen Beitrag von 3,9 %. Weitere Oberwellen brauchen wir nicht zu berechnen, da deren Beitrag noch kleiner wird. Damit können wir die Gl. (15.1) als gute und für die Praxis taugliche Annäherung nehmen.

Die ist das Ergebnis für die Schaltung in Kap. 16. Bei anderen Schaltungen müssen wir gegebenenfalls die Rechnung entsprechend durchführen. In der Praxis rechnen wir eigentlich immer mit dieser Näherung, da die Toleranzen etwa von Kondensatoren im Bereich von 10% liegen, also dreimal so groß.

15.2 Berechnung der LC-Serien-Schaltung

Eine Ausführung könnte so aussehen:

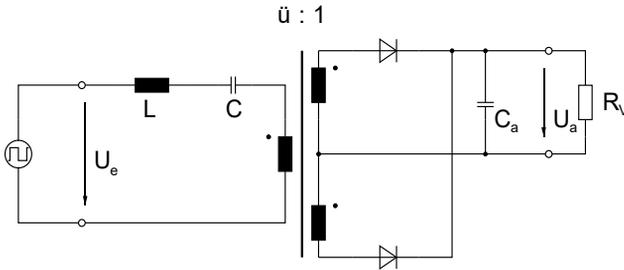


Abb. 15.6: LC-Serien-schwingkreis mit Trafo.

Und die Ersatzschaltung auf die Eingangsseite bezogen ist dann:

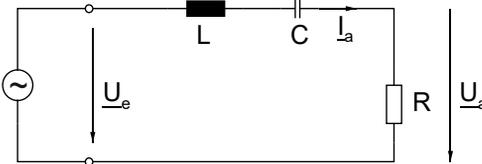


Abb. 15.7: Ersatzschaltbild vom LC-Serien-schwingkreis. Bei diesem Wandler ist der Ausgangsstrom gleich dem Eingangsstrom.

15.2.1 Berechnung der Ausgangsspannung

Mit der Ersatzschaltung können wir die Ausgangsspannung berechnen:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \quad (15.5)$$

Mit $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ und $Q = \frac{\sqrt{L}}{R} \sqrt{C}$ wird daraus die eher geläufige Beziehung:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}$$

Hinweis: Je nach Autor wird Q auch reziprok definiert.

und mit der normierten Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ und der normierten Ausgangsspannung $u_n = \frac{U_a}{U_e}$

wird die Gleichung noch ein bisschen einfacher:

$$\underline{u}_n = \frac{j\Omega \frac{1}{Q}}{1 - \Omega^2 + j\Omega \frac{1}{Q}} \quad (15.6)$$

Gl. (15.6) hat den Betrag:

$$u_n = \frac{\frac{\Omega}{Q}}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Q^2}}} \quad (15.7)$$

Gl. (15.7) kann mit Excel gezeichnet werden:

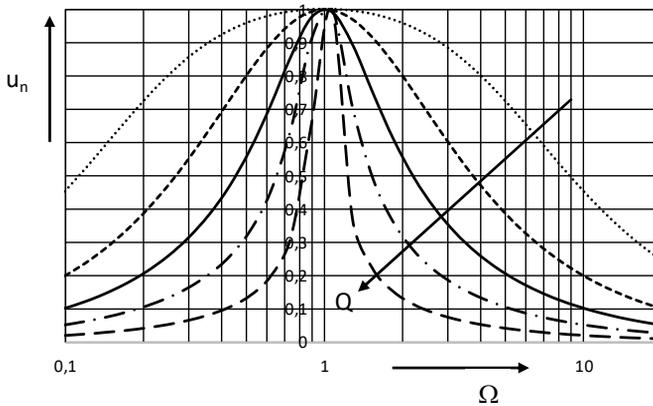


Abb. 15.8: Betrag der Übertragungsfunktion eines LC-Wandlers.

Gezeichnet für $Q = 0,2; 0,5; 1,0; 2,0; 5,0$

Aus Gl. (15.7) wird für große Frequenzen: $\underline{u}_n \Big|_{\Omega \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{\Omega Q}$.

Die Ausgangsspannung nimmt also mit 20dB/Frequenzdekade ab.

15.2.2 Berechnung des Ausgangsstromes

Der Ausgangsstrom I_a ist gleich dem Eingangsstrom I_e und errechnet sich zu

$$\frac{I_e}{U_e} = \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{j\omega C}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} = \frac{j\Omega \frac{1}{X_0}}{1 - \Omega^2 + j\Omega \frac{R}{X_0}} \quad (15.8)$$

Und hat die Phase:

$$\varphi = 90^\circ - \arctan \frac{\omega RC}{1 - \omega^2 LC} = 90^\circ - \arctan \frac{\frac{Q}{\Omega}}{1 - \Omega^2}$$

Die Phase zeichnen wir ebenfalls, um zu sehen, dass sie oberhalb der Resonanzfrequenz tatsächlich negativ ist (induktives Verhalten).

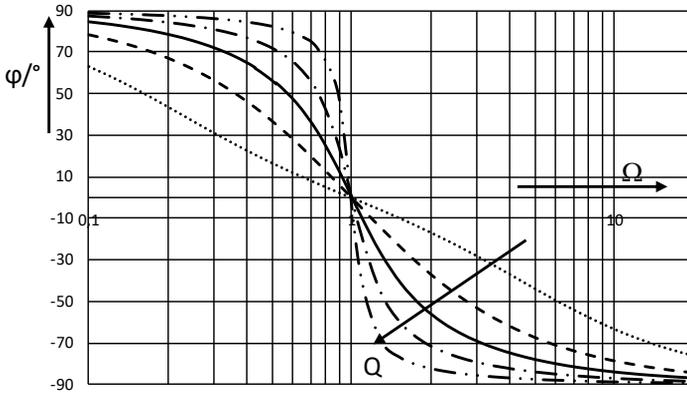


Abb. 15.9: Phasenverlauf vom Eingangsstrom bezogen auf die Eingangsspannung in Abhängigkeit der Frequenz.

Gezeichnet für $Q = 0,2; 0,5; 1,0; 2,0; 5,0$

15.2.3 Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Arbeitsfrequenz

In der Kurvenschar ist Q als Parameter verwendet, der für eine Kurve über der Frequenz als konstant angenommen wird. In der Praxis trifft das meist nicht zu. Der Wandler soll häufig eine konstante Ausgangsspannung liefern, auch dann, wenn der Ausgangsstrom sich ändert und damit R verändert wird und damit auch Q in Gl. (15.6). D.h. bei veränderlichen Last „hüpfen“ wir von einer Kurve auf die andere.

Interessanter ist doch bei konstant gehaltener oder konstant geregelter Ausgangsspannung die Abhängigkeit des Ausgangsstromes von der Frequenz. Dazu verwenden wir Gl. (15.7) und set-

zen für Q wieder $Q = \frac{\sqrt{L}}{R} \frac{U_a}{I_a}$ ein und für $R = \frac{U_a}{I_a}$:

$$u_n = \frac{\frac{\Omega}{Q}}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Q^2}}} = \frac{\frac{\Omega R}{\sqrt{L}}}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2 R^2}{L/C}}} = \frac{\frac{\Omega \frac{U_a}{I_a}}{\sqrt{L/C}}}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2 \frac{U_a^2}{I_a^2}}{L/C}}}$$

$$u_n^2 = \frac{\Omega^2 \frac{U_a^2}{I_a^2}}{(1-\Omega^2)^2 \frac{L}{C} + \Omega^2 \frac{U_a^2}{I_a^2}} = \frac{\Omega^2 U_a^2}{(1-\Omega^2)^2 \frac{L}{C} I_a^2 + \Omega^2 U_a^2}$$

$$\Rightarrow (1-\Omega^2)^2 \frac{L}{C} I_a^2 + \Omega^2 U_a^2 = \Omega^2 U_e^2 \Rightarrow I_a^2 = \frac{\Omega^2 (U_e^2 - U_a^2)}{(1-\Omega^2)^2 \frac{L}{C}}$$

Wir normieren $i_n = \frac{I_a}{U_e} \sqrt{\frac{L}{C}}$ (15.9)

$$\Rightarrow i_n = \frac{\Omega}{1-\Omega^2} \cdot \sqrt{(1-u_n^2)} = \frac{\Omega}{\Omega^2 - 1} \sqrt{(1-u_n^2)} \quad (15.10)$$

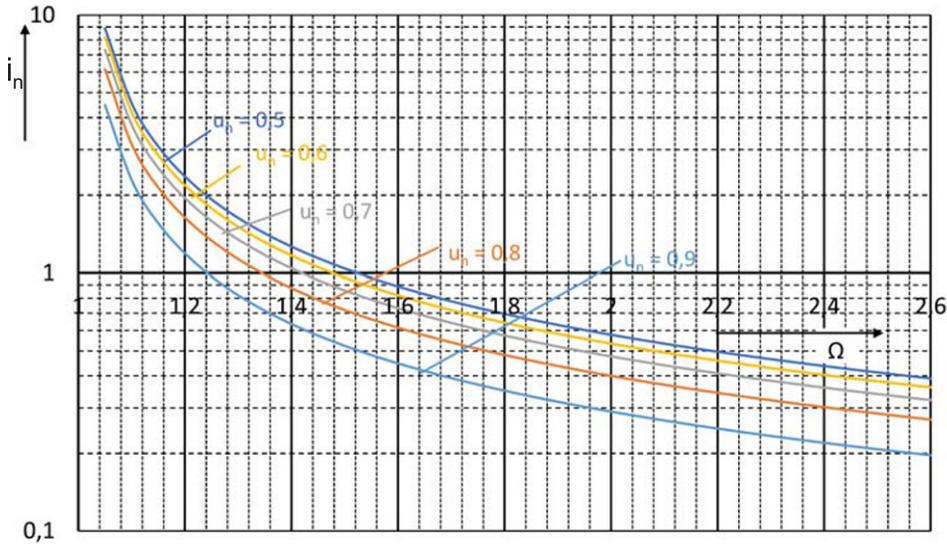


Abb. 15.10: Ausgangsstrom in Anhängigkeit der Frequenz bei konstant gehaltener Ausgangsspannung.

15.2.4 Die Ausgangskennlinie

Wir können Gl. (15.10) verwenden, um die Ausgangskennlinie zu zeichnen, wenn wir Ω konstant halten und den Ausgangsstrom i_n verändern. Die Umkehrfunktion von Gl. (15.10) ist:

$$u_n = \sqrt{1 - i_n^2 \frac{(1-\Omega^2)^2}{\Omega^2}} \quad (15.11)$$

Und wir sehen, dass wir die Ausgangskennlinie in ihrer Charakteristik mit der Frequenz Ω einstellen können. Wir können sie auch im laufenden Betrieb des Wandlers verstellen, wenn wir einen VCO für die Frequenzerzeugung verwenden. Dazu gibt es „Half Bridge Driver-ICs“, die einen Oszillator integriert haben. Die Frequenz wird dann über einen Widerstand oder einen Strom eingestellt. Zu finden sind sie auch unter dem Begriff LLC, weil dort die Wandler ebenfalls über die Frequenz gesteuert werden. In Abb. 15.11 ist die Gl. (15.11) dargestellt. Es zeigt

auch, dass der Wandler prinzipiell kurzschlussfest ist, denn für $u_n = 0$ bleibt der Ausgangsstrom auf endlichen Werten.

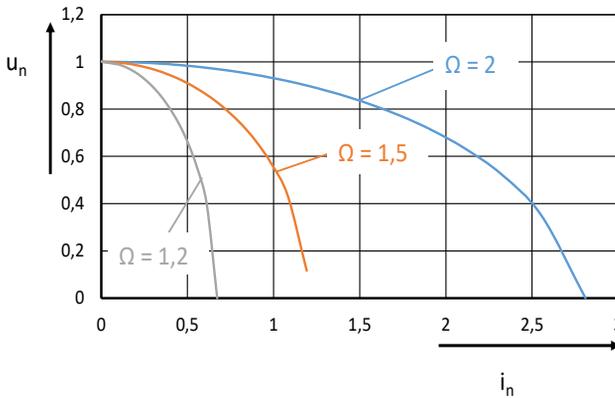


Abb. 15.11: Ausgangskennlinie des LC-Wandlers.

15.2.5 Der Blindstromanteil des Eingangsstromes

Häufig möchten wir die ansteuernde Halb- oder Vollbrücke weichschaltend betreiben. Dafür benötigen wir einen gewissen Blindstrom, der die Ausgangskapazitäten der MOSFETs umlädt. Er sollte nicht zu groß sein, damit er den Eingangsstrom nicht in die Höhe treibt. Er muss aber mindestens so groß sein, dass er die Ausgangskapazitäten so schnell umlädt, dass die Drain-Source-Spannung des einschaltenden MOSFETs bereits null ist, wenn dieser einschaltet. Wir wollen uns im Folgenden überlegen wie groß der Blindstrom in Abhängigkeit der Betriebsparameter wird. Wir gehen von Gl. (15.8) aus:

$$\frac{I_e}{U_e} X_0 = \frac{j\Omega}{1 - \Omega^2 + j\Omega \frac{U_a}{I_a X_0}} = \frac{j\Omega}{1 - \Omega^2 + j\Omega \frac{u_n}{i_n}}$$

Und normieren I_e in Anlehnung an I_a : $\underline{i}_{ne} = \frac{I_e}{U_e} X_0$ und setzen Gl. (15.11) $u_n = \sqrt{1 - i_n^2} \frac{(1 - \Omega^2)^2}{\Omega^2}$

ein:

$$\Rightarrow \underline{i}_{ne} = \frac{I_e}{U_e} X_0 = \frac{\Omega i_n}{-j(1 - \Omega^2) i_n + \Omega u_n} = \frac{i_n}{u_n + j\sqrt{1 - u_n^2}}$$

Wir machen den Nenner rational indem wir mit $u_n - j\sqrt{1 - u_n^2}$ durchmultiplizieren:

$$\Rightarrow \underline{i}_{ne} = u_n i_n - j\sqrt{1 - u_n^2} \cdot i_n \quad (15.12)$$

Darin ist $u_n i_n$ der Realteil und $-j\sqrt{1 - u_n^2} \cdot i_n$ der Imaginärteil, also der Blindstromanteil von i_{ne}

Und dieser darf wegen der Umschwingbedingung nicht zu klein werden. u_n muss also kleiner 1 bleiben. Wir haben bei der Herleitung von Gl.(15.12) die normierte Kreisfrequenz Ω zugunsten

von u_n eliminiert. Und so bedeutet also ein $u_n < 1$, dass wir oberhalb der Resonanzfrequenz bleiben müssen. Der Wert des notwendigen Blindstroms lässt sich anhand der Ausgangskapazitäten der verwendeten Transistoren bestimmen und mit der Stromzange am Oszilloskop kontrollieren.

Wir können aus Gl. (15.12) auch den Wirkstrom und den Blindstrom ermitteln und zur vereinfachten Darstellung auf i_n normieren:

$$\frac{\frac{i_{ne}}{i_n}}{\frac{I_e}{I_a}} = \frac{I_e}{I_a} = u_n - j\sqrt{1-u_n^2} \tag{15.13}$$

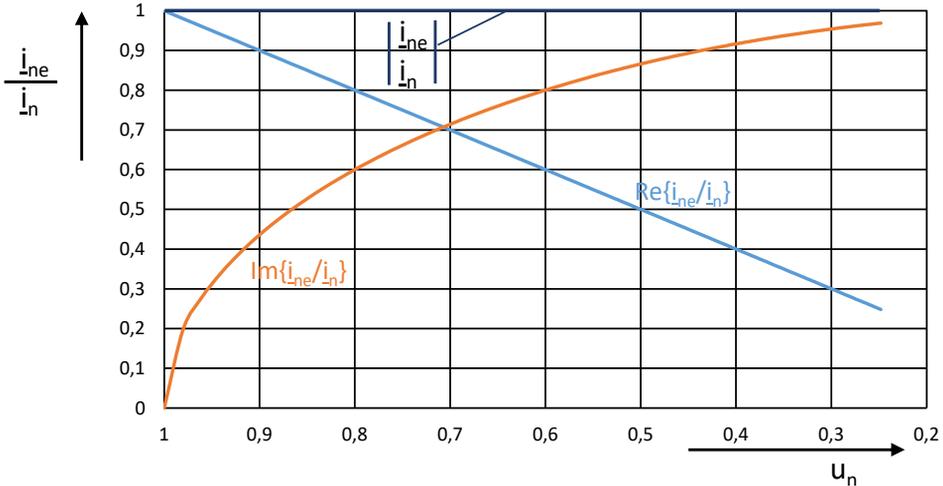


Abb. 15.12: Realteil und Imaginärteil vom Eingangsstrom des LC-Schwingkreises. Die u_n -Achse ist in Anlehnung an die Frequenz absteigend gezeichnet.

Wenn wir aus Gl. (15.13) den Betrag bilden, erhalten wir:

$$\left| \frac{i_{ne}}{i_n} \right| = \sqrt{u_n^2 + 1 - u_n^2} = 1$$

Ausgangs- und Eingangsstrom sind also bei diesem Wandler betragsmäßig immer gleich groß. Der Betrag ist in Abb. 15.12 mit eingezeichnet.

Zur Ergänzung hier noch das Zeigerdiagramm des Eingangsstromes gezeichnet:

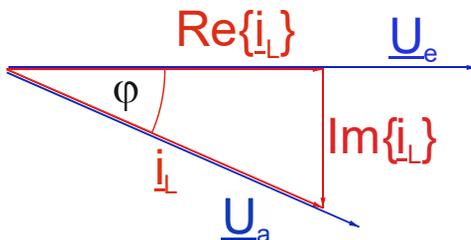


Abb. 15.13: Zeigerdiagramm vom Eingangsstrom.

15.2.6 Zusammenfassung der Eigenschaften

- Wir können den Ausgangsstrom durch eine Frequenzerhöhung reduzieren, allerdings nur in einem gewissen Bereich. Siehe hierzu Abb. 15.10. Für $u_n = 0,8$ beispielsweise können wir i_n von 3 (bei $\Omega = 1,1$) auf 0,3 (bei $\Omega = 2,4$) reduzieren. Die Frequenz muss dazu also etwas mehr, als um den Faktor 2 erhöht werden.
- Für sehr kleine Ausgangsströme, im Extremfall für den Leerlauf würde die Arbeitsfrequenz des Wandlers sehr groß.
- Schwankungen der Eingangsspannung können nach Abb. 15.10 ausgeregelt werden, verlangen aber eine zusätzliche Frequenzvariation. Nehmen wir beispielsweise $i_n = 0,5$ und betrachten eine Änderung der Eingangsspannung von 0,9 auf 0,8, dann muss die Frequenz von 1,53 auf 1,76 (mal der Resonanzfrequenz) erhöht werden.
- Der Eingangsstrom ist gleich dem Ausgangsstrom. Das ist eine ganz wesentliche Eigenschaft der LC-Serienschaltung. Der für das weiche Schalten notwendige Blindstrom wird nicht durch einen zusätzlichen Stromanteil geliefert, sondern kommt durch die Phasenverschiebung der Ausgangsspannung zustande. Von allen Resonanzwandlern hat die LC-Serienschaltung damit die geringste Belastung der Schalter und der Schwingkreiselemente L und C .
- Die Leerlauffestigkeit kann erreicht werden mit
 - o Einem Skip-Mode, d.h. völlige Abschaltung des Wandlers bei Leerlauf.
 - o Einer Grundlast. Z.B. durch einen niederohmig dimensionierten Spannungsteiler für die Spannungsmessung.
 - o Einem Saugkreis, realisiert mit einer LC-Serienschaltung parallel zu R .

Der LC-Wandler ist kurzschlussfest. Der Kurzschlussstrom kann über Ω eingestellt werden, siehe hierzu Abb. 15.11.

15.3 Dimensionierungsbeispiel

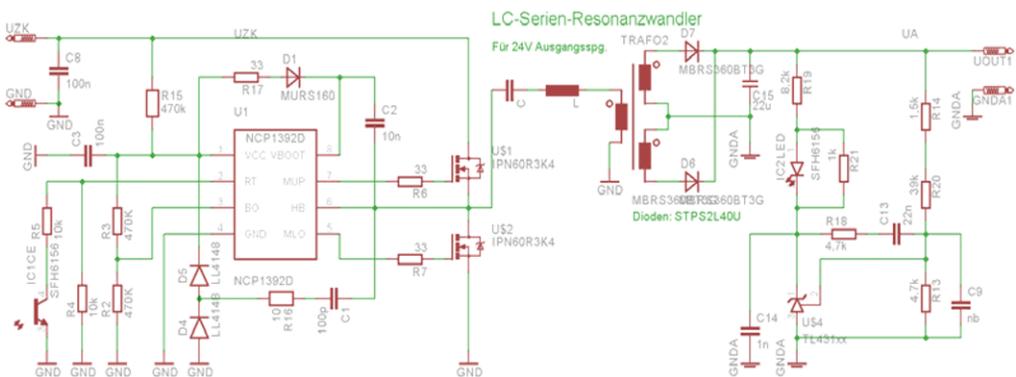


Abb. 15.14: Schaltung für 24V/20W.

Vorgaben: $U_{ZK} = 376V$, $U_{Out1} = 24V$, $f_0 = 120kHz$, $f_{max} = 200kHz$, $P_a = 20W$.

15.3.5.1 Dimensionierung von L und C

Für die Eingangsspannung in Abb. 15.7 ergibt sich damit folgender Wert:

$$\hat{U}_e = \frac{376V}{2} \frac{4}{\pi} = 240V$$

Um genügend Reserve für Toleranzen zu haben, arbeiten wir mit $u_n = 0,8$.

$$\text{Dann ergibt sich das Übersetzungsverhältnis des Trafos zu } \ddot{u} = \frac{376V}{2} \frac{1}{24V} \frac{1}{0,8} = 9,8$$

Da die Ausgangsdioden D_6 und D_7 zusammen mit C_{15} den Gleichrichtwert des Sekundärstromes bilden, gilt für $\hat{i}_e = \hat{i}_a = \frac{P_a}{14V} \frac{1}{9,8} \frac{\pi}{2} = 229mA$. Die Flussspannungen der Dioden wurden dabei vernachlässigt.

In Abb. 15.10 wählen wir $i_n = 4$ und erhalten mit Gl. (15.9):

$$\frac{L}{C} = 4^2 \frac{240V^2}{229mA^2} = 17,6 \cdot 10^6 \Omega^2$$

$$\text{Und aus der Resonanzfrequenz erhalten wir: } LC = \frac{1}{\omega_0^2} = 1,76 \cdot 10^{-12} \frac{1}{s^2}$$

$$\Rightarrow L = 5,6mH, C = 320pF$$

Wir können z.B. $\Rightarrow L = 5,6mH, C = 330pF$ wählen, um Werte aus der Normreihe zu haben. L muss einen Strom von $230mA_{Peak}$ können, wofür wir sinnvollerweise $250mA_{Peak}$ verwenden, denn wir haben bei einem Wandler mit so kleiner Leistung sicherlich einen Wirkungsgrad von deutlich unter 90%. Wir wollen an dieser Stelle nicht schon wieder eine Drossel dimensionieren. Dazu gibt es genügend Beispiele im Buch. Auch kann eine Drossel mit $5,6mH$ und $250mA_{Peak}$ problemlos als Zukaufteil gefunden werden.

15.3.5.2 Dimensionierung vom Trafo

Wir erwarten bei der kleinen Leistung einen kleinen Trafo. Wir müssen allerdings berücksichtigen, dass er die Potentialtrennung übernimmt. Dazu sind entsprechende Kriechstrecken einzuhalten. Wir gehen deshalb von einem RM6-Kern aus, da es für ihn einen Zweikammerspulenkörper gibt. Dort können wir Primär- und Sekundärwicklung getrennt und mit Kriechstrecke unterbringen. Ob die dann ausreicht, hängt von der Anwendung ab. Sollte sie zu klein sein, dann können wir auch mit einer höherwertigen Lackisolierung ergänzen. Da gibt es „dreifach lackisolierter Draht“, „savety-Litze“, „hochspannungsfeste Isolierung“ und ähnliche Bezeichnungen der Hersteller, die solche Isolationslacke anbieten. Wir versuchen es einfach mal mit einem RM6-Kern und legen die Resonanzfrequenz vorab auf 150kHz fest. Wenn sie dann nachträglich erhöht wird, tut das dem Trafo nicht weh. Eine Erhöhung kann nötig sein, wenn die Ausgangsleistung zu klein ist und wir z.B. L verringern. Die Daten für den Trafo sind damit:

$$f = 150kHz \Rightarrow \frac{T}{2} = 3,3\mu s, U_e = 376V, A_e(RM6 - Kern) = 36,6mm^2, \hat{i}_{prim} = 230mA$$

Und aus den vorherigen Überlegungen das Übersetzungsverhältnis zu 9,8 : 1.

Für die Primärwindungszahl erhalten wir damit:

$$N = \frac{\int u dt}{A_e \Delta B} = \frac{188V \cdot 3,3\mu s}{36,6mm^2 \cdot 0,36T} = 47$$

Die maximale Flussdichte haben wir mit 0,18T eingesetzt, damit die Kernverluste erträglich bleiben. Die Windungszahl von 47 erhöhen wir auf 49, denn dann können wir das geforderte Übersetzungsverhältnis von 9,8:1 mit 5 Sekundärwindungen geschickt erreichen.

Das einzelne Wicklungsfenster hat bei dem Zweikammerspulenkörper 3mm x 2,45mm (siehe Datenblatt). Wir wählen den Durchmesser des primären Kupferlackdrahtes zu 0,37mm. Dann bekommen wir 8 Windungen pro Lage drauf und haben bei 6 Lagen eine Wicklungshöhe von 2,3mm. Da bleibt noch Luft für eine Isolierschicht zum Kern hin. Das Übersetzungsverhältnis ist dann 48:5 = 9,6.

Für die Sekundärwicklung wählen wir einen Drahtdurchmesser (inkl. Lackschicht) von 0,6mm. Damit bekommen wir 2 x 2 Lagen bifilar (2 Drähte parallel gewickelt) à 5 Windungen, also insgesamt 2 x 5 = 10 Windungen, was für Center tapped gut passt.

Die Wicklungswiderstände sind dann

$$R_{Cuprim} = \frac{21 \cdot 10^{-9} \Omega m \cdot 48 \cdot 30mm}{\pi (0,18mm)^2} = 0,3\Omega \quad \text{und} \quad R_{Cusek} = \frac{21 \cdot 10^{-9} \Omega m \cdot 5 \cdot 30mm}{\pi (0,3mm)^2 \cdot 2} = 6m\Omega$$

Und die ohmschen Verluste mit I^2R sind: $P_{CUprim} = 8mW$ und $P_{CUsek} = 10,3mW$

Der Trafo ist also hoffnungslos überdimensioniert und bleibt kalt. Wir können einen kleineren Kern nehmen oder die Lackisolation des Kupferlackdrahtes dicker wählen, um eine höhere Isolationsfestigkeit zu erreichen.

15.3.5.3 Weitere Anmerkung zur Schaltung

Beim Anlauf der Schaltung wird der NCP1392 über R_{15} versorgt. Sobald die Halbbrücke losläuft, wird er über die Ladungspumpe C_1 , R_{16} und die Dioden D_4 , D_5 zusätzlich gespeist. Und über die Ladungspumpe fließt der Hauptanteil des Stromes. Auf eine externe Zenerdiode kann verzichtet werden, da der NCP die Versorgungsspannung mit einer internen Zenerdiode klemmt. C_1 darf halt nicht zu groß gewählt werden, damit die Verlustleistung im NCP vernachlässigt werden kann und zumindest die interne Zenerdiode nicht überlastet wird. Das gelingt aber leicht.

Der Wandler ist potentialtrennend. Die Isolationsspannung wird durch den Trafo bestimmt. Falls hier hohe Anforderungen zu erfüllen sind, empfiehlt es sich Cu-Draht mit erhöhter Isolierung zu verwenden.

R_{18} und C_{13} bestimmen die Regler-Charakteristik für die Ausgangsspannung. Da die Wandlerfrequenz oberhalb 100kHz liegt, können Lastschwankungen und Änderungen der Eingangsspannung gut ausgeglet werden.

Die Schaltung enthält nur Keramikkondensatoren und C ist ein Folienkondensator. Dadurch kann die Schaltung bis zu sehr hohen Temperaturen betrieben werden.

16 Die Boucherot-Schaltung

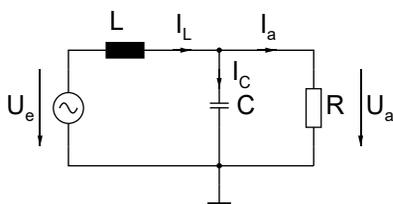


Abb. 16.1: Das Schaltbild der Boucherot-Schaltung

16.1 Die Ausgangsspannung

Zunächst wollen wir die Ausgangsspannung berechnen:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{j\omega L + \frac{R}{1+j\omega RC}} = \frac{R}{R(1-\omega^2 LC) + j\omega L} \quad (16.1)$$

Bei der Resonanzkreisfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (16.2)

gilt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{j\omega_0 L} = -j \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad \text{oder auch} \quad \left| \frac{I_a}{U_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (16.3)$$

Der Strom durch den Lastwiderstand R wird konstant, unabhängig von der Ausgangsspannung U_a , bzw. dem Lastwiderstand R . Die Schaltung ist bei Resonanz eine Stromquelle!

Der Ausdruck $\sqrt{\frac{L}{C}}$ hat die Einheit Ω , stellt also einen Widerstand dar. Er bestimmt maßgeblich das Verhalten der Resonanzschaltung und wird deshalb als Kennwiderstand X_0 bezeichnet:

$$X_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (16.4)$$

Das Verhältnis von R und X_0 nennen wir die Güte Q :

$$Q = \frac{R}{X_0} \quad (16.5)$$

Die Gleichungen (16.2), (16.4) und (16.5) in Gl. (16.1) eingesetzt liefert:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{R \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + j \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + j \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{R}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{X_0}{R}}$$

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}} \quad (16.6)$$

Zunächst interessiert uns nur der Betrag der Ausgangsspannung:

$$\left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right| = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{1}{Q^2}}} \quad (16.7)$$

Wir normieren noch $u_n = \left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right|$ und $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$. Damit folgt aus Gl.(16.7):

$$u_n = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \Omega^2\right)^2 + \frac{\Omega^2}{Q^2}}} \quad (16.8)$$

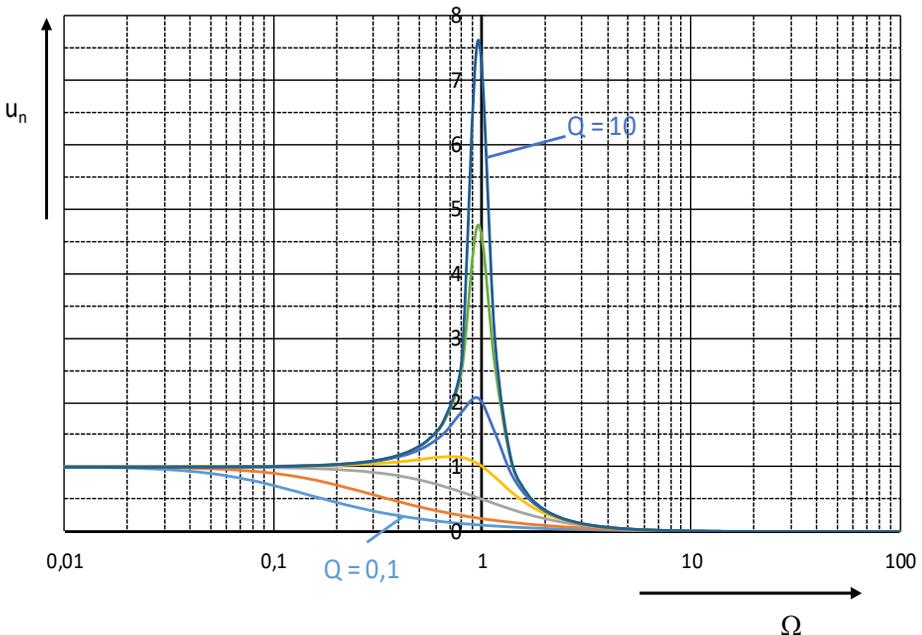


Abb. 16.2: Normierte Ausgangsspannung der Boucherotschaltung für die Güten 0,1/0,2/0,5/1,0/2,0/5,0/10. Für alle Güten kann die Boucherot-Schaltung abwärts wandeln und für Güten größer als 1 kann sie zusätzlich aufwärts wandeln.

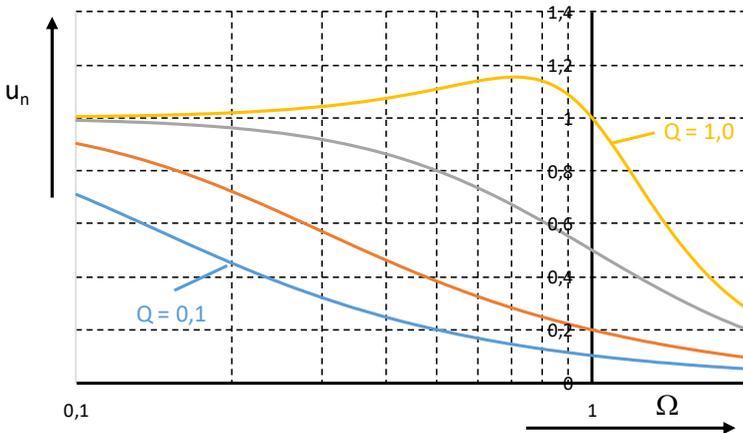


Abb. 16.3: Ausgangsspannung für die Güten 0,1/0,2/0,5/1,0, vergrößert dargestellt.

Wir sehen in Abb. 16.2 und noch deutlicher in Abb. 16.3, dass sich die Ausgangsspannung mit zunehmender Frequenz stark verringert. Aus Gl.(16.7) können wir entnehmen, dass für große Frequenzen die Ausgangsspannung mit 40dB/Frequenzdekade abnimmt. Zur Regelung eines Boucherot-Wandlers benötigen wir eine vergleichsweise kleine Frequenzänderung. Wie groß sie ist, wollen wir im Folgenden erarbeiten.

16.2 Frequenzbereich zur Regelung des Boucherot-Wandlers.

Die in Abb. 16.2 in Abb. 16.3 gezeichneten Verläufe sind jeweils für eine Güte gezeichnet. Diese ist aber nach Gl.(16.5) lastabhängig. Bei einem Wandler werden wir die Ausgangsspannung durch eine Frequenzregelung konstant halten, auch dann, wenn sich der Ausgangsstrom und damit R ändert. Deshalb interessiert uns doch die Frequenzabhängigkeit vom Ausgangsstrom bei konstant gehaltener Ausgangsspannung.

Wir verwenden die Gl. (16.1):

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{R(1 - \omega^2 LC) + j\omega L} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega \frac{L}{R}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{X_0}{R}}$$

Wir bilden das Betragsquadrat und setzen $R = \frac{U_a}{I_a}$:

$$\frac{U_a^2}{U_e^2} = \frac{1}{(1 - \Omega^2)^2 + \Omega^2 X_0^2 \frac{I_a^2}{U_a^2}} \Rightarrow (1 - \Omega^2)^2 U_a^2 + \Omega^2 X_0^2 I_a^2 = U_e^2$$

$$\Rightarrow I_a^2 = \frac{U_e^2 - (1 - \Omega^2)^2 U_a^2}{\Omega^2 X_0^2}$$

Wir normieren: $i_n = I_a \frac{X_0}{U_e}$ und $u_n = \frac{U_a}{U_e}$

$$\Rightarrow i_n^2 = \frac{1 - (1 - \Omega^2)^2 u_n^2}{\Omega^2} \Rightarrow i_n = \sqrt{\frac{1 - (1 - \Omega^2)^2 u_n^2}{\Omega^2}} \quad (16.9)$$

Gl. (16.9) lässt sich für verschieden Ausgangsspannungen darstellen:

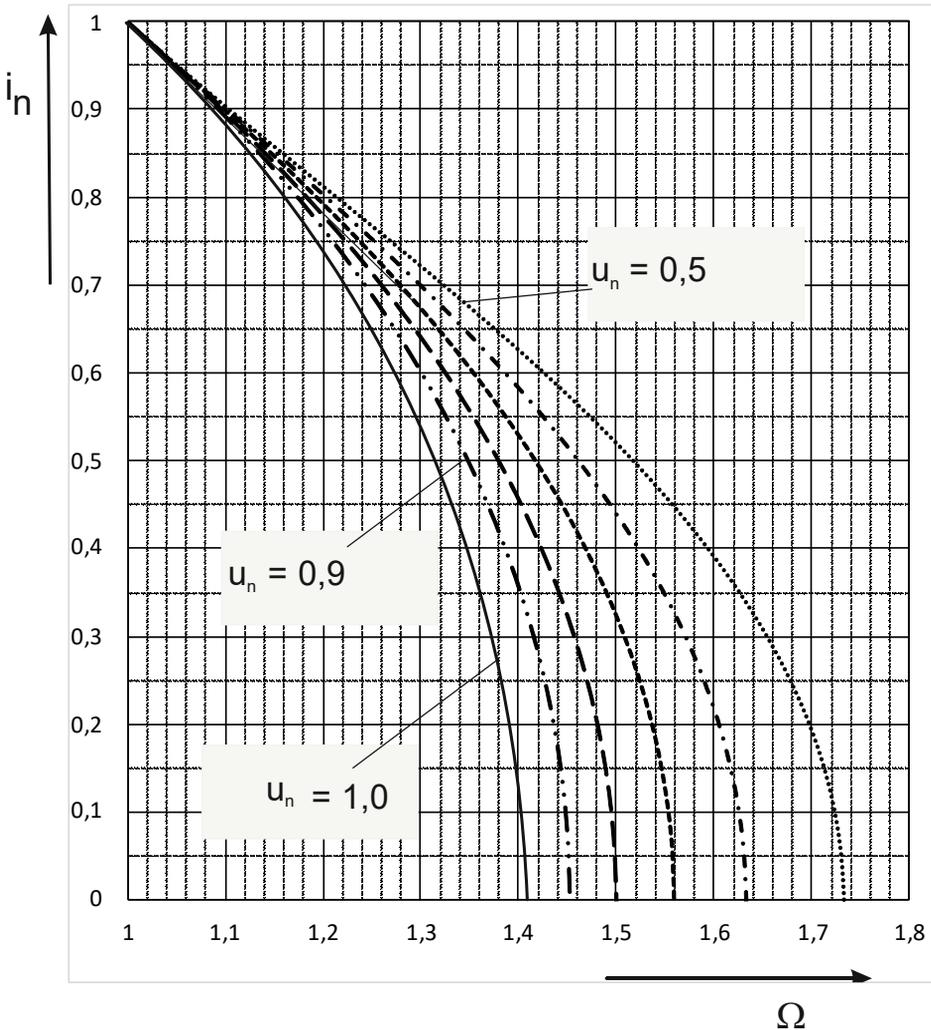


Abb. 16.4: Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Frequenz für eine konstante Ausgangsspannung. Parameter U_n : 0,5 bis 0,9.

Wir sehen, dass der Frequenzbereich zur Regelung des Ausgangsstromes leicht machbar ist. Wir lesen für $U_a = 80\%$ von U_e ab, dass sich die Arbeitsfrequenz um 50% ändern muss, wenn wir den Ausgangsstrom vom Maximalwert auf null reduzieren.

$$\Rightarrow i_n^2 = \frac{1 - (1 - \Omega^2)^2 u_n^2}{\Omega^2} \Rightarrow i_n = \sqrt{\frac{1 - (1 - \Omega^2)^2 u_n^2}{\Omega^2}}$$

Wir können auch die Frequenz berechnen, bei der $i_n = 0$ wird (Leerlauf der Wandlerschaltung). Aus Gl.(16.9) folgt:

$$0 = 1 - (1 - \Omega^2)^2 u_n^2 \Rightarrow \Omega^4 u_n^2 - 2\Omega^2 u_n^2 - 1 + u_n^2 = 0$$

$$\Rightarrow \Omega^2 = \frac{+2u_n^2 \pm \sqrt{4u_n^4 + 4u_n^2(1 - u_n^2)}}{2u_n^2} = 1 \pm \sqrt{\frac{1}{u_n^2}} = 1 + \frac{1}{u_n} \quad (16.10)$$

Das Minuszeichen kann ausgeschlossen werden, da wir uns oberhalb der Resonanzfrequenz befinden.

16.3 Die Ausgangskennlinie

Für das Verhalten des Wandlers interessiert uns dessen Ausgangskennlinie $i_n = f(u_n)$ und zwar auch bei dynamischer Laständerung, wo die Regelung noch nicht eingreift. Wir halten deshalb die Arbeitsfrequenz konstant und ermitteln dafür die Ausgangskennlinie. Sie kann mit Gl. (16.9) gezeichnet werden.

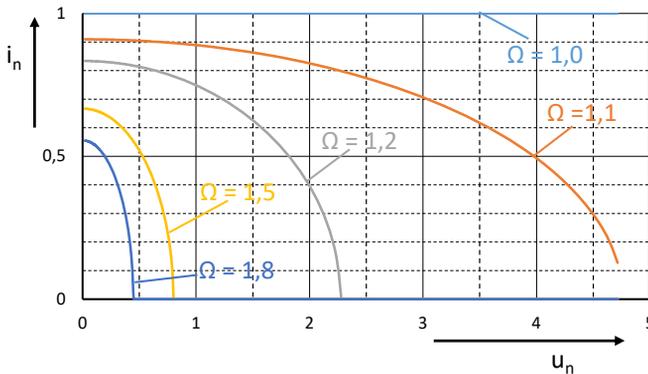


Abb. 16.5: Die Ausgangskennlinie von der Boucherot-Schaltung.

Bei Resonanz ($\Omega = 1$) ist der Ausgangsstrom unabhängig von der Ausgangsspannung. Die Schaltung ist eine Stromquelle. Dies ist aber ein Grenzfall, da wir verlustlose Bauteile bräuchten und die Schaltung exakt auf Resonanz betreiben müssten. Dies könnte beispielsweise mit einer Strommessung und einem Phasendetektor geschehen, der den Eingangsstrom in Phase mit der Eingangsspannung hält. Siehe hierzu auch Abb. 16.6.

Oberhalb der Resonanzfrequenz nimmt der Strom mit zunehmender Ausgangsspannung ab. Die Schaltung hat also tendenziell das Verhalten einer realen Spannungsquelle, allerdings mit nicht-linearem Verhalten. In Abb. 16.5 tritt die starke Krümmung für große Ausgangsspannungen auf. Das liegt teilweise am Maßstab, was durch einen Vergleich mit Abb. 16.4 zu erkennen ist.

Für die Realisierung eines Wandlers kann Abb. 16.5 insofern hilfreich sein, dass wir die Ausgangsspannung von $u_n = 0,5$ bis $2,0$ variieren und dabei dicht oberhalb der Resonanzfrequenz bleiben. Dann gilt die orangefarbene Kurve in Abb. 16.5 und wir sehen, dass sich die Schaltung gut angenähert als Stromquelle verhält.

16.4 Der Eingangsstrom

Resonanzwandler verwenden wir, um die Schaltverluste in den Leistungsschalter drastisch zu reduzieren oder ganz zu null zu machen. Dies erreichen wir dadurch, dass der Strom beim Abschalten von jedem Leistungsschalter in Drain-Source-Richtung fließt. Und das tut er dann, wenn die Last – hier unser Resonanznetzwerk – induktiv ist. Folglich müssen wir jetzt noch überprüfen, ob und wo unsere Boucherot-Schaltung diese Bedingung erfüllt. Wir berechnen dazu den Eingangsstrom, der in Abb. 16.1 mit I_L bezeichnet ist. Ausgehend von Abb. 16.1 gilt:

$$\begin{aligned} \frac{I_L}{U_e} &= \frac{1}{j\omega L + \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}} = \frac{1}{j\omega L + \frac{R}{1 + j\omega RC}} = \frac{1 + j\omega RC}{R(1 - \omega^2 LC) + j\omega L} \\ &= \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} Q}{Q \cdot X_0 \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j\frac{\omega}{\omega_0} X_0} \Rightarrow \frac{I_L \cdot X_0}{U_e} = \frac{1 + j\Omega Q}{Q \cdot (1 - \Omega^2) + j\Omega} \end{aligned}$$

Oder normiert:

$$i_{nL} = \frac{I_L \cdot X_0}{U_e} = \frac{1 + j\Omega Q}{Q \cdot (1 - \Omega^2) + j\Omega} \quad (16.11)$$

16.4.1 Phase vom Eingangsstrom I_L

Für die Phase φ von I_L bezogen auf U_e gilt:

$$\varphi = \arctan(\Omega Q) - \arctan\left(\frac{\Omega}{Q(1 - \Omega^2)}\right) \quad (16.12)$$

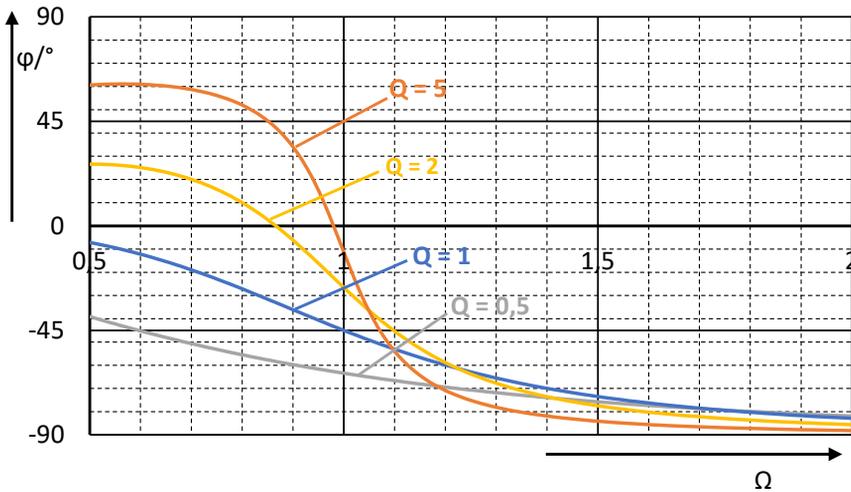


Abb. 16.6: Phasenverlauf von \underline{i}_L für unterschiedliche Güten.

Für alle Güten, sprich für jede Ausgangslast haben wir für $\Omega = \omega/\omega_0 > 1,0$ einen negativen Phasenwinkel, also induktives Verhalten. Und damit ist die Bedingung für sanftes Schalten erfüllt (hier ZVS Zero Voltage Switching). Wir werden den Wandler also oberhalb der Resonanzfrequenz betreiben und nur für sehr große Lasten, z.B. kurzzeitige Überlast leicht unter die Resonanzfrequenz abgleiten lassen. Siehe hierzu auch Abb. 16.3, wo unterhalb der Resonanzfrequenz für kleine Güten (große Last) noch eine Verstärkung zu erkennen ist.

16.4.2 Größe des Blindstromes

Ein Resonanzwandler führt immer Blindstrom. Hier fließt der Blindstrom auf dem Pfad Eingangselko – Halbbrücke – Induktivität L und dem Kondensator C , aber nicht über den Trafo (wie es etwa beim LLC-Wandler der Fall ist). Er vergrößert den Wirkstrom, der für die Leistungsübertragung nötig ist. Die Vergrößerung bedeutet zusätzliche Verluste, die wir für das weiche Schalten erkaufen. Für die Beurteilung des Wandlers und dessen Dimensionierung benötigen wir ein Maß für diese Eigenschaft, also etwa das Verhältnis von Blindstrom zu Wirkstrom oder so ähnlich. Doch bevor wir hier eine völlig neue Definition einführen überlegen wir, ob nicht was Bekanntes auch zum Ziel führt. Wir erinnern uns an die Definition des Power Factors. Oder noch einfacher an den Zusammenhang zwischen dem Phasenwinkel und der Blindleistung in einem Wechselstromkreis. In Anlehnung an den Power Factor bei der PFC führen wir hier den I -Factor ein, der ebenfalls das Verhältnis von Wirkleistung zu Scheinleistung angibt. Er ist sozusagen der interne Power Factor unseres Resonanzwandlers:

$$I\text{Factor} = \frac{P}{S} = \frac{\text{Realteil}(\underline{I}_L)}{|\underline{I}_L|} = \cos \varphi = \cos(\varphi(\underline{I}_L))$$

Und diesen $\cos \varphi$ können wir aus Gl. (16.12) berechnen und darstellen:

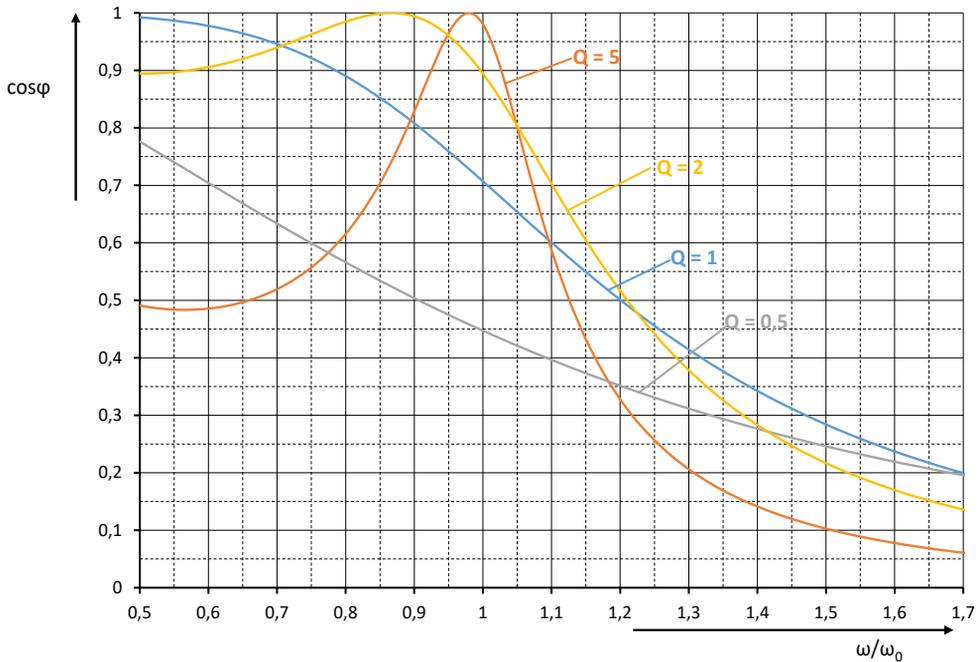


Abb. 16.7: Wirkfaktor in Abhängigkeit der Arbeitsfrequenz.

Wir sehen, dass wir für Frequenzen deutlich oberhalb der Resonanzfrequenz ein ganz schlechtes Verhältnis bekommen. Es fließt ein großer Blindstrom, ohne dass nennenswerte Wirkleistung transportiert wird. Die Boucherot-Schaltung wird somit bei Teillast einen schlechten Wirkungsgrad haben.

Dennoch können wir mit Hilfe von Abb. 16.6 und Abb. 16.7 einstellen, ob wir mehr Energie für das ZVS zur Verfügung stellen wollen oder eher einen besseren Wirkungsgrad haben wollen.

Abb. 16.7 sieht auf den ersten Blick überzeugend aus, ist aber für die Dimensionierung des Wandlers dennoch unkomfortabel, da ja Q lastabhängig ist, wir also auf den Kurven hin und her springen müssen. Eine andere Darstellung können wir ähnlich wie in Abb. 16.4 erarbeiten, wenn wir aus der Ersatzschaltung I_L berechnen und ebenfalls normieren.

Ausgehend von Abb. 16.1 erhalten wir:

$$I_L = \underline{U}_a \cdot j\omega C + \frac{U_a}{R} \quad \text{oder in Betragsform} \quad I_L^2 = U_a^2 \left(\omega^2 C^2 + \frac{1}{R^2} \right)$$

Mit dem Ziel der gleichen Normierung wie für I_a bilden wir

$$\frac{I_L^2 X_0^2}{U_e^2} = u_n^2 X_0^2 \left(\Omega^2 \frac{1}{X_0^2} + \frac{1}{R^2} \right)$$

Und nennen den normierten Spulenstrom $i_{nL} = \frac{I_L X_0}{U_e}$ Damit gilt:

$$i_{nL}^2 = u_n^2 \left(\Omega^2 + \frac{X_0^2}{R^2} \right)$$

Mit $R = \frac{U_a}{I_a}$ und dem normierten Ausgangsstrom $i_n = I_a \frac{X_0}{U_e}$ folgt:

$$i_{nL}^2 = u_n^2 \left(\Omega^2 + \frac{X_0^2 I_a^2}{U_a^2} \right) = u_n^2 \left(\Omega^2 + \frac{X_0^2 I_a^2}{u_n^2 U_e^2} \right) = u_n^2 \Omega^2 + i_n^2 \quad (16.13)$$

$$\Rightarrow i_{nL} = \sqrt{u_n^2 \Omega^2 + i_n^2}$$

Der Eingangsstrom i_{nL} besteht also aus zwei Teilen. Ein Teil ist der Ausgangsstrom i_n in Gl. (16.13) und der zweite Teil ($u_n \Omega$) ist der Blindstrom über den Resonanzkondensator.

Die Beziehung (16.13) können wir in Abb. 16.4 mit einzeichnen und erhalten Abb. 16.8:

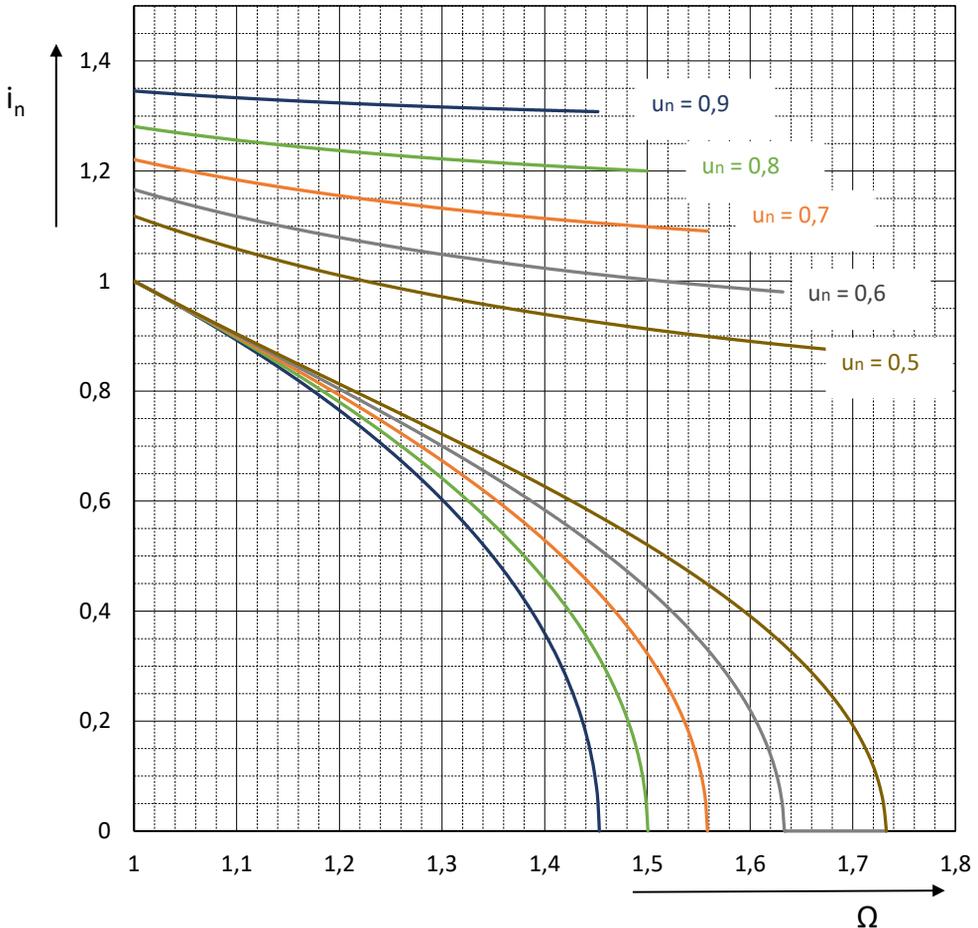


Abb. 16.8: Spulenstrom i_{nL} und Ausgangsstrom i_n .

Oder für größere Ausgangsspannungen:

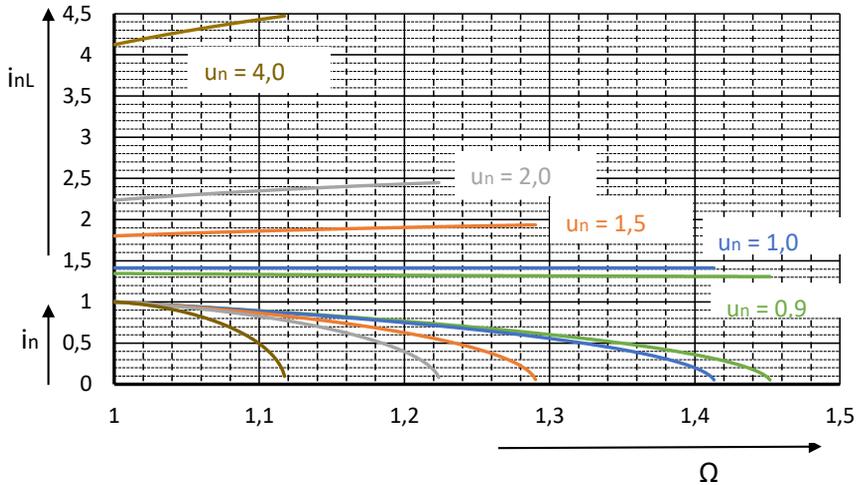


Abb. 16.9: Spulenstrom i_{nL} und Ausgangsstrom i_n für größere Ausgangsspannungen.

16.4.3 Eingangsstrom und Güte

In Abb. 16.8 und Abb. 16.9 ist die Güte nicht mehr zu erkennen. Sie ist eine Funktion der Last und damit abhängig von i_n . Sie kann folgendermaßen berechnet werden:

Es gilt:

$$\frac{u_n^2}{Q^2} = u_n^2 \frac{X_0^2}{R^2} = u_n^2 \frac{X_0^2 I_a^2}{U_a^2} = \frac{X_0^2 I_a^2}{U_e^2} = i_n^2$$

Daraus kann die Güte Q berechnet werden:

$$Q = \frac{u_n}{i_n}$$

Für die Ausgangsspannungen $u_n = 0,9$ und $u_n = 0,5$ ist sie ausgehend von Abb. 16.8 in Abb. 16.10 eingezeichnet. Die Güte Q ist genauso wie der Strom i_n eine dimensionslose Größe. Deshalb kann sie in dasselbe Diagramm eingezeichnet werden und es gelten auf der Ordinate die angeschriebenen Zahlenwerte für i_n gleichermaßen für die Güte Q . Die Güten für die restlichen Ausgangsspannungen verlaufen entsprechend. Sie wurden lediglich aus Übersichtlichkeitsgründen weggelassen.

Die Kurven in Abb. 16.8, Abb. 16.9 und Abb. 16.10 sehen anders aus, als die bisher aus der Literatur bekannten. Das kommt daher, dass dort für viele Darstellungen Q als Parameter gewählt wird. Wir haben im Gegensatz dazu die Ausgangsspannung als konstant angenommen und als Parameter in den Kurvenscharen verwendet. Das erschien uns anschaulicher, da wir häufig einen Wandler für eine feste Ausgangsspannung bauen. Der Wandler liefert von Natur aus keine lastunabhängige Ausgangsspannung, aber die Regelung sorgt durch Nachführen der Frequenz dafür, dass die Ausgangsspannung konstant bleibt.

Auf diesen Sachverhalt wollten wir hier nochmals hinweisen, um den Verwirrungen entgegenzuwirken.

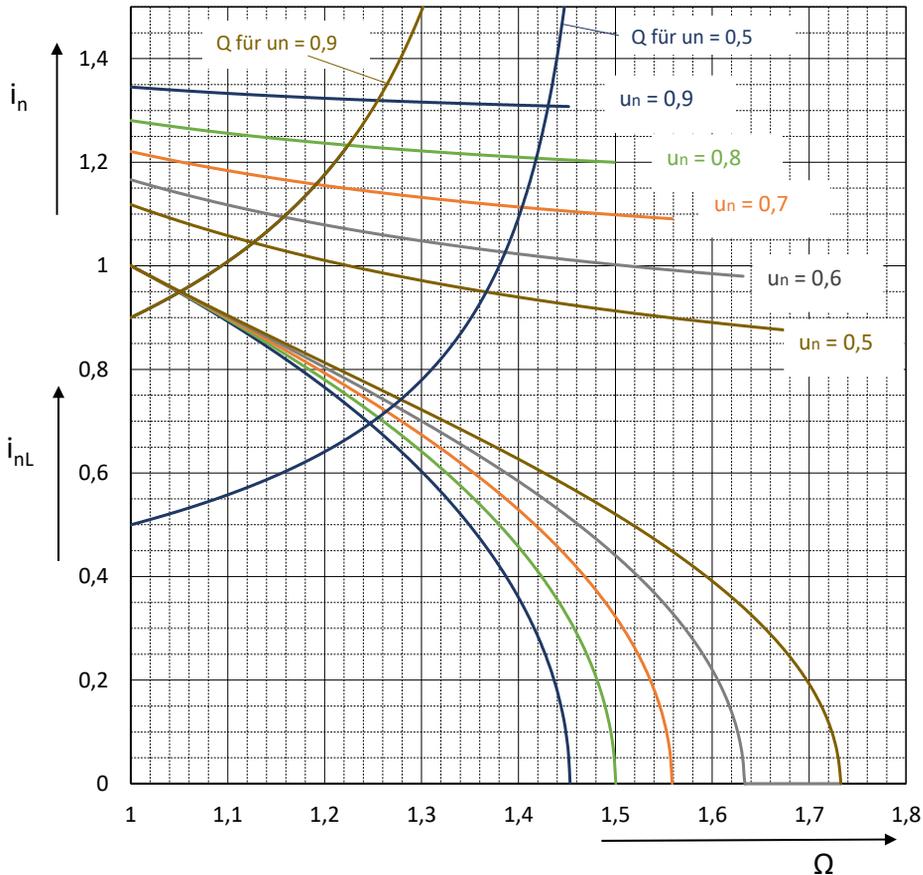


Abb. 16.10: Wie Abb. 16.8, aber mit eingetragener Güte.

Wir sehen, dass der Spulenstrom immer größer ist, als der Ausgangsstrom. Das rührt zum einen vom Blindstrom her, der zusätzlich fließt. Und zum anderen transformiert die Schaltung. So ist beispielsweise die Ausgangsspannung für $u_n = 2,0$ doppelt so groß wie die Eingangsspannung. Folglich muss schon nach dem Energieerhaltungssatz der Eingangsstrom doppelt so groß sein wie der Ausgangsstrom. Also muss $i_{nL} = 2i_n$ oder etwas größer, da ja noch Blindstrom fließt. Aus Abb. 16.9 lesen wir an der Stelle $u_n = 2,0$ und auf der Resonanzfrequenz für $i_{nL} = 2,25$ ab. Der Blindstromanteil ist damit 1,03 und bezogen auf den Wirkstrom von 2,0 also ungefähr 50%. Oder anders formuliert: Der tatsächlich fließende Strom (Scheinstrom) ist um $0,25/2 = 12,5\%$ größer, als der für die Energieübertragung notwendige Wirkstrom. Das dürfte für die Anwendung der Boucherot-Schaltung erstmal kein Problem sein. Die Zahlen gelten aber so nur bei Resonanzfrequenz. Regeln wir die Ausgangsspannung bzw. die Ausgangsleistung, dann fahren wir aus der Resonanzfrequenz nach oben heraus. Und jetzt helfen uns Abb. 16.8 und Abb. 16.9, um den Strombedarf abzulesen. So können wir etwa bei $u_n = 2,0$ und $\Omega = 1,2$ den fünffachen Strom ablesen. Also 500% vom „notwendigen“ Strom. Das klingt viel, bezieht sich aber auf einen deutlich verringerten Ausgangsstrom von ungefähr 40%. Zusammenfassend können wir festhalten, dass die Boucherotschaltung bei großer Ausgangsleistung hervorragend arbeitet und

bei Teillast viel Blindstrom erzeugt. Er tut jedoch nicht weh, was die Erwärmung angeht, da die Kühlung ja für Vollast ausgelegt sein muss und folglich den geringeren Strom immer kann. Jedoch der Wirkungsgrad geht im Teillastbereich schnell zurück.

16.4.4 Zeigerdiagramm der Boucherot-Schaltung

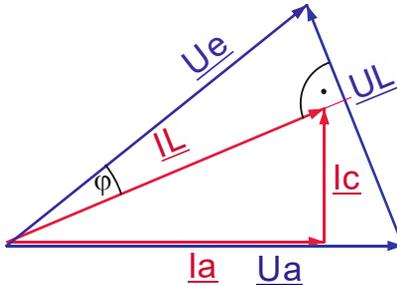


Abb. 16.11: Zeigerdiagramm der Boucherot-Schaltung.

Für die Eingangsseite ist der Phasenwinkel φ zwischen U_e und I_L wichtig. I_L muss für das ZVS immer nacheilend sein.

16.4.5 Vorgehensweise zur Dimensionierung

Soll der Wandler nur abwärts wandeln, dann wählen wir z.B. eine Güte von ungefähr 1. Damit haben wir bereits den Kennwiderstand X_0 . Die Resonanzfrequenz legen wir ebenfalls vorab fest.

Wir verwenden die Gl. (16.4) $X_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ und Gl. (16.2) $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Wenn wir beide Gleichungen multiplizieren bekommen wir $C = \frac{1}{X_0 \omega_0}$ und wenn wir sie dividieren erhalten wir:

$L = \frac{X_0}{\omega_0}$. Die Strombelastung von L kann aus Abb. 16.8 und Abb. 16.9 entnommen werden. Die

Spannungsbelastung von C ist mindestens U_a und wenn wir einen Trafo verwenden mindestens iU_a . Der Trafo kann parallel zu C (in Abb. 16.1) geschaltet werden und einen sekundärseitigen Gleichrichter haben. Dabei muss allerdings der Ausgangsseitige Lastwiderstand mit $\frac{8}{\pi^2}$ multi-

pliziert werden, um ihn als R in Abb. 16.1 eintragen zu können.

Die Dimensionierung auf die Resonanzfrequenz wie hier beschrieben setzt natürlich voraus, dass wir ausreichend Reserve einplanen, da wir nie genau die Resonanzfrequenz anfahren können. Prognostizieren wir dann noch einen Wirkungsgrad, dann sollten wir gut und gern 20% mehr an Ausgangsstrom- und Spannung einplanen.

Bei großen Übersetzungsverhältnissen des Trafos und großer Streuinduktivität des Trafos kann es zu zusätzlichen Schwingungen kommen. Dann ist es günstiger, den Resonanzkondensator C auf die Sekundärseite zu legen. Sein Wert muss mit i^2 multipliziert werden. Die Streuinduktivität wird damit zur Resonanzinduktivität L in Serie geschaltet und beide zusammen wirken wie eine Induktivität. Die zusätzliche Schwingmöglichkeit verschwindet und L wird dabei kaum merklich vergrößert. Der einzige Nachteil ist, dass jetzt auch der Blindstrom über den Trafo fließt.

17 Der LLC-Wandler

Für die Ansteuerung mit einer Halb- oder Vollbrücke gelten die gleichen Überlegungen wie beim LC-Wandler in Kap. 15 und für die ausgangsseitige Gleichrichtung wird in diesem Kapitel noch eine Ergänzung kommen, die ebenfalls für alle Resonanzwandler relevant ist. Insofern können wir gleich mit dem Ersatzschaltbild beginnen.

17.1 Ersatzschaltung des LLC-Wandlers

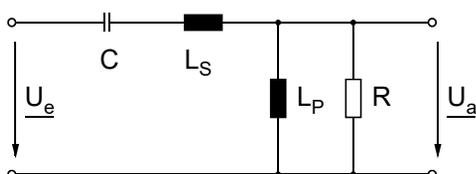


Abb. 17.1:
Ersatzschaltung zur
Berechnung der Aus-
gangsspannung.

Häufig versucht der Entwickler die beiden Induktivitäten mit dem Trafo zu realisieren, um Bauteile zu sparen. Dann ist L_P die Hauptinduktivität des Trafos und L_S die Streuinduktivität. Grundsätzlich ist dann L_P größer als L_S . Zum Einstellen der Ausgangsspannung wird die Arbeitsfrequenz von U_e variiert. Für Arbeitsfrequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz von C/L_S arbeitet die Schaltung ähnlich wie ein LC-Wandler (Kap. 15). Für Frequenzen darunter wird die Serienschaltung von C und L_S kapazitiv und es entsteht ein Schwingkreis mit L_P . Dort hat die Schaltung ein Verhalten ähnlich der Boucherot-Schaltung (Kap. 16, L und C vertauscht). Sie kann in dem Bereich „boosten“, sprich als Aufwärtswandler arbeiten. Somit kann sie – in gewissen Grenzen – die Eigenschaften beider Wandler-Typen vereinen. Das hat sie zumindest bei Wandler kleinerer Leistungen zu einem modernen, häufig angewandten Schaltungsprinzip gemacht.

Andererseits ist sie etwas schwieriger zu verstehen und mathematisch aufwändiger zu beschreiben. Erfreulicherweise gibt es in den Application-Notes der Controller-Hersteller Anleitungen, die das Dimensionieren der Leistungsbauelemente kochrezeptartig beschreiben. Auf sie sei verwiesen. Sie sollen nicht Bestandteil der nachfolgenden Ausführungen sein.

Sollen beide Induktivitäten mit dem Trafo realisiert werden, dann wird die Entwicklung langwierig. Die Größe von L_P kann durch einen Luftspalt im Kern eingestellt werden. Hingegen muss L_S durch den konstruktiven Aufbau des Trafos und der Wicklungen eingestellt werden. Dazu verwenden wir gerne eine Zweikammer-Wicklung. Die Wandstärke der Trennwand zwischen beiden Kammern bestimmt maßgeblich die Streuinduktivität. Und so kann durch Variation der Wandstärke die Streuinduktivität eingestellt werden. Siehe hierzu auch Kap. 24.6. Dafür sind erfahrungsgemäß mehrere Iterationen nötig. Oft benötigen wir einen unsymmetrischen Spulenkörper, wo die Trennwand nicht in der Mitte sitzt. Dann kann der Spulenkörper mit einem 3D-Druck hergestellt werden. Für Prototypen geht das, für die Serie hingegen entstehen Werkzeugkosten, die die Hersteller immer noch schleppend oder nur teilweise übernehmen.

Die Zweikammerwicklung hat den zusätzlichen Vorteil, dass die Anforderungen an die Überschlagsfestigkeit zwischen Primär- und Sekundärwicklung leichter erreichbar sind.

17.2 Berechnung der Übertragungsfunktion

17.2.5 Aufstellen der Spannungsteilergleichung

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{j\omega L_P R}{R + j\omega L_P}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L_S + \frac{j\omega L_P R}{R + j\omega L_P}} \quad (17.1)$$

17.2.6 Normierungen

Folgende Normierungen können uns - wie wir erst später erkennen werden – bei der Interpretation der Gl. (17.1) helfen:

$$m = \frac{L_P + L_S}{L_S} \quad Q = \sqrt{\frac{L_S}{C}} \frac{1}{R} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C}} \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_S + L_P)C}} \quad (17.2)$$

Doch die vier Definitionen sind nicht ganz korrekt, da sie implizieren, dass alle 4 Größen frei wählbar seien. Deshalb drücken wir ω_1 in m und ω_0 aus:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_S + L_P)C}} = \frac{1}{\sqrt{m L_S C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{m}}$$

Somit erhalten wir aus Gl. (17.1)

$$\begin{aligned} \frac{U_a}{U_e} &= \frac{\frac{j\omega L_P R}{R + j\omega L_P}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L_S + \frac{j\omega L_P R}{R + j\omega L_P}} = \frac{-\omega^2 L_P R C}{R(1 - \omega^2 L_S C - \omega^2 L_P C) + j(\omega L_P - \omega^3 L_S L_P C)} \\ &= -\frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} \cdot \frac{L_P R C}{L_S C}}{R[1 - \omega^2 (L_S + L_P)C] + j\omega L_P (1 - \omega^2 L_S C)} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} (m-1)}{\frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right)} (m-1) Q \end{aligned} \quad (17.3)$$

Bei der letzten Umformung wurde verwendet:

$$\frac{L_P}{\sqrt{L_S C}} = \frac{L_P}{L_S} \sqrt{\frac{L_S}{C}} \quad \text{und} \quad \sqrt{\frac{L_S}{C}} = QR$$

Und jetzt noch ω_1 eingesetzt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}(m-1)}{\frac{\omega^2 m}{\omega_0^2} - 1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) (m-1) Q}$$

Wir setzen noch $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ (17.4)

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\Omega^2(m-1)}{\Omega^2 m - 1 + j \Omega (\Omega^2 - 1) (m-1) Q} \quad (17.5)$$

Und normieren $u_n = \frac{U_a}{U_e}$ (17.6)

Und bilden davon das Betragsquadrat von Gl. (17.5):

$$u_n^2 = \frac{U_a^2}{U_e^2} = \frac{[\Omega^2(m-1)]^2}{[\Omega^2 m - 1]^2 + [\Omega(\Omega^2 - 1)(m-1)Q]^2} \quad (17.7)$$

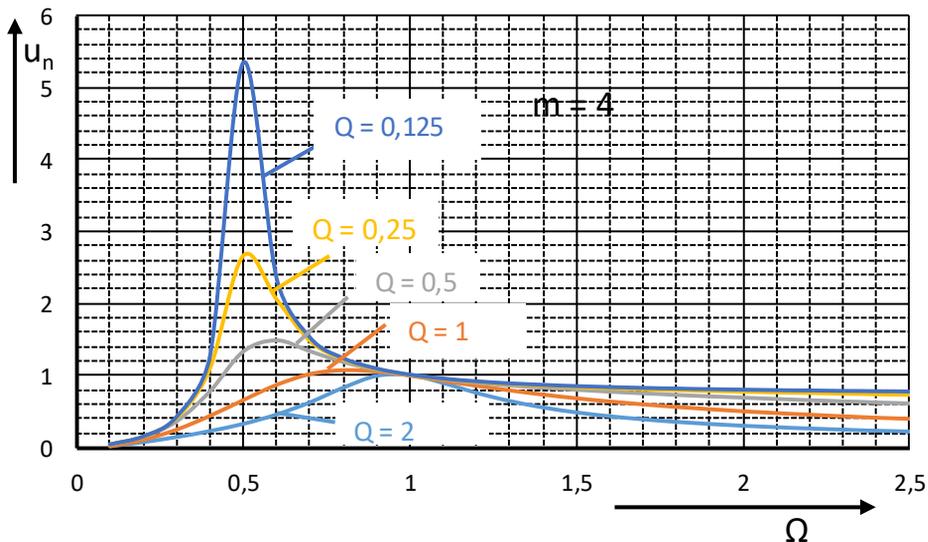


Abb. 17.2: Betragsverlauf. Gezeichnet für $m = 4$.

Für $\omega = \omega_0$ ergibt sich für alle m und für alle Q :

$$u_n = \frac{U_a}{U_e} = 1$$

17.2.7 Verhalten bei großen Frequenzen

Für große Ω gilt:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e \Omega \rightarrow \infty} = \frac{(m-1)}{m-1 + j\Omega(m-1)Q} = \frac{1}{j\Omega Q}$$

d.h. die Ausgangsspannung nimmt mit 20dB/Frequenzdekade ab. Somit hat die LLC-Schaltung für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz f_0 ein ganz ähnliches Verhalten wie die LC-Schaltung. Wenn wir sie nur dort betreiben, könnten wir sie durch die LC-Schaltung ersetzen. Der große Vorteil der LLC-Schaltung ist aber der zusätzliche Boost-Bereich $f_1 \leq f \leq f_0$, wo eine Spannungsüberhöhung auftritt. Und diesen wollen wir nutzen und uns im Folgenden auf diesen Frequenzbereich konzentrieren.

17.2.8 Überprüfung der Phasenlage

Für den Betriebsmodus der Primärbrücke interessiert uns die Phasenlage zwischen Strom und Spannung, weil nur bei nachteilendem Strom ZVS möglich ist. Dazu berechnen wir den Eingangsstrom:

$$\begin{aligned} \frac{\underline{I}_e}{\underline{U}_e} &= \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L_S + \frac{j\omega L_P R}{R + j\omega L_P}} = \frac{j\omega RC - \omega^2 L_P C}{R(1 - \omega^2 L_S C - \omega^2 L_P C) + j(\omega L_P - \omega^3 L_S L_P C)} \\ \frac{\underline{I}_e}{\underline{U}_e} &= \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} R \sqrt{\frac{C}{L_S}} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} L_P C}{R \left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2} (L_S + L_P) C \frac{1}{(L_S + L_P) C} \right] + j \frac{\omega}{\omega_0} L_P \frac{1}{\sqrt{L_S C}} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} L_S C \frac{1}{L_S C} \right)} \\ \frac{\underline{I}_e}{\underline{U}_e} &= \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} (m-1)}{R \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2} \right) + j \frac{\omega}{\omega_0} (m-1) QR \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)} = \frac{j \frac{\Omega}{Q} - \Omega^2 (m-1)}{R(1 - m\Omega^2) + j\Omega(m-1)QR(1 - \Omega^2)} \end{aligned} \quad (17.8)$$

Für die Phase gilt:

$$\varphi = \arctan \frac{-1}{Q\Omega(m-1)} - \arctan \left(\frac{Q\Omega(1 - \Omega^2)(m-1)}{1 - m\Omega^2} \right) \quad (17.9)$$

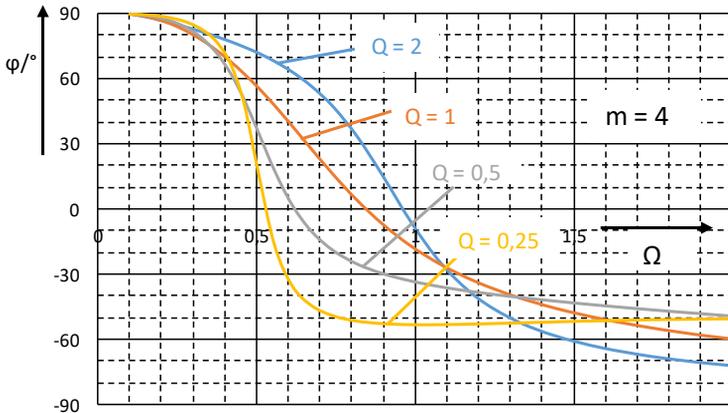


Abb. 17.3: Phasenverläufe. Kurven gezeichnet für $m = 4$.

Zum vollständigen Verständnis von Abb. 17.3 sollten wir es mit Abb. 17.2 vergleichen, das mit derselben Abszisse gezeichnet ist. So bekommen wir den Zusammenhang zwischen Betragsverlauf und Phase.

Bei der Programmierung des *arctan* bitte aufpassen. Der *arctan* ist π -periodisch und muss je nach verwendetem Programm an der richtigen Stelle manuell korrigiert werden.

Nach dem was wir bisher gesehen haben, erscheinen die Normierungsgleichungen als sinnvoll.

Aus Abb. 17.2 und Abb. 17.3 geht hervor, dass die Phasenlage oberhalb dem Maximalwert der Verstärkung (Maxima in Abb. 17.2) immer negativ ist, das ZVS also möglich ist. Allerdings ist die Phase φ direkt beim Maximum oder geringfügig darüber betragsmäßig sehr klein. Für das ZVS steht dort sehr wenig Energie zur Verfügung, was zu einem nur teilweise stattfindenden ZVS führen kann. Hier muss der Schaltvorgang im konkreten Fall kritisch überprüft werden.

Unkritisch wird die Sache, wenn wir aus anderen Gründen - etwa Bauteiltoleranzen – sowieso deutlich oberhalb vom Betragsmaximum bleiben. Dann liegen die Phasen in Abb. 17.3 deutlich im Negativen und es steht genügend Blindstrom für das ZVS zur Verfügung.

17.3 Ausgangsstrom bei konstanter Ausgangsspannung

In Abb. 17.2 haben wir Q konstant gehalten. Im realen Betrieb des Wandlers wird es aber so sein, dass wir die Ausgangsspannung konstant halten (müssen) und sich die Güte lastabhängig ändert. Deshalb können wir den Wandler besser verstehen, wenn wir den Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Arbeitsfrequenz darstellen und zwar bei konstanter Ausgangsspannung.

$$\text{In Gl. (17.7) ist } Q = \sqrt{\frac{L_S}{C}} \text{ und } R = \frac{|U_a|}{|I_a|}$$

Damit können wir die Gleichung (17.7) folgendermaßen umformen:

$$\frac{U_a^2}{U_e^2} (\Omega^2 m - 1)^2 + \Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m - 1)^2 \frac{L_S}{U_a^2} I_a^2 \frac{U_a^2}{U_e^2} = \Omega^4 (m - 1)^2$$

$$\Rightarrow I_a^2 = \frac{\Omega^4 (m - 1)^2 - \frac{U_a^2}{U_e^2} (\Omega^2 m - 1)^2}{\Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m - 1)^2 \frac{L_S}{C}} U_e^2$$

Wir normieren:

$$i_n = \frac{I_a}{U_e} \sqrt{\frac{L_S}{C}} \quad (17.10)$$

$$\Rightarrow i_n^2 = \frac{\Omega^4 (m - 1)^2 - u_n^2 (\Omega^2 m - 1)^2}{\Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m - 1)^2} \quad (17.11)$$

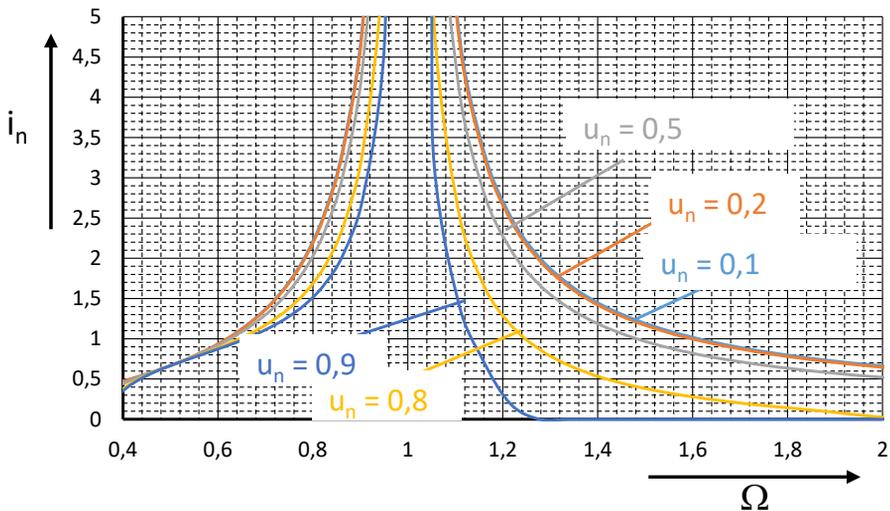


Abb. 17.4: Normierter Ausgangsstrom über der normierten Frequenz bei konstant gehaltener Ausgangsspannung nach Gl. (17.11). Hierzu wurde willkürlich $m = 4$ gesetzt und das Verhalten für $u_n < 1$ gezeigt.

Oder die Stromachse logarithmisch dargestellt:

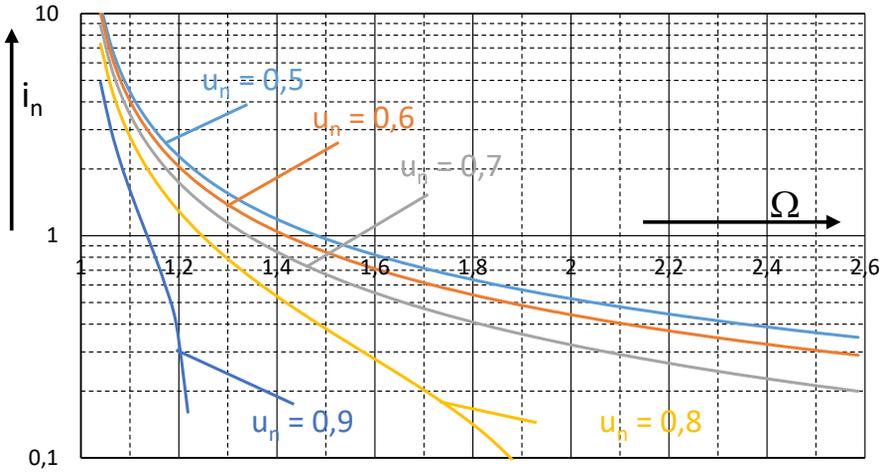


Abb. 17.5: Wie Abb. 17.4, jedoch Ausgangsstrom logarithmisch dargestellt zum direkten Vergleich mit Kap. 15, Abb. 15.9. (*LC*-Serien-Serienschaltung) oder zum Vergleich mit der Boucherot-Schaltung Kap. 16, Abb. 16.4.

Wir sehen, dass sich der *LLC*-Wandler für Ausgangsspannungen < 1 ganz ähnlich verhält wie die *LC*-Serien-Schaltung und könnte durch diese ersetzt werden. Wir wollen noch sein Verhalten bei größeren Ausgangsspannungen anschauen.

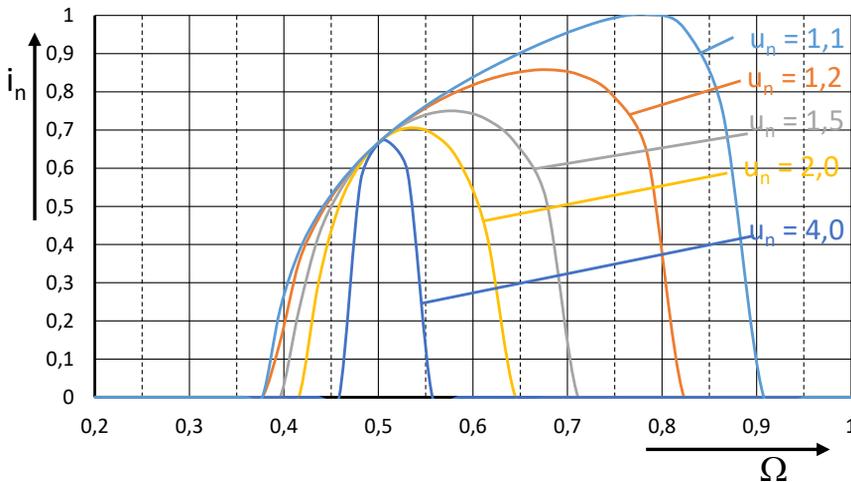


Abb. 17.6: Normierter Ausgangsstrom über der normierten Frequenz bei konstant gehaltener Ausgangsspannung für $m = 4$ und $u_n > 1$.

In Abb. 17.4 bis Abb. 17.6 sehen wir die Veränderung des Ausgangsstromes, wenn wir die Frequenz verändern und dabei die Ausgangsspannung konstant halten. Beim realen (funktionierenden) Wandler ist es natürlich umgekehrt, nämlich so, dass die Last geändert wird und damit der

Ausgangsstrom. Und der Regler des Wandlers führt die Frequenz so nach, dass die Ausgangsspannung konstant bleibt. Für diesen Fall sind die Abb. er gezeichnet und zwar mit Hilfe von Gl. (17.11). Wir sehen, dass wir in einem engen Frequenzbereich den kompletten Leistungsbereich des Wandlers durchlaufen können, also etwa $1,05 \leq \Omega \leq 1,2$.

Wir erkennen aber auch, dass der LLC-Wandler nur für große Ausgangsspannungen (z.B. $u_n > 0,8$) leerlaufsicher ist. Wir können dazu auch Abb. 17.1 betrachten. Für hohe Frequenzen ist C niederohmig und die beiden Induktivitäten bilden einen induktiven Spannungsteiler mit dem Teilerfaktor $1 - \frac{1}{m}$. D.h. nur wenn $u_n > 1 - \frac{1}{m}$ ist, darf der Ausgangsstrom bis auf null abnehmen, ohne dass die Ausgangsspannung durchgeht. Je nach Dimensionierung kann dabei die Frequenz recht hoch werden. Wir benötigen im Normalfall also eine Minimallast oder müssen – wie beim LC-Wandler – einen Skip-Mode einbauen.

17.3.1 Phase des Eingangsstromes bei konstanter Ausgangsspannung

In Gl. (17.9) haben wir die Phase des Eingangsstromes berechnet, allerdings in Abhängigkeit von Q . Aussagekräftiger ist es, wenn wir die Phase in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom haben. Wir ersetzen deshalb Q :

$$Q = \frac{X_0}{R} = X_0 \frac{|I_a|}{|U_a|} = X_0 \frac{|I_a| |U_e|}{|U_e| |U_a|} = X_0 \frac{|I_a|}{|U_e|} \frac{1}{u_n} = \frac{i_n}{u_n} \quad (17.12)$$

Die Gl. (17.12) setzen wir in Gl. (17.9) ein und erhalten

$$\varphi = -\arctan \frac{1}{\frac{i_n}{u_n} \Omega (m-1)} - \arctan \frac{\frac{i_n}{u_n} \Omega (1-\Omega^2)(m-1)}{1-m\Omega^2} \quad (17.13)$$

Wir berechnen i_n mit Gl. (17.11), nehmen u_n als Parameter zeichnen Gl. (17.13) mit Excel.

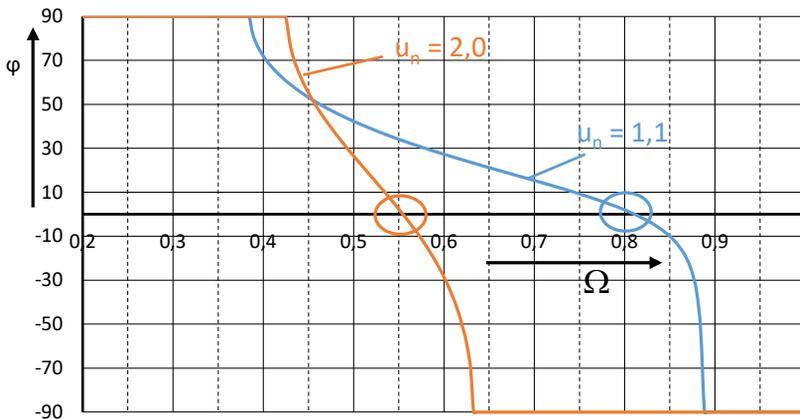


Abb. 17.7: Die Phase des Eingangsstromes.

Ein Vergleich mit Abb. 17.7 zeigt, dass der Eingangsstrom oberhalb des Maximums induktiv wird. Somit ist die Bedingung für ZVS für Frequenzen oberhalb des Maximums immer erfüllt. Beispielsweise müssen wir für $u_n = 1,2$ nach Abb. 17.7 die minimale Arbeitsfrequenz auf $\Omega = 0,68$ festlegen.

17.4 Die Ausgangskennlinie

Zur Vollständigkeit sei noch die Ausgangskennlinie gezeichnet, also $u_n = f(i_n)$ mit den Normierungsgleichungen für u_n Gl. (17.6) und für i_n Gl. (17.10). Der Parameter ist Ω , d.h. wir tun so, als ob die Arbeitsfrequenz für einen Moment konstant gehalten wird, während sich der Ausgangsstrom ändert. Für Q verwenden wir Gl. (17.12) $Q = \frac{i_n}{u_n}$ und setzen die Größen in Gl. (17.7)

ein:

$$u_n^2 = \frac{U_a^2}{U_e^2} = \frac{\Omega^4 (m-1)^2}{(\Omega^2 m - 1)^2 + \Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m-1)^2 \frac{i_n^2}{u_n^2}}$$

$$u_n^2 (\Omega^2 m - 1)^2 + \Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m-1)^2 i_n^2 = \Omega^4 (m-1)^2$$

$$u_n^2 = \frac{\Omega^4 (m-1)^2 - \Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m-1)^2 i_n^2}{(\Omega^2 m - 1)^2} \quad (17.14)$$

Die Gl. (17.14) wird in den beiden nachfolgenden Abb.ern für $m = 4$ gezeichnet.

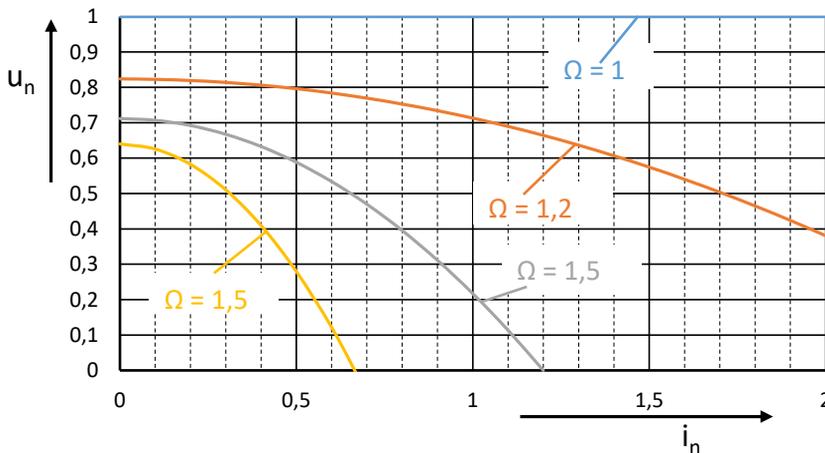


Abb. 17.8: Ausgangskennlinie bei konstanter Frequenz Ω , wobei $\Omega \geq 1$ gewählt wurde. Verwendet wird Gl. (17.7).

Wir sehen, dass für Frequenzen dicht oberhalb der Resonanzfrequenz die Schaltung zu einer guten Spannungsquelle wird, was zwar eine gute Regelung der Ausgangsspannung ermöglicht, gleichzeitig aber auch einen großen Strom im Kurzschlussfall bedeutet.

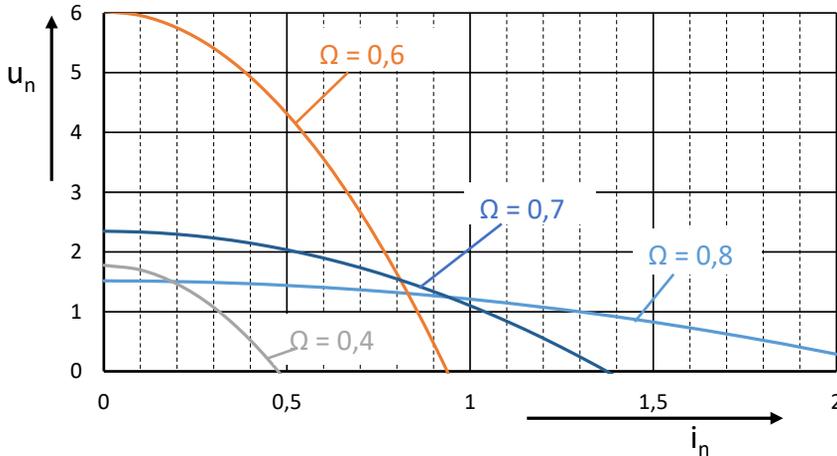


Abb. 17.9: Wie Abb. 17.8, jedoch $\Omega < 1$.

Abb. 17.8 und Abb. 17.9 zeigen den Fall, dass wir die Arbeitsfrequenz konstant halten und die Last ändern. Der Fall tritt beispielsweise dann ein, wenn ein Lastsprung erfolgt und der Regler im ersten Moment noch nicht nachregelt. Umgekehrt lassen sich daraus die Anforderungen an den Regler ableiten.

Abb. 17.9 zeigt den Fall, dass wir zwischen ω_1 und ω_0 liegen, mit Ausnahme der Kurve von $\Omega = 0,4$. Sie liegt unterhalb von ω_1 , weswegen sie deutlich niedriger liegt. Sie dient lediglich zum Verständnis und hat keine praktische Bedeutung, weil dort die LLC-Schaltung kapazitiv wird und damit kein ZVS mehr stattfindet.

17.5 Vergleich Eingangsstrom - Ausgangsstrom

Aus Gl.

(17.8) folgt mit Gl. (17.12) auch

$$\frac{I_e}{U_e} X_0 = \frac{-\Omega^2 (m-1) + j\Omega \frac{u_n}{i_n}}{\frac{u_n}{i_n} (1 - m\Omega^2) + j\Omega (m-1) (1 - \Omega^2)}$$

Und wir normieren analog zu i_n :

$$i_{ne} = \frac{I_e}{U_e} X_0 \quad (17.15)$$

$$i_{ne} = \sqrt{\frac{\Omega^4 (m-1)^2 + \Omega^2 \frac{u_n^2}{i_n^2}}{\frac{u_n^2}{i_n^2} (1-m\Omega^2)^2 + \Omega^2 (m-1)^2 (1-\Omega^2)^2}} \quad (17.16)$$

Wir können noch den bereits in Gl. (17.11) berechneten i_n einsetzen:

$$\begin{aligned} i_{ne} &= \sqrt{\frac{\frac{\Omega^4 (m-1)^2 - u_n^2 (\Omega^2 m - 1)^2}{(\Omega^2 - 1)^2} \Omega^2 + \Omega^2 u_n^2}{\frac{u_n^2 (1-m\Omega^2)^2 + \Omega^4 (m-1)^2 - u_n^2 (m\Omega^2 - 1)^2}{\Omega^4 (m-1)^2}}} \\ &= \sqrt{\frac{\frac{\Omega^4 (m-1)^2 - u_n^2 (\Omega^2 m - 1)^2}{(\Omega^2 - 1)^2} \Omega^2 + \Omega^2 u_n^2}{\Omega^4 (m-1)^2}} \\ i_{ne} &= \sqrt{\frac{\Omega^4 (m-1)^2 - u_n^2 (\Omega^2 m - 1)^2}{(\Omega^2 - 1)^2 (m-1)^2 \Omega^2} + \frac{u_n^2}{\Omega^2 (m-1)^2}} \\ i_{ne} &= \sqrt{\frac{\Omega^2}{(\Omega^2 - 1)^2} - u_n^2 \frac{(\Omega^2 m - 1)^2 - (\Omega^2 - 1)^2}{(\Omega^2 - 1)^2 (m-1)^2 \Omega^2}} \quad (17.17) \end{aligned}$$

Zum Vergleich mit i_n sei Gl. (17.11) noch umgeformt:

$$i_n = \sqrt{\frac{\Omega^2}{(\Omega^2 - 1)^2} - u_n^2 \frac{(\Omega^2 m - 1)^2}{\Omega^2 (\Omega^2 - 1)^2 (m-1)^2}} \quad (17.18)$$

Gl. (17.17) und Gl. (17.18) unterscheiden sich also nur um den Term $(\Omega^2 - 1)^2$ beim Faktor u_n^2 im Zähler. In Gl. (17.18) wird mehr abgezogen, als in Gl. (17.17).

Beide Ströme werden in Abb. 17.10 zusammen eingezeichnet, damit ein direkter Vergleich leicht fällt. Der Eingangsstrom i_{ne} ist immer größer, als der Ausgangsstrom in. Das liegt aber nicht nur am Blindstrom, den i_{ne} zusätzlich hat, sondern auch am Spannungsverhältnis u_n . So hat beispielsweise bei $u_n = 2$ der Eingangsstrom physikalisch bedingt den doppelten Wert. Das gilt es bei der Interpretation von Abb. 17.10 zu beachten.

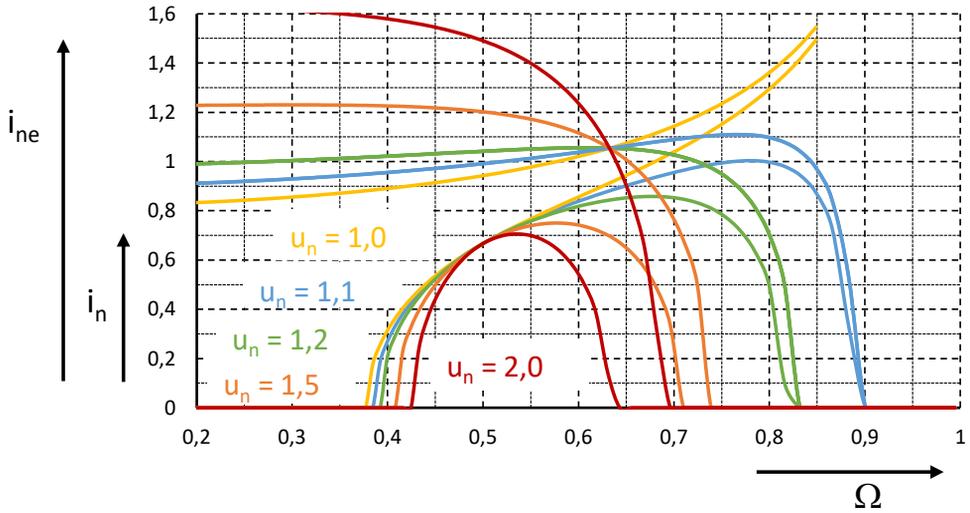


Abb. 17.10: Normierter Eingangsstrom i_{ne} und normierter Ausgangsstrom i_n für verschiedene Ausgangsspannungen $u_n \geq 1$. i_{ne} ist der jeweils größere Strom von beiden.

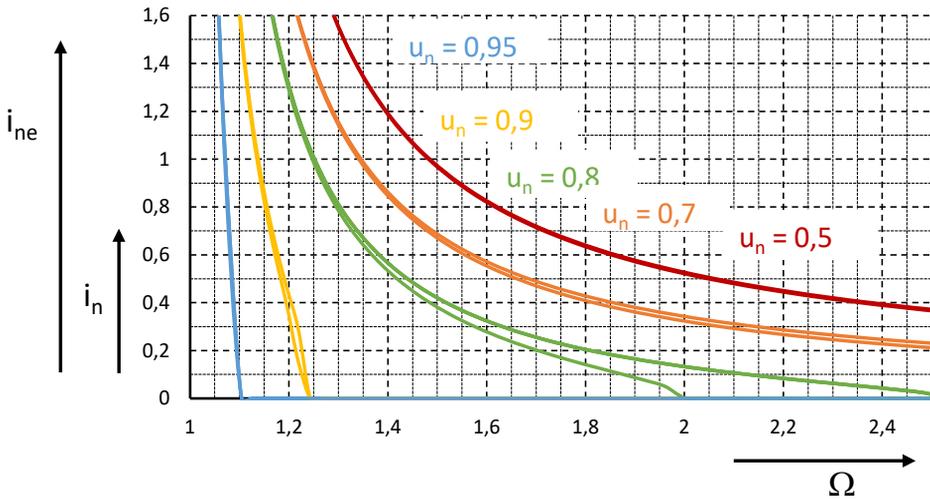


Abb. 17.11: Normierter Eingangsstrom i_{ne} und normierter Ausgangsstrom i_n für Ausgangsspannungen $u_n \leq 1$. i_{ne} ist der jeweils größere Strom von beiden. Für $u_n = 0,5$ und $u_n = 0,95$ liegen beide Stromkurven übereinander.

Interessant ist, dass für alle u_n die Ströme im Maximum der Kurven genau das reziproke Verhältnis der Spannungstransformation haben. Dort gibt es also keinen Blindstrom. Die Schaltung verhält sich dort wie eine ohmsche Last, was wiederum bedeutet, dass dort kein Blindstrom für das ZVS zur Verfügung steht. Wir sollten das Maximum deshalb nicht anfahren, sondern zugunsten einer induktiven Last oberhalb bleiben. Das gilt es für alle Betriebspunkte einzuhalten.

Wir sehen in Abb. 17.10, dass für kleine Ausgangsströme die Eingangsströme sehr groß werden. Sie enthalten dann viel Blindstrom, mehr Blindstrom, als wir für das ZVS bräuchten. D.h. auch dieser Wandler wieder im Teillastbereich einen schlechten Wirkungsgrad haben.

Die Schaltung transformiert, deshalb müssen die Stromkurven noch um das Übersetzungsverhältnis bereinigt werden. Z.B. muss für $u_n = 0,7$ der Eingangsstrom um den Faktor $\frac{1}{0,7} \approx 1,4$

multipliziert werden, um die für den Blindanteil relevante Größe zu bekommen. Nehmen wir $\Omega = 1,85$, dann haben beide Werte ungefähr denselben Wert von $i_n = 0,4$. Der Eingangsstrom müsste aber nach dem Energieerhaltungssatz 70% vom Ausgangsstrom haben. Tatsächlich ist er nahezu gleich groß. Wir haben also den Fall, dass der Blindstrom genauso groß ist, als der Wirkstrom, da bekanntlich Wirk- und Blindstrom quadratisch addiert werden.

Wir können den Wert mit der LC-Schaltung (Kap. 15) vergleichen, dann finden wir genau das gleiche Verhalten. Und wir können ihn mit der Boucherot-Schaltung (Kap. 16) vergleichen, dann hat die im vergleichbaren Betriebspunkt einen geringfügig höheren Blindstrom.

Weitergehende Untersuchungen und Berechnungen haben gezeigt, dass sich an den Verhältnissen – insbesondere dem Verhältnis zwischen Ausgangsstrom und Eingangsstrom – nichts Wesentliches ändert, wenn wir m ändern. Deshalb wollen wir hier auf weitere Abb.er verzichten. Wer hierzu Interesse hat, möge sich unter ulrich.Schlienz@gmx.de melden.

17.6 Das Zeigerdiagramm

Ausgehend von Abb. 17.1 können wir das Zeigerdiagramm der LLC-Schaltung zeichnen und unterscheiden die Fälle, dass wir unter der Resonanzfrequenz von C und L_S liegen, also $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_0$ oder oberhalb, also $\omega \geq \omega_0$:

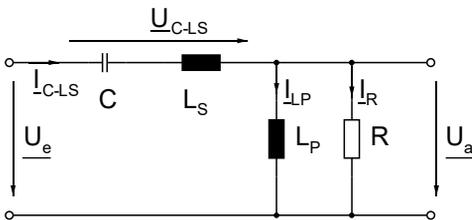


Abb. 17.12: Schaltung

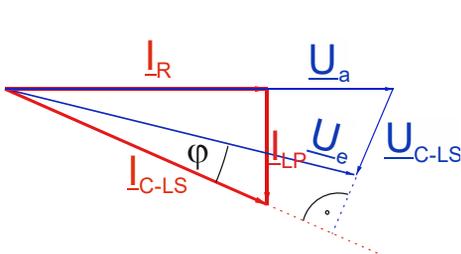


Abb. 17.13: Zeigerdiagramm für $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_0$

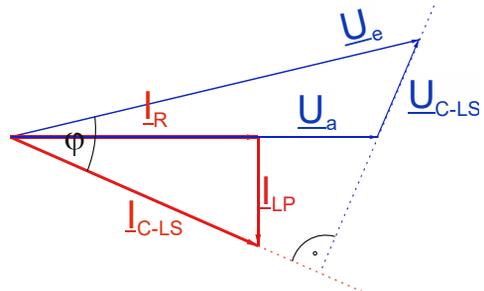


Abb. 17.14: Zeigerdiagramm für $\omega \geq \omega_0$

17.7 Literatur

Infineon:

- AN2012-09: Design Steps sehr schön beschrieben
- Design Note AN 2013-03V1.0 March. 2013

Texas Instruments:

- Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter, 2010, 2011, ebenfalls sehr hilfreich.

ON-Semiconductor/Fairchild:

- AN-6104, LLC Resonant Converter Design using FAN7688: Erklärt den Zusammenhang von R_{DC} und R_0 am sekundärseitigen Gleichrichter bei sinusförmigem Strom.

ST Microelectronic:

- AN2450, LLC resonant half-bridge converter design guideline: Erklärt den Zusammenhang von R_{DC} und R_0 auf andere Weise.

China energies/Switzerland MDPI:

- Simualtion: Optimal Design of a High Efficiency LLC Resonant Converter with a Narrow Frequency Range for Voltage Regulation.

Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen TU Braunschweig:

- Analysis and design of resonant dc/dc converters for automotive applications, Prof. Dr.-Ing. M. Henke: Grundlagen/Überblick über diverse Resonanzwandler-Topologien, Simulation und Dimensionierung.

NXP Semiconductors:

- Document Number DRM173, Design Reference Manual 08/2017: Kurze Erklärung, Simulation, Programmierung und Schaltungstechnik.

Microsemi:

- Understanding and using LLC Converters to Great Advantage: Einführung.

In diesem Buch:

- Einstellen der Streuinduktivität: Kap. 24 oder unter ulrich.Schlienz@gmx.de nachfragen.

18 Sinus-Puls-Wandler

Wenn man eine lastabhängige Arbeitsfrequenz des Wandlers in Kauf nimmt, lässt sich ein Resonanzwandler realisieren, der in einem großem Leistungsbereich arbeiten kann. Das Konzept bietet sich beispielsweise für Wandler in Wechselrichtern an, wo beim Nulldurchgang der Spannung die Ausgangsleistung praktisch null beträgt. Somit muss der gesamte Leistungsbereich von Nulllast bis Maximalleistung durchlaufen werden können.

18.1 Schaltung

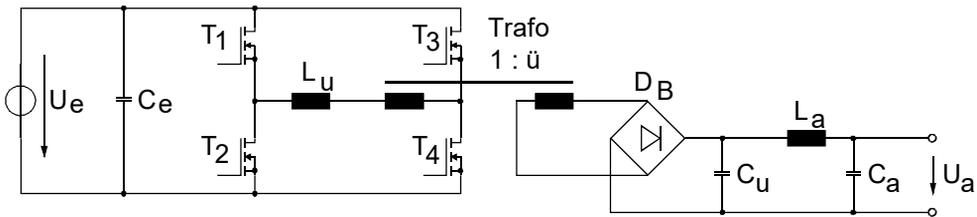


Abb. 18.1: Resonanzwandler mit variabler Frequenz, Leistungsteil.

Die Schaltung ähnelt dem klassischen Gegentaktflusswandler. Er wurde jedoch um den Resonanz- oder Umschwingkreis erweitert, der aus L_u und C_u besteht. Für eine genauere Betrachtung lässt sich die Schaltung noch vereinfachen. Dazu wird L_u auf die Sekundärseite des Trafos transformiert und der über die Vollbrücke angesteuerte Trafo durch die transformierten Eingangsspannungen U_e' und $-U_e'$ ersetzt:

18.2 Vereinfachte Schaltung

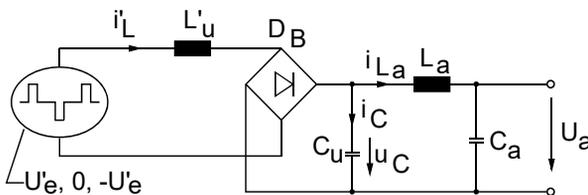


Abb. 18.2: Vereinfachte Schaltung.

In Abb. 18.2 wurde der Trafo als ideal angenommen und es gilt:

$$U_e' = \ddot{u} \cdot U_e \quad I_L' = I_L \cdot \left(\frac{1}{\ddot{u}}\right) \quad L_u' = \ddot{u}^2 \cdot L_u$$

Beim Einschalten (Sprung von 0 auf U_e' oder Sprung von 0 auf $-U_e'$) steigt i_L' linear an, bis er den Wert von I_{La} erreicht hat. In dieser Zeit ist u_C Null, da der Brückengleichrichter den Strom I_{La} führt. Danach beginnt der eigentliche Umschwingvorgang. Die Scheitelwerte von den Strömen und Spannungen seien mit dem Index „0“ bezeichnet. Dann gilt:

$$I_{L0} = I_{La} + I_{C0} \quad (18.1)$$

$$\text{Aus } \frac{1}{2} \cdot C_u \cdot U_{C0}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_u' \cdot I_{C0}^2 \text{ und } U_{C0} = 2 \cdot U_e' \text{ folgt } I_{C0} = \sqrt{\frac{C_u}{L_u'}} \cdot 4 \cdot U_e'.$$

18.3 Ersatzschaltung zur Betrachtung von einem Schaltvorgang

Eine analytische Beschreibung des Wandlers für einen allgemeinen Betriebszustand ist aufwändig und liefert unübersichtliche Beziehungen. Deshalb wird nachfolgend ein spezieller Betriebszustand herausgegriffen und an ihm die grundsätzliche Funktion des Wandlers erläutert. Wenn wir uns den stationären Betrieb vorstellen und in ihm nur einen Umschwingvorgang betrachten, kann die vereinfachte Schaltung in Abb. 18.2 noch weiter reduziert werden. Zusätzlich setzen wir zur Vereinfachung der Schreibweise $L = L_u'$ und $C = C_u$.

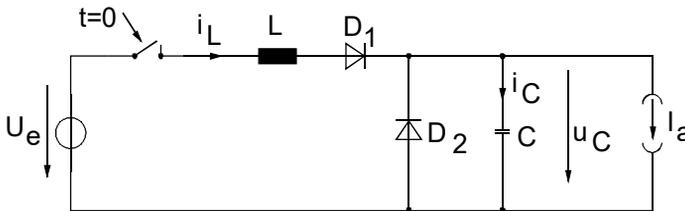


Abb. 18.3: Vereinfachte Ersatzschaltung.

Die ausgangsseitige Drossel L_a , die einen nahezu konstanten Strom zieht, wurde durch eine Stromquelle ersetzt. Wenn wir jetzt noch den größtmöglichen Ausgangsstrom voraussetzen und annehmen, dass der Strom i_L nach dem Umschwingvorgang wieder Null wird, können wir i_L , i_C und u_C angeben.

18.4 Spannungs- und Stromverläufe

Im nachfolgenden Abb. 18.4 sind die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe des Gegentakt-Resonanzwandlers dargestellt. Der Wandler arbeitet so, dass der Schalter frühestens nach t_2 geöffnet wird, da dann der Strom durch den Schalter Null ist. Bedingt durch die Diode D_1 wird sowieso am Ende von t_2 abgeschaltet. Die Ansteuerung der Leistungsschalter muss also nicht zeitgenau erfolgen. Dadurch dass der Schalter bei Strom Null öffnet, erhalten wir prinzipiell keine Ausschaltverluste. Ab t_4 kommutiert der Ausgangsstrom I_a auf die Diode D_2 und kann damit weiterfließen.

Beim Wiedereinschalten ist i_L Null, wodurch die Einschaltverluste Null oder zumindest minimal sind. Da die Diode D_2 den Ausgangsstrom führt, müssen wir an ihr mit einer Sperrverzugszeit rechnen. Diese stört aber hier praktisch nicht, denn durch die Induktivität L ist der Stromanstieg begrenzt und durch die Kapazität zudem noch der Spannungsanstieg an D_2 .

Die Regelung des Wandlers erfolgt über Veränderung von T und damit t_4 .

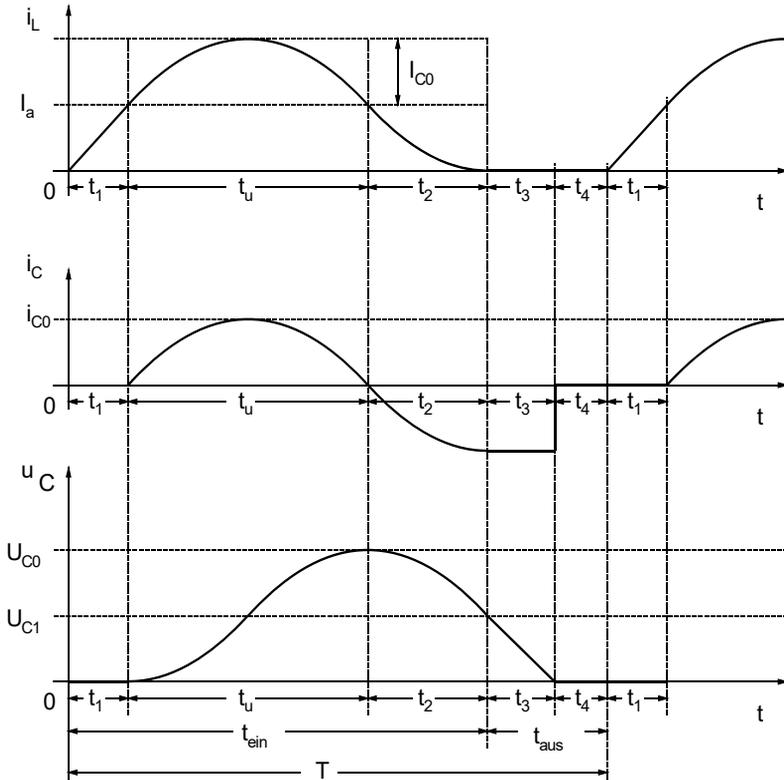


Abb. 18.4: Strom- und Spannungsverläufe des Sinus-Puls-Wandlers.

18.5 Beziehungen

Während t_1 führt die Diode D_2 ganz oder teilweise den Ausgangsstrom. D_2 leitet und u_C ist Null. An der Induktivität L fällt die Eingangsspannung U_e ab. In der Zeit t_1 steigt i_L von Null auf I_a an. Daher gilt:

$$t_1 = \frac{L \cdot I_a}{U_e} \quad (18.2)$$

Während t_u schwingt der LC-Schwingkreis um. Dabei ist der Ausgangsstrom I_a dem Spulenstrom i_L als Konstante überlagert. Für t_u gilt:

$$t_u = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (18.3)$$

Während t_2 wird der Umschwingvorgang fortgesetzt. Der Kondensatorstrom i_C wird aber zunehmend negativ und Energie wird vom Kondensator auf den Ausgang geliefert. Für t_2 gilt:

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin \frac{I_a}{I_{C0}} = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin \frac{I_a \cdot \sqrt{L}}{U_e \cdot \sqrt{C}} \quad (18.4)$$

Mit $I_{C0} = U_e \sqrt{\frac{C}{L}}$ (aus $\frac{1}{2} L i^2 = \frac{1}{2} C u^2$).

Die Zeit t_3 beginnt, wenn i_L zu Null geworden ist. Die Diode D_1 sperrt während t_3 und der Leistungsschalter kann stromlos geöffnet werden. C liefert jetzt den gesamten Ausgangsstrom und es gilt:

$$t_3 = \frac{C \cdot U_e}{I_a} (1 + \cos \omega t_2) = \frac{C \cdot U_e}{I_a} (1 + \cos \arcsin I_N) = \frac{C \cdot U_e}{I_a} \left(1 + \sqrt{1 - I_N^2} \right) \quad (18.5)$$

$$\text{mit } I_N = \frac{I_a \cdot \sqrt{L}}{2 \cdot U_e \cdot \sqrt{C}} \text{ und } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

In t_4 leitet die Diode D_2 . Sie wirkt als Freilaufdiode für den Ausgangsstrom. Am Ende von t_4 wiederholt sich der Vorgang.

In Abb. 18.4 wurde der Fall gezeichnet, dass $t_1 + t_u + t_2 = t_{ein}$ ist und $t_3 = t_{aus}$. Stellt man nun t_{ein} so ein, dass die Schaltverluste für die maximale Leistung minimiert sind, so wird t_{ein} bei kleineren Lasten zu groß. Dieser Umstand ist aber nicht gravierend, da der Brückengleichrichter nach t_2 sowieso sperrt. Der Wandler kann durchaus mit konstantem t_{ein} betrieben werden.

18.6 Berechnung der Ausgangsspannung

Zur Steuerung der Ausgangsspannung wird die Wandlerfrequenz verändert. Ausgehend von Abb. 18.4 und den Gln. (18.2) bis (18.5) kann die Ausgangsspannung U_a als arithmetischer Mittelwert von u_C berechnet werden:

$$\begin{aligned} U_a &= \frac{1}{T} \cdot \left(U_e \cdot t_u + U_e \cdot \frac{\sin \omega t_2}{\omega} + U_e \cdot t_2 + \frac{U_e}{2} \cdot t_3 \right) \\ \Rightarrow \frac{U_a \cdot T}{U_e} &= \pi \cdot \sqrt{LC} + \sqrt{LC} \cdot \sin \left(\frac{t_2}{\sqrt{LC}} \right) + t_2 + \frac{t_3}{2} \\ &= \pi \cdot \sqrt{LC} + \sqrt{LC} \cdot I_N + \sqrt{LC} \cdot \arcsin I_N + \frac{C \cdot U_e}{I_a \cdot 2} \left(1 + \sqrt{1 - I_N^2} \right) \end{aligned} \quad (18.6)$$

$$\frac{U_a}{U_e} \cdot T \cdot \frac{\pi}{t_u} = \pi + I_N + \arcsin I_N + \frac{1}{4 \cdot I_N} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - I_N^2} \right) \quad (18.7)$$

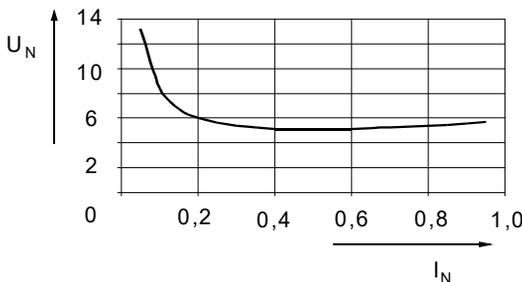


Abb. 18.5: Normierte Ausgangsspannung $U_N = \frac{U_a}{U_e} \cdot T \cdot \frac{\pi}{t_u}$ in Abhängigkeit vom normierten Ausgangsstrom I_N .

19 Gegentaktwandler mit Streuinduktivität

19.1 Schaltung mit Streuinduktivität

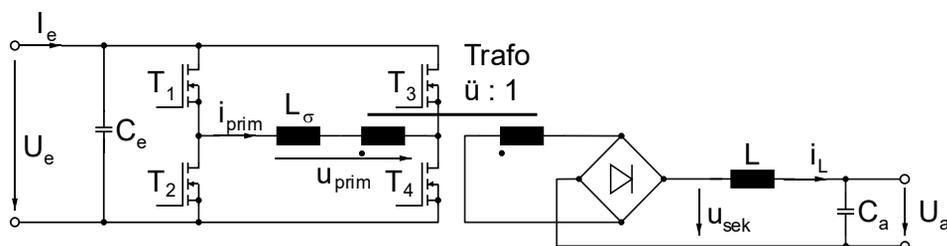


Abb. 19.1: Schaltung mit Streuinduktivität L_σ .

Abb. 19.1 zeigt den klassischen Gegentaktwandler aus Kap. 10 mit Vollbrücke auf der Primärseite, ergänzt um die Streuinduktivität L_σ . Zur Vereinfachung ist auf der Sekundärseite ein Brückengleichrichter eingebaut. Oft wird hingegen die center tapped Anordnung bevorzugt, weil sie bei großen Strömen weniger Verluste hat. Die Sekundärseite verhält sich in beiden Fällen wie ein Abwärtswandler, Abb. et also aus der sekundärseitige Rechteckspannung den arithmetischen Mittelwert.

Die Streuinduktivität L_σ ist in jedem Trafo vorhanden, aber je nach Wicklungsaufbau unterschiedlich groß. Meist muss der Trafo der Potentialtrennung garantieren und zwar nach den anzuwendenden Sicherheitsnormen. Dann sind wir schnell gezwungen, eine Zweikammerwicklung zu verwenden. Und die hat eine größere Streuinduktivität, als ein Trafo mit über einander liegenden Wicklungen. Weitere Ausführungen hierzu finden Sie in Kap. 24. Die Streuinduktivität sorgt dafür, dass bei kurzgeschlossener Primärseite der Strom i_{prim} weiter fließt. Er wird während t_{aus} „eingefroren“.

Um eine grobe Vorstellung zugeben: Der Streufaktor σ liegt bei Zweikammerwicklungen ganz grob im Bereich von 2%, ist also nicht vernachlässigbar. Da dem so ist, wollen wir aus der Not eine Tugend machen und die Streuinduktivität bewusst mitverwenden. Das erleichtert das ZVS und wir können die H-Brücke in einem weiten Lastbereich ohne Schaltverluste betreiben.

Die Streuinduktivität L_σ verändert das Verhalten des Wandlers verglichen mit dem klassischen Gegentaktwandler beträchtlich. Sie erzeugt eine Umpolzeit für den Strom i_L , die wie eine Totzeit wirkt. Dadurch wird das Tastverhältnis in seiner Wirkung auf die Sekundärseite verkleinert.

In Abb. 19.2 wurden folgende Größen neu definiert:

- t_{es} ist die t_{ein} -Zeit auf der Sekundärseite
- t_{as} ist die t_{aus} -Zeit auf der Sekundärseite
- t_1 ist die Zeit, die i_L zum Polaritätswechsel braucht.

Die signifikante Verläufe sind in Abb. 19.2 gezeichnet. Weitere Verläufe können daraus ermittelt werden. Beispielsweise kann aus i_L der Strom durch C_e ermittelt werden, wenn wir das Schalterverhalten der Vollbrücke berücksichtigen und I_e als Gleichstrom betrachten. Und so können wir für alle Leistungsbauteile deren Belastung und deren Verluste bestimmen.

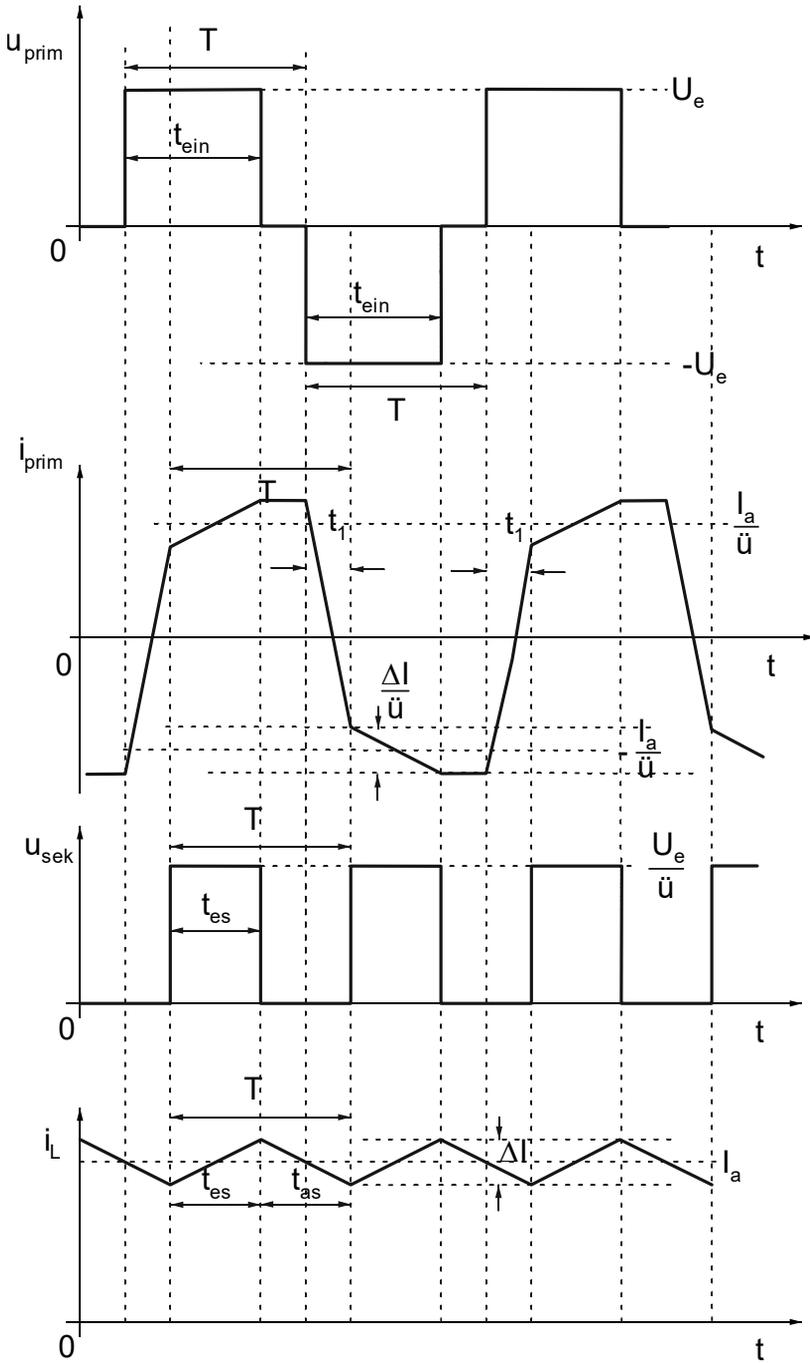


Abb. 19.2: Strom- und Spannungsverläufe.

19.2 Die Ausgangsspannung

19.2.1 Tastverhältnisverringering

Um das grundsätzliche Verhalten des Wandlers vorweg zu nehmen, betrachten wir in Abb. 19.2 nur mal die Spannungsverläufe u_{prim} und u_{sek} . Wir sehen, dass sich das Tastverhältnis auf der Sekundärseite verringert hat. Wir müssen also 2 Tastverhältnisse einführen: Das primärseitige Tastverhältnis geben wir vor und bleiben bei der bisherigen Nomenklatur: $v_T = \frac{t_{ein}}{T}$. Für das

sekundärseitige Tastverhältnis definieren wir $v_{TS} = \frac{t_{es}}{T}$, worin t_{es} die sekundärseitige t_{ein} -Zeit ist. Analog definieren wir t_{as} als die sekundärseitige t_{aus} -Zeit wie in Abb. 19.2 beschriftet.

Eine weitere Definition ist die Zeit t_1 . Sie wurde willkürlich mit dem Index 1 versehen und entsteht durch die Umpolung vom Primärstrom i_{prim} . Bei streufeldfreien Trafo wäre sie null. Hier, wo die Streuinduktivität bestromt ist, wenn die Primärseite wieder einschaltet, und zwar umgepolt einschaltet, muss der Strom erstmal geändert werden. Und das braucht nach $u = L \frac{di}{dt}$ Zeit, nämlich genau die Zeit t_1 . Es gilt für die Zeit t_1 :

$$U_e = L_\sigma \frac{\ddot{u}}{t_1} = L_\sigma \frac{2I_a}{t_1 \cdot \ddot{u}} \Rightarrow t_1 = \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}U_e} \quad (19.1)$$

In Gl. (19.1) ist die Stromänderung mit $\frac{2I_a}{\ddot{u}}$ eingesetzt, weil wir in Abb. 19.2 sehen, dass am Ende von t_{ein} $\frac{\Delta I}{\ddot{u}}$ dazu kommt, zu Beginn aber um den gleichen Wert kleiner ist.

Die Zeit t_1 ist vom Ausgangsstrom abhängig und verringert die Einschaltdauer. Es gilt:

$$t_{as} = t_{ein} - t_1 = t_{ein} - \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}U_e} \quad (19.2)$$

Und wirkt sich auf v_{TS} folgendermaßen aus:

$$v_{TS} = \frac{t_{as}}{T} = \frac{t_{ein} - \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}U_e}}{T} = v_T - \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}U_e T} \quad (19.3)$$

Je größer der Ausgangsstrom wird, desto kleiner wird das wirksame Tastverhältnis.

19.2.2 Ausgangskennlinie

Die Ausgangsspannung ist dann:

$$\frac{\ddot{u}U_a}{U_e} = v_{TS} = v_T - \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}U_e T} \quad (19.4)$$

Wir normieren:

$$u_n = \frac{\ddot{u}U_a}{U_e} \quad \text{und} \quad i_n = \frac{I_a}{I_{a0}} \quad \text{mit} \quad I_{a0} = \frac{\ddot{u}U_e T}{2L_\sigma} \quad (19.5)$$

Gl. (19.5) in Gl. (19.4) eingesetzt:

$$u_n = v_T - i_n \quad \text{für} \quad u_n \geq 0 \quad (19.6)$$

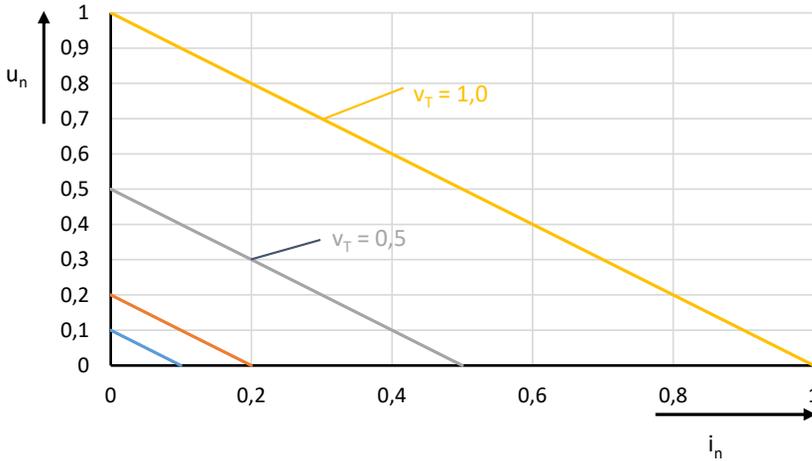


Abb. 19.3: Ausgangskennlinie, Parameter v_T .

Der Wandler verhält sich ausgangsseitig wie eine reale Spannungsquelle. Aus Gl. (19.4) folgt:

$$\frac{\ddot{u}U_a}{U_e} = v_{TS} = v_T - \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}U_e T} \Rightarrow U_a = \frac{U_e}{\ddot{u}} v_T - \frac{U_e L_\sigma 2I_a}{\ddot{u} \ddot{u} U_e T} = \frac{U_e}{\ddot{u}} v_T - \frac{L_\sigma 2I_a}{\ddot{u}^2 T} \quad (19.7)$$

Darin ist $\frac{U_e}{\ddot{u}} v_T$ die Leerlaufspannung U_0 und $\frac{L_\sigma 2}{\ddot{u}^2 T}$ der Innenwiderstand R_i des Wandlers auf den Ausgang bezogen. Der Wandler verhält sich also wie eine reale Spannungsquelle mit einstellbarer Leerlaufspannung. Der Einstellparameter ist v_T . Der Innenwiderstand kann mit der Streuinduktivität des Trafos L_σ beeinflusst werden. Sie wird von der Wickeltechnik beeinflusst. Siehe hierzu Kap. 24.

19.3 Strommessung

Die Strommessung kann bei diesem Wandler leicht mit einem Stromwandler in der Primärzuleitung durchgeführt werden, da der Trafo eh gleichstromfrei betrieben werden muss. Schon bei einem kleinen Gleichstromanteil käme der Trafo in die Sättigung. Der gleichstromfreie Betrieb des Trafos setzt eine exakt symmetrische Ansteuerung der H-Brücke voraus. Hierzu gibt es immer wieder Irritationen nach dem Motto „kann es nicht sein, dass Trafo irgendwann mal sättigt?“. Und die Antwort ist nein, solange die digitalen Signale der Treiber symmetrisch sind. Eine schaltungstechnische Realisierung ist in Kap. 10 angegeben. Auch lassen sich heute sehr

kleine Mikrocontroller einsetzen, deren Timer-Funktionen für diese Aufgabe bestens geeignet sind.

Wenn nun der Trafo mit einer reinen Wechselspannung angesteuert wird, fließt bei symmetrischer Sekundärseite auch ein reiner Wechselstrom auf der Primärseite. Und der kann recht geschickt mit einem Stromwandler erfasst werden. Die Strommessung kann zum Schutz der Schaltung dienen, da der Stromwandler praktisch keine Zeitverzögerung hat. Dann reicht ein Komparator zur Auswertung aus. Die Strommessung kann aber auch zur Regelung dienen, wenn etwa eine bestimmte Ausgangskennlinie abgefahren werden soll. Leicht zu messen ist der arithmetische Mittelwert des Stromes, denn er entsteht nach der Gleichrichtung einfach durch Tiefpassfilterung. Deshalb wollen wir untersuchen, wie wir aus dem arithmetischen Mittelwert der Ausgangsstrom berechnen können.

19.3.1 Arithmetischer Mittelwert von i_{prim}

$$\begin{aligned} \overline{i_{prim}} &= \frac{1}{T} \left[\frac{I_a + \frac{\Delta I}{2}}{\ddot{u}} \frac{t_1}{4} + \frac{I_a - \frac{\Delta I}{2}}{\ddot{u}} \frac{t_1}{4} + \frac{I_a}{\ddot{u}} (t_{ein} - t_1) + \frac{I_a + \frac{\Delta I}{2}}{\ddot{u}} (T - t_{ein}) \right] \\ \overline{i_{prim}} &= \frac{I_a}{2\ddot{u}} \frac{t_1}{T} - \frac{I_a}{\ddot{u}} \frac{t_1}{T} - \frac{I_a}{\ddot{u}} \frac{t_1}{T} + \frac{I_a}{\ddot{u}} + \frac{\Delta I}{2\ddot{u}} - \frac{\Delta I}{2\ddot{u}} v_T = \frac{I_a}{\ddot{u}} \left(1 - \frac{3t_1}{2T} \right) + \frac{\Delta I}{2\ddot{u}} (1 - v_T) \\ \overline{i_{prim}} &= \frac{I_a}{\ddot{u}} - \frac{3I_a 2I_a L_\sigma}{2\ddot{u} T \ddot{u} U_e} + \frac{\Delta I}{2\ddot{u}} (1 - v_T) = \frac{I_a}{\ddot{u}} - \frac{3I_a^2 L_\sigma}{\ddot{u}^2 U_e T} + \frac{\Delta I}{2\ddot{u}} (1 - v_T) \end{aligned} \quad (19.8)$$

Aus $\overline{i_{prim}}$ würden wir natürlich gerne die Ausgangsspannung U_a und den Ausgangsstrom I_a berechnen, um auf weitere Messschaltungen verzichten zu können.

19.3.2 Der Ausgangsstrom

19.3.2.1 Berechnung von ΔI

Für den Abwärtswandler auf der Sekundärseite kann der Stromrippel ΔI in Abhängigkeit vom Tastverhältnis berechnet werden:

$$\frac{U_e}{\ddot{u}} - U_a = L \frac{\Delta I}{t_{es}} \Rightarrow \Delta I = \frac{U_e - U_a}{L} t_{es} = \frac{U_e}{\ddot{u}} \frac{1 - v_{TS}}{L} v_{TS} T$$

Mit $v_{TS} = \frac{t_{es}}{T} = \frac{t_{ein} - t_1}{T} = v_T - \frac{t_1}{T} = v_T - \frac{2L_\sigma I_a}{\ddot{u} U_e T}$ folgt:

$$\Delta I = \frac{U_e T}{\ddot{u} L} (v_{TS} - v_{TS}^2) = \frac{U_e T}{\ddot{u} L} \left[\left(v_T - \frac{2L_\sigma I_a}{\ddot{u} U_e T} \right) - \left(v_T - \frac{2L_\sigma I_a}{\ddot{u} U_e T} \right)^2 \right] \quad (19.9)$$

Bevor es zu unübersichtlich wird, führen wir die Abkürzungen

$\alpha = \frac{U_e T}{\ddot{u}L}$ und $\beta = \frac{2L\sigma}{\ddot{u}U_e T}$ ein. Beide ändern sich während dem Betrieb der Schaltung nicht oder nur langsam. Sie können deshalb vorab mit dem Taschenrechner ermittelt werden und dann als Konstante einprogrammiert werden oder wir messen die Eingangsspannung U_e und berechnen daraus α und β nur ab und zu mal, denn die Eingangsspannung ändert sich wegen dem Eingangskondensator nicht sprunghaft.

Gl. (19.9) lässt sich mit α und β übersichtlicher schreiben:

$$\Rightarrow \Delta I = \alpha \left[(v_T - \beta I_a) - (v_T - \beta I_a)^2 \right] \quad (19.10)$$

19.3.2.2 ΔI eingesetzt

Gl. (19.10) muss nun in Gl. (19.8) eingesetzt werden:

$$\begin{aligned} \overline{i_{prim}} &= \frac{I_a}{\ddot{u}} - \frac{3}{2} I_a^2 \frac{\beta}{\ddot{u}} + \frac{\alpha \left[(v_T - \beta I_a) - (v_T - \beta I_a)^2 \right]}{2\ddot{u}} (1 - v_T) \\ \overline{i_{prim}} &= I_a \left[\frac{1}{\ddot{u}} - \frac{\alpha\beta}{2\ddot{u}} (1 - v_T) + \frac{\alpha\beta v_T}{\ddot{u}} (1 - v_T) \right] \\ &\quad + I_a^2 \left[-\frac{3}{2} \frac{\beta}{\ddot{u}} - \frac{\alpha\beta^2}{2\ddot{u}} (1 - v_T) \right] + \frac{\alpha v_T (1 - v_T) - \alpha v_T^2 (1 - v_T)}{2\ddot{u}} \\ &= I_a \left[1 - \frac{\alpha\beta}{2} (1 - v_T) + \alpha\beta v_T (1 - v_T) \right] + I_a^2 \left[-\frac{3}{2} \beta - \frac{\alpha\beta^2}{2} (1 - v_T) \right] + \frac{\alpha v_T - \alpha v_T^2}{2} (1 - v_T) \\ \overline{i_{prim}} \frac{\ddot{u}}{(1 - v_T)} &= \left[I_a \left(1 - \frac{\alpha\beta}{2} + \alpha\beta v_T \right) + I_a^2 \left(-\frac{3}{2} \beta - \frac{\alpha\beta^2}{2} \right) + \frac{\alpha v_T - \alpha v_T^2}{2} \right] \end{aligned}$$

Dies ist eine quadratische Gleichung, die nach I_a aufgelöst werden kann.

19.3.2.3 Lösen der quadratischen Gleichung

$$\begin{aligned} \overline{i_{prim}} \frac{\ddot{u}}{(1 - v_T)} &= \left[I_a \left(1 - \frac{\alpha\beta}{2} + \alpha\beta v_T \right) + I_a^2 \left(-\frac{3}{2} \beta - \frac{\alpha\beta^2}{2} \right) + \frac{\alpha v_T - \alpha v_T^2}{2} \right] \\ I_{a1,2} &= \frac{\left[1 - \frac{\alpha\beta}{2} + \alpha\beta v_T \right]}{3\beta + \alpha\beta^2} + \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{\alpha\beta}{2} + \alpha\beta v_T \right)^2 - 2(3\beta + \alpha\beta^2) \left(\alpha v_T \frac{1 - \alpha v_T^2}{2} - \overline{i_{prim}} \frac{\ddot{u}}{1 - v_T} \right)}}{3\beta + \alpha\beta^2} \quad (19.11) \end{aligned}$$

Gl. (19.11) ist unübersichtlich. Es müssen zahlreiche Multiplikationen und Additionen durchgeführt werden. Aber sie zeigt, dass der Ausgangsstrom mit der Strommessung auf der Primärseite gemessen werden kann. Die Größen α und β sind nur von der Wandlerdimensionierung abhängig und können einmalig vorab berechnet werden.

19.3.2.4 Kleines ΔI

Sollte der Stromrippel ΔI vernachlässigbar klein sein, kann Gl. (19.8) angenähert werden zu

$$\overline{i_{prim}} = \frac{I_a}{\ddot{u}} - \frac{3I_a^2 L_\sigma}{\ddot{u}^2 U_e T}$$

$$I_a = \frac{-\frac{1}{\ddot{u}} + \sqrt{\frac{1}{\ddot{u}^2} + 12 \frac{L_\sigma}{\ddot{u}^2 U_e T} \overline{i_{prim}}}}{6 \frac{L_\sigma}{\ddot{u}^2 U_e T}}$$

oder wenn wir die Abkürzung $\beta = \frac{2L_\sigma}{\ddot{u}U_e T}$ wieder verwenden möchten:

$$I_a = \frac{\frac{1}{\ddot{u}} + \sqrt{\frac{1}{\ddot{u}^2} + \frac{6}{\ddot{u}} \beta \overline{i_{prim}}}}{3 \frac{\beta}{\ddot{u}}} = \frac{1 + \sqrt{1 + 6\ddot{u}\beta \overline{i_{prim}}}}{3\beta} \quad (19.12)$$

Das sieht nun schon besser aus, gilt aber nur für kleine Stromrippel in der Induktivität L .

Somit haben wir die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom aus den Wandlerparametern ($U_e, \ddot{u}, T, L_\sigma, v_T$) und der primärseitigen Strommessung bestimmt.

19.4 Die Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung kann natürlich direkt gemessen werden, bezogen auf die Masse der Ausgangsseite. Wenn allerdings die Sekundärseite des Wandlers potentialfrei ist und die ausgangsseitige Masse floated, fällt dies schwer. Wir können für den Fall eines kleinen ΔI die Ausgangsspannung auch berechnen. Wenn wir Gl. (19.12) in Gl. (19.4) einsetzen, erhalten wir:

$$\frac{\ddot{u}U_a}{U_e} = v_{TS} = v_T - \frac{L_\sigma}{\ddot{u}U_e T} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + 6\ddot{u}\beta \overline{i_{prim}}}}{3\beta} \quad (19.13)$$

Darin ist

- $\overline{i_{prim}}$ der gemessene Primärstrom, der z.B. mit einem Stromwandler gemessen wird, gleichgerichtet und anschließend tiefpassgefiltert wird.
- \ddot{u} das Übersetzungsverhältnis des Trafos.
- $\beta = \frac{2L_\sigma}{\ddot{u}U_e T}$, hängt also nur von konstanten Größen und von der Eingangsspannung ab, die primärseitig gemessen werden kann,

Somit kennen wir alle Parameter in Gl. (19.13), messen den Strom und können damit die Ausgangsspannung berechnen. Das benötigt ein wenig Rechenleistung, spart aber Geld.

20 Leistungsschalter

20.1 Der MOSFET

Der MOSFET (**M**etall-**O**xid-**S**emiconductor-**F**ield-**E**ffect-**T**ransistor) ist der wichtigste Leistungsschalter im unteren Leistungs- oder Spannungsbereich. Bei Kfz-Anwendungen etwa ist er allen anderen Leistungsschaltern deutlich überlegen, weswegen er dort ausschließlich eingesetzt wird. Bei Anwendungen mit höherer Spannung kommen vermehrt auch IGBTs zum Einsatz, da sie bei vergleichbaren Daten deutlich weniger Chip-Fläche brauchen und daher billiger sind. Die erreichbare Arbeitsfrequenz ist aber beim IGBT verglichen mit dem MOSFET immer niedriger. Für größere Leistungen (ab 100 W bis 1 kW) und nicht zu niedriger Spannung dominieren die IGBTs. Für sehr große Leistungen werden noch Thyristoren eingesetzt. Sie werden hier nicht behandelt werden. Über sie gibt es genügend Literatur.

20.1.1 Das Schaltzeichen des MOSFET

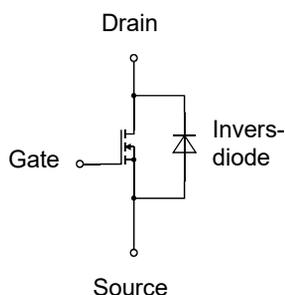


Abb. 20.1: Das Schaltbild des N-Kanal Leistungs-MOSFETs.

Der MOSFET hat die Anschlüsse **Source**, **Drain** und **Gate**, in funktionellem Sinne vergleichbar mit den Anschlüssen **Emitter**, **Kollektor** und **Basis** beim Bipolartransistor. Grundsätzlich können vier unterschiedliche Typen gebaut werden: Selbstleitende oder selbstsperrende in P-Kanal- und N-Kanal-Ausführung. Aus diesen vier Grundtypen gibt es die Schalttransistoren nur als selbstsperrende Typen in beiden Kanalausführungen. Da der N-Kanal-MOSFET bei vergleichbaren Daten weniger Chip-Fläche benötigt als der P-Kanal-Typ, werden Leistungsschalttransistoren vorwiegend als selbstsperrende N-Kanal-MOSFETs ausgeführt. Wir beschränken uns deshalb bei den weiteren Betrachtungen auf diesen Typ.

20.1.2 Die Body-Diode

Alle Leistungs-MOSFETs enthalten aufbaubedingt die sogenannte **Body-** oder **Invers-Diode**. Für einen N-Kanal wurde sie in Abb. 20.1 in richtiger Polung eingezeichnet. Bisweilen stört die Invers-Diode in der Schaltung der Leistungselektronik. Manchmal kann sie aber auch genutzt werden. Nähere Ausführungen dazu finden sich in Kapitel 20.1.7.

Der MOSFET ist ein spannungsgesteuertes Bauelement. Die angelegte Gate-Source-Spannung bestimmt den Widerstand zwischen Drain und Source. Bei großer positiver Gate-Source-Spannung wird der Transistor voll leitend. Es verbleibt dann ein Restwiderstand zwischen Drain und Source.

Er wird R_{DSon} genannt. Das Ausgangskennlinienfeld sieht für einen Kleinleistungstristor folgendermaßen aus:

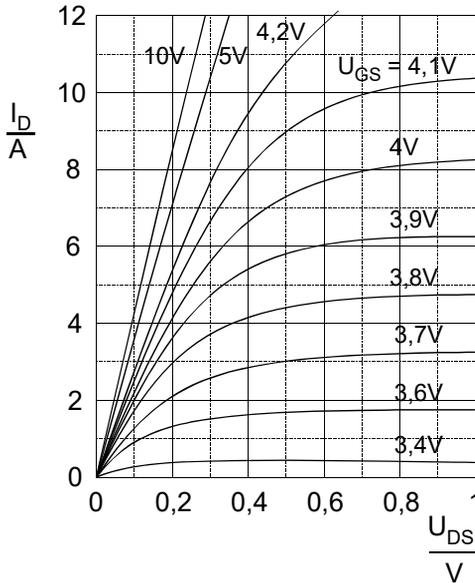


Abb. 20.2: Das Ausgangskennlinienfeld des MOSFET.

Hier als Beispiel den Philips-Typ PHK12N10T im SO8-Gehäuse.

Für kleine Drain-Source-Spannungen nähern sich die Kurven in Abb. 20.2 einer Ursprungsgeraden an. Deren Steigung stellt einen Leitwert dar. Der Reziprokwert von diesem Leitwert ist der R_{DSon} . Da die Steigung der Geraden von der Gate-Source-Spannung abhängt, wird der MOSFET auch als spannungsgesteuerter Widerstand verstanden und kann auch als solcher eingesetzt werden. Mit einem steuerbaren Widerstand kann z. B. ein Multiplizierer realisiert werden.

In der Leistungselektronik wird der MOSFET möglichst ganz ein- oder ganz ausgeschaltet. Zum Ausschalten muss die Gate-Source-Spannung nach Abb. 20.2 auf kleine Werte in Richtung 0 V reduziert werden. Es kann aber auch ohne Nachteile für den Aus-Zustand eine negative Gate-Source-Spannung angelegt werden. Im sperrenden Zustand ist der MOSFET ein Isolator. Es fließt lediglich ein Leckstrom. Bei Niedervolttypen kann er praktisch immer vernachlässigt werden. Bei Hochvolt-Typen spielt er meistens ebenfalls keine Rolle und muss nur in speziellen Anwendungen berücksichtigt werden.

Zum Einschalten des Transistors wird eine Gate-Source-Spannung im Volt-Bereich angelegt. Im leitenden Zustand können wir die Drain-Source-Strecke durch einen Widerstand R_{DSon} ersetzen, der einen Wert bis hinunter in den m Ω -Bereich haben kann.

MOSFETs brauchen für die statische Ansteuerung keine Ansteuerleistung. Beim Schaltvorgang hingegen sind dynamische Gateströme nötig, da Kapazitäten umgeladen werden müssen. Je kürzer die Schaltzeit werden muss, desto größer werden die Impulsströme am Gate. Genaueres finden Sie in Kapitel 20.1.4 und Kapitel 20.1.5. Zum Verständnis des Schaltvorgangs arbeitet der Schaltungsentwickler gerne mit einem Ersatzschaltbild vom Transistor, ohne die physikalischen Details des inneren Aufbaus zu kennen.

20.1.3 Das Ersatzschaltbild des MOSFET

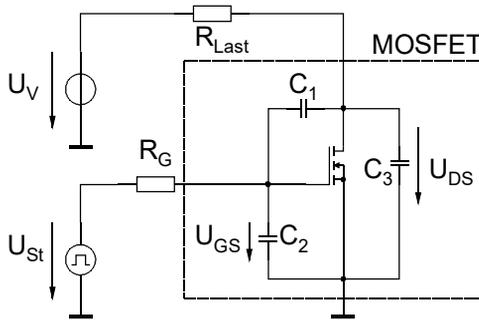


Abb. 20.3: Das Ersatzschaltbild des MOSFET für den Schaltvorgang.

Der im Ersatzschaltbild gezeichnete MOSFET wird als ideal betrachtet. Er wird um die parasitären Kapazitäten ergänzt. Mit dem so erhaltenen Ersatzschaltbild können die Schaltvorgänge verstanden werden. Je nach Typ sind die Kapazitäten jedoch nicht konstant. Wenn sich die Kapazitäten während des Schaltvorgangs wesentlich ändern, dann kann die Betrachtung der jeweiligen Ladung helfen. Siehe hierzu Kap. 20.1.6. Für die Änderungen der Kapazitäten wird in Abb. 20.8

ein Beispiel gegeben. Für das grundsätzliche Verständnis und der Wechselwirkungen ist Abb. 20.3 aber ausreichend.

20.1.4 Einschaltvorgang

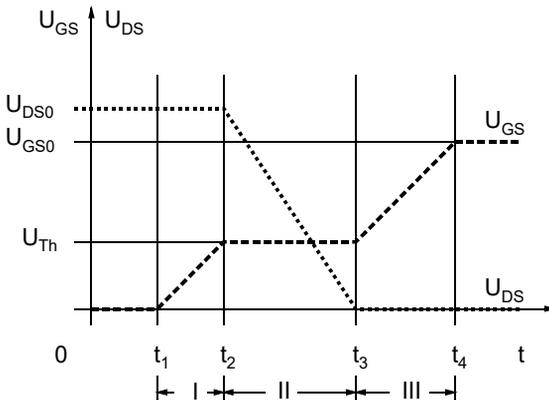


Abb. 20.4: Schematisierte Verläufe von U_{GS} und U_{DS} beim Einschalten des MOSFETs.

Beim Schalten durchläuft er den linearen Bereich. In Abb. 20.4 ist dies für $U_{GS} = U_{Th}$ der Fall. Die Threshold-Voltage U_{Th} ist die Gate-Source-Spannung, bei der der Transistor vom sperrenden in den leitenden Zustand übergeht. Die Drain-Source-Spannung ändert sich von ihrem maximalen auf ihren minimalen Wert. Die Rückkopplung durch C_1 erzwingt dabei eine nahezu konstante Gate-Source-Spannung. Damit lässt sich der Einschaltvorgang des Transistors bezüglich des Eingangskreises in drei Abschnitte aufteilen:

- I) $t_1 < t < t_2$: C_1 und C_2 werden parallel umgeladen.
- II) $t_2 < t < t_3$: C_1 wird umgeladen.
- III) $t_3 < t < t_4$: C_1 und C_2 werden parallel umgeladen.

Der eigentliche Schaltvorgang findet statt, wenn die Drain-Source-Spannung von U_{DS0} auf null absinkt, der Drain-Strom also von null auf seinen Maximalwert ansteigt. Dies ist der Bereich II. In der Schaltzeit (t_2 bis t_3) wird C_1 um U_{DS0} umgeladen. Dazu ist die Ladung $Q = C_1 \cdot U_{DS0}$ nötig. Liefert der Treiber den Strom I_G , dann ist die Schaltzeit

$$t_{on} = \frac{Q}{I_G} = \frac{C_1 \cdot U_{DS0}}{I_G} \quad (20.1.1)$$

Umgekehrt lässt sich der benötigte Treiberstrom für eine gewünschte Schaltzeit berechnen. Will man z. B. in 100 ns schalten, dann ist typisch ein Impulsstrom von 200 bis 300 mA nötig.

Im Bereich I und III lädt der Treiberstrom die Parallelschaltung von C_1 und C_2 um, ohne dass sich im Leistungskreis etwas ändert. (Der Strom durch C_1 kann gegenüber dem Laststrom immer vernachlässigt werden.) In diesen Bereichen treten keine Schaltverluste auf.

C_3 wird vom Laststrom umgeladen und kann bezüglich des Schaltvorgangs in guter Näherung vernachlässigt werden.

20.1.5 Ausschaltvorgang

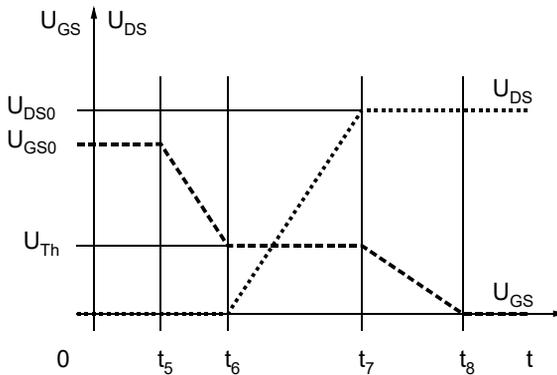


Abb. 20.5: Schematisierte Verläufe von U_{GS} und U_{DS} beim Ausschaltvorgang.

Der Ausschaltvorgang läuft analog zum Einschaltvorgang ab und liefert prinzipiell die gleiche Schaltzeit. Unterschiede treten auf, wenn der Treiberstrom bedingt durch einen unsymmetrischen Treiberausgang für beide Richtungen verschieden groß ist. Auch treten Unterschiede dadurch auf, dass die Threshold-Voltage nicht in der Mitte des Treiberspannungsbereiches liegt. Der Ladestrom

der Kondensatoren ist $I_{Lade} = \frac{U_{GS0} - U_{Th}}{R_G}$ und der Entladestrom ist $I_{Entlade} = \frac{U_{Th}}{R_G}$.

Beide Ströme sind im Normalfall unterschiedlich groß und damit wird die Einschaltzeit ungleich der Ausschaltzeit. Diesen Effekt gilt es zu berücksichtigen, wenn „gleichzeitig“ in einer Schaltung ein Transistor ausgeschaltet werden muss, wenn ein anderer eingeschaltet wird. Genau gleichzeitig kann man sie wegen Parameterstreuungen nicht schalten. Notgedrungener Weise lässt man dann eine Lücke, in der beide Transistoren sperren, um die fatale Überlappung zu verhindern. Man muss sich dann aber genau überlegen, wohin der Strom, der vielleicht durch eine Induktivität eingepreßt ist, in dieser Lücke fließt.

20.1.6 Die Gate-Ladung des MOSFET

Das Schaltverhalten eines MOSFETs kann mit dem Ersatzschaltbild Abb. 20.3 erklärt und beschrieben werden. Eine andere Möglichkeit ist die Betrachtung der Gate-Ladung. Die Hersteller von Leistungs-MOSFETs geben immer Diagramme über die Gate-Ladung in den Datenblättern an und sie geben meistens auch die notwendigen Kapazitäten für das Ersatzschaltbild in Abb. 20.3 an.

Arbeitet man mit der Gate-Ladung, braucht man den Zusammenhang zwischen Gate-Ladung und Gate-Source-Spannung. Dazu dient die nachfolgende Kennlinie:

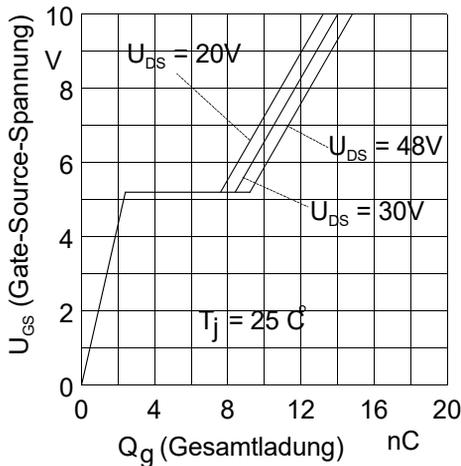


Abb. 20.6: Gate-Ladungseigenschaften des Leistungs-MOSFET. MTP15N05E. Quelle: Motorola

Die auf das Gate geflossene Ladung ergibt sich aus dem Strom und der Stromflussdauer:

$$Q = \int i(t) \cdot dt \quad (20.1.2)$$

Zusammen mit der Gate-Source-Kapazität C erhält man für die Gate-Source-Spannung U_{GS} :

$$U_{GS}(t) = \frac{Q(t)}{C(t)} = \frac{\int i(t) \cdot dt}{C(t)} \quad (20.1.3)$$

Darin ist $C(t)$ zeitabhängig, was das Niveau in Abb. 20.6 erklärt. Dort verringert sich $C(t)$ mit zunehmender Gate-Ladung. Diese Erklärung mag den physikalischen Vorgängen gerechter werden, als das Ersatzschaltbild in Abb. 20.3. Dennoch erfüllt das Ersatzschaltbild alle Anforderungen für die Schaltungsentwicklung in der Leistungselektronik und wird deshalb häufig bevorzugt.

Setzt man für die Ansteuerung des MOSFET eine Stromquelle I ein, so wird aus Gl. (20.1.2):

$Q(t) = I \cdot t$. Die Gate-Ladung wird also proportional zur Zeit t und somit kann die Abszisse in Abb. 20.6 auch mit der Zeit beschriftet werden. Ein Vergleich mit Abschnitt 20.1.4 und 20.1.5 zeigt die Übereinstimmung beider Betrachtungsweisen.

20.1.7 Die Avalanchefestigkeit

Ein Maß für die Robustheit von MOSFET ist die Überspannungsfestigkeit. Durch die unvermeidlichen parasitären Induktivitäten, die sich auch in einem sehr sorgfältigen Schaltungsaufbau befinden, kommt es beim Abschalten von Transistoren zum Auftreten von Überspannungen.

Bedingt durch die kurzen Schaltzeiten von MOSFET wird das beim Schalten hoher Ströme besonders kritisch, denn die beim Abschalten auftretenden Spannungsspitzen können die Durchbruchspannung des Transistors erreichen. Diesen Durchbruch bezeichnet man auch als Avalanche-Durchbruch. Funktionell äußert sich der Avalanche-Effekt wie eine Zenerdiode zwischen Drain und Source, die ab einer bestimmten U_{DS} leitet. Erfreulicherweise macht das dem MOSFET nichts aus, solange die Avalanche-Energie nicht zu hoch ist. Die meisten Hersteller spezifizieren die zulässige Avalanche-Energie und unterziehen die Transistoren einem 100%-Test.

Für die Spezifikation zählt nur die Energie von einem Impuls. Wiederholen sich die Impulse, so tut das dem spezifizierten Energiewert keinen Abbruch, sondern es erhöht sich nur die Verlustleistung am Transistor, die zusätzlich abgeführt werden muss.

Diese Eigenschaft ist für die Schaltungsentwicklung äußerst wichtig und es hat sich in der Praxis gezeigt, dass die von den Herstellern garantierte Avalanche-Energie üblicherweise gut ausreicht. Damit können beim MOSFET jegliche Schutzschaltungen und Entlastungsnetzwerke entfallen.

Diese Aussage darf bitte nicht auf andere Leistungsschalter übertragen werden. Dort sind häufig Schutzbeschaltungen oder Entlastungsnetzwerke nötig. Oder man braucht eine starke Überdimensionierung des Transistors in Bezug auf seine Spannungsfestigkeit.

Sollte die Avalanche-Energie bei energiereichen Überspannungen nicht ausreichen, kann ein Varistor parallel geschaltet werden:

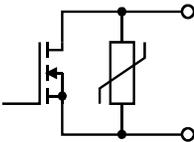


Abb. 20.7 Paralleler Varistor gegen energiereiche Überspannungsimpulse

20.1.8 Veränderliche Kapazitäten des MOSFETs

Im Ersatzschaltbild des MOSFETs (Abb. 20.3) haben wir die 3 relevanten Kapazitäten als konstant angenommen. Dies trifft für moderne MOSFETs nicht mehr zu. Sie ändern sich stark in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung. Ein Beispiel ist in Abb. 20.8 reinkopiert.

Dort entnehmen wir für die Ausgangskapazität C_{OSS} für niedrige Gate-Source-Spannungen 5nF und für höhere Gate-Source-Spannungen nur noch 36pF. Das ist sehr entscheidend, wenn wir ZVS realisieren wie in Kap. 14 beschrieben. Nehmen wir nur mal 5A Drain-Strom, dann bekommen wir für größere Drain-Source-Spannungen ein du/dt von 140V/ns. Das ist deutlich zu viel. Für den Aufbau (EMV-Abstrahlung) und für den MOSFET selbst. Er ist mit 50V/ns spezifiziert. Dann bleibt nur die Lösung, dass wir einen externen Kondensator zwischen Drain und Source schalten. Der Kondensator muss die 5A – kurzzeitig – führen können. D.H. es kommt nur ein Folienkondensator mit einem niedrigen ESR in Frage.

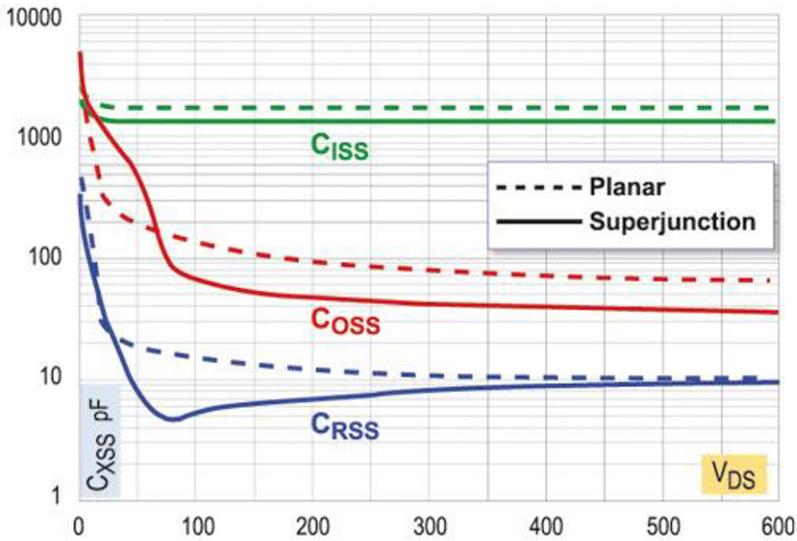


Abb. 20.8: Kapazitäten in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung.

20.2 Der SenseFET

Neben den „klassischen“ Feldeffekttransistoren gibt es Ausführungen mit zusätzlichen Pins zur Strommessung. Man kann sich in dem Bauteil einen Stromsensor vorstellen, deshalb werden sie SenseFETs genannt.

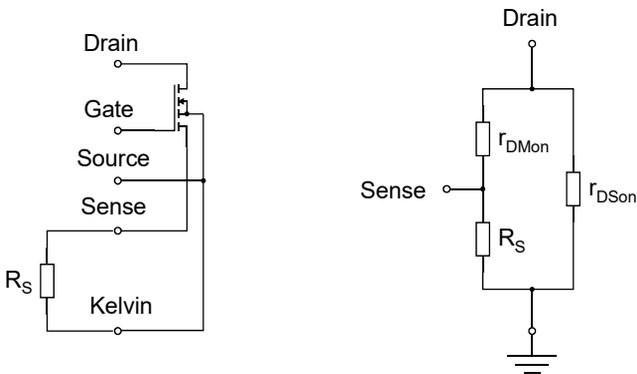


Abb. 20.9: Schaltsymbol und Ersatzschaltbild des SenseFETs.

Der Widerstand R_S wird von außen dazu gebaut.

Beim SenseFET handelt es sich um einen fünfpoligen Leistungs-MOSFET, der neben den üblichen Gate-, Drain- und Source-Anschlüssen auch über Stromfühler-Pins verfügt. Der Sense-Pin ist mit einem kleinen Teil der vielen parallel geschalteten Source-Zellen des Leistungs-MOSFET verbunden. Der Kelvin-Anschluss dient als zusätzliche Signalerde.

Der Fühlerstrom zwischen Sense- und Kelvin-Pin ist ein kleiner Bruchteil des gesamten Drain-Stroms. Er hat seine Ursache daher, dass sich die einzelnen parallelen Zellen in einer monolithi-

schen Struktur angleichen. Die Angleichung führt zu einem fast identischen Ein-Widerstand aller Zellen. Somit fließt ein kleiner Teil des Gesamtstroms über die Sensorzellen und kann am Sense-Pin abgegriffen werden. Dabei ergibt sich der Strom über die Anzahl der Sensorzellen zur Gesamtzellenzahl.

Der Sense-Strom kann nun einfach als Spannungsabfall an dem externen Widerstand R_S gemessen werden. Dabei zeigt sich ein sehr erfreulicher Umstand: Selbst wenn R_S nicht beliebig klein ist, bleibt der Spannungsabfall proportional zum Drain-Strom des LeistungsFET. R_S kann bis etwa 100Ω erhöht werden, ohne dass sich an dieser Tatsache etwas ändert. Damit erhält man Sensorspannungen im 100mV -Bereich, die ohne Verstärker beispielsweise einem Reglerbaustein zugeführt werden können. Für einen noch größeren R_S wird die Strommessung allerdings temperaturabhängig. Abb. 20.10 zeigt dies.

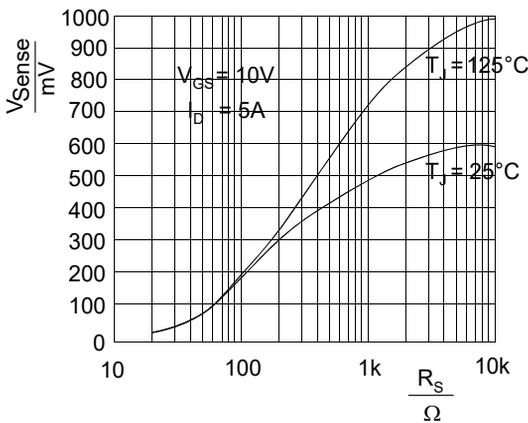


Abb. 20.10: Verfügbare Sensor-Spannung in Abhängigkeit des Sensorwiderstandes R_S .

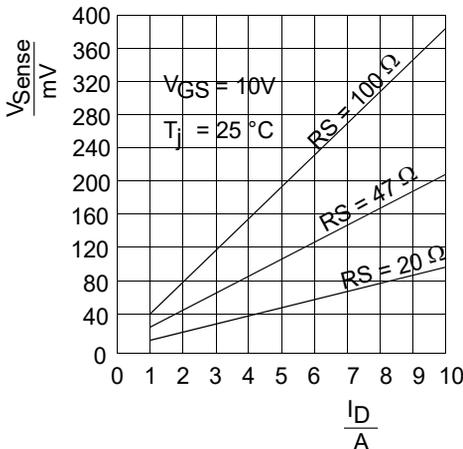


Abb. 20.11: Sensorspannung über dem zu messenden Strom.

Abb. 20.10 und Abb. 20.11 sind Datenblattkurven. Es empfiehlt sich, die Messschaltung nach diesen Kurven zu dimensionieren, denn die analytischen Zusammenhänge sind nicht so leicht verständlich und unübersichtlich. Zusammenfassend lassen sich folgende Vorteile für den Einsatz des SenseFETs in Schaltreglern nennen:

- Hoher Wirkungsgrad,
- wenig Erwärmung,

- kleines Bauvolumen,
- weniger Bauteile,
- gute Stromregelung.

Die Vorteile sind ganz besonders gravierend, wenn es um den Einsatz im Kraftfahrzeug geht. Deshalb kommt die Entwicklung des SenseFETs aus diesem Bereich.

20.3 Der TOPFET

In der Automobiltechnik und in manchen industriellen Anwendungen gab es schon immer die Forderung nach einem Selbstschutz des Leistungsschalters. In den letzten Jahren kamen einige Ansätze auf den Markt, von denen an dieser Stelle der TOPFET kurz vorgestellt sei. Der Kürzel steht für Temperatur and Overload Protected FET. Je nach Herstellerfirma wird auch der Begriff TEMPFET (Temperature Protected FET) geprägt, der nahezu die gleiche Funktion beinhaltet.

Für die Schutzfunktion wird die Chip-Temperatur überwacht. Dazu ist auf dem Chip des MOSFETs ein Temperatursensor mit entsprechender Auswerteschaltung integriert. Wie bei einem Thermostat wird der Leistungstransistor bei Übertemperatur abgeschaltet. Dies geschieht etwa bei einer zu großen statischen Last.

Die Überwachung der Temperatur reicht aber für eine zuverlässige Schutzfunktion nicht aus. Wenn etwa im Kfz. ein Kurzschluss auftritt, dann fließen so große Ströme, dass der Transistor zerstört wäre, bevor die Temperaturüberwachung anspricht. Deshalb ist eine weitere Schutzfunktion im TOPFET integriert. Sie überwacht mittels einer schnellen Messschaltung den Temperaturgradienten. Ist die Temperaturänderung in einer bestimmten Zeit zu groß, wird dies als Kurzschluss interpretiert und der Leistungsschalter wird innerhalb von weniger als 1 Millisekunde abgeschaltet.

TOPFETs werden im TO220-Gehäuse mit drei und fünf Anschlüssen geliefert. Die dreipolige Version kann direkt einen Standard-MOSFET ersetzen. Allerdings ist die Schaltfrequenz auf rund 200 Hz begrenzt, da hochohmige Gate-Vorwiderstände die Schalt- und die Schutzfunktion entkoppeln. Für höhere Schaltfrequenzen steht das fünfpolige Gehäuse zur Verfügung, wo eine externe Stromversorgung für die Schutzelektronik möglich ist. Dieser Pin wird auch zur Rückmeldung der eingetretenen Überlast verwendet.

Der TOPFET bleibt nach einer Überlastung je nach Ausführung entweder solange ausgeschaltet, bis über den letzten zur Verfügung stehenden Pin eine Reset-Funktion ausgelöst wird oder er taktet mit niedriger Frequenz, wobei er fortlaufend neu einzuschalten versucht.

20.4 Der IGBT

Der **Insulated Gate Bipolar Transistor** kann bei hohen Sperrspannungen große Ströme schalten und braucht sehr wenig Ansteuerleistung.

20.4.1 Das Schaltzeichen des IGBTs

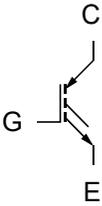


Abb. 20.12: Das Schaltzeichen des IGBTs.

Vereinfachend kann er als ein Transistor betrachtet werden, der die Eingangsstufe eines MOSFETs hat und sich ausgangsseitig wie ein Bipolar-Transistor verhält. Er verbindet also die Vorteile der leistungslosen Ansteuerung von MOSFETs mit der Fähigkeit von hohen Stromdichten des Bipolar-Transistors. Bei gleichen Daten für die Spannungsfestigkeit und die Stromfähigkeit braucht der IGBT eine deutlich kleinere Chip-Fläche, wodurch er billiger wird.

20.4.2 Das Ersatzschaltbild des IGBTs

Sein Ersatzschaltbild kann folgendermaßen angegeben werden:

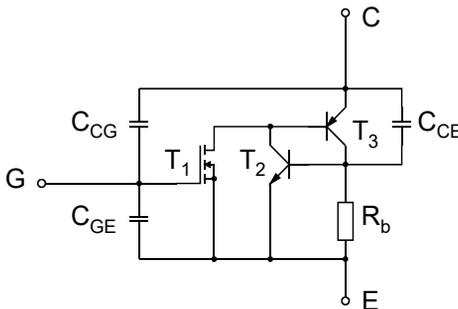


Abb. 20.13: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des IGBTs.

Bei großen Strömen hat der IGBT aufgrund des pnp-Transistors T_3 deutlich niedrigere Durchlassverluste im Vergleich zu einem reinen MOSFET.

Der niederohmige Widerstand R_b macht den parasitären npn-Transistor T_2 weitgehend wirkungslos.

Die dargestellte Thyristorstruktur kann auch bei höchsten Durchlassströmen oder du/dt -Belastungen über C_{CE} nicht einrasten, da die Stromverstärkungen von T_2 und T_3 entsprechend eingestellt sind.

IGBTs haben Vorteile gegenüber MOSFETs vor allem bei Hochvoltanwendungen, bei denen gleichzeitig große Ströme geführt werden müssen.

Typische Daten sind: $U_{CE} = 800 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ A}$, $t_f = 400 \text{ ns}$, Gehäuse: TO220.

20.4.3 Schaltverhalten

Der Einschaltvorgang ist nahezu gleich wie beim MOSFET. Der Ausschaltvorgang erfolgt prinzipiell langsamer. Auffallend ist der noch vorhandene Reststrom nach t_f . Verglichen mit dem MOSFET sorgt er für zusätzliche Verluste beim Ausschalten.

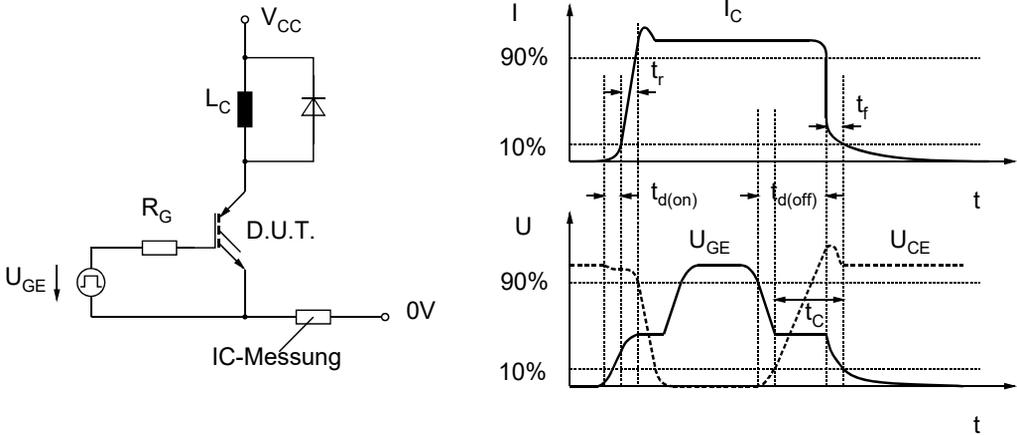


Abb. 20.14: Testschaltung, Strom- und Spannungsverläufe und Definition der Schaltzeiten.

20.5 Weitere Leistungsschalter

Von allen namhaften Hersteller werden aktuell SiC Dioden und Transistoren angeboten. Von einigen sind auch GaN Transistoren erhältlich.

20.5.1 Silizium Carbid (SiC)

Typische Werte von Dioden sind:

- Sperrspannung 600 V bis 1200 V
- Flussspannung 1,0 bis 1,9 V
- Kapazitäten von wenigen zig pF
- Schaltzeiten 10 bis 20 ns

Die SiC Dioden sind Schottky-Dioden. Beim Schaltvorgang tritt keine Sperrverzugszeit und damit kein reverse current auf. Sie haben bereits die Leistungselektronik im Photovoltaikbereich und im Automotive Sektor revolutioniert und werden es in weiteren Produktbereichen tun. Die Schaltzeiten werden in der Praxis meist durch die parasitären Induktivitäten des Aufbaus und der Stromführung bestimmt und nicht mehr durch die Leistungsschalter. Hier werden sehr hohe Anforderungen an die Aufbau- und Verbindungstechnik gestellt.

Typische Werte von Transistoren sind:

- Sperrspannung 600 V bis 1200 V
- Stromfähigkeit 10 A bis 100 A
- Niedrige parasitäre Kapazitäten und dadurch Schaltzeiten im unteren zig ns-Bereich
- R_{DSon} : Z.B. 450 m Ω

20.5.2 GaN Transistoren

Verglichen mit Standard Si-MOSFETs haben auch sie deutlich verbesserte Werte wie kleinere Kapazitäten und niedrigeren R_{DSon} . Sie haben kein isoliertes Gate, weswegen spezielle Treiberschaltungen benötigt werden. Sie sind vorteilhaft einsetzbar für Sperrspannungen zwischen 600 V und 900 V. An der Hochschule Reutlingen wurden folgende Messungen durchgeführt:

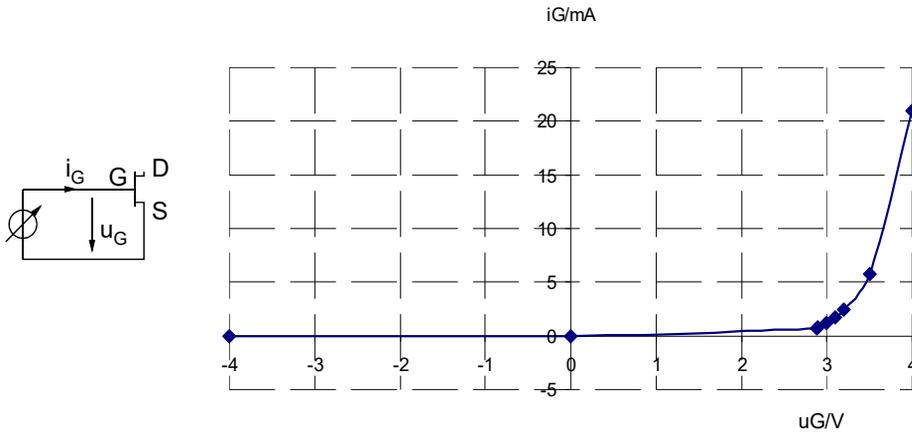


Abb. 20.15: Gate-Strom in Abhängigkeit der Gate Spannung.

Der Gate-Strom kommt durch die Diode zustande und ist unerwünscht. Er sollte vermieden werden oder zumindest auf wenige mA begrenzt werden. Das geht mit konventionellen Treiber-IC nicht. Inzwischen haben Halbleiterhersteller spezielle Treiber-IC für GaN entwickelt und bieten sie an.

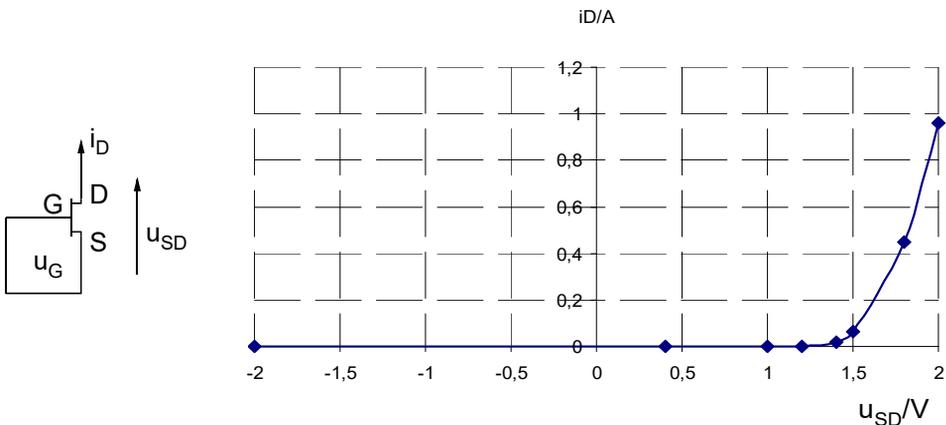


Abb. 20.16: Dioden-Modus.

Ideal wäre also eine Gate-Source-Spannung zwischen 2,5 V und 3 V für den leitenden Zustand. Auf jeden Fall darf die Spannung am Gate nicht ohne Strombegrenzung auf höhere Spannungen, wie etwa 5 V erhöht werden. Eine Strombegrenzung käme aber nur dann in Frage, wenn sie erst

oberhalb von 3,5 V wirkt. Der Treiber muss bis zu dieser Spannung einen hohen Strom liefern, damit der Schaltvorgang entsprechend schnell abläuft. Beide Forderungen zu erfüllen, ist für den Treiber und dessen Ausgangskennlinie nicht trivial.

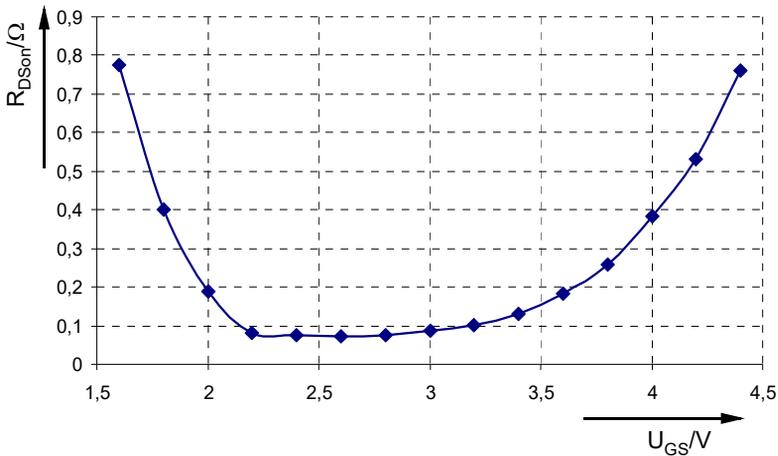


Abb. 20.17: $R_{DS(on)}$ in Abhängigkeit von der Gate Source Spannung.

Auf jeden Fall wirken sich zusätzlich zu dem schnellen Schaltvorgang eines GaN-Transistors parasitäre Induktivitäten im Aufbau durch die niederohmige Ansteuerung noch stärker aus, als etwa bei Standard-MOSFETs. Der Fortschritt bei den Leistungsschaltern führt zu überproportional gewachsenen Ansprüchen an den Aufbau und die Verdrahtungstechnik.

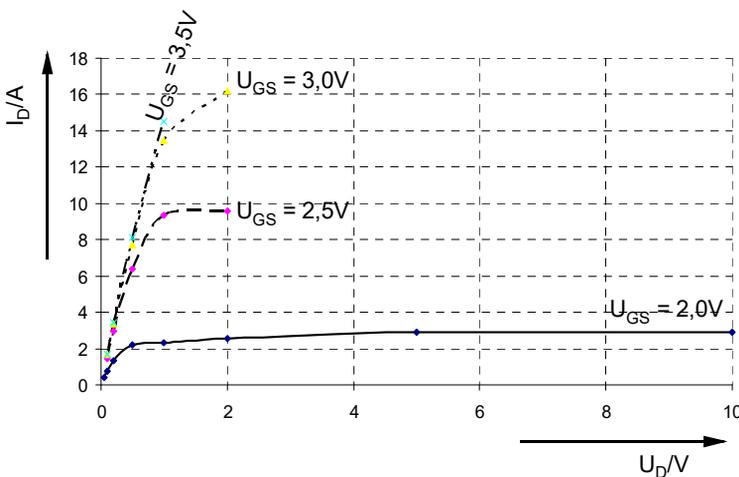


Abb. 20.18: Ausgangskennlinienfeld des GaN für sehr niedrige Ausgangsspannungen.

20.6 Verbesserte Freilaufdiode

Eine einfache getaktete Motorsteuerung wie sie im Kfz vorkommt, zeigt Abb. 20.19. Die Induktivität des Motors selbst arbeitet als Induktivität eines Abwärtswandlers.

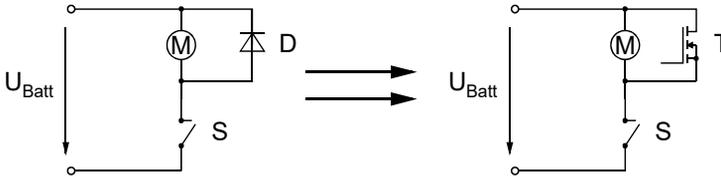


Abb. 20.19:
MOSFET als
Freilaufdiode.

Der Motorstrom fließt entweder über den Schalter S (üblicherweise auch ein MOSFET) oder die Diode D . Selbst wenn die Diode eine Schottky-Diode ist, entsteht an ihr wegen ihrer Durchlassverluste mehr Verlustleistung als am Schalter.

Die Verlustleistung kann verkleinert werden, wenn statt der einfachen Diode ein zweiter Schalter (MOSFET) eingesetzt wird, der immer genau dann leitend gesteuert wird, wenn die Diode leitet.

Das Prinzip gilt natürlich überall dort, wo die Durchlassverluste einer Diode stören. Wenn U_{batt} beispielsweise 12 V beträgt, dann liegt die Motorspannung bei einem Tastverhältnis von 50 % bei 6 V. Die Leitungsverluste in der Diode sind dann knapp über 4 % der Motorleistung. Nehmen wir ein Tastverhältnis von 10 % an, dann ist die Motorspannung 1,2 V. Die Leitungsverluste in der Diode bei einer angenommenen Flussspannung von 0,5 V sind dann schon 37,5 %! Bei dieser Anwendung lohnt sich dann sicherlich die Überprüfung, ob wir gemäß Abb. 20.19 einen zweiten MOSFET mit entsprechender Ansteuerung einsetzen. Dieses Schaltungsprinzip wird so auch im Kraftfahrzeug verwendet.

Die Anordnung in Abb. 20.19 hat zwar eine ganz andere Anwendung, ist aber in Wirklichkeit ein Synchronabwärtswandler wie wir ihn von Kapitel 4 bereits kennen. Der Motor kann nach U_{Batt} oder nach Masse eingebaut werden. Für eine hundertprozentige Einschaltdauer muss er wegen der Ladungspumpe im Treiber jedoch nach U_{Batt} eingebaut werden.

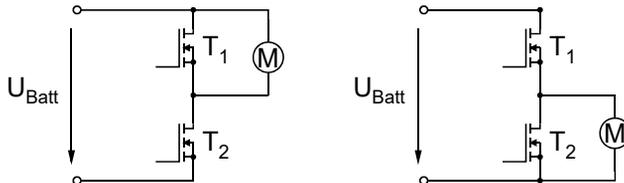


Abb. 20.20: Links: Motor nach U_{Batt} , rechts Motor nach Masse.

Der Halbbrückentreiber für T_1 und T_2 ist in Abb. 20.20 nicht eingezeichnet.

20.7 Verpolschutzdiode (Kfz)

Für EVGs (elektronische Vorschaltgeräte) im Kraftfahrzeug wird bis heute grundsätzlich ein Verpolschutz verlangt. Die Realisierung lässt dafür nicht viele Möglichkeiten offen, wenn man den Eingangsspannungsbereich berücksichtigt. Will man mit einer 12V-Bordversorgung einen Rechner betreiben, so verwendet man beispielsweise einen Längsregler mit 0,6 V Dropout-Voltage, d. h. der minimale Spannungsabfall am Längsregler beträgt 0,6 V. Gefordert ist die Funktion des EVGs bis 6 V herunter. Dann bleiben für den Verpolschutz gerade noch 0,4 V Spannungsabfall (minus Toleranzen) übrig. Diese 0,4 V dürfen aber keinesfalls ausgeschöpft werden, denn es muss ein gewisser Sicherheitsabstand für Spannungsabfälle auf den Zuleitungen mit eingerechnet werden. Eine Schottky-Diode kommt deshalb in den allermeisten Fällen nicht in Betracht. Dann bleibt nur noch ein Relais oder ein geschalteter Transistor übrig. Nachfolgendes Abb. zeigt eine Lösung des Problems:

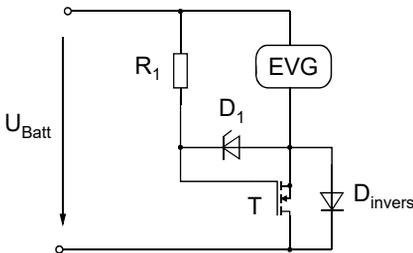


Abb. 20.21: Verpolschutz mit FET.

Der Transistor T wird invers betrieben, damit die Inversdiode D_{invers} die richtige Polarität aufweist. Wenn die Batteriespannung mit der gezeichneten Polarität angelegt wird, ist die Gate-Source-Spannung positiv und der FET leitend. Dass der Strom jetzt umgekehrt durch die Drain-Source-Strecke fließt, stört den Transistor in keiner Weise. Er ist ein steuerbarer Widerstand und hat außer der Body-Diode keine weiteren versteckten pn-Übergänge oder Ähnliches.

Die Inversdiode wird in Durchlassrichtung betrieben. Sie kommt aber gar nicht in den Flussbetrieb, da der Transistor leitend ist. Dabei ist er so niederohmig, dass der Spannungsabfall am R_{DSon} im Normalbetrieb deutlich niedriger wie die Flussspannung der Body-Diode ist

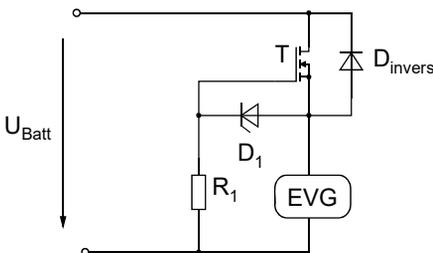


Abb. 20.22: Verpolt angeschlossenes Vorschaltgerät.

Wird die Batteriespannung verpolt angelegt, so ist die Gate-Source-Spannung null (D_1 leitet eventuell) und der Transistor sperrt. Die Inversdiode sperrt ebenfalls.

Für beide Fälle (richtige Polung und Verpolung) stört die Inversdiode D_{invers} also nicht und der Transistor T in Abb. 20.21 wirkt wie eine Diode mit niedriger Flussspannung.

R_1 und D_1 sind zum Schutz gegen transiente Überspannungen für T eingebaut. Insbesondere im Kfz können hohe Spannungsimpulse auftreten, die von dem Gate ferngehalten werden müssen.

20.8 Sperrverzugszeit von Dioden

20.8.1 Problemstellung

Wir können zur Erläuterung exemplarisch die Schaltung des Sperrwandlers wählen.

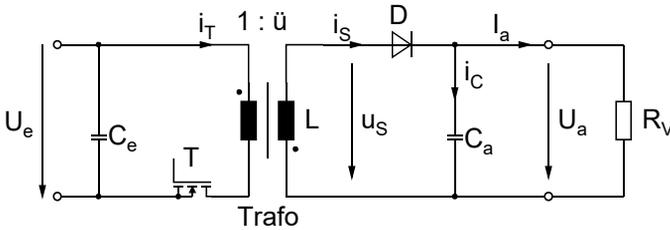


Abb. 20.23: Beispiel-schaltung für den Sperrstrom durch die Diode *D*.

Während t_{aus} fließt der Strom i_S über die Diode *D*. Beim Wiedereinschalten (Übergang von t_{aus} nach t_{ein}) muss der Strom durch die Diode Null werden. Dies kann bei Bipolar-Dioden nicht beliebig schnell passieren, da zunächst noch Ladungsträger aus dem pn-Übergang ausgeräumt werden müssen. Dabei fließt ein Strom in Sperrrichtung durch die Diode. Es ist der so genannte Sperrstrom oder „reverse current“. Die Zeit in der er fließt, ist die Sperrverzugszeit oder die „reverse recovery time“. Zur Messung beider Größen dient die folgende Messschaltung:

20.8.2 Messschaltung

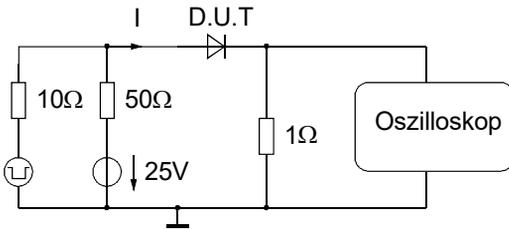


Abb. 20.24: Testschaltung
Impedanz der Quelle: 50 Ω,
Anstiegszeit: 15 ns.

D.U.T. steht für „Device under Test“. Für die Messung der Sperrverzugszeit t_{rr} gibt es verschiedene Vorschriften. Man kann sie vom Stromnulldurchgang bis zum Erreichen einer festen Schwelle messen (hier 250 mA).

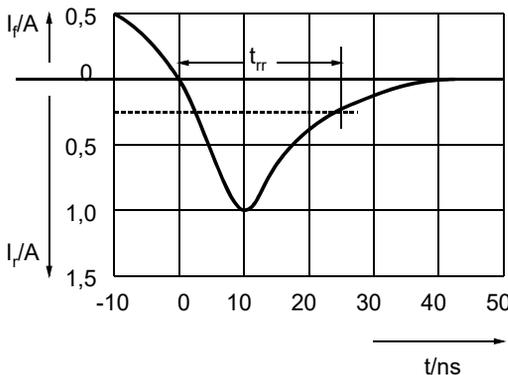


Abb. 20.25: Eine mögliche Definition der Sperrverzugszeit (reverse recovery time).

Oder man legt die Schwelle relativ zum Strom-Spitzenwert fest:

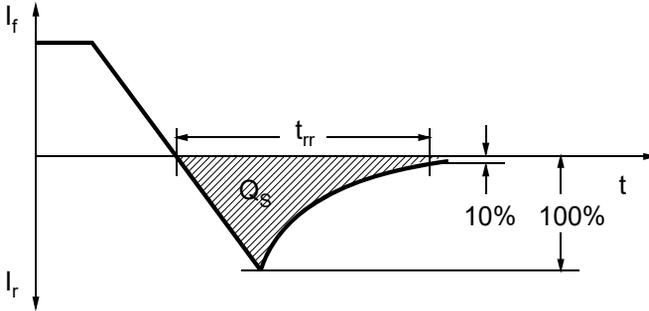


Abb. 20.26: Definition der Sperrverzugszeit auf 10 % vom Strom-Spitzenwert.

In Abb. 20.24 und Abb. 20.25 wurden folgende Größen verwendet:

- I_f Vorwärtsstrom, Strom in Durchlassrichtung der Diode,
- I_r Sperrstrom,
- t_{rr} Sperrverzugszeit,
- Q_S im pn-Übergang gespeicherte Ladung.

Die Ladung Q_S muss beim Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand aus der Diode ausgeräumt werden. Das erfordert den Sperrstrom I_r , der den prinzipiellen Verlauf in Abb. 20.26 hat. Es hängt nun einfach von der anliegenden Spannung ab, welche Verlustleistung dabei auftritt. Liegt eine hohe Sperrspannung während der Sperrverzugszeit an, tritt eine große Verlustleistung in der Diode und dem Leistungsschalter auf und die Bauelemente werden „gestresst“ wie es in der Fachliteratur häufig heißt. Wichtig zur Berechnung, bzw. Abschätzung der Schaltverluste ist, dass die tatsächlich anliegende Spannung während der Sperrverzugszeit genommen wird.

20.8.3 Auswirkung auf den Schaltvorgang

Wir betrachten in Abb. 20.23 den Stromfluss während t_{aus} :

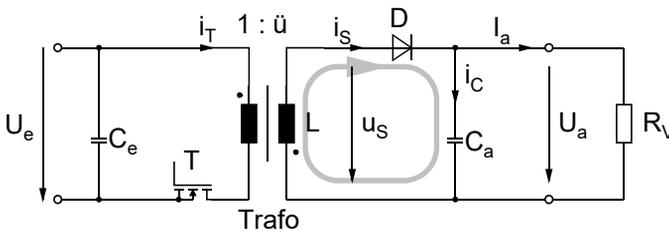


Abb. 20.27: Stromfluss während t_{aus} .

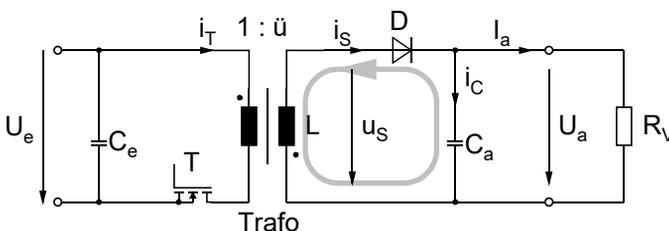


Abb. 20.28: Stromfluss wenn T gerade einschaltet.

Beim Übergang von t_{aus} nach t_{ein} , also gerade dann, wenn T einschaltet, fließt der Sperrstrom wie in Abb. 20.28 eingezeichnet. Dadurch treten zum einen erhöhte Schaltverluste in T auf, weil er ja nicht nur den Strom i_T schaltet, sondern zusätzlich den Sperrstrom der Diode, der auf die Primärseite transformiert wird. Und zum anderen wird die Diode mit der Verlustleistung belastet, die das Produkt aus Sperrstrom und Sperrspannung ist. Die Verlustleistung tritt während der Sperrverzugszeit auf und der ganze Vorgang wiederholt sich mit der Arbeitsfrequenz des Wandlers. So kann die mittlere Verlustleistung an der Diode mit $P_D = \frac{t_{rr}}{T} U_S I_r$ berechnet werden. Die Verlustleistung an T kann natürlich genauso berechnet werden.

Neben den erhöhten Schaltverlusten, gibt es noch einen weiteren Effekt und zwar dann, wenn die Diode den Strom loslässt. Das ist am Ende von t_{rr} der Fall. Die Sekundärwicklung ist zu diesem Zeitpunkt von einem hohen Strom durchflossen. Und der Strom kann nicht so einfach abreißen, weil jeder Transformator eine Streuinduktivität hat. Wir versuchen natürlich, den Trafo so zu bauen, dass der Streufaktor möglichst gering wird. Aber das gelingt uns nur bis zu einem gewissen Grad. Der Strom kann also nicht plötzlich zu Null werden und fließt einfach weiter. Da die Diode aber inzwischen sperrt, kommt es zu einem hohen Überspannungsspike und zu großen Schwingungen. Das ist der Grund, warum die Bauelemente spannungsmäßig überdimensioniert werden.

Angesichts des großen Sperrstromes, der beim Schaltvorgang fließt, macht auch der Versuch eigentlich keinen Sinn, den Kopplungsfaktor weiter zu erhöhen, um damit die Überschwinger zu reduzieren. Es bleibt hier einfach eine Wirkungsgradeinbuße bei den hart schaltenden Wandlern übrig.

Allenfalls an dem Bauelement Diode und dessen Auswahl können noch Verbesserungen erreicht werden. Eine Leistungsdiode kann bezüglich des Schaltverhaltens optimiert werden. Dafür gibt es so genannte „soft recovery“-Dioden, die ein sanftes Abnehmen des Sperrstromes in der Sperrverzugszeit haben. Oft verwendet der Entwickler aber einfach die schnellste Diode, die er bekommen kann, damit die Sperrverzugszeit möglichst kurz wird und die Schaltverluste möglichst klein werden.

20.8.4 Abhilfe

Der Sperrverzug der Diode ist eine prinzipielle Eigenschaft des pn-Übergangs und lässt sich deshalb nicht vermeiden. Es gibt lediglich einige wenige Maßnahmen, um ihn wenigstens in seiner Auswirkung gering zu halten:

- 1) Wir können den Vorgang nicht so häufig auftreten lassen, indem wir die Schaltfrequenz des Wandlers niedrig wählen.
- 2) Wir können schnelle Dioden verwenden. Sie haben eine kurze Sperrverzugszeit und die Ladung Q_S ist geringer als bei Standard-Dioden. Dioden werden mit fast, super fast und hyper fast bezeichnet. Dioden der schnellsten Kategorie haben Sperrverzugszeiten im Bereich 10ns bis 100ns. Das klingt wenig. Rechnet oder misst man die Verlustleistung jedoch nach, dann kommt man bei höheren Wandlerfrequenzen schnell auf unzulässig hohe Werte, da die Verluste bei jedem Schaltvorgang des Wandlers auftreten und folglich proportional mit der Arbeitsfrequenz des Wandlers ansteigen.
- 3) Wir können die Spannung über der Diode beim Abschalten begrenzen, indem wir die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit klein halten. Dazu schaltet man sogenannte Snubber-Netzwerke parallel zur Diode. Sie bestehen meist aus einer RC-Kombination.

- 4) Oder wir können durch die Betriebsweise des Wandlers den Spannungsanstieg klein halten. Dies trifft für Resonanzwandler oder partial resonante Wandler zu.
- 5) Wir können – beim Gegentaktwandler etwa – den primärseitigen Strom begrenzen. Dadurch wird der sekundärseitige Spannungsanstieg ebenfalls begrenzt und der reverse current fließt dadurch bei niedrigerer Diodenspannung, wodurch die Verlustleistung verkleinert wird. Die Strombegrenzung geschieht mittels vorgeschalteter Induktivität. Nach dem Einschaltvorgang mit Strombegrenzung führt die vorgeschaltete Induktivität zuviel Strom, der wieder abgebaut werden muss. Im einfachsten Fall wird die überschüssige Energie in einem ohmschen Widerstand verheizt. In aufwändigeren Fällen wird durch ein zusätzliches, aktives Schaltwerk die Energie auf die Primärseite zurückgespeist oder einem Kondensator zur Zwischenspeicherung zugeführt. Der Fantasie des Schaltungsentwicklers sind dabei keine Grenzen gesetzt!
- 6) Für Anwendungen im Niedervolt-Bereich können wir Schottky-Dioden verwenden, die prinzipiell keine Sperrverzugszeit aufweisen. Bei ihnen muss lediglich eine kleine parasitäre Kapazität umgeladen werden.
- 7) Für Anwendungen mit höheren Spannungen (bis 600 V) gibt es neuerdings SiC-Schottky-Dioden (Silizium-Karbid), die einen etwa um den Faktor 10 kleineren reverse recovery current haben. Dies ist ein ganz entscheidender Fortschritt für die Leistungselektronik, insbesondere im Bereich der Photovoltaikanwendungen. Die Verluste in den Dioden können gesenkt werden, wodurch die Netzteile kleiner gebaut werden können. Nachteilig sind deren hohe Kosten.

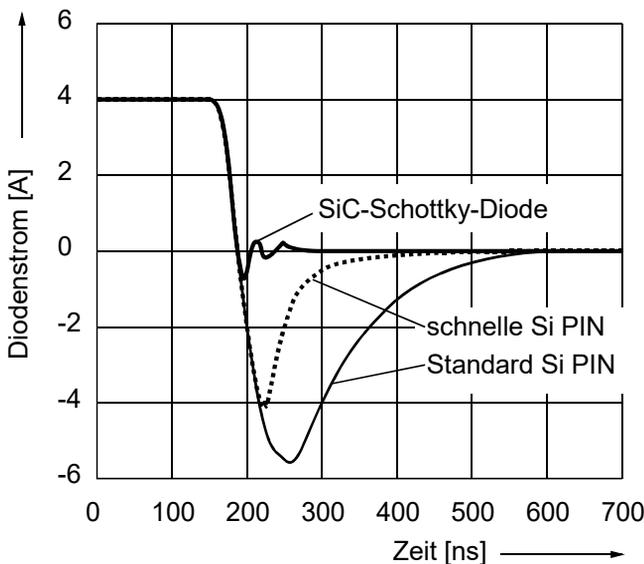


Abb. 20.29: Schaltverhalten bei 150 °C im Vergleich. $I_F = 4$ A, $dI/dt = 200$ A/ μ s, $V_R = 300$.

20.9 Praxistipp für die Montage von Leistungsschaltern

Leistungsschalter müssen gekühlt werden und oft auch zum Kühlkörper isoliert werden. Eine Möglichkeit ist folgende:



Abb. 20.30: Kühlkörper, Leistungsschalter im TO220-Gehäuse, Isolationsfolie und Klammer.

Die Folie gleicht mechanische Unebenheiten aus und ist hoch wärmeleitend.

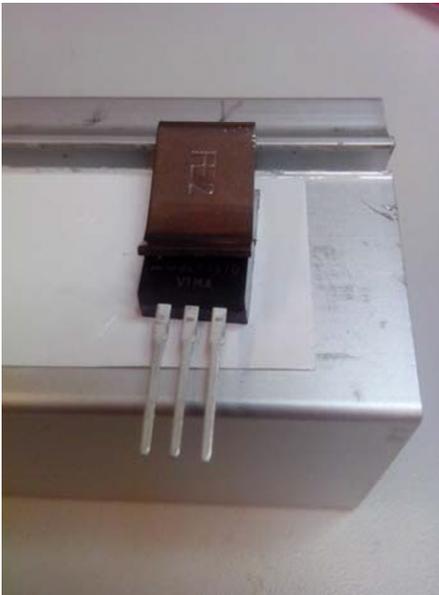


Abb. 20.31: Montierter Zustand.

Die Beinchen des Leistungstransistors können in Durchsteckmontage direkt in die Platine eingelötet werden.

21 Treiberschaltungen für MOSFETs und IGBTs

In diesem Kapitel werden Treiberschaltungen für Leistungsschalter vorgestellt. Die Treiberschaltung ist die Schnittstelle zwischen dem logischen PWM-Signal und dem Leistungsschalter.

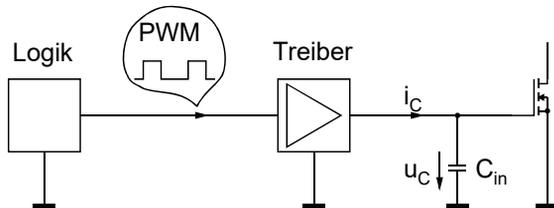


Abb. 21.1: Treiberschaltung zur niederohmigen Ansteuerung des Leistungsschalters.

Am Eingang des Treibers liegt ein Logiksignal an, das einer relativ hochohmigen Quelle entstammt. Ausgangsseitig muss die Eingangskapazität C_{in} des Leistungsschalters umgeladen werden. In C_{in} sind zur Vereinfachung alle wirksamen Kapazitäten zusammengefasst.

Wenn die Treiberschaltung den Strom i_C liefert gilt:

$$i_C = C_{in} \cdot \frac{du_C}{dt}$$

Daraus folgt für die Umschaltzeit:

$$t_{um} = C_{in} \cdot \frac{U_{GS0}}{i_C},$$

wenn U_{GS0} die Spannung ist, auf die C_{in} aufgeladen wird. Um die Schaltverluste zu minimieren, möchte man möglichst schnell umschalten. Da C_{in} und U_{GS0} Eigenschaften des Leistungsschalters sind, kann nur über den Strom i_C die Umschaltzeit beeinflusst werden und der muss von der Treiberschaltung geliefert werden. In Abhängigkeit von der Eingangskapazität C_{in} und der geforderten Schaltgeschwindigkeit liegt der benötigte Treiberstrom bei einigen 10 mA bis 2 A. Bei MOSFETs und IGBTs muss der Strom allerdings nur während dem eigentlichen Umschaltvorgang als kurzer Peak geliefert werden. Danach, im quasistatischen Ein- oder Auszustand des Leistungsschalters, ist der Treiberstrom vernachlässigbar klein. Schaltungen, die diesen Anforderungen genügen, werden in Kapitel 21.1 vorgestellt.

Häufig benötigen wir jedoch eine Potentialtrennung zwischen Logik und Leistungsschalter. Entsprechende Schaltungen werden in Kapitel 21.2 vorgestellt.

In Kapitel 21.4 werden einige spezielle Ansteuerschaltungen diskutiert, die zur Ansteuerung von Gleichstrommotoren verwendet werden. Solche Schaltungen werden beispielsweise im Kraftfahrzeug eingesetzt.

21.1 Einfache Treiberschaltungen

In allen drei Teilkapiteln werden bewusst keine käuflichen ICs beschrieben, weil diese in den technischen Unterlagen der Hersteller ausreichend beschrieben werden und zum Teil ausführliche Application Notes zur Verfügung stehen. Sie werden lediglich an gegebener Stelle kurz angedeutet.

Schaltungen mit Optokopplern werden in diesem Buch ebenfalls nicht vorgestellt, da sie in vielen Anwendungen den Qualitätsansprüchen nicht genügen.

21.1.1 Ansteuerung mit CMOS-Gattern

Für langsame Schalter oder Schalter, die (z. B. aus EMV-Gründen) künstlich langsam gemacht werden sollen, kann der Leistungsschalter direkt von CMOS-Gattern angesteuert werden:

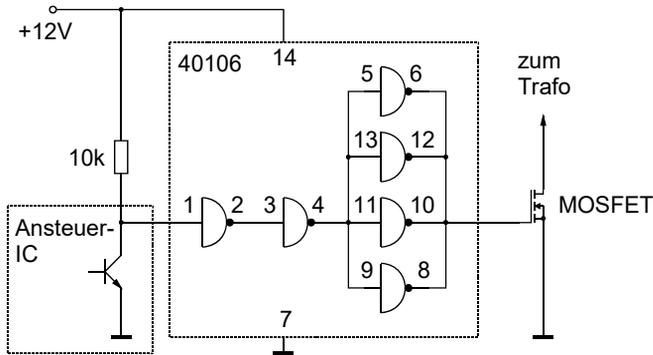


Abb. 21.2: Ansteuerschaltung mit CMOS-Gattern:

Zur Stromerhöhung lassen sich die Gatter parallelschalten. Es ist dann lediglich darauf zu achten, dass am Eingang der parallel geschalteten Gatter eine steile Impulsflanke anliegt, damit die Gatterausgänge nahezu gleichzeitig umkippen. In Abb. 21.2 werden die 4 parallelen Gatter von einem Gatter derselben Logikfamilie, ja sogar von einem Gatter auf demselben Chip, angesteuert. Somit „passt“ die ansteuernde Schaltflanke zum Schaltverhalten der Gatter.

Der verwendete Typ (40106) hat Schmitttriggerverhalten. Dies ist für das erste Gatter (Pin 1/2) wichtig, an dessen Eingang eine Schaltflanke mit kleiner Anstiegsgeschwindigkeit liegt. Erreicht die Eingangsspannung die Umschaltsschwelle des Schmitttrigger-Gatters, kippt dieses mit der vollen Anstiegsgeschwindigkeit um. Es findet sozusagen eine Impulsregeneration statt.

Für Standard-MOSFETs muss die Gate-Source-Spannung mindestens bei ca. 8 V liegen. Dafür bieten sich Gatter aus der 4000er Familie an.

Für Logic-Level-Transistoren, für deren Ansteuerung ein 5V-Pegel ausreicht, können HC-MOS-Bausteine verwendet werden. Ein Schmitttrigger-Typ ist beispielsweise der HC14. Sind höhere Treiberleistungen gefordert, können Gatter aus der Fast-Advanced-CMOS-Familie eingesetzt werden (FACT-Treiber). Es gibt dort Oktal-Bus-Treiber, die pro Gatter 200 mA treiben. Schaltet man alle 8 Treiber, die sich auf einem IC befinden, parallel, erreicht man bereits Treiber-Ströme im Ampere-Bereich mit einem SO-Gehäuse.

Sind hingegen die Anforderungen an die Schaltgeschwindigkeit nicht so groß, kann eventuell ein Logic-Level-MOSFET auch direkt von einem Rechner-Port angesteuert werden. Dies ergibt eine besonders einfache Lösung, insbesondere dann, wenn der Rechner einen PWM-Generator hat.

21.1.2 Treiber mit Push-Pull-Stufe

Wenn die Treiberleistung von Gattern nicht ausreicht, kann die Treiberleistung durch zusätzliche Transistoren am Ausgang erhöht werden. Dazu dient die folgende „Push-Pull“-Schaltung:

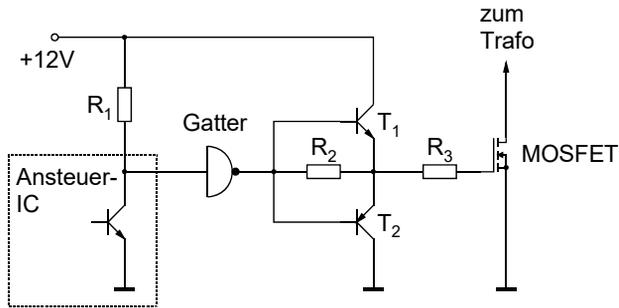


Abb. 21.3: Treiber mit Push-Pull-Ausgang.

Bei dieser Schaltung wird die Stromtreiberfähigkeit des Gatters um die Stromverstärkung der Push-Pull-Transistoren erhöht. Beim Übergang von low nach high arbeitet T_1 als Spannungsfolger, während T_2 sperrt. Beim Übergang von high nach low ist es gerade umgekehrt.

Die Schaltung hat sich in vielen Anwendungen bewährt. Sollte es beim Schaltvorgang zu Schwingungen kommen, muss zwischen Treiberausgang und Gate des MOSFETs der Serienwiderstand R_3 zur Bedämpfung eingefügt werden. Der Wert des Widerstandes liegt i. A. zwischen $10\ \Omega$ und $100\ \Omega$.

Der maximal mögliche Treiberstrom (peak) liegt ungefähr bei dem doppelten Wert des für die Transistoren T_1 bis T_4 spezifizierten maximalen Kollektorstroms. Wir können die Transistoren mit den Peak-Strömen durchaus überlasten, da der Stromfluss extrem kurzzeitig erfolgt. Die Stromverstärkung der Transistoren geht zwar zurück, aber das Gatter ist ausreichend niederohmig, um den notwendigen Basisstrom zu liefern.

Der zusätzliche Spannungsabfall an den Basis-Emitter-Dioden kann normalerweise toleriert werden. Sollte es dennoch zu Schwierigkeiten kommen, so kann der Widerstand R_2 eingebaut werden. Er sorgt dafür, dass nach dem Schaltvorgang, also im quasistatischen Fall, der Spannungsabfall an den Basis-Emitter-Dioden von T_1 und T_2 eliminiert wird.

Hinweis: Bei ZVS (Kap. 14) kann es über die Gate-Drain-Kapazität vom MOSFET zu einer negativen Gate-Spannung kommen, die die Basis-Emitter-Diode von T_2 in Sperrrichtung überlastet. Die Spannung kann mit einer kleinen Schottky-Diode zwischen Gate und Source begrenzt werden.

21.1.3 Aktives Abschaltnetzwerk am Gate

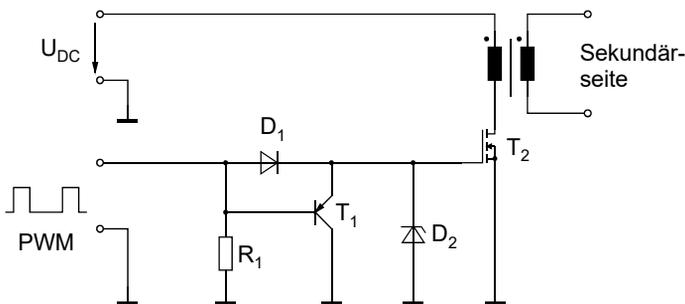


Abb. 21.4: MOSFET-Leistungsschalter mit aktivem Abschaltnetzwerk.

Das PWM-Signal schaltet den Leistungstransistor T_2 über die Diode D_1 direkt ein. Beim Ausschalten unterstützt T_1 das PWM-Signal um den Faktor seiner Stromverstärkung. Das PWM-Signal liegt gewöhnlich relativ hochohmig an. Beim Einschalten des MOSFET liefert es allein den Strom zum Aufladen von C_{in} . Beim Ausschalten liefert es nur den geringen Basis-Strom von T_1 und wird noch durch R_1 unterstützt. Damit lassen sich die Ein- und Ausschaltzeiten getrennt einstellen und an die jeweiligen Anforderungen anpassen. T_2 schaltet vergleichsweise langsam ein und schnell aus. Das kann erwünscht sein, wenn der lückende Betrieb vorliegt, wo der Laststrom durch T_2 beim Einschalten Null ist. Die Zenerdiode D_2 schützt das Gate vor Überspannungen und kann entfallen, wenn sichergestellt ist, dass am PWM-Eingang keine Überspannungen auftreten. Die Kombination R_1 , T_1 hat auch noch den Vorteil, dass T_1 bei fehlendem PWM-Signal (ausgeschaltetes Gerät) sicher sperrt. Sollte es bei einem Gerät vorkommen, dass U_{DC} angelegt wird, ohne dass das PWM-Signal bereits richtig anliegt, kann T_1 über die Miller-Kapazität einschalten oder teilweise leitend werden. Der Fall tritt auch beim Einschalten eines Gerätes auf, wenn die 5V- oder die 12V-Versorgung langsamer als die Spannung im Leistungskreis ansteigen. Mit R_1 , T_1 wird das Gate niederohmig nach Masse gezogen und selbst bei einem sprunghaften Anstieg von U_{DC} bleibt T_1 sicher gesperrt.

21.1.4 Treiber-ICs

Natürlich gibt es auch käufliche Treiber-ICs, die als Treiber eingesetzt werden können. Es sei hier ein Beispiel für einen International-Rectifier-Typ angegeben:

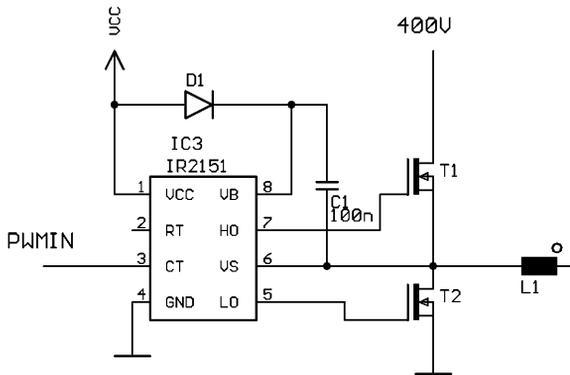


Abb. 21.5: Treiber-IC.

Die Stromversorgung des High-Side-Treibers ist mit einer Ladungspumpe realisiert. Ihre Funktion wird in Kapitel 21.4.1 beschrieben. Hier sei nur darauf hingewiesen, dass D_1 eine 400V-Diode sein muss.

Der IR-IC erhält ein digitales Eingangssignal (PWMIN), das als 5V-Logik-Signal oder wahlweise auch mit höherer Spannung zur Verfügung gestellt werden kann. Er übernimmt die Pegelumsetzung und die Stromverstärkung. Am Ausgang kann er Ströme zur Verfügung stellen, die je nach Ausführung des ICs im Bereich von einigen 100 mA bis wenige A liegen.

Der IC erzeugt eine Totzeit zwischen den Ein-Zuständen, damit eine Überlappung sicher vermieden wird. Solche ICs haben üblicherweise eine Unterspannungsabschaltung und sind bis zu einer Spannungsfestigkeit von 1200V erhältlich.

sich die Schaltzeiten für das Einschalten von T_2 und das Ausschalten getrennt einstellen und an die Anforderungen der Leistungs-Hardware anpassen.

Da der Trafo in der Ausschaltzeit vollkommen entmagnetisieren muss, kann die Schaltung bei der vorliegenden Dimensionierung nur bis zu einem maximalen Tastverhältnis von $v_T = 0,5$ eingesetzt werden.

21.2.2 Treiber mit Impulsübertrager

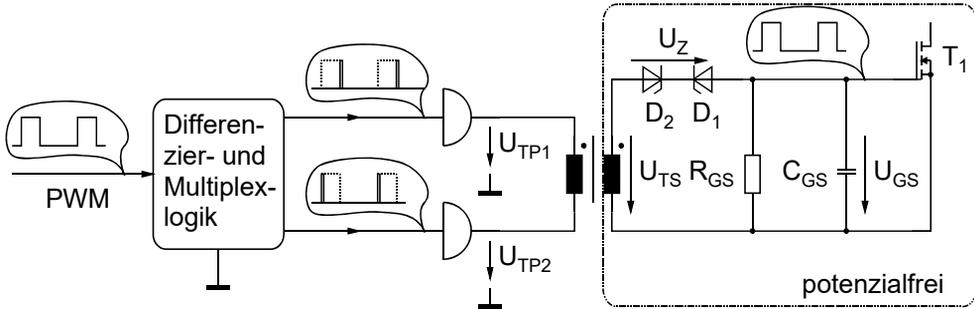


Abb. 21.7: Potentialgetrennte Treiberschaltung mit Impulsübertrager.

Die Schaltung zeigt eine potentialtrennende Ansteuerung für einen MOSFET-Leistungstransistor. Sie ist für jeden Wandler-Typ geeignet und kann ein Tastverhältnis von 0 bis 100 % übertragen.

Die Schaltung funktioniert so, dass zur Ansteuerung des Transistors T_1 nur kurze Impulse verwendet werden. Sie laden die im Transistor parasitär vorhandene Gate-Source-Kapazität um. In den Impulspausen bleibt die Ladung auf der Gate-Source-Kapazität erhalten und damit auch der Schaltzustand des Transistors. Sollte die Gate-Source-Kapazität zu gering sein, so kann sie durch einen externen Kondensator vergrößert werden. In Abb. 21.7 ist er als C_{GS} eingezeichnet. Zur Sicherheit wird der Widerstand R_{GS} vorgesehen, der bei abgeschalteter Betriebsspannung für einen definierten „Aus“-Zustand des Transistors sorgt. R_{GS} hat z. B. einen Wert von 10 k Ω oder deutlich größer.

Der Impulstrafo wird mit alternierenden Impulspolaritäten angesteuert, wodurch der magnetische Kreis streng symmetrisch angesteuert wird. Dabei sind die Einzelimpulse recht kurz (z. B. 1 μ s). So kann der Impulstrafo sehr klein ausgeführt werden. Die Größe wird nur durch das Handling und die Zahl der benötigten Anschlüsse bestimmt. Der Trafo kann als SMD-Übertrager ausgeführt werden. Geeignete Kerne sind z. B. E6,3; E8,8 oder RM4 low profile. Damit kann er recht kostengünstig hergestellt oder zugekauft werden.

Die zugehörigen Ansteuersignale der Schaltung sind in Abb. 21.8 angegeben. Die Schaltung dient zur Ansteuerung von T_1 . Deshalb sind die Signale in Abhängigkeit vom Schaltzustand des Transistors T_1 aufgetragen.

Betrachten wir zunächst das Einschalten von T_1 : Die sekundärseitige Treiberspannung U_{TS} lädt über die antiseriell geschalteten Zenerdioden die Gate-Source-Kapazität auf. Während der Impuls ansteht, gilt: $U_{TS0} = U_{GS0} + U_Z$. Man kann die Zenerspannung U_Z z. B. zu $U_{TS0}/2$ wählen, dann wird U_{GS0} ebenfalls $U_{TS0}/2$. Nach dem Aufladevorgang der Gate-Source-Kapazität geht die Span-

nung U_{TS} wieder auf null zurück (z. B. nach 1 μs) und die Gate-Source-Spannung U_{GS0} bleibt erhalten, da D_2 sperrt.

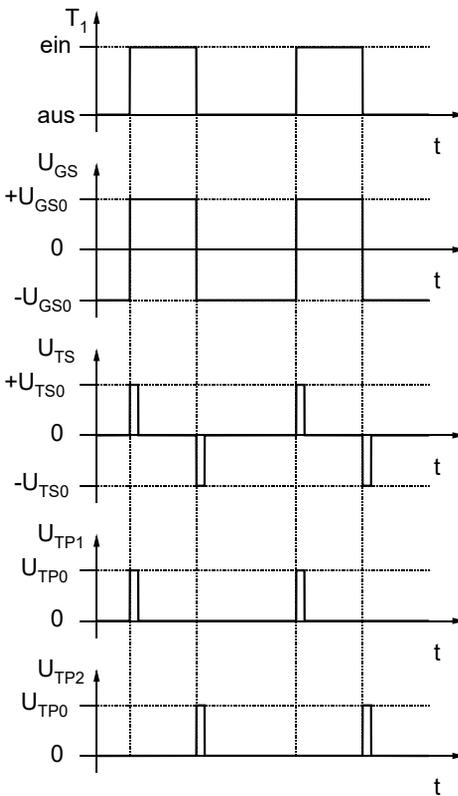


Abb. 21.8: Signalverläufe für die Treiberschaltung mit Impulsübertrager.

Beim Ausschalten von T_1 wird U_{TS} negativ, so dass die Zenerdioden leiten und die Gate-Source-Kapazität entladen wird. Für den Fall, dass $|U_{TS0}| = 2 \cdot |U_{GS0}|$ ist, wird U_{GS} also auf $-U_{TS}/2$ gehen. Auch diese Spannung bleibt während der folgenden Impulspause erhalten, da von antiseriell geschalteten Zenerdioden D_1 sperrt.

Während der Speicherdauer wird C_{GS} nur durch Leckströme vom Transistor und den Zenerdioden und gegebenenfalls von dem Strom durch R_{GS} entladen. Selbst bei hohen Betriebstemperaturen bleibt die Summe dieser Ströme in der Größenordnung von 1 μA . Die Gate-Source-Spannung ändert sich dann nach dem Grundgesetz des Kondensators:

$$i_C = C \cdot \frac{du}{dt} \text{ hier } \frac{dU_{GS}}{dt} = \frac{I_{Leck}}{C_{GS}}.$$

Bei einem Leckstrom von 1 μA und einer Gate-Source-Kapazität von 1 nF beträgt

$$\frac{dU_{GS}}{dt} = \frac{1\mu\text{A}}{1\text{nF}} = \frac{0,1\text{V}}{100\mu\text{s}},$$

d. h. bei einem Wandler, der mit einer Wandlerfrequenz von 10 kHz arbeitet, ändert sich die Gate-Source-Spannung maximal um 100 mV während einer Periode.

Sollte dieser Effekt bei manchen Anwendungen stören, so muss die Treiberschaltung öfter als einmal pro Umschaltvorgang getaktet werden. Soll also beispielsweise eine statische Ansteuerung des Transistors erfolgen, so muss die Treiberschaltung im 10kHz-Bereich takten. Der Trafo wird dann mit unipolaren Impulsen angesteuert und wir würden vermuten, dass er sättigt. Die Schaltung lässt sich aber so dimensionieren, dass der Trafo in jeder Impulspause entmagnetisieren kann. Meist reicht der Spannungsabfall der Treiber aus, um in der relativ langen Pause die Entmagnetisierung zu gewährleisten.

In Abb. 21.7 sind noch die primärseitigen Treiberspannungen U_{TP1} und U_{TP2} angegeben, wie sie von den Treibern geliefert werden müssen. Ihre Amplitude unterscheidet sich von U_{TS} durch das Übersetzungsverhältnis des Treibertrafos. Im angedeuteten Zahlenbeispiel brauchen wir ein Übersetzungsverhältnis von der Sekundärseite zur Primärseite von ungefähr 2, wenn die Treiber an 12 V arbeiten. Man kann beispielsweise auch mit einer Treiber-Versorgung von 5 V arbeiten. Dann muss das Übersetzungsverhältnis auf 5 erhöht werden. Allerdings bleibt zu beachten, dass der Treiber-IC oder -Transistor den nötigen Strom liefern kann.

In Abb. 21.7 wurde vor den primärseitigen Treibern noch eine Differenzier- und Multiplex-Schaltung angedeutet. Sie muss das ankommende PWM-Signal differenzieren, d. h. pro Flanke einen kurzen Impuls erzeugen, und sie muss die Impulse phasenrichtig auf die zwei Treiber aufteilen. In 21.2.4 werden dazu noch zwei Schaltungen vorgestellt.

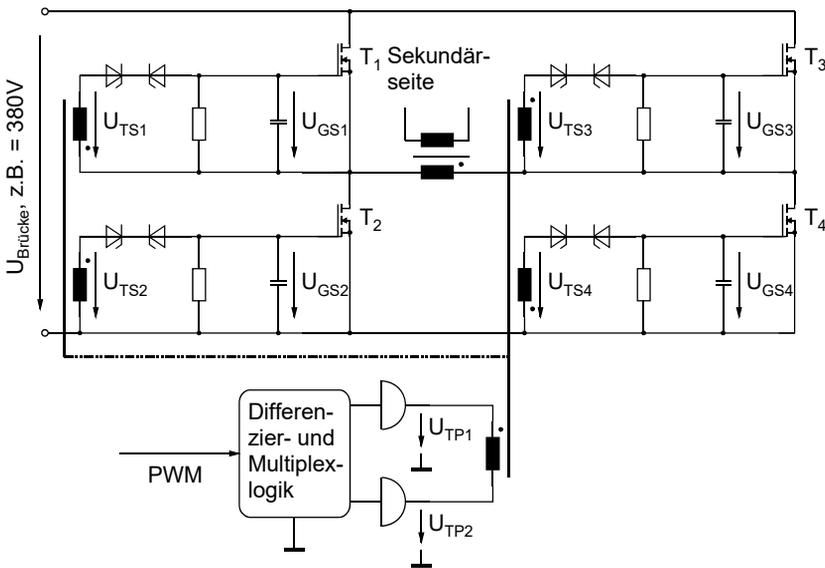


Abb. 21.9: Ansteuerung einer Vollbrücke.

Als anzusteuernes Leistungsbauteil wurde noch ein Transformator als Teil eines Schaltreglers angedeutet. Es könnte sich aber genauso gut um einen Motor handeln, für dessen Ansteuerung die Vollbrücke häufig gebraucht wird.

In Abb. 21.9 sieht man den Vorteil der Impulsansteuerung, nämlich dass die gleiche Ansteuerung für alle 4 Transistoren verwendet werden kann, obwohl jeder Transistor ein völlig anderes Potential hat.

Ein weiterer Vorteil ergibt sich aus dem zeitlichen Ablauf beim Umschalten der Transistoren, wenn man die Spannungsverläufe im Detail betrachtet. Zur Erklärung wird nur eine Halbbrücke betrachtet, da sich die zweite Hälfte der Vollbrücke gleichermaßen verhält. Und es reicht nach der Einführung des ErsatzschaltAbb.es für den MOSFET-Transistor in Kapitel 9 aus, die Gate-Source-Spannungen zu betrachten. Sie sind nachfolgend in starker zeitlicher Dehnung gezeichnet:

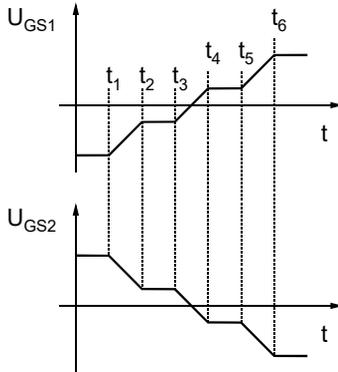


Abb. 21.10: Gate-Source-Spannungsverläufe für die Brückentransistoren T_1 und T_2 .

Die prinzipiellen Vorgänge beim Ein- und Ausschalten von einem MOSFET wurden in Kapitel 9 anhand des ErsatzschaltAbb.es für MOSFETs bereits dargestellt. Hier wird nun exemplarisch der Schaltvorgang beleuchtet, wo T_2 ausgeschaltet und T_1 eingeschaltet wird. Dabei nehmen wir einen Treiber mit Stromquellencharakteristik an. Für diesen Fall sind die Kurvenverläufe Geradenabschnitte, so wie in Abb. 21.10 dargestellt. Hat der Treiber eine von einer Stromquelle abweichende Ausgangskennlinie, erhalten wir Exponentialfunktionen. An der Aussage der nachfolgenden Ausführungen ändert sich dadurch aber nichts, weshalb wir der Einfachheit wegen bei den Geraden bleiben.

Der Vorgang beginnt bei t_1 , wo sich die Gate-Source-Spannungen beider Transistoren ändern, ohne dass der Schaltvorgang beginnt. Von t_2 bis t_3 wird die Millerkapazität von T_2 umgeladen. T_2 geht vom leitenden in den sperrenden Zustand über. Von t_3 bis t_4 ändert sich die Drain-Source-Spannung von T_2 nicht mehr, er sperrt bereits. T_1 sperrt noch. Er fängt erst bei t_4 an zu leiten und seine Drain-Source-Spannung ändert sich bis t_5 , dann ist er vollständig leitend.

Von t_3 bis t_4 sind *beide* Transistoren *gesperrt*! Es werden in dieser Zeit die Eingangskapazitäten beider Transistoren umgeladen, ohne dass dabei ein Schaltvorgang stattfindet. Da die Eingangskapazitäten nie Null sind, wird auch die Zeit von t_3 bis t_4 niemals Null sein und damit ist sichergestellt, dass es in keinem Fall zur Überlappung der Stromführung von beiden Transistoren kommt. Somit schützt sich die Schaltung auf Grund physikalischer Gegebenheiten selbst. Was wir ursprünglich als lästige Einschränkung empfunden haben, die Miller-Kapazität nämlich, die unseren Schaltvorgang verlangsamt hat, hilft uns hier, die Überlappung der Brückentransistoren sicher zu vermeiden. Aus dem parasitären Laster des MOSFETs ist eine Lebensversicherung geworden!

Die einzige Voraussetzung, die es zu beachten gilt, ist die Kopplung der Sekundärwicklungen zueinander. Eine nicht ideale Kopplung verändert die Zeit zwischen t_3 und t_4 . Kritisch wird es aber erst, wenn diese Zeit zu Null wird, und das kann bei einem normalen Trafo praktisch nicht vorkommen. Mehrere Realisierungen dieses Ansteuerprinzips haben die Robustheit des Verfahrens bewiesen. Die Schaltung kann nur weiterempfohlen werden!

21.2.3 Primärseitige Treiber für den Impulsübertrager

Besonders einfach gestaltet sich die Ansteuerung, wenn Leitungstreiber-ICs verwendet werden, so z. B. aus der HC-MOS-Familie oder aus der 4000er-Reihe. Ihr Ausgangsstrom ist allerdings begrenzt. Einen höheren Strom liefern Gatter- oder Bus-Treiber-ICs aus der Fast-Advanced-CMOS (FACT) Familie. Sie sind am Markt genauso verfügbar und stellen oft eine günstige Lösung dar. Alle drei Familien (HC-MOS, 4000er-Reihe, FACT) können problemlos am Ausgang parallelgeschaltet werden, um mehr Treiberstrom zu erhalten. So kann man bei einem Octal-Bus-Treiber acht Ausgänge parallel schalten.

Eine andere, sehr billige Möglichkeit zur Stromverstärkung ist die Push Pull Stufe.

21.2.3.1 Gatter und Push-Pull-Stufe

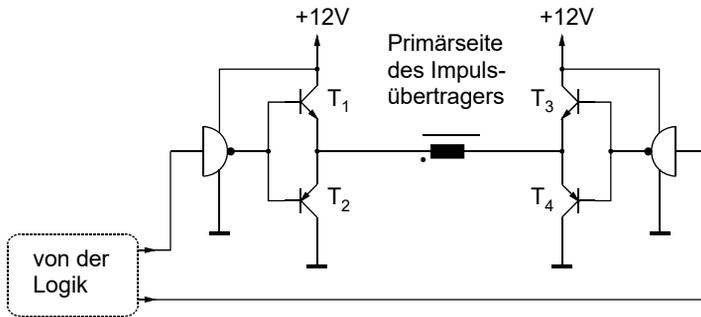


Abb. 21.11: Primärseitige Ansteuerung mit Push-Pull-Stufe.

Der Ausgangsstrom der Inverter wird durch die Stromverstärkung der zusätzlichen Transistoren erhöht. Eine genaue Beschreibung ist in Kapitel 21.1.2 erfolgt.

21.2.3.2 Doppelte Push Pull Stufe

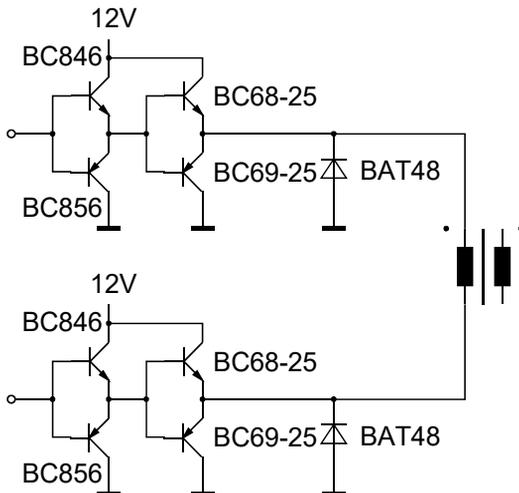


Abb. 21.12: Doppelte Push Pull Stufe.

21.2.3.3 Open Kollektor

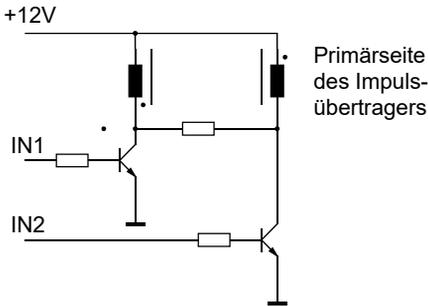


Abb. 21.13: Primärsteuerung mit Bipolartransistoren.

Die beiden Primärwicklungen sind gegensinnig gewickelt. Zwischen den beiden Kollektoren ist eventuell noch ein Widerstand erforderlich, der den zwar kleinen aber doch vorhandenen Magnetisierungsstrom des Trafos weiterfließen lässt, wenn beide Transistoren gesperrt sind.

21.2.3.4 Open Drain

Statt der bipolaren Transistoren können auch kleine MOSFETs eingesetzt werden, wie z. B. der BSS100 oder ein ähnlicher Typ.

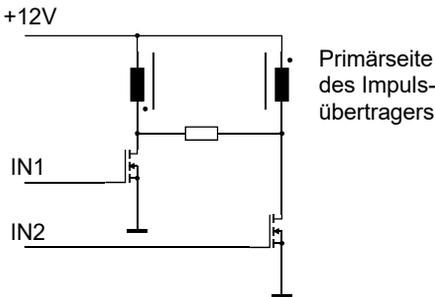


Abb. 21.14: Primärsteuerung mit MOSFETs.

Die Ansteuerung gestaltet sich dann besonders einfach, weil die Kleinsignal-MOSFETs nur eine kleine Eingangskapazität und keinen Gatestrom haben.

21.2.4 Differenzier- und Multiplexlogik

21.2.4.1 Einfache Schaltung

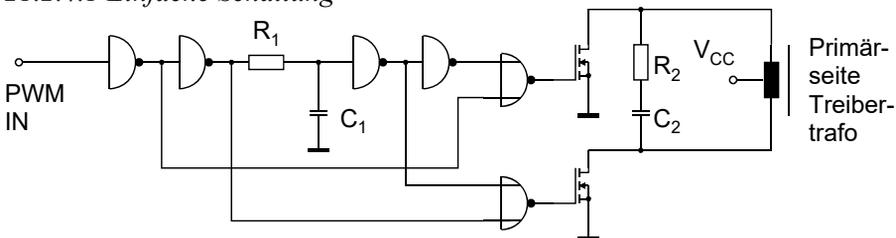


Abb. 21.15: Primärsteuerung (Differenzierer und Multiplexer).

21.2.5 Dimensionierung des Impulsübertragers

21.2.5.1 Vorgehensweise

- 1) Festlegung des Übersetzungsverhältnisses \hat{u} .
- 2) Wahl des Kerns, z.B. kleiner E-Kern, RM4, auch als SMD oder ELP-Kern.
- 3) Festlegung des Magnetisierungsstromes I_{mag} , denn der muss vom Treiber zusätzlich geliefert werden.

Berechnung der minimalen Primärwindungszahl, so, dass der Kern noch nicht sättigt.

$$N_{\min} = \frac{U_{prim} \cdot t_{ein}}{A_e \cdot \hat{B}} \quad (21.1)$$

Berechnung der primärseitigen Induktivität mit dem A_L -Wert aus dem Datenblatt des Kerns.

$$L = N^2 \cdot A_L \quad (21.2)$$

Berechnung des Magnetisierungsstromes:

$$I_{mag} = \frac{U_{prim} \cdot t_{ein}}{L} = \frac{U_{prim} \cdot t_{ein}}{N^2 \cdot A_L} \quad (21.3)$$

Wenn der Magnetisierungsstrom zu groß wird, dann muss die Windungszahl erhöht werden:

$$N^2 = \frac{U_{prim} \cdot t_{ein}}{I_{mag} \cdot A_L} \quad (21.4)$$

- 4) Berechnung der sekundärseitigen Windungszahl $N_{sek} = \hat{u} \cdot N_{prim}$.
- 5) Berechnung des Drahtdurchmessers aus dem zur Verfügung stehenden Wickelraum (aus dem Datenblatt des Spulenkörpers zu entnehmen).

Normalerweise reicht ein dünner Kupferdraht von ca. 0,1 mm Durchmesser aus und es muss keine Litze verwendet werden. Eine gute Kopplung der einzelnen Windungen erreicht man mit vollen Wicklungslagen.

21.2.5.2 Dimensionierungsbeispiel für einen konventionellen Kern

Es wird eine Schaltung nach Abb. 21.6 eingesetzt. Das Übersetzungsverhältnis wird so gewählt, dass der typische Spannungsabfall der Dioden berücksichtigt wird. Wir wählen

$$\hat{u} = \frac{13,2}{12} = 1,1.$$

Als Kern nehmen wir einen E8,8-Kern mit den Daten:

Kernquerschnitt $A_e = 5 \text{ mm}^2$, $\hat{B} = 0,2 \text{ T}$. Induktivitätswert: $A_L = 400 \text{ nH}$, Wicklungsquerschnitt $A_N = 2,7 \text{ mm}^2$,

Elektrische Daten: $U_{prim} = 12 \text{ V}$, $t_{ein} = 2 \text{ } \mu\text{s}$, $I_{mag} = 10 \text{ mA}$. Zu Beginn von t_{ein} ist $I_{mag} = 0$.

Er soll während $t_{ein} = 2 \text{ } \mu\text{s}$ auf $I_{mag} = 50 \text{ mA}$ ansteigen.

Nach (21.1) ist $N_{min} = 24$ Wdgn., mit (21.2) ist $L = 230 \mu\text{H}$ und mit (21.3) ist $I_{mag} = 105 \text{ mA}$, also etwas zu groß.

Mit (21.4) erhalten wir $N = N_{prim} = 35$. Mit \ddot{u} multipliziert: $N_{sek} = 39$.

Wir können beide Wicklungen zweilagig ausführen, $\varnothing_{prim} = 0,17 \text{ mm}$ und $\varnothing_{sek} = 0,15 \text{ mm}$.

21.2.5.3 Realisierung mit Planarkern

Wir verwenden einen ELP18/4/10 Kern (EPCOS) mit den Daten: $A_e = 39,3 \text{ mm}^2$, $A_L = 2,9 \mu\text{H}$. Mit der gleichen Vorgehensweise wie oben erhalten wir:

$N_{min} = 3$, $N_{prim} = 13$, $N_{sek} = 15$.

Die beiden Wicklungen können wir im PCB realisieren, z.B. auf Ober- und Unterseite der Leiterplatte. Die Windungszahlen können ja noch in einem gewissen Bereich angepasst werden, wenn wir einen veränderten Magnetisierungsstrom in Kauf nehmen. Ein Beispiel ist hier noch gezeigt:

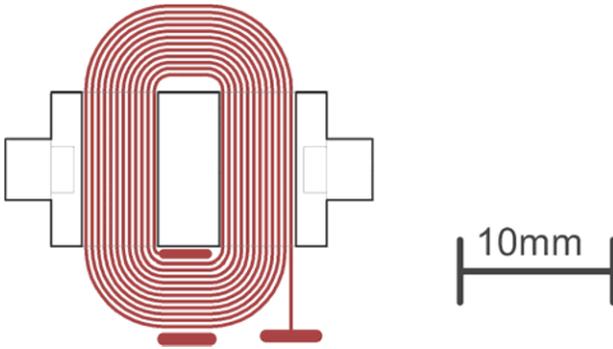


Abb. 21.17: Wicklung als Leiterbahn auf der Leiterplatte.

21.2.6 Sekundärseitige Treiberschaltung

In Abb. 21.18 ist die sekundärseitige Schaltung eines Polwenders angegeben. Er wird bei Wechselrichtern verwendet, die ausgangsseitig direkt am 230V-Netz arbeiten. Neben der jeweils potentialfreien Ansteuerung der vier Brückentransistoren T21 bis T23 wird eine zuverlässige Funktion der Schaltung gefordert. Eine kurzfristige Fehlfunktion würde zur sofortigen Zerstörung der Schaltung führen, da aus dem niederohmigen Netz nahezu beliebig große Ströme fließen können. Die Realisierung in diskreter Transistortechnik erlaubt hier mehr Freiheit, als bei Verwendung von fertigen ICs. Die Schaltung hat alle EMV-Prüfungen für netzgekoppelte Wechselrichter bestanden.

Für den primärseitigen Schaltungsteil kann die Schaltung in Abb. 21.16 eingesetzt werden. Am Eingang steht ein netzsynchrones 50Hz-Rechtecksignal an. Der Polwender wird im Nulldurchgang der Netzspannung umgeschaltet. Während einer Netzhalbwelle werden Refresh-Impulse mit einer Frequenz im 10kHz-Bereich erzeugt. Die Impulsbreite beträgt etwa $1 \mu\text{s}$. Beim Umschalten des Polwenders müssen alle vier Eingangskapazitäten umgeladen werden. Das würde bei der kurzen Impulsdauer zu große Ströme erfordern. Deshalb wird die Impulsbreite über D37 oder D38 für das Umschalten vergrößert. Die Takterzeugung erfolgt mit IC4C und

seiner Beschaltung. Er liefert ein stark asymmetrisches Signal mit kurzer Einschaltdauer und langer Pause.

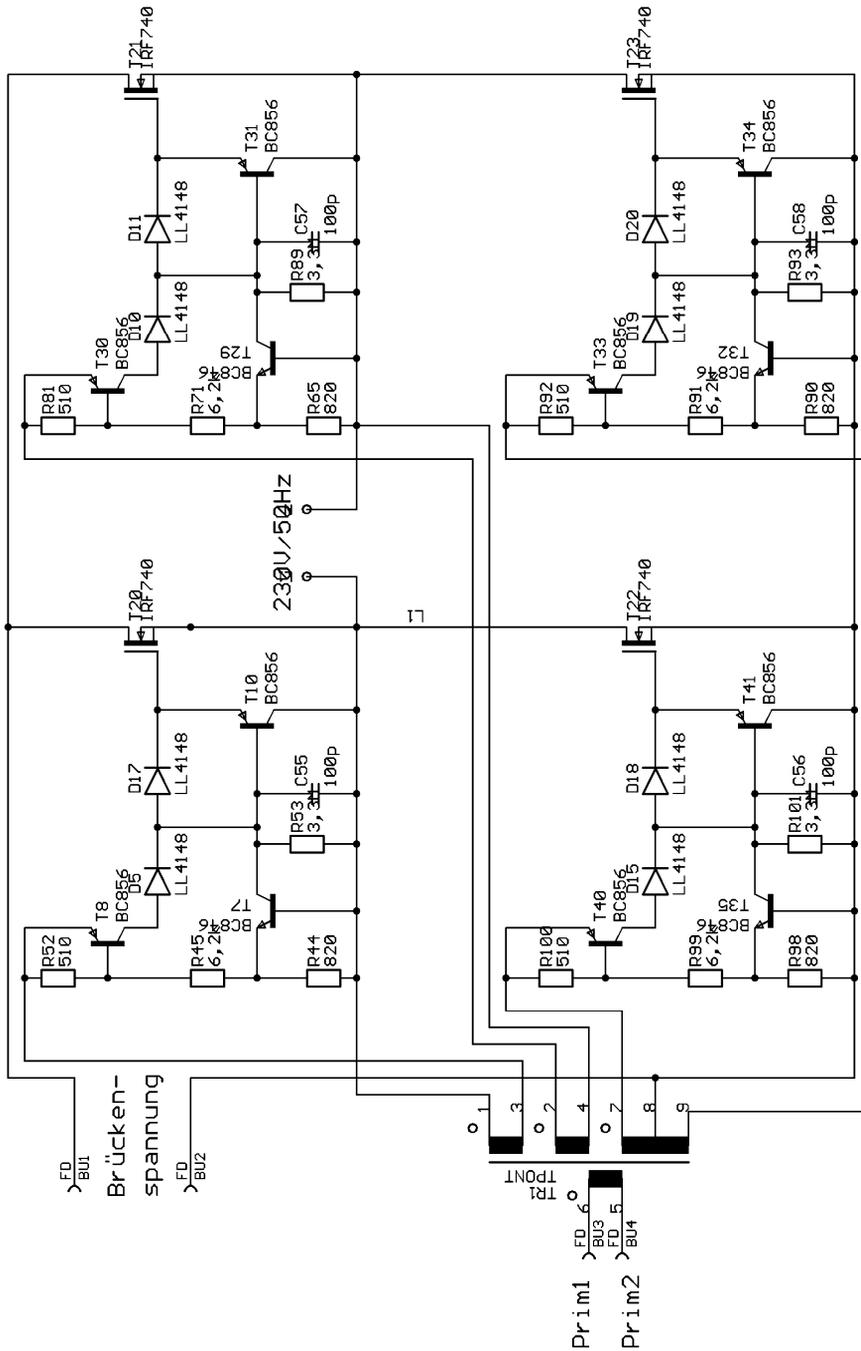


Abb. 21.18: H-Brücke und deren Ansteuerung in einem Wechselrichter. Sekundärseite.

Die Schaltung dient zur Ansteuerung von Q_1 . Der Impulsübertrager wird mit dem gleichen Prinzip betrieben wie in Kapitel 21.2.2. Am Impulsübertrager liegen wieder Impulse wie in Abb. 21.8 an. Somit kennt die Sekundärseite des Impulsübertragers drei Zustände: +12 V, 0 V, -12 V.

Wenn -12 V anliegen, wird Q_4 über den Pfad R_4 , R_6 und R_5 leitend, wobei der Emmitter von Q_4 ins Negative gezogen wird. Über den Kollektor von Q_4 wird die Basis von Q_2 „heruntergezogen“, wodurch auch der Emmitter mitgezogen wird. Hierbei wirkt die Stromverstärkung von Q_2 , so dass die Eingangskapazität von Q_1 sehr schnell entladen wird. Damit wird Q_1 schnell ausgeschaltet.

Liegen +12 V an der Sekundärseite von dem Impulsübertrager an, wird Q_3 leitend. Dabei tritt eine gewünschte Verzögerung durch das RC-Glied R_4 - C_2 auf. Über D_1 und D_2 wird Q_4 eingeschaltet.

Weitere Eigenschaften der Schaltung in Abb. 21.20:

Wenn die Ansteuerspannung (+12 V/-12 V) absinkt, was z. B. beim Ein- und Ausschalten des Gerätes vorkommt, nimmt der Leistungstransistor Q_1 zuverlässig den Aus-Zustand an. Diese Eigenschaft ist eine absolute Voraussetzung für den Einsatz in Wechselrichtern, wo der Brücken- ausgang direkt am 230V-Netz angeschlossen ist. Hätte sie diese Eigenschaft nicht, würde sie beim ersten Einschalten durchlegieren!

Wird die Treiberschaltung in einer Vollbrücke verwendet, so schaltet sie beispielsweise die diagonalen Transistoren gleichzeitig und abwechslungsweise mit den anderen Diagonaltransistoren. Wenn also die einen eingeschaltet werden, werden die anderen ausgeschaltet und umgekehrt. Sollen nun alle 4 Brückentransistoren ausgeschaltet werden, so kann man dies erreichen, wenn man den Impulstrafo mit höherer Frequenz ansteuert, also dauernd hintereinander ein- und ausschaltet. Da die Schaltung sofort aus-, aber verzögert einschaltet, muss die Frequenz so groß sein, dass der nächste Ausschaltimpuls folgt, bevor der letzte Einschaltimpuls wirksam geworden ist. Die erhöhte Frequenz braucht nur kurzzeitig anzuliegen. Danach kann die Primärsteuerung abgeschaltet werden.

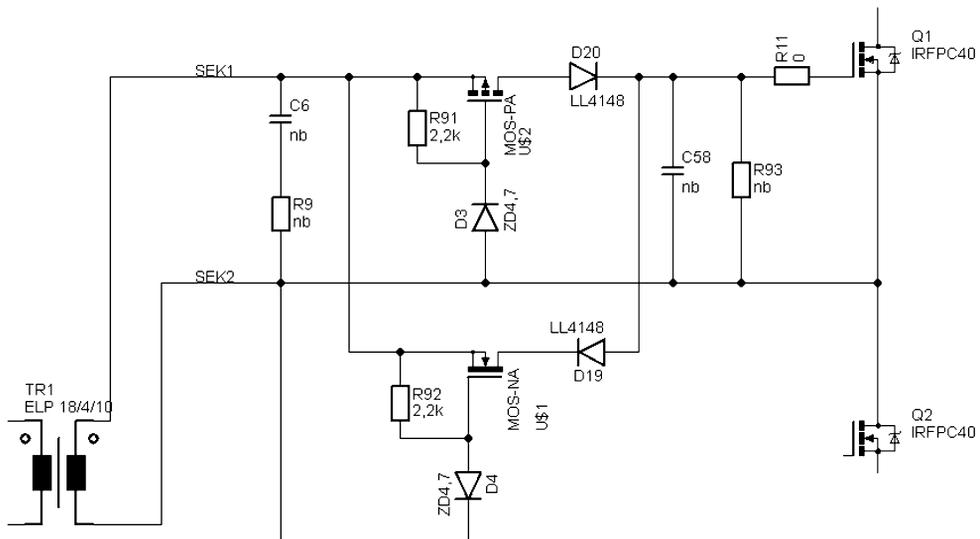


Abb. 21.21: Sekundärseitige Treiberschaltung mit MOSFETs.

21.3 Treiberschaltungen mit galvanischer Trennung

Einige wenige Hersteller bieten Treiber-ICs an mit galvanischer Trennung. Sie werden wie die üblichen Treiber mit einem Logik-Signal angesteuert und haben am Ausgang die übliche Stromtreiberfähigkeit. Eingang und Ausgang sind galvanisch getrennt. Die Potentialtrennung erfolgt entweder optisch, kapazitiv oder induktiv. Es sei hier nur ein Beispiel-IC herausgegriffen: Der Si8271 von Silicon Labs. Vereinfacht beinhaltet er folgende Schaltung:

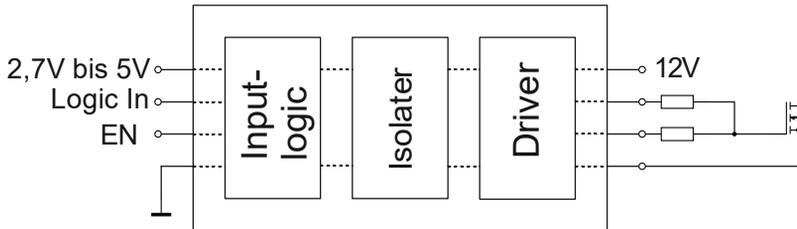


Abb. 21.22: Isolierender Treiber mit dem Si8271.

Am Eingang wird die Spannungsversorgung von der Logik angelegt und der IC zieht dort einige mA. Am Ausgang muss die Treiberspannung angelegt werden, z.B. mittels einer Ladungspumpe. Sie kann auch höher sein, als die angegebenen 12V.

Der Treiber hat 2 Ausgänge. Einen, der nach oben zieht und einen, der nach unten zieht. So kann die Einschaltzeit völlig losgelöst von der Ausschaltzeit eingestellt werden. Das ist bei allen modernen Schaltungskonzepten wie Resonanzwandlern oder ZVS-Wandlern sehr vorteilhaft, weil dort schnell ausgeschaltet werden muss und langsam eingeschaltet werden soll. Hier lassen sich die Schaltzeiten einfach durch 2 Widerstände getrennt einstellen.

Der größte Vorteil – und das ist fast eine Revolution in der Leistungselektronik – ist die galvanische Trennung von Eingang und Ausgang. Sie löst die EMV-Problematik, mit der wir jahrelang gekämpft haben. Wir haben beim Schaltvorgang immer Potentialsprünge in der Masseleitung, die durch die große Stromänderung kommen. Wir trennen die PGND (Power-Ground) und die DGND (Digital Ground) streng voneinander, aber irgendwo müssen wir sie ja schließlich zusammenführen und wenn wir das am gemeinsamen Blockkondensator tun, haben wir am Digital-Eingang des Treiber-ICs hohe Störspannungen. Sie entfallen hier komplett! Die Masse am Eingang ist die Digitalmasse und sie ist vollständig von der PGND getrennt, auch dynamisch.

Ein weiterer Vorteil ist natürlich, dass wir den gleichen Treiber für den Low Side Transistor und den High Side Transistor einsetzen können. Das macht die Schaltungssynthese einfacher und spart Kosten wegen den höheren Stückzahlen. Der Preis für den IC ist im Übrigen durchaus vergleichbar mit dem eines konventionellen Treibers.

In Abb. 21.22 sind die Blockkondensatoren nicht eingezeichnet. Es versteht sich von selbst, dass wir sowohl auf der „2,7V bis 5V“-Seite, als auch auf der „12V“-Seite noch Blockkondensatoren einbauen müssen, die die üblichen Anforderungen „möglichst dicht am IC“ genügen. Ca. 100nF reichen hierfür aber aus.

21.4 Treiberschaltungen für DC-Motoren

21.4.1 High-Side-Schalter mit Ladungspumpe

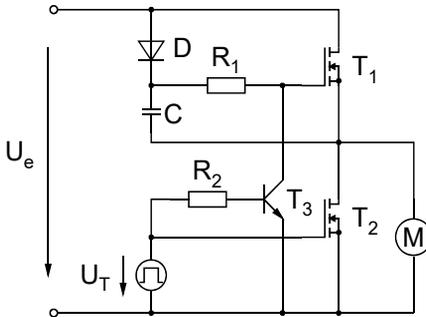


Abb. 21.23: High-Side-Schalter mit Ladungspumpe.

Am Beispiel der Halbbrücke zur Ansteuerung eines DC-Motors zeigt Abb. 21.23 eine einfache Treiberschaltung. Die Treiberspannung U_T steuert den „Low-Side“-Schalter direkt und den „High-Side“-Schalter über einen Invertierer an. Der Invertierer besteht aus R_2 , T_3 . Die Stromversorgung für die Ansteuerung von T_1 wird über die Ladungspumpe bestehend aus D und C realisiert. Für C reicht oft ein 100nF-Kondensator aus, da er nur die Gate-Ladung zum Einschalten von T_1 erbringen muss.

Die Schaltung lässt sich so dimensionieren, dass es zu keinem Brückenquerstrom kommt: Mit dem Vorwiderstand R_2 schaltet T_3 schnell ein und langsam aus. Zusätzlich wird T_1 über R_1 langsamer eingeschaltet und über die niederohmige Ansteuerung durch T_3 schnell ausgeschaltet. Beide Transistoren werden also schnell ausgeschaltet und langsam eingeschaltet, wodurch eine Totzeit entsteht.

Die Ansteuerung von T_1 kann durch eine Push-Pull-Stufe beschleunigt werden:

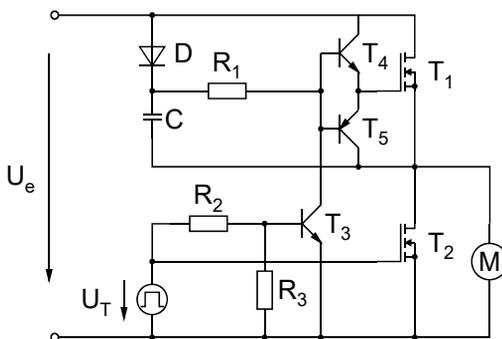


Abb. 21.24: Schnelle Ansteuerung von T_1 .

22 Regelung der Wandler

22.1 PWM-Erzeugung

Bei allen Schaltreglern wird die Ausgangsspannung über die Variation des Tastverhältnisses ν_T eingestellt. Dazu ist ein Pulsbreitenmodulator notwendig. Er arbeitet häufig mit konstanter Frequenz, also mit konstanter Periodendauer T und variablem ν_T . Je nach Betriebsweise des Wandlers kann er aber auch mit veränderlicher Frequenz betrieben werden.

Zur Generierung des pulswertenmodulierten Signals – kurz PWM-Signal – wird ein sägezahn- oder dreieckförmiges Signal mit einer Steuerspannung verglichen. Das Prinzip ist in Abb. 22.1 dargestellt:

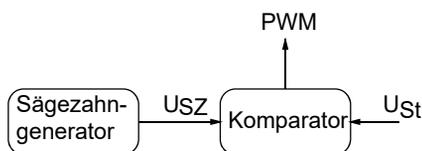


Abb. 22.1: PWM-Erzeugung.

Durch Veränderung von U_{St} wird das Tastverhältnis variiert. Wird in der Analogtechnik gearbeitet, so stellen U_{St} , U_{SZ} und PWM Spannungsverläufe dar. Diesen Fall zeigt Abb. 22.2.

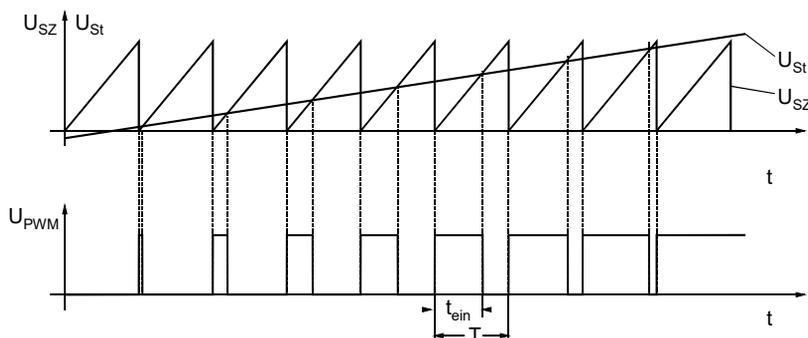


Abb. 22.2: PWM-Erzeugung mit einem sägezahnförmigen Spannungsverlauf.

Wird in der Digitaltechnik gearbeitet, so kann der Sägezahn-generator als Zähler realisiert werden und der Komparator ist ein digitaler Komparator. U_{St} liegt ebenfalls als digitales Signal vor oder wird mittels AD-Wandlung aus einem Analogsignal erzeugt. U_{SZ} und U_{St} sind dann n -stellige Größen, d. h. die Digitalzahl hat n Bit. Häufig reichen dafür 8 Bit völlig aus. Und so können wir die PWM-Erzeugung mit nahezu jedem Micro-Controller erledigen, der entsprechende Timer-Funktionen hat. Verwenden wir zwei Timer, die zwei PWM-Signale erzeugen, dann können wir sie beim Start einmalig synchronisieren und so die Phase der beiden Signale einstellen, was für die Ansteuerung von Synchronwandlern recht vorteilhaft ist.

22.2 Regelung der Ausgangsspannung

Die PWM-Erzeugung ist für sich alleine ein reines Stellglied, welches aus einer Steuerspannung das digitale PWM-Signal erzeugt. Das PWM-Signal steuert über eine Treiberschaltung (in Kapitel 10 beschrieben) den oder die Leistungsschalter an. Soll nun die Ausgangsspannung des Schaltreglers auf einen bestimmten Wert geregelt werden, so muss ein Regler für die Steuerspannung U_{St} eingesetzt werden.

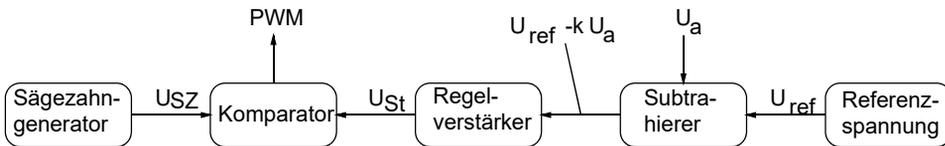


Abb. 22.3: Regelung mit PWM-Erzeugung.

Zunächst wird die Ausgangsspannung U_a mit einer Referenzspannung U_{ref} verglichen. Dies geschieht mit dem Subtrahierer. Sein Ausgang $U_{ref} - k \cdot U_a$ stellt die Regelabweichung dar. Sie wird dem Regler oder Regler-Verstärker zugeführt. Sein Ausgang ist die Steuerspannung U_{St} , die über den PWM-Generator die Leistungs-Hardware ansteuert.

Der Regelverstärker ist häufig ein PI-Regler, der analog oder digital realisiert werden kann. Unter der Abkürzung **PI** verbirgt sich **Proportional-Integral-Regler**.

Der I-Anteil sorgt dafür, dass statisch keine Regelabweichung zwischen dem Soll- und dem Istwert übrigbleibt. Ein reiner I-Regler kann aber meistens nicht eingesetzt werden, da er über den gesamten Frequenzbereich eine Phasendrehung von 90° macht, wodurch das Stabilitätskriterium nicht eingehalten werden kann. Deshalb wird der I-Regler um einen P-Anteil erweitert.

Für die Dimensionierung des Reglers gelten die üblichen Stabilitätsbetrachtungen der Regelungstechnik, weshalb an dieser Stelle auf die einschlägige Literatur verwiesen sei. (Literaturliste: Rubrik „Regelungstechnik“). Ein analoger PI-Regler wird in 22.3 vorgestellt.

Hinweis: Die Regler-Dimensionierung kann im Einzelfall aufwändig werden. Es muss die Regelstrecke vermessen werden, der Regler analytisch oder durch Simulation bestimmt werden und schließlich muss das Ergebnis ausführlich getestet werden.

Gerade das Vermessen der Regelstrecke kann sehr aufwändig werden, weil man dabei massiv in die Leistungshardware eingreifen muss. Bei Standardschaltreglern muss der gesamte Lastbereich untersucht werden. Bei speziellen Anwendungen läuft man bei den Messungen immer Gefahr, dass die Leistungs-Hardware zerstört wird.

Die Messung selbst ist mit dem Oszilloskop (Betrag- und Phasenmessung) mühsam und ungenau. Meist bedarf es mehrerer Durchläufe, den Regler wirklich zu optimieren.

Dabei werden an den Regler nicht unerhebliche Anforderungen an die Genauigkeit gestellt. Will man den Regler wirklich optimieren, müssen die Widerstände und Kondensatoren, die die Regler-Eigenschaften bestimmen, im Prozentbereich dimensioniert werden!

22.3 Analoger PI-Regler

22.3.1 PI-Regler mit OP-Schaltung

Hier soll ein Beispiel für einen analogen Regler mit OP vorgestellt werden und zwar ein PI-Regler, da dieser häufig gebraucht wird.

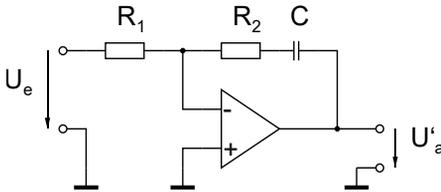


Abb. 22.4: Analoger PI-Regler.

Da die Schaltung als invertierender Verstärker arbeitet, ist die Ausgangsspannung grundsätzlich invertiert. Das könnte beim Berechnen des Phasengangs verwirrend sein, deshalb invertieren wir gedanklich ein zweites Mal und erhalten so eine phasengleiche Ausgangsspannung.

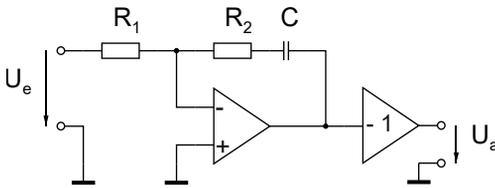


Abb. 22.5: Analoger PI-Regler für das Verständnis zusätzlich invertiert.

Da beim OP keine Eingangsströme fließen, gilt:

$$\frac{U_e}{R_1} = -\frac{U_a}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_2}{R_1} - j \frac{1}{\omega R_1 C} \quad (22.1)$$

Darin ist $\frac{R_2}{R_1}$ der P-Anteil und $-\frac{1}{\omega R_1 C}$ der I-Anteil. Wir könnten die Verstärkung für hohe

Frequenzen mit $\frac{R_2}{R_1}$ einstellen und danach C so wählen, dass der Regler schnell ist, aber noch nicht schwingt. Effizienter arbeiten wir aber, wenn wir uns den Betrags- und Phasenverlauf von Gl. (22.1) anschauen. Dazu führen wir noch die Abkürzungen $v = \frac{R_2}{R_1}$ und $\tau = R_2 C$ ein und erhalten aus Gl. (22.1):

$$\frac{U_a}{U_e} = v - j \frac{v}{\omega \tau} = v \left(1 - j \frac{1}{\omega \tau} \right) \quad (22.2)$$

Gl. (22.2) hat den Betrag

$$\left| \frac{U_a}{U_e} \right| = v \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau^2}} \quad (22.3)$$

Und die Phase

$$\varphi = \arctan \frac{-1}{\omega\tau} \quad (22.4)$$

Für die Zeichnung des Betragsverlaufs können wir $\left| \frac{U_a}{U_e} \right|$ noch auf v normieren:

$$\left| \frac{U_a}{U_e} \right| \frac{1}{v} = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau^2 v^2}} \quad (22.5)$$

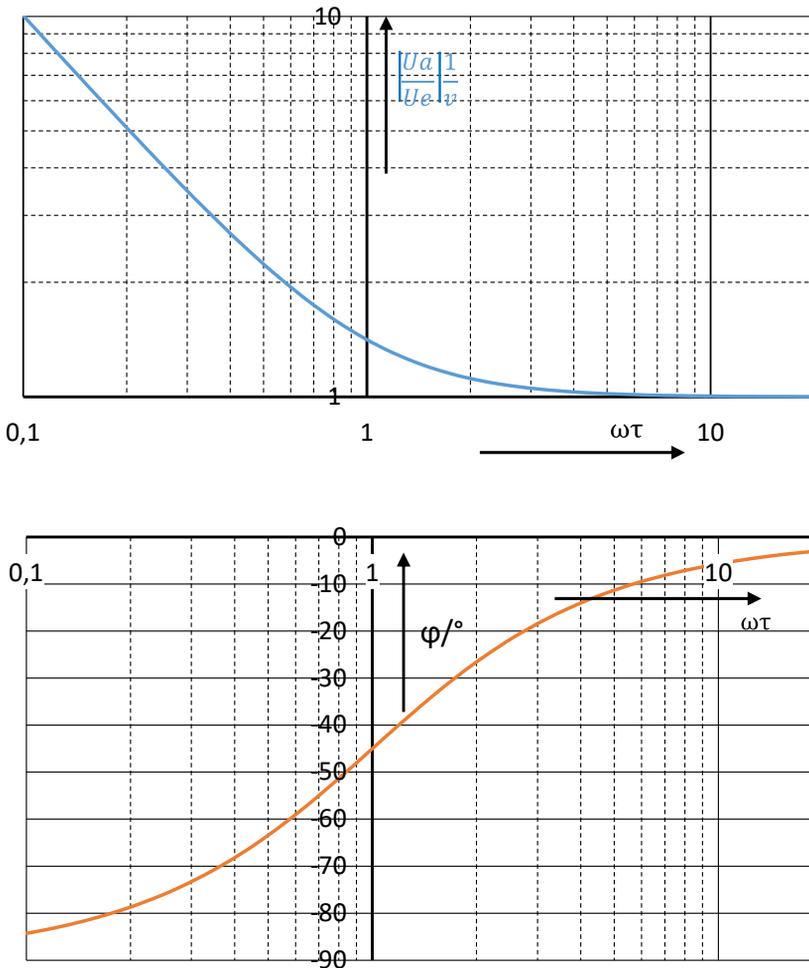


Abb. 22.6: Betrags- und Phasenverlauf mit Gl. (22.4) und Gl. (22.5) gezeichnet.

Wir sehen aus Abb. 22.6 und Gl. (Betragsverlauf), dass die Verstärkung für kleine Frequenzen sehr groß wird. Die Phase nähert sich den -90° an. Damit ist die Schwingneigung vorprogrammiert. Deshalb gibt es eine weitere OP-Schaltung, die diesen Nachteil nicht hat. Sie wird häufig in den Controller-ICs verwendet, die wir zukaufen können.

22.3.2 Regler in den Controller-ICs

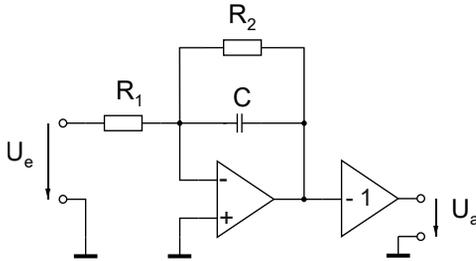


Abb. 22.7: Reglerschaltung mit PI-Verhalten, wobei die OPs im Controller-IC integriert sind.

Für die Übertragungsfunktion gilt:

$$\begin{aligned} \frac{U_e}{R_1} &= \frac{U_a}{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}} = \frac{U_a (1 + j\omega R_2 C)}{R_2} \\ \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} &= \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C} = \frac{R_2}{R_1} \frac{1 - j\omega R_2 C}{1 + \omega^2 R_2^2 C^2} \end{aligned} \quad (22.6)$$

Ein Vergleich von Gl. (22.6) mit Gl. (22.1) zeigt, dass hier eine Veränderung von R_1 , R_2 oder C beide Regler-Anteile beeinflusst, was einen Abgleich des Reglers aufwändiger macht.

Darin ist $\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \omega^2 R_2^2 C^2}$ der P-Anteil und $-\frac{R_2}{R_1} \frac{\omega R_2 C}{1 + \omega^2 R_2^2 C^2}$ der I-Anteil

Wir führen die Abkürzungen $v = \frac{R_2}{R_1}$ und $\tau = R_2 C$ ein:

$$\Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = v \frac{1 - j\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (22.7)$$

Der Betrag von Gl. (22.7) ist:

$$\Rightarrow \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = v \frac{1}{1 + \omega^2\tau^2} \sqrt{1 + \omega^2\tau^2} = \frac{v}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}} \quad (22.8)$$

Und die Phase von Gl. (22.7) ist:

$$\varphi = -\arctan \omega\tau \quad (22.9)$$

Für die Zeichnung normieren wir noch $\Rightarrow \left| \frac{U_a}{U_e} \right| \frac{1}{v} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$

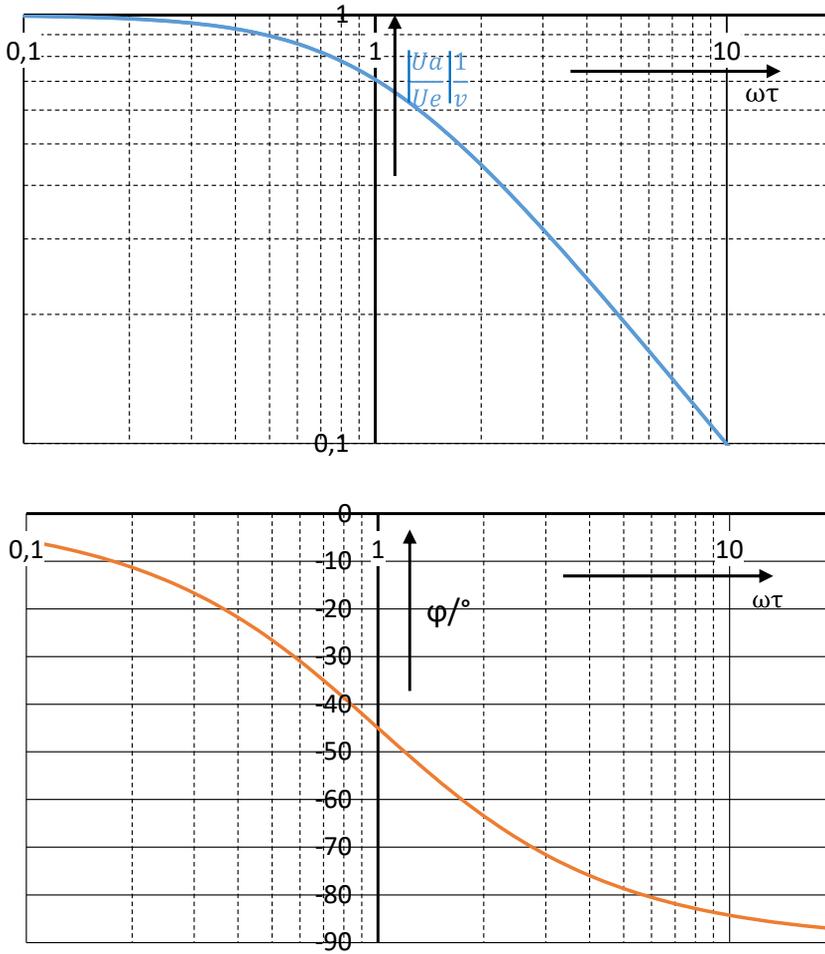


Abb. 22.8: Betrags- und Phasenverlauf, Gl. (22.8) und Gl. (22.9) gezeichnet.

Die Betragskurve kann mit v beliebig nach oben oder unten verlegt werden.

Ein Vergleich mit Abb. 22.6 zeigt, dass hier die Stabilitätskriterien deutlich einfacher zu erfüllen sind, denn bei einer hohen Verstärkung, die übrigens endlich bleibt, dreht die Phase auf 0° . Und wenn die Phase in Richtung 90° dreht, dann nimmt der Betrag deutlich ab.

22.3.3 Passiver PI-Regler

Bei integrierten Schaltreglern wird auch folgende passive Schaltung verwendet, deren diskrete Bauelemente an den IC gebaut werden:

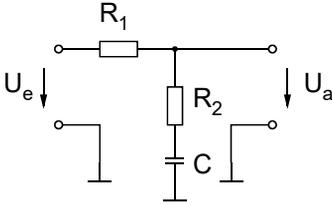


Abb. 22.9: Passiver PI-Regler.

Zusätzlich können wir natürlich noch einen Verstärker verwenden, der U_a im gesamten Frequenzbereich vergrößert.

Die Übertragungsfunktion lautet:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega(R_1 + R_2)C} \quad (22.10)$$

Wir setzen noch $\tau = R_2 C$ und $\nu = \frac{R_1}{R_2}$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1 + j\omega\tau}{1 + j\omega(1 + \nu)\tau} \quad (22.11)$$

Wir sehen: Für kleine und große ω wird die Verstärkung reell und für mittlere Frequenzen erhalten wir eine gewisse, negative Phase. Im mittleren Frequenzbereich besitzt die Schaltung einen schwachen I-Anteil.

Gl. (22.11) hat den Betrag

$$\left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 (1 + \nu)^2 \tau^2}} \quad (22.12)$$

Und die Phase

$$\varphi = \arctan \omega\tau - \arctan(1 + \nu)\omega\tau \quad (22.13)$$

Die Verstärkung eins im unteren Frequenzbereich wird durch eine im IC vorhandene Grundverstärkung auf deutlich höhere Werte angehoben, sodass nur noch eine vernachlässigbare Regelabweichung bleibt. Zu hohen Frequenzen geht die Verstärkung erstens deutlich herunter und zweitens dreht die Phase wieder zurück auf null, was eine hohe Stabilität ergibt.

Wie in Abb. 22.10 (unten) zu erkennen ist, geht die Phase auch bei hohen Verstärkungen ν nur knapp an die -60° heran. Wenn die Regelstrecke um angenommen 180° dreht, bleibt immer noch so viel Phasenreserve übrig, dass die Summe von Regler plus Regelstrecke unter 360° bleibt und damit die Spannungsregelung des Wandlers im kompletten Frequenzbereich stabil bleibt.

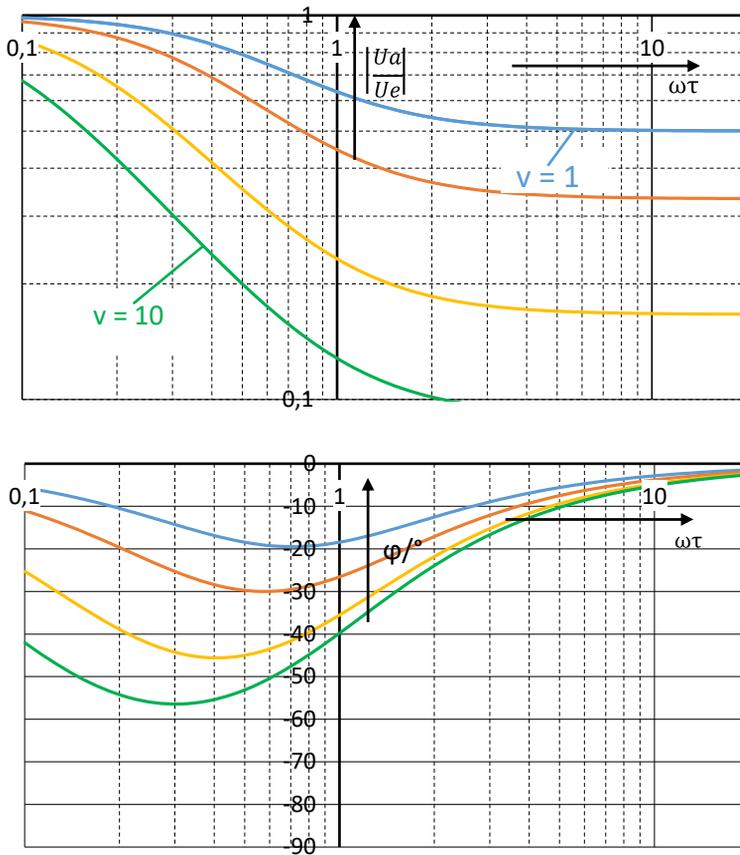


Abb. 22.10: Betragsverlauf nach Gl. (22.12) nach Gl. (22.13) und Phasenverlauf des passiven PI-Reglers für $v=1, 2, 5, 10$.

22.4 Verwendung von Mikrocontrollern

Mikrocontroller gibt es heute praktisch in jeder Preis- und Leistungsklasse. So lässt sich auch leicht der passende Prozessor für einen Schaltregler finden. Wenn er nicht allzu viele Zusatzaufgaben übernehmen muss, kann er unter 1 € kosten. Meist kann die integrierte Takterzeugung verwendet werden, wodurch Zusatzkosten für den Quarz oder den Keramikschwinger entfallen.

Solche Prozessoren haben auch einen AD-Wandler integriert, der die Ausgangsspannung misst. Meist reichen hierfür 8 Bit völlig aus, da der Spannungsteiler mit 1%-igen Widerständen ausgeführt ist. Ist dem μC die Ausgangsspannung erst einmal bekannt, kann er sie mittels eines programmierten Reglers konstant halten. Falls der Prozessor den Schaltregler nicht direkt über eine Timer-Funktion ansteuern kann, benötigt er einen DA-Wandler, um das Signal wieder in die analoge Welt zurückzugeben.

22.4.1 DA-Wandler

22.4.1.1 DA-Wandler mittels PWM-Signal

Ein PWM-Signal lässt sich mit recht wenig Aufwand programmieren, wenn man den internen Timer verwendet. Man kann die PWM-Ausgabe per Polling durchführen, wenn die PWM-Frequenz entsprechend niedrig sein darf. Dann wird der uP durch diese Aufgabe praktisch nicht belastet. Am Port-Ausgang folgt ein RC-Tiefpass, der über die PWM mittelt. Insgesamt erhält man so eine sehr einfache, aber auch sehr langsame DA-Wandlung.

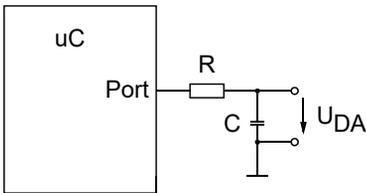


Abb. 22.11: DA-Wandlung über PWM-Ausgabe.

22.4.1.2 DA-Wandler mit R-2R-Netzwerk

Die prinzipielle Funktion ist in /3/ beschrieben. Es sei hier nur die praktische Ausführung ergänzt: Die Ports sind immer als Ausgang geschaltet und ihrem Bit entsprechend auf Null oder Eins geschaltet. Dadurch gibt es keine Leckströme. Der Prozessor ist ein CMOS-Prozessor, dessen Port-Ausgänge als Widerstände nach +5 V oder Masse betrachtet werden können. Dimensioniert man die Widerstände des R-2R-Netzwerkes entsprechend hochohmig (100k/200k), erreicht man mindestens 8-Bit-Genauigkeit, was den Einfluss des Ausgangswiderstandes der Port-Ausgänge angeht. Die Fehler durch die Widerstandstoleranzen kommen natürlich noch hinzu. Sind die Widerstände auf 1 % genau, kann mit einer Toleranz der Ausgangsspannung von ca. 1 %, +Toleranz der 5V-Versorgung gerechnet werden.

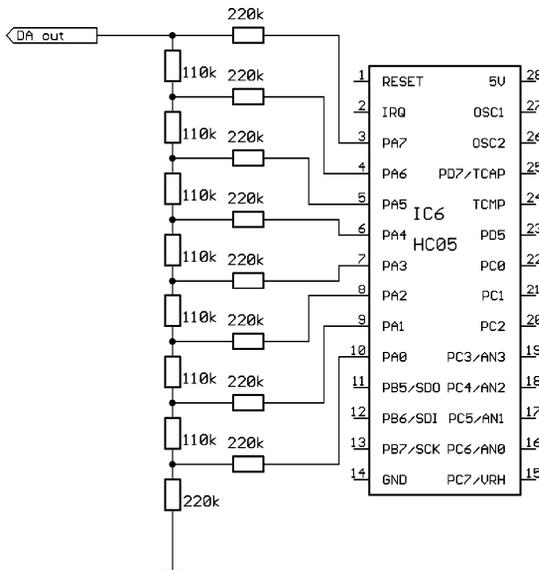


Abb. 22.12: DA-Wandler mit Prozessor-Port und R-2R-Netzwerk.

22.4.1.3 DA-Wandlung mittels Integrierer

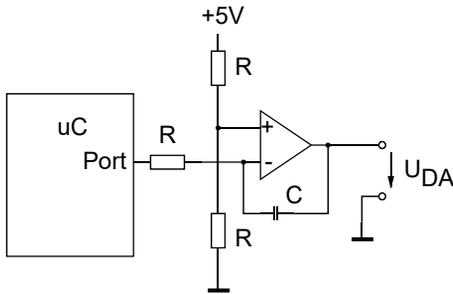


Abb. 22.13: DA-Wandler mit CMOS-Prozessor und Integrierer.

Im Ruhezustand ist der Port im Tri-State-Zustand geschaltet. Dann bleibt die Ausgangsspannung des als Integrierer beschalteten OPs nahezu konstant. Lediglich der Leckstrom des Ports und der Eingangsstrom des OPs lassen die Ausgangsspannung langsam wegdriften. Soll die Spannung U_{DA} verändert werden, wird der Port kurzzeitig als Ausgang geschaltet und der anliegende Pegel lässt den Integrierer auf- oder abwärts laufen. Dabei ist der Spannungshub exakt proportional zu der Zeit, für die der Port niederohmig war.

Der Port liefert den Strom $I_P = \frac{2,5 \text{ V}}{R}$. Wird er für die Zeit t_P niederohmig geschaltet, so

ergibt das eine Ausgangsspannungsänderung $\Delta U_{DA} = \frac{I_P}{C} \cdot t_P$.

Soll der Regler als digitaler Regler im uC realisiert werden, so kann dies genauso erfolgen wie bei einem „normalen“ DA-Wandler. Lediglich bei der Ausgabe des Stellwertes muss das nachfolgende I-Glied berücksichtigt werden. Dazu wird nicht der aktuelle Wert als Absolutwert ausgegeben, sondern es wird die Differenz zum letzten berechneten Wert gebildet und diese Differenz auf den Integrator gegeben. Das Verfahren funktioniert problemlos, wenn man noch beachtet, dass bedingt durch die Differenzbildung und bedingt durch die Leckströme vom Port und vom OP der Reglerausgang beliebig große Zahlenwerte annehmen würde und damit auf jeden Fall in einen Arithmetik-Overflow laufen würde. Um dies zu vermeiden, muss der Absolutwert des Reglerausgangs ab und zu korrigiert werden. Der alte Wert und der I-Anteil müssen in gleichen Maße korrigiert werden, dann merkt die Differenzbildung nichts davon und der Überlauf kann zuverlässig vermieden werden.

Wenn der hier beschriebene DA-Wandler Teil einer Reglerstrecke ist, funktioniert das Ganze nachgewiesenermaßen hervorragend. Wird der DA-Wandler als reiner Steuerausgang betrieben, muss die Ausgangsspannung U_{DA} auf einen (hoffentlich) noch freien AD-Eingang zurückgeführt werden, um so den aktuellen Wert zu erfassen.

22.4.1.4 Geschalteter Widerstand als DA-Wandler

Einen zwar ungenaueren aber dafür sehr einfachen DA-Wandler zeigt folgender Schaltplan:

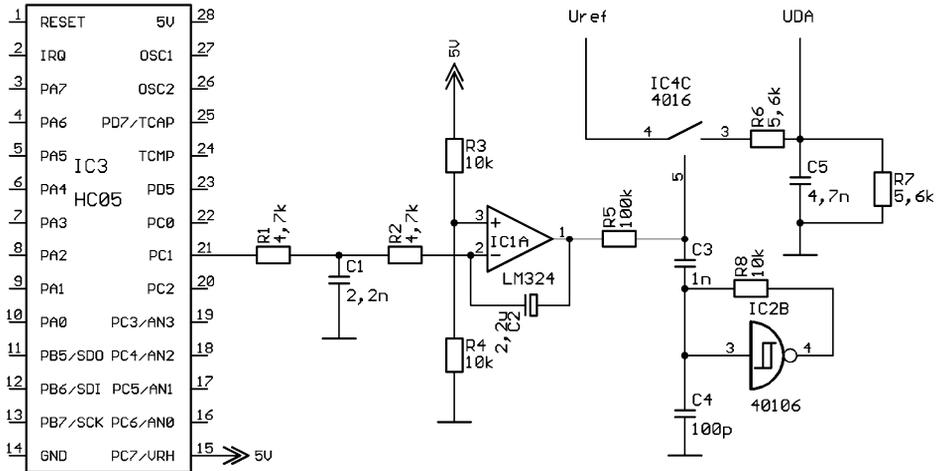


Abb. 22.14: DA-Wandlung mit geschaltetem Widerstand.

Der Prozessor und die Operationsverstärkerschaltung stellen den AD-Wandler aus Kapitel 22.4.1.3 dar. Er liefert am OP-Ausgang (IC1A, Pin 1) bereits eine analoge Größe, die eine langsam veränderbare Spannung, praktisch eine Gleichspannung ist. Die Spannung U_{ref} ist eine Wechselspannung, die mehr oder weniger abgeschwächt an U_{DA} erscheinen soll. Man könnte auch sagen, U_{DA} soll das Produkt von U_{ref} und OP-Ausgangsspannung ergeben. Die Schaltung mit IC2 muss folglich multiplizieren. Dies funktioniert folgendermaßen: Der 40106 ist ein Inverter mit Schmitttrigger-Eingang. Die Rückkopplung mit R_8 auf den mit C_4 beschalteten Eingang ergibt einen Oszillator. Der Spannungsverlauf an C_4 ist nahezu dreieckförmig. Er wird über C_3 dem Analogschalter zugeführt und gleichzeitig wird die Gleichspannung von der OP-Stufe über R_5 überlagert. Der Schalter sieht also an seinem Schalteingang einen dreieckförmigen Spannungsverlauf, dessen Gleichanteil vom Prozessor vorgegeben wird. IC4 hat eine Eingangsschwelle, wo er entscheidet, ob er den Schalter schließt oder offenlässt. Wenn nun die Dreiecksspannung in der Höhe verändert wird, verändert der Analogschalter das Verhältnis von Ein- und Aus-Zeit und schaltet damit U_{ref} im zeitlichen Mittel mehr oder weniger stark auf R_6 , der zusammen mit C_5 als Tiefpassfilter arbeitet.

Der 40106 arbeitet mit recht hoher Frequenz (ca. 1 MHz). Damit reicht ein einfacher RC-Tiefpass aus, um die Spannung U_{DA} hinreichend zu glätten.

Die Schaltung wurde erfolgreich in einem Kleinwechselrichter eingesetzt. U_{ref} ist dabei die gleichgerichtete Netzspannung. Der DA-Wandler ist in der Reglerschleife eingebunden, so dass eventuelle Nichtlinearitäten ausgeregelt werden.

22.5 Programmierung eines PI-Reglers

Bei jeder Regelungsaufgabe liegt grundsätzlich folgende Situation vor:

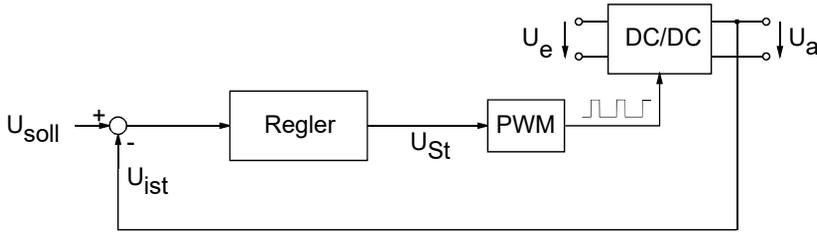


Abb. 22.15: Regelung der Ausgangsspannung eines DC/DC-Wandlers.

Die Ausgangsspannung wird gemessen, eventuell herunter geteilt und als U_{ist} vom Sollwert U_{soll} subtrahiert. Die Differenz $U_{soll} - U_{ist}$ wird dem Regler zugeführt, der daraus die Steuerungsspannung U_{St} erzeugt. Der Block „PWM“ generiert daraus das PWM-Signal, das den DC/DC-Wandler steuert.

Der Reglerausgang (U_{St}) hat auch dann einen Wert ungleich Null, wenn die Ausgangsspannung ihren Sollwert erreicht hat. Deshalb beinhaltet der Regler üblicherweise einen Integralanteil, kurz I-Regler genannt. Meist ist die Stabilität des Regelsystems leichter zu erreichen, wenn zusätzlich ein Proportionalanteil (P-Regler) auf den Reglerausgang gegeben wird. Der Regler ist dann ein PI-Regler. In der Analogtechnik kann er mit einem Operationsverstärker aufgebaut werden (siehe Tietze/Schenk [1] oder Kapitel 11.3). In der Digitaltechnik kann er folgendermaßen realisiert werden:

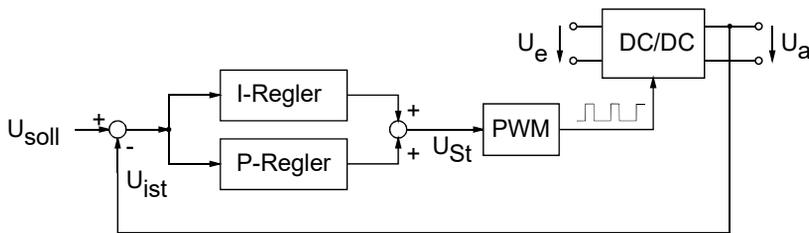


Abb. 22.16: PI-Regler.

Die Abweichung vom Sollwert wird beiden Reglern gleichermaßen zugeführt und die Reglerausgänge werden addiert.

Im Unterschied zum analogen Regler, der kontinuierlich arbeitet, hat unser digitaler Regler nur zu bestimmten, normalerweise äquidistanten Zeitpunkten ein Rechenergebnis zur Verfügung. Beim P-Regler ist es ganz einfach: Er Abb.et:

$$P_{Regler} = P_{Faktor} \cdot (U_{soll} - U_{ist})$$

Der I-Regler addiert noch den letzten ausgegebenen I-Anteil (I_{Alt}) dazu. Er Abb.et:

$$I_{Regler} = I_{Faktor} \cdot (U_{soll} - U_{ist}) + I_{Alt}$$

Für den nächsten Rechendurchlauf wird I_{Regler} nach I_{Alt} abgespeichert.

Die Faktoren P_{Faktor} und I_{Faktor} bestimmen das komplette Reglerverhalten. Es empfiehlt sich, diese Faktoren bei der Inbetriebnahme des Reglers im RAM abzulegen und über eine Schnittstelle online veränderbar zu machen. Dann kann man die Reglereinstellung leicht vornehmen und optimieren.

Wie hier gezeigt wurde, kann der Regler durch die Arithmetik-Operationen Subtraktion, Addition und Multiplikation realisiert werden. Subtraktion und Addition stellen bei keinem Prozessor ein Problem dar, zumal der analoge Eingang U_{ist} über einen AD-Wandler eingelesen wird, für den meist 8-Bit-Auflösung ausreichen. Die Multiplikation hingegen ist nicht bei allen Prozessoren als Befehl vorhanden. Wir sollten deshalb schon bei der Prozessor-Auswahl darauf achten.

Im Gegensatz zu einem analogen Regler, der bei Übersteuerung an eine Sättigungsgrenze stößt, verhält sich der digitale Regler abhängig von der internen Zahlendarstellung. So kann es leicht passieren, dass in einem Extremfall (Einschaltvorgang, Störung, Lastsprung) der Zahlenbereich weiter durchlaufen wird, als im Normalfall und es dann zu einem Zahlenüberlauf kommt. Dieser Fall muss durch entsprechende Sonderabfragen im Programm vermieden werden. Insbesondere muss der I-Anteil begrenzt werden.

22.6 Ergänzung D-Regler

Es stellt sich in Abb. 22.16 die Frage, warum auch nicht gleich ein D-Regler eingezeichnet worden ist. Deshalb hier ein paar Worte dazu.

Der D-Regler lässt sich programmtechnisch leicht einfügen. Er kann als dritter Regleranteil zum P-Regler und I-Regler parallel dazu addiert werden. Sein Wert berechnet sich zu

$D_{Regler} = -D_{Faktor} \cdot (U_{ist} - U_{Alt})$ und muss natürlich mit umgekehrtem Vorzeichen wie P-Anteil und I-Anteil addiert werden.

Er wurde nicht eingezeichnet, weil ein D-Regler (Differenz-Regler) auf die Abweichung vom aktuellen Messwert zum letzten Messwert reagiert. Das klingt zunächst harmlos. In der Realität haben wir aber immer Störgrößen. Und wir haben auch solche Störgrößen, die wir vor ihrem Auftreten nicht kannten. Stellen wir uns vor, dass plötzlich eine Störgröße auftritt, der AD-Wandler dem Prozessor also einen „falschen“ Wert liefert. Das Programm reagiert sofort darauf und berechnet einen Wert, der die Hardware in eine Katastrophe stürzt.

Störungen können wir nie ganz vermeiden oder ausschließen. Die Auswirkungen einer Störung auf das Programm wird nicht berücksichtigt, weil der Programmierer sie nicht kennt. So findet eine programmtechnische Filterung nicht statt. Die einzige Möglichkeit das Produkt sicher zu machen ist nun, das wir auf den D-Regler grundsätzlich verzichten.

Und das wird getan. Deshalb ist Abb. 22.16 kein D-Regler eingezeichnet.



23 Wandler für die Eigenversorgung

Jeder Schaltregler benötigt eine Eigenversorgung von 12V oder 15V für die Treiber und mindestens eine niedrigere Spannung von z.B. 5V für die Analogschaltungen und den Mikrocontroller. Dazu benötigen wir einen kleinen Wandler, der nach dem Einschalten autark anläuft und die Spannungen erzeugt. Erst wenn die Spannungen aufgebaut sind, kann der Mikrocontroller und der Rest der Schaltung starten. Eine Hilfswicklung auf dem Haupttransformator reicht dazu nicht aus, denn die 15V müssen da sein bevor der Schaltregler anlaufen kann.

Die Aufgabe kann nur durch zwei Konzepte gelöst werden. Entweder wir haben eine Hilfsschaltung, die mit extrem geringem Strom anläuft und anschließend von einer Hilfswicklung versorgt wird oder wir verwenden einen kleinen Wandler, der völlig unabhängig arbeitet. Soll der eigentliche Schaltregler auch abschaltbar sein, dann bleibt nur die zweite Variante übrig.

Grundsätzlich können wir für die Eigenversorgung alle bekannten Wandler verwenden, doch oft wünschen wir uns einen ganz einfachen Wandler, der keinen allzu hohen Wirkungsgrad haben muss, dafür aber möglichst billig ist. Dabei spielen die Kosten für den Controller-IC im Vergleich zu größeren Wandlern auch eine Rolle. Und wir müssen die EMV-Eigenschaften des Wandlers berücksichtigen, denn er arbeitet direkt am Eingang und kann so leicht Störungen in das Netz einspeisen. Schon aus diesem Grund werden oft Resonanzwandler eingesetzt und ganz aktuell häufig der LLC-Resonanzwandler. Falls wir sowieso ein Netzfilter haben, entfällt das EMV-Argument oder wird deutlich entschärft und wir können mit gutem Gewissen auch hart schaltende Wandler einsetzen.

Kommen noch Randbedingungen wie Selbstanlauf, minimale Stromaufnahme im Standby-Betrieb, Überspannungsfestigkeit und Potentialtrennung dazu, wird es oft eine knifflige Aufgabe, die viel Entwicklungsaufwand erfordert. In vielen Datenblättern der Controller-ICs werden Applikationsschaltungen angegeben, die uns auch bei den Wandlern für die Eigenversorgung helfen. Die Auswahl eines Controller-ICs ist aber eine aufwändige Sache.

Deshalb wollen wir in diesem Kapitel ein paar wenige Beispiele vorstellen, die vielleicht bei ähnlichen Aufgabenstellungen ein paar Ideen liefern können.

23.1 Boucherot für die Eigenversorgung

Die hier geforderten Daten sind:

Eingangsspannung: $400V_{ac}$ mit einer B6-Brücke gleichgerichtet. Das ergibt eine Eingangsspannung zwischen 487V und 563V. Die Netzspannungsschwankungen kommen noch dazu. Deshalb legen wir die Obergrenze der Eingangsspannung auf 600V fest. Da das Produkt auch auf der Baustelle am Generator betrieben wird, müssen wir auch mit Überspannung rechnen, die unsere Schaltung kurzzeitig aushalten muss. Die Schaltung soll eine Potentialtrennung haben.

Wir beschränken uns auf eine Ausgangsspannung von 15V, weil sie für die Ansteuerung der MOSFETs gebraucht wird. Ein Längsregler erzeugt daraus die 5V für den μC und den Rest der Schaltung. Die Ausgangsleistung liegt bei ungefähr 10W.

Zur Lösung der Aufgabe haben wir uns für die Boucherot-Schaltung entschieden, weil bei ihr – im Vergleich zum LLC-Wandler – der Blindstrom nicht über die Primärwicklung des Trafos

fließt, der Trafo also kleiner baut. Da er bei dieser kleinen Schaltung das kostentreibende Bauelement ist, können wir so Kosten einsparen.

Der Schwingkreis der Boucherot-Schaltung besteht aus L_1 und C_5 parallel C_{11} . Zur Berechnung der Schwingkreiselemente sei auf Kap. 16 verwiesen. Die berechneten Werte waren $L = 4,7\text{mH}$ und $C = 330\text{pF}$. Da die Boucherot-Schaltung oberhalb der Resonanzfrequenz mit zunehmender Arbeitsfrequenz schnell zurückregelt, kann der Schwingkreis deutlich niederohmiger gewählt werden, z.B. $L = 1,5\text{mH}$ und $C = 1\text{nF}$. Das führt zu einem größeren Blindstrom, der für das ZVS der Halbbrücke notwendig werden kann. Wir müssen die Ausgangskapazitäten der Halbbrückentransistoren möglichst vollständig umladen und dazu bedarf es eines Mindeststromes, der bei zu kleinem Blindstrom nicht ausreichend sein kann.

C_4 dient nur zur Entkopplung des Gleichanteils und könnte auch größer gewählt werden.

Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt mit der Spannungsreferenz TLV431, die die LED des Optokopplers SFH6156 bei größer werdender Ausgangsspannung sehr schnell bestromt. Die Ausgangsspannung wird mit dem Spannungsteiler R_{21} parallel R_{12} und R_{10} eingestellt. C_{10}/R_9 dienen zur Frequenzkompensation des Reglers.

Die Schaltung läuft so an, dass R_1 nach dem Anlegen der Spannung POW+ C_3 auflädt und VCC über die Under Voltage Logout Schwelle bringt. Dann läuft der NCP1392 los und steuert die Leistungstransistoren U\$1 und U\$2 an. Die Halbbrücke arbeitet. Über R_{11}/C_8 und den Dioden D_5 und D_6 wird die VCC-Spannung sofort nachgepumpt.

VCC steigt an bis die interne Zenerdiode vom NCP die Spannung begrenzt. C_8 transportiert bei jeder Schaltperiode der Halbbrücke die Ladung $\Delta Q = C_8 \cdot Pow+$. Der Strom auf VCC ist dann $I_{CC} = f \cdot C_8 \cdot Pow+$, wenn f die Arbeitsfrequenz des Wandlers ist. So können wir C_8 einfach dimensionieren.

Der Schaltungsteil mit Q_1 und T_1 am Eingang dient zur Spannungsbegrenzung bei Überspannung. Q_1 arbeitet im Überspannungsfall als Längsregler, sodass der Wandler weiterhin läuft und die 15V liefert. Die werden schon dafür gebraucht, dass das Display weiterhin funktioniert und den Fehlerfall anzeigen kann. Der Überspannungsfall ist nur kurzzeitig vorhanden, sodass Q_1 keinen Kühlkörper benötigt.

Ausgangsseitig wird in Abb. 23.1 ein Brückengleichrichter eingesetzt. Das ist bei kleinen Ausgangsströmen möglich und sinnvoll. Bei größeren Ausgangsströmen kann die zweimal auftretende Flussspannung der Gleichrichterdioden durch die „Center Tapped“-Lösung auf eine Flussspannung reduziert werden. Wir benötigen dann allerdings zwei Sekundärwicklungen. Siehe hierzu Kap. 10.

Die Boucherot-Schaltung hat eine Eigenschaft, die zwar hier nicht gefordert ist, der Vollständigkeit halber aber erwähnt werden soll: Sie ist kurzschlussfest. Es fließt beim ausgangsseitigen Kurzschluss ein primärseitiger Strom, der durch die Eingangsspannung POW+, der Induktivität L_1 und der Frequenz f bestimmt ist.

$$\hat{i}_{Kprim} = \frac{2}{\pi} (POW+) \frac{1}{\omega L_1} = \frac{(POW+)}{2\pi^2 \cdot f \cdot L_1}$$

Die Bauteile sind, wenn wir die Berechnungen der Boucherot-Schaltung heranziehen, sowieso für diesen Strom ausgelegt. Die Schaltung bietet also den Kurzschlusschutz von Hause aus.

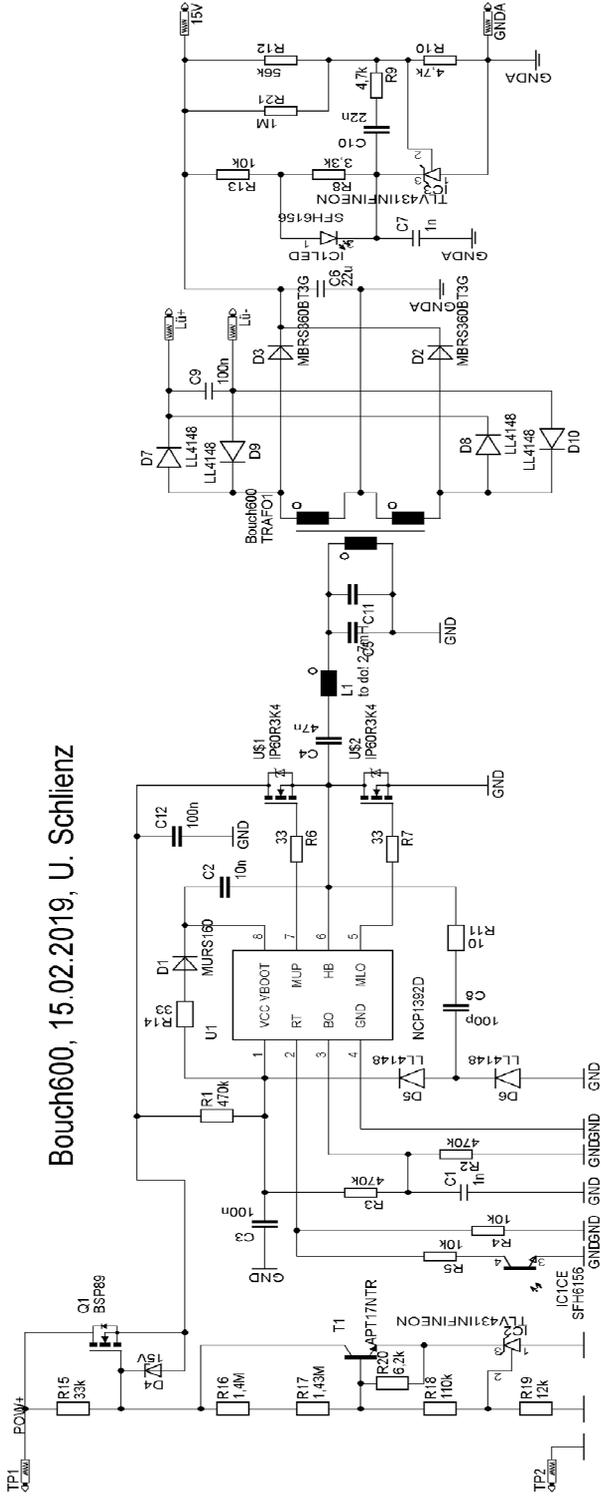


Abb. 23.1: 15V-Erzeugung mit der Boucherot-Schaltung.

23.2 Abwärtswandler mit 2 Ausgangsspannungen

Aus einer hohen Eingangsspannung (gleichgerichtete 230V oder gleichgerichtete 400V) sollen zwei Ausgangsspannungen erzeugt werden. Es ist keine Potentialtrennung erforderlich.

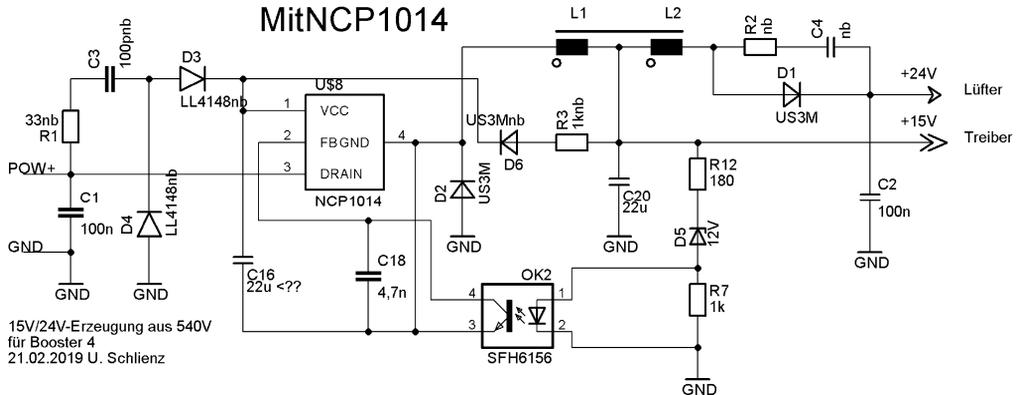


Abb. 23.2: 2 Ausgangsspannungen aus einer hohen Eingangsspannung. Der Zusatz „nb“ bedeutet nicht bestückt.

Die Schaltung in Abb. 23.2 arbeitet als Abwärtswandler, bei dem das Tastverhältnis geregelt wird. Der Leistungsschalter ist im NCP1014 integriert und kann 700V. Die Eingangsspannung kann also bis 700V betragen. Die Freilaufdiode des Abwärtswandlers ist D_2 . Die Stromversorgung für den NCP1014 erfolgt intern im IC, kann aber durch die Ladungspumpe $C_3/D_3/D_4$ unterstützt werden oder über D_6/R_3 vom Ausgang her verstärkt werden.

L_1 und L_2 sind auf einem Kern gewickelt. Sie sind also transformatorisch gekoppelt. Wenn der Leistungsschalter im NCP1014 leitet, liegt am Ausgang von L_2 eine negative Spannung an und D_1 sperrt. Während der Freilaufphase (t_{aus}) liegen an L_1 15V an und an L_2 9V. Dies wird durch ein entsprechendes Übersetzungsverhältnis der beiden Wicklungen erreicht. Der in der Drossel gespeicherte Strom teilt sich auf die beiden Spannungen auf. Ist eine davon zu niedrig, dann fließt dort ein höherer Strom. Der 24V-Ausgang läuft unregelt mit, der 15V-Ausgang ist über den Optokoppler und die Zenerdiode geregelt. Die 24V sind damit lastabhängig, was aber bei Anschluss von Lüftern kaum eine Rolle spielt, da die Lüfter eine konstante Last darstellen.

Mit der einfachen Zenerdiode und der Flussspannung von der LED des Optokopplers werden die 15V nur ungefähr geregelt. Für die Treiber reicht das aus. Als Spannungsnormal für genaue 5V muss noch ein Längsregler nachgeschaltet werden.

Da die Schaltung ein Abwärtswandler ist und wir aus einer hohen Eingangsspannung eine niedrige Ausgangsspannung erzeugen, kommt es zu einem extremen Tastverhältnis, das insbesondere bei kleinen Leistungen an physikalische Grenzen stößt. Die t_{ein} -Zeit wird kleiner, als die Schaltzeit des Transistors. Um das zu vermeiden, hat der NCP1014 dafür einen Skip-Mode, der eine Zeit lang ganz abschaltet und dann wieder taktet. Das funktioniert ganz gut.

Der NCP1014 ist der Größte von drei Brüdern. Er kann einen Peak-Strom von 450mA. Sein kleinster Bruder, der NCP1010 kann nur 100mA. Das ergibt bei 15V-Ausgangsspannung eine Ausgangsleistung von 1,5 W. Beim großen Bruder sind es dann schon über 6 W. Dennoch ist das oft zu wenig und wir müssen einen externen Schalter verwenden.

23.3 Abwärtswandler mit 2 Ausgangsspannungen und höherem Strom

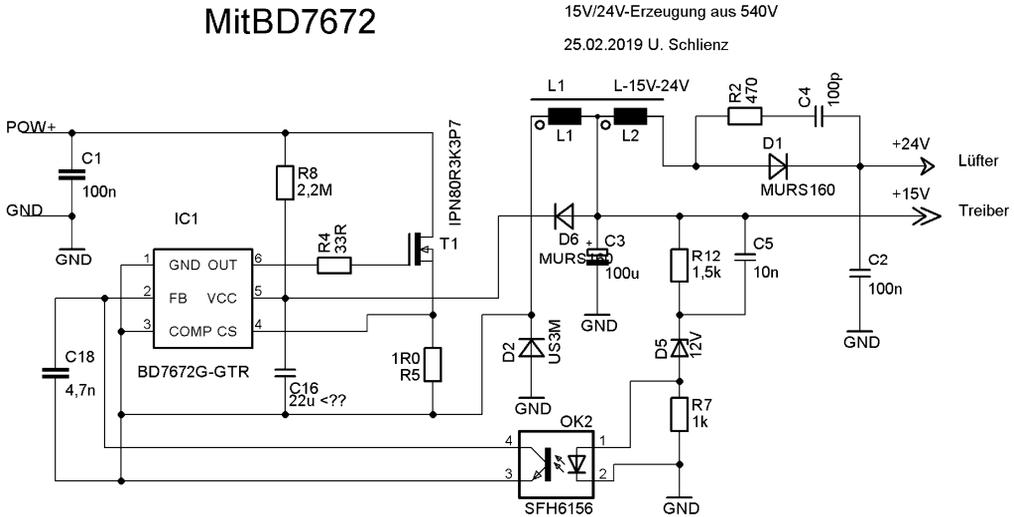


Abb. 23.3: Zwei Ausgangsspannungen mit größerem Strom.

Die Schaltung in Abb. 23.3 ist fast identisch mit der in Abb. 23.2. Auch sie funktioniert als Abwärtswandler und geändert wird das Tastverhältnis zur Regelung der Ausgangsspannung.

Es wird anstelle des internen Schalters ein externer MOSFET verwendet, der so gewählt wird, dass er einen größeren Strom führen kann. Der IC muss natürlich auch geändert werden. Hier benötigt er anstelle des internen MOSFETs einen Treiber. Wir haben uns für den BD7672 entschieden. Die Schaltung ist vom Grunde her ein Abwärtswandler mit dem Schalter T_1 und der Freilaufdiode D_2 . Hier wurde im Source-Pfad noch der Strommessshunt R_5 eingebaut, damit bei Überstrom T_1 sofort abgeschaltet werden kann.

Beachtenswert an der Schaltung ist der hohe Widerstand für den Anlaufstrom ($R_8 = 2,2\text{M}\Omega$). An ihm entstehen praktisch keine Verluste im Dauerbetrieb und dennoch läuft die Schaltung an. Sobald sie angelaufen ist, wird sie über die Diode D_6 von der Ausgangsseite versorgt. Dazu muss C_{16} die VCC solange über der Under Voltage Logout Schwelle halten bis C_3 aufgeladen ist. Hier müssen wir halt die beiden Zeitkonstanten richtig aufeinander abstimmen.

Alle anderen Schaltungsteile funktionieren praktisch gleich wie in der Schaltung in Abb. 23.2.

Für beide Schaltungen (Abb. 23.2 und Abb. 23.3) sei noch erwähnt, dass die Masse vom IC und damit auch das Source-Potential vom Schalter mit der Taktfrequenz springen. Und sie springt jedes Mal um die volle Eingangsspannung. Dies ist im Sinne der EMV sehr kritisch. Mehrere Aufbauten haben aber gezeigt, dass die Schaltung problemlos arbeitet, wenn wir unter sie eine Massefläche bauen, die mit COMP vom BD7672 verbunden ist. Sie stellt eine EMV-Insel dar, die für den BD7672 und seiner Beschaltung die richtige Bezugsmasse ist, aber gegenüber dem Rest der Schaltung und dem Erdpotential springt.

23.4 Aktiver Snubber

In Kap. 14 haben wir Snubber-Netzwerke kennengelernt, die auch aktiv ausgeführt werden können, um die Energie zu rekuperieren. Ein Beispiel sei hier vorgestellt. Eine beliebige Snubber-Schaltung lädt über eine Diode den Kondensator C_6 auf. Beliebig deshalb, weil wir eine Potentialtrennung nach POW+/POW- einbauen. So kann die Diode zur Kappung von positiven und negativen Überspannungsimpulsen eingesetzt werden.

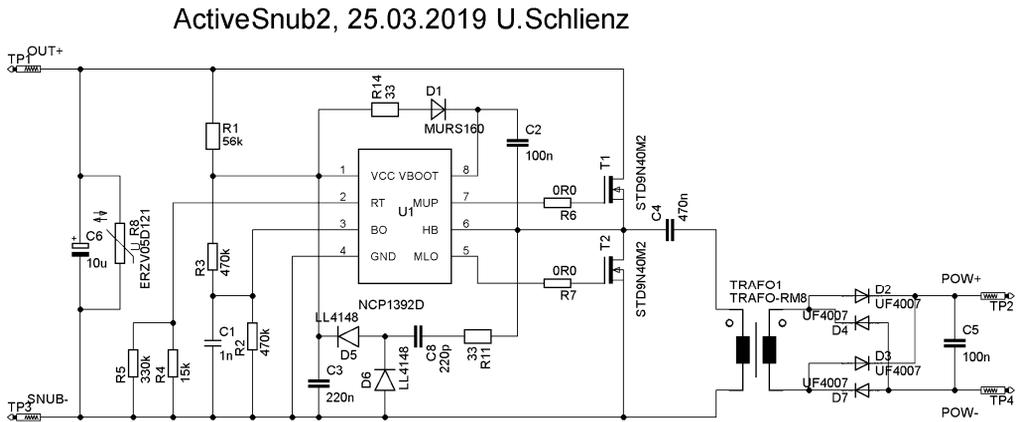


Abb. 23.4: DC/DC-Wandler zur Rekuperation der Snubber-Energie.

Die Schaltung in Abb. 23.4 arbeitet nach dem Prinzip des transformierenden Gegentaktwandlers, den wir in Kap. 10 beschrieben haben. Die Eingangsspannung wird auf POW+ und POW- transformiert. Die Spannungsniveaus von Eingangs- und Ausgangsspannung werden mit dem Übersetzungsverhältnis des Trafos eingestellt. Die Frequenz bleibt konstant. Die Streuinduktivität des Trafos sorgt dafür, dass eine stromabhängige (weiche) Transformation stattfindet. Das kommt uns sehr entgegen, denn die Potentialtrennung verlangt oftmals eine Sicherheitsisolierung mit entsprechenden Abständen und die können wir leichter mit einem Zweikammerspulenkörper erreichen. Und der hat eine größere Streuinduktivität wie ein Trafo mit übereinanderliegenden Wicklungen.

Der Anlaufstrom für den L6384 wird von R_1 geliefert. Er kann je nach Anwendung auch hochohmiger gewählt werden. Hier wurde er nur so niederohmig gewählt, um ein schnelles Anlaufen zu erreichen. Nach dem Anlauf erfolgt die Stromversorgung über die Pumpschaltung $C_3/R_{11}/D_5/D_6$. Die Frequenz wird fest eingestellt mit R_4 parallel R_5 . R_2 und R_3 dienen lediglich zur Lahmlegung der Brown-Out-Funktion, die wir hier nicht haben wollen.

Zur Realisierung der Halbbrückensteuerung gibt es weitere ICs wie z.B. den IRS27952.

Anstelle des transformierenden Wandlers kann auch jede Art von Resonanzwandler eingesetzt werden. Der Charme dieser Schaltung ist eben, dass sie nur einen Trafo und dessen Streuinduktivität benötigt und keine Resonanz-Bauteile.

24 Magnetische Bauteile

24.1 Grundlagen des magnetischen Kreises

24.1.1 Die Luftspule

Zur Erinnerung einiger Grundlagen betrachten wir eine Ringspule auf einem nicht magnetischen Material gewickelt (Tennisring), so dass sie magnetisch eine Luftspule ist. Sie habe die Windungszahl N , die mittlere Feldlinienlänge l und die Torus-Querschnittsfläche A .

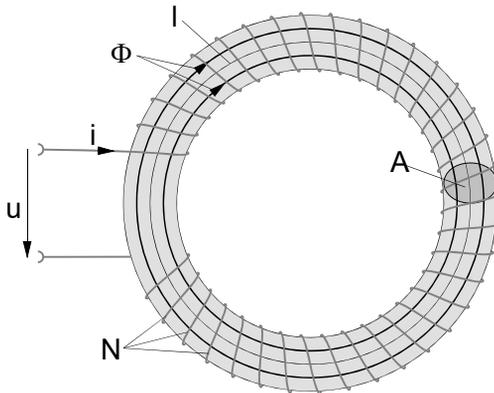


Abb. 24.1: Ringspule.

Zum Verständnis eines magnetischen Kreises empfiehlt es sich immer, sich zunächst den Verlauf der magnetischen Feldlinien zu überlegen. Sie verhalten sich wie Gummifäden, die sich gegenseitig abstoßen. Durch den speziellen Aufbau der Spule in Abb. 24.1 verlaufen die magnetische Feldlinien nahezu vollständig innerhalb der Windungen und Abb.en konzentrische Kreise. In Abb. 24.1 sind nur zwei Feldlinien eingezeichnet. Wir sehen: Jede Windung wird von allen Feldlinien durchsetzt. Beim magnetischen Kreis gibt es zwei Grundgesetze, die auf Abb. 24.1 bezogen wie folgt lauten:

Das Induktionsgesetz:

$$u = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (24.1)$$

Φ ist der magnetische Fluss und muss hier verstanden werden als die Summe aller Feldlinien.

Das Durchflutungsgesetz:

$$H = \frac{N \cdot i}{l} \quad (24.2)$$

H ist die magnetische Feldstärke und hängt mit Φ folgendermaßen zusammen:

$$\Phi = B \cdot A = \mu \cdot H \cdot A \quad (24.3)$$

Wir können Gl. (24.3) und Gl. (24.2) in Gl. (24.1) einsetzen und erhalten:

$$u = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot \mu \cdot A \cdot \frac{dH}{dt} = N^2 \cdot \mu \cdot \frac{A}{l} \cdot \frac{di}{dt} \quad (24.4)$$

Allgemein interessiert aus elektrischer Sicht oft nur der Zusammenhang zwischen u und i . Deshalb wurde die Induktivität L einer Spule definiert:

Aus Gl. (24.4) folgt:

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (24.5)$$

mit $L = N^2 \cdot \mu \cdot \frac{A}{l}$ (24.6)

Im Schaltplan, wo nur die elektrische Seite interessiert, wird somit der gesamte magnetische Kreis durch ein Bauelement L dargestellt:

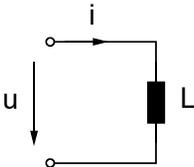


Abb. 24.2: Elektrische Darstellung des magnetischen Kreises durch eine Induktivität.

Während Gl. (24.5) allgemein, also für jede Spule gilt, muss Gl. (24.6) an den jeweils vorhandenen magnetischen Kreis angepasst werden.

Wichtig ist an dieser Stelle die Erkenntnis, dass wir zwischen dem magnetischen Feld, charakterisiert durch die magnetische Feldstärke H , der Flussdichte B oder dem Fluss ϕ in Bezug auf den Strom i eine Proportionalität haben. Es gilt also:

$$H \sim i \text{ oder } B \sim i \text{ oder } \phi \sim i. \quad (24.7)$$

Die Spannung u hingegen ist proportional zu der Stromänderung oder zu der Flussänderung. Es gilt:

$$u \sim \frac{di}{dt} \text{ oder } u \sim \frac{dB}{dt} \text{ oder } u \sim \frac{d\Phi}{dt} \quad (24.8)$$

Legen wir beispielsweise an eine Luftspule eine Gleichspannung an, so steigt der Strom durch die Spule linear an. Würden wir die Gleichspannung an der Spule längere Zeit anliegen lassen, so würde der Strom immer weiter ansteigen, bis er durch den ohmschen Widerstand der Wicklung begrenzt wird. Schalten wir die Gleichspannung nach einer gewissen Zeit auf null Volt, dann wird die Stromänderung null, d. h. der Strom fließt konstant weiter. Das nachfolgende Abb. zeigt diesem Zusammenhang, wobei nach Gl. (24.7) anstelle von i auch H , B oder Φ in das Diagramm eingetragen werden können.

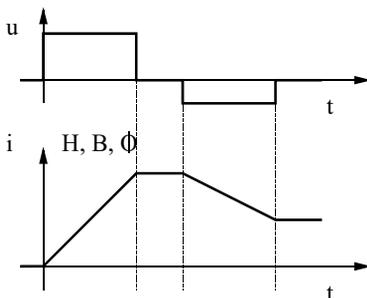


Abb. 24.3: Strom- und Spannungsverlauf an einer Spule.

24.1.2 Der magnetische Kreis mit Ferrit

Die im vorhergegangenen Kapitel vorgestellte Luftspule erreicht für Anwendungen in der Leistungselektronik einen zu niedrigen Induktivitätswert. Deshalb werden magnetische Bauteile mit einem magnetisch leitfähigen Kern ausgeführt. Für die Frequenzen mit denen heutige Schaltregler arbeiten, kommen vorwiegend Ferrit-Kerne in Frage. Das Ferrit-Material besteht aus einer Mischung verschiedener Metalloxide mit sehr feiner Körnung. Das Pulver wird im Sintervorgang zu handelsüblichen Kernformen verpresst. Neben den Ferriten werden für speziell Speicherdrosseln auch Eisenpulverkerne eingesetzt. Sie sind immer dann von Vorteil, wenn bei einer hohen magnetischen Aussteuerung (Gleichstrom in der Drossel) ein kleiner Wechselanteil (kleines ΔI) auftritt. Eisenpulver kann deutlich weiter ausgesteuert werden, als Ferrit. Ganz grob kann man sagen, dass Ferrit ab 0,3T sättigt und Eisenpulver ab 1,6T. Eisenpulver hat vergleichsweise sehr hohe Kernverluste, die durch größere Kerne etwas abgeschwächt werden können. Eisenpulver ist billiger, als Ferrit und das ist der Hauptgrund, warum es bisweilen eingesetzt wird.

Das Kernmaterial bietet den Vorteil, dass wir leistungsfähigere magnetische Bauteile bauen können. Es hat leider auch die Nichtlinearität der Magnetisierungskurve, die wir nachfolgend noch genauer anschauen möchten.

24.1.2.1 Die Magnetisierungskurve

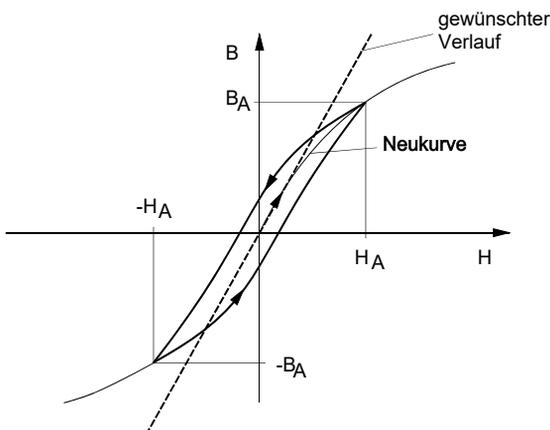


Abb. 24.4: Magnetisierungskurve.

Für die Beschreibung von weichmagnetischen Kreisen werden die Materialeigenschaften des verwendeten ferromagnetischen Stoffes durch die Magnetisierungskurve (oder Hysteresekurve) beschrieben. Die Beschreibung mit einer Kurve wird nötig, weil jetzt die Beziehung $B = \mu \cdot H$ nicht mehr gilt.

Um die geometrischen Daten des Kerns zu eliminieren, wird in der Magnetisierungskurve im Allgemeinen die magnetische Flussdichte über der magnetischen Feldstärke aufgetragen. Somit beschreibt die Magnetisierungskurve ausschließlich die Materialdaten des Ferrits.

H wird erzeugt, indem durch die Spule ein entsprechender Strom geschickt wird ($H \sim I$). Wird das Kernmaterial zum ersten Mal magnetisiert, durchläuft die Kennlinie mit zunehmendem Strom die so genannte Neukurve. Im Arbeitspunkt H_A/B_A hat die Aussteuerung ihr Maximum erreicht.

Wird der Strom wieder reduziert, verläuft die Kennlinie auf dem linken, dick gezeichneten Ast abwärts bis zum negativen Arbeitspunkt $-H_A/-B_A$. Wird der Strom wieder erhöht, verläuft sie von dort auf dem rechten Ast aufwärts.

Hin- und Rückweg sind also verschieden. Man spricht von einer Hysterese-Kurve oder -Schleife. Gleichzeitig sind beide Kurventeile gekrümmt. Es besteht also kein linearer Zusammenhang zwischen H und B . In Abb. 24.4 ist der eigentlich gewünschte Verlauf als gestrichelte Gerade eingezeichnet. Nur für sehr kleine Aussteuerungen, wie sie etwa in der Nachrichtentechnik vorkommen, verläuft die Kennlinie näherungsweise als Gerade und ohne Hysterese. Für große Aussteuerungen nimmt B immer weniger zu, wenn wir H erhöhen und erreicht schließlich die Kennlinie einer Luftspule. Davon müssen wir in der Leistungselektronik deutlich entfernt bleiben. Man spricht auch von der Sättigungsinduktion B_{sat} , dem Grenzwert bis zu dem die Aussteuerung sinnvoll möglich ist.

Eine weitere Eigenschaft ist die „Gedächtnisfunktion“ des Materials:

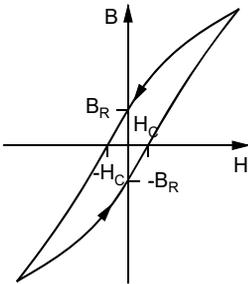


Abb. 24.5: Remanenzinduktion und Koerzitivfeldstärke.

Nach großer Aussteuerung bleibt die Remanenzinduktion B_R erhalten, auch wenn der Strom ganz abgeschaltet wird. Sie ist für beide Richtungen betragsmäßig gleich groß. Die Remanenzinduktion ist für uns ein Nachteil, weil wir mit der Aussteuerung nicht bei $B = 0$ beginnen können, sondern bereits bei B_R anfangen. Dadurch wird der nutzbare Aussteuerbereich reduziert. Für die magnetischen Speicher wie Floppy-Disk, Festplatte oder Video-Kassette ist sie von Vorteil. Dort wird gerade dieser Effekt genutzt.

Wie Abb. 24.5 weiter zeigt, müssen wir ein H anlegen, damit $B = 0$ wird. Die dazu notwendige Feldstärke heißt Koerzitivfeldstärke H_C . Die Krümmung der Magnetisierungskurve kann abgeschwächt werden, wenn man einen Luftspalt in den magnetischen Kreis einfügt. Die Magnetisierungskurve verändert sich dann folgendermaßen:

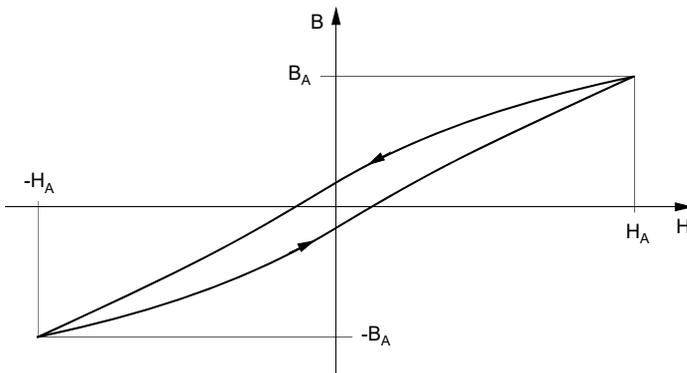


Abb. 24.6: Magnetisierungskurve für Kreis mit Luftspalt.

24.1.2.2 Die Permeabilität

Obwohl die Beziehung $B(H)$ eine gekrümmte Kurve ist und folglich nicht mehr die einfache Beziehung $B = \mu \cdot H$ gilt, wünscht man sich für die tägliche Arbeit dennoch eine einfache Gleichung. In der Praxis wird dann trotzdem mit der Beziehung $B = \mu \cdot H$ gearbeitet und die relative Permeabilität μ wird für jeden Arbeitspunkt neu angegeben. Dadurch gibt es verschiedene Definitionen für die relative Permeabilität. Die *Anfangspermeabilität* ist definiert als

$$\mu_i = \frac{B}{\mu_0 \cdot H} \Big|_{H \rightarrow 0} \quad (24.9)$$

Es ist also die Steigung der Kurve im Anfangsbereich. Für eine Drossel mit großer Aussteuerung (großer Amplitude) wird die *Amplitudenpermeabilität* definiert als

$$\mu_a = \frac{\hat{B}}{\mu_0 \cdot \hat{H}} \quad (24.10)$$

\hat{B} und \hat{H} sind die Absolutwerte (nicht die Steigung). Die Amplitudenpermeabilität ist stark von der Aussteuerung abhängig. Wenn man einen Kern durch einen Gleichstrom $I_{\text{=}}$ vormagnetisiert, dem ein schwaches Wechselfeld H_{\sim} überlagert wird, entsteht eine kleine Magnetisierungsschleife um den Arbeitspunkt herum, die auf der eigentlichen Magnetisierungskurve liegt. Bei abnehmender Wechselfeldamplitude wird die Schleife zur Geraden. Die Steilheit dieser Geraden wird als *reversible Permeabilität* bezeichnet.

$$\mu_{\text{rev}} = \frac{dB}{\mu_0 \cdot dH} \Big|_{H_{\text{=}}} \quad (24.11)$$

Die reversible Permeabilität μ_{rev} ist von der Gleichstromvormagnetisierung abhängig. Den größten Wert erreicht μ_{rev} im allgemeinen bei der Gleichfeldstärke $H_{\text{=}} = 0$.

Bei Ringkernen ohne Luftspalt ist sie mit der Anfangspermeabilität μ_i identisch.

24.1.2.3 Kernverluste

Die Kernverluste entstehen als Wirbelstromverluste und als Ummagnetisierungsverluste. Die Wirbelstromverluste werden dadurch geringgehalten, dass der Kernhersteller den Ferrit aus feinem Staub sintert. Die einzelnen Staubkörner sind für sich zwar elektrisch leitend, gegeneinander aber einigermaßen gut isoliert. Bezüglich dieser Eigenschaft unterscheiden sich die verschiedenen Kernmaterialien, die auf dem Markt angeboten werden. Für den Entwickler in der Leistungselektronik bedeutet dies, dass er Wirbelstromverluste durch die Auswahl des „richtigen“ Kernmaterials geringhalten kann. Siehe hierzu Tabelle 24.1. Die Ummagnetisierungsverluste können mit der Magnetisierungskurve in Abb. 24.4 erläutert werden: Die im Magnetfeld gespeicherte Energie ist:

$$E = \frac{1}{2} B \cdot H \cdot V \quad (24.12)$$

Darin ist V das Volumen des Ferritkerns. E stellt in Abb. 24.4 eine Fläche dar. Beim vollständigen Durchlaufen der Hystereseschleife entsteht ein Energieverlust, der durch die umschlossene Fläche bestimmt ist. Diese Energie geht bei jedem Durchlaufen der vollen Hystereseschleife

verloren. Je häufiger die Schleife durchlaufen wird, desto größer wird die Verlustleistung. Daraus ergibt sich, dass die Ummagnetisierungsverluste in guter Näherung proportional zur Frequenz sind und kaum von der Kurvenform des Stromes abhängen. Es sei aber nochmals betont, dass sie sehr stark von der Aussteuerung abhängen. Je größer die Aussteuerung des magnetischen Kreises ist, desto größer ist auch die Hysterese. Und eine größere Hysterese spannt eine überproportional große Fläche auf. Somit sind die Ummagnetisierungsverluste überproportional zur Aussteuerung.

Die Ummagnetisierungsverluste und die Wirbelstromverluste erwärmen des Kern. Beide zusammen nennen wir Kernverluste. Sie werden von den Kernherstellern frequenz- und aussteuerungsabhängig angegeben. Sie werden pro Satz (kompletter Kern) oder als spezifische Kernverluste angegeben. Spezifische Kernverluste sind auf das Kernvolumen bezogen. Um die absoluten Verluste zu erhalten müssen sie noch mit dem Kernvolumen multipliziert werden.

Einige Eigenschaften von ein paar Kernmaterialien sind in Tabelle 24.1 aufgelistet. Es gibt aber deutlich mehr Materialien. Ihre Eigenschaften werden von den Herstellern in den Materialdatenblättern zur Verfügung gestellt.

24.1.2.4 Ferritmaterialien

		PWM							Resonanz	
		100 kHz					500 kHz		300 kHz – 1 MHz	
		N27	N41	N61	N62	N72	N67	N87	N49	N59
μ_i		2000	2800	3000	1900	2500	2100	2100	1400	850
B_{sat}	mT									
25 °C	1200-	480	470	490	500	480	480	480	430	460
100 °C	A/m	400	380	390	410	370	380	380	340	370
T_c	°C	>220	>220	>220	>240	>210	>220	>210	>200	>240
ρ	Ωm	3	2	2	4	12	8	8	25	26
Dichte	g/cm^3	4,75	4,80	4,85	4,80	4,80	4,80	4,80	4,60	4,75
$P_t/$	mW/c m^3									
25 kHz/0,2 T	100 °C	155	180	165	80	80	80			
100 kHz/0,2 T		920	1400	1100	500	540	500	385		
500 kHz/50 mT									145	110
1 MHz/50 mT									680	510

Tabelle 24.1: Materialkenndaten von Ferritmaterialien für Leistungsübertrager in Schaltnetzteilen.

Für die Auswahl des Kernmaterials kann auch folgende Übersicht dienen:

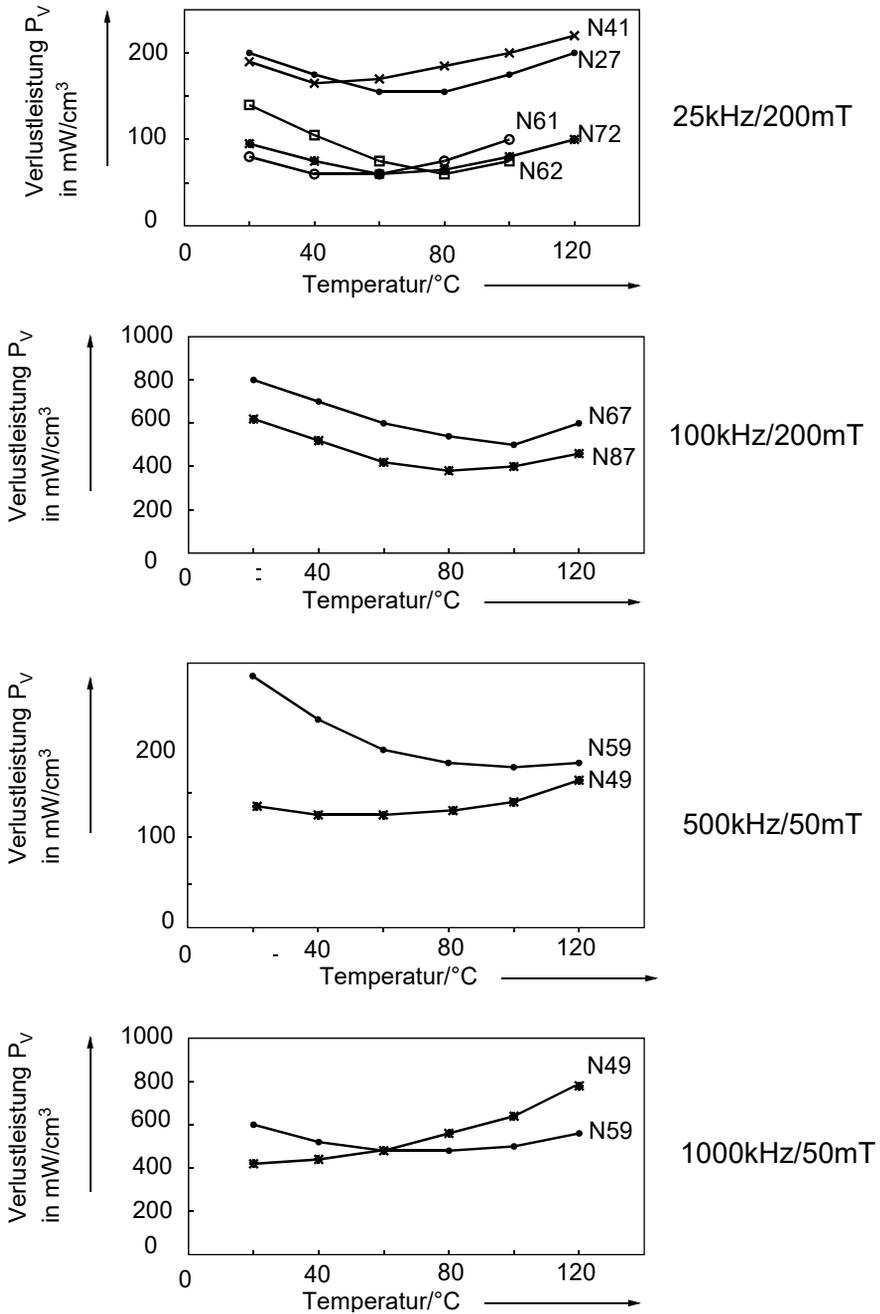


Abb. 24.7: Kernverluste. Quelle: EPCOS

24.2 Dimensionierung von Spulen

24.2.1 Vorbemerkung

Die Spule besteht aus einer Drahtwicklung auf einem Spulenkörper aus Isoliermaterial und enthält meist einen Kern aus Ferrit. Abb. 24.8 zeigt eine Spule, deren Kern aus zwei schalenförmigen Hälften besteht, die durch eine federnde Spange oder durch Schrauben (nicht gezeichnet) zusammengehalten werden. Wird ein Luftspalt gebraucht, so wird dieser im Mittelschenkel eingefügt, damit die Streufeldlinien nicht so leicht nach außen dringen können. Längs der Achse kann ein Ferritzylinder eingeschraubt werden, der für den magnetischen Fluss einen Parallelweg Abb.et (so genannter magnetischer Nebenfluss). Er dient zur Einstellung der wirksamen Luftspaltlänge und damit als Induktivitätsabgleich. Solche Abgleiche werden in der Nachrichtentechnik gebraucht. In der Leistungselektronik haben sie keine Bedeutung.

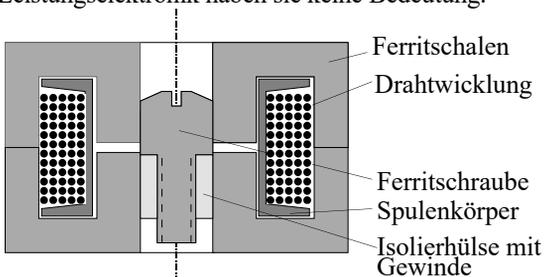


Abb. 24.8: Spule mit Schalenkern aus Ferrit und einstellbarem Luftspalt.

Abb. 24.8 zeigt einen Aufbau ähnlich einem Infineon RM-Kern und stellt nur ein willkürliches Beispiel dar. Es gibt einige weitere Kerne, die für die Leistungselektronik wichtig sind: PM-, ETD-, EFD-, E-Kerne. Die billigsten Kerne sind die E-Kerne.

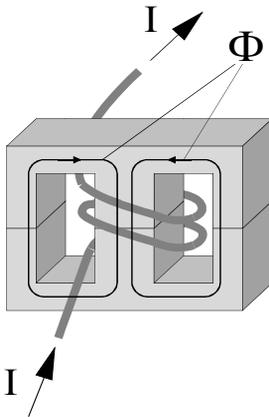


Abb. 24.9: Beispiel für einen E-Kern.

Für die Realisierung der Spule ist der maximal vorkommende Strom von großer Bedeutung. Wie aus der Magnetisierungskennlinie Abb. 24.4 ersichtlich, führt ein – auch nur kurzfristig – zu großer Strom zur magnetischen Sättigung und damit zur dramatischen Änderung der Induktivität der Spule. Auch hängen die Kernverluste überproportional von der Aussteuerung des magnetischen Kreises ab (Fläche der Hystereseschleife). Die Spule muss also auf ein maximales B dimensioniert werden.

Die ohmschen Verluste im Kupferwiderstand der Wicklung hängen vom Effektivwert des Stromes ab. Die Wicklung muss in den vorhandenen Wickelraum passen und gleichzeitig auto-

matengerecht sein. Um unter diesen Anforderungen eine Spule zu dimensionieren, muss folgendes Anforderungsprofil bekannt sein:

- 1) Die Induktivität L .
- 2) Der maximale Strom, bei dem die Spule noch nicht sättigen darf.
- 3) Die Frequenz, mit der die Spule betrieben wird.
- 4) Die Verlustleistung, die sie erzeugen darf.
- 5) Der Effektivstrom durch die Spule.
- 6) Die Umgebungstemperatur (für das Bauteil) und die zulässige Eigenerwärmung.

Die üblichen Anforderungen wie Kosten, Volumen, Bauhöhe, automatengerechte Ausführung, Schockfestigkeit etc. müssen natürlich auch noch erfüllt werden.

24.2.2 Aussteuerung des magnetischen Kreises

Aus $u = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$ und $u = L \cdot \frac{di}{dt}$ folgt: $N = L \cdot \frac{di}{d\Phi} = \frac{L}{A} \cdot \frac{di}{dB}$, das bedeutet: wenn der Strom von 0 auf \hat{i} ansteigt, dann steigt B von 0 auf B_{max} an. Es gilt also

$$N = \frac{L}{A} \cdot \frac{\hat{i}}{B_{max}} \quad (24.13)$$

A ist die Querschnittsfläche des Kerns, B_{max} ist die maximale Flussdichte des Kernmaterials (z. B. 300 mT, siehe auch Tabelle 24.1).

Mit Gl. (24.13) haben wir eine sehr einfache Vorschrift für die Festlegung der Windungszahl N gefunden, für die der magnetische Kreis ein vorgegebenes B_{max} nicht überschreitet. Die Festlegung von B_{max} wird nur bei einer niedrigen Arbeitsfrequenz des Wandlers von der Sättigungsgrenze bestimmt. Bei höheren Frequenzen legen wir B_{max} so fest, dass nach Abb. 24.7 die Kernverluste erträglich bleiben.

24.2.3 Bestimmung des A_L -Wertes

Die Kernhersteller geben für jeden Kern und jeden Luftspalt den so genannten A_L -Wert an. Es gilt:

$$L = N^2 \cdot A_L \quad (24.14)$$

Wir können damit den erforderlichen A_L -Wert berechnen. Nachdem wir den Kernquerschnitt A und die Windungszahl N festgelegt haben, wird der A_L -Wert über den Luftspalt eingestellt.

Beispiel:

Eine Spule mit $L = 26$ mH soll für einen Strom mit der Amplitude $\hat{i}_L = 12$ mA ausgelegt werden. Für den vorgesehenen Kern ($B_{max} = 100$ mT, $A = 4,4$ mm²) gelten folgende Herstellerangaben:

l_L in mm	2	1,1	0,6
A_L in nH	40	63	100
$\frac{\mu_e}{\mu_0}$	19,2	30	48

Tabelle 24.2: Kerndaten.

Wir wollen die erforderliche Windungszahl berechnen.

Aus Gl. (24.13) folgt: $N_{min} = \frac{\hat{i} \cdot L}{A \cdot B_{max}} = 709$.

Bei der Windungszahl $N = 709$ darf der A_L -Wert maximal $A_L = \frac{L}{N_{min}^2} = 51,7$ nH sein.

Wir wählen $A_L = 40$ nH, weil wir mit einem A_L -Wert von 63 nH bereits das zulässige B_{max} überschreiten würden. Mit $A_L = 40$ nH folgt für die endgültige Windungszahl:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 806.$$

Die maximale Flussdichte B wird damit: $B_{max} = \frac{\hat{i} \cdot L}{N \cdot A} = 88$ mT.

24.2.4 Ersatzschaltbild der realen Spule

Die Verluste in einer Spule entstehen in jeder einzelnen Windung. So hat jede Windung einen kleinen ohmschen Widerstand und jede Windung erzeugt einen kleinen Teil der Kernverluste. Ein exaktes Ersatzschaltbild hätte damit n Induktivitäten und n Wirkwiderstände zu beinhalten. Da alle Windungen in Serie geschaltet sind, lassen sie sich zu einem Wirkwiderstand und einer Induktivität zusammenfassen. Die Verluste sind in Abb. 24.10 in R_V zusammengefasst.

Entsprechendes gilt für die Teilkapazitäten zwischen den einzelnen Windungen und den Kapazitäten zwischen den Wicklungslagen. Sie werden in einer Parallelkapazität C_W zusammengefasst. Damit ergibt sich folgendes Ersatzschaltbild:

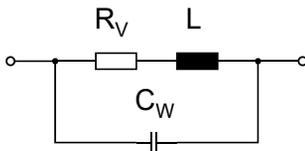


Abb. 24.10: Ersatzschaltung einer Spule.

Hinweis: R_V beinhaltet nach dem eben Gesagten den Gleichstromwiderstand der Spule. In der Praxis rechnen und messen wir alle weiteren Verluste wie Kernverluste oder zusätzliche Verluste durch Stromverdrängungseffekte hinzu. Damit enthält R_V alle Verluste der Spule. Diese Vorgehensweise ist auch nach der Theorie zulässig, wenn wir akzeptieren, dass R_V frequenz- und aussteuerungsabhängig wird. Die Frequenzabhängigkeit lässt sich an einer RLC-Messbrücke deutlich nachvollziehen, wenn wir die Messfrequenz variieren. Sinnvollerweise vermessen wir dann das

Bauteil genau bei der Frequenz, bei der es nachher auch arbeitet. Bei der Abhängigkeit von der Aussteuerung haben wir hingegen so unsere Probleme: Wenn wir eine Spule vermessen, die nachher mit 10 A betrieben wird, so müssten wir, um ein zutreffendes Messergebnis zu bekommen, auch mit 10 A messen. Und da stoßen wir an die Grenzen von „zahlbaren“ RLC-Messbrücken. Ihre Stromfähigkeit liegt meist nur im Bereich von 100 mA. So können die tatsächlich auftretenden Verluste nur im endgültigen Betrieb ermittelt werden. Dazu misst man üblicherweise die Erwärmung des Bauteils und rechnet über den Wärmewiderstand die Verluste aus.

24.2.5 Ortskurve der Spule

Die Ortskurve beruht auf dem ErsatzschaltAbb. Abb. 24.10 und wurde hier rein theoretisch mit fiktiven Werten berechnet, die ein brauchbares Abb. liefern. Sie wurde bis zu sehr hohen Frequenzen berechnet und zeigt, dass eine Spule für sehr hohe Frequenzen zu einem Kondensator wird. Zumindest für EMV-Überlegungen muss dies berücksichtigt werden, wenn wir den Koppelpfad für hohe Frequenzanteile analysieren müssen.

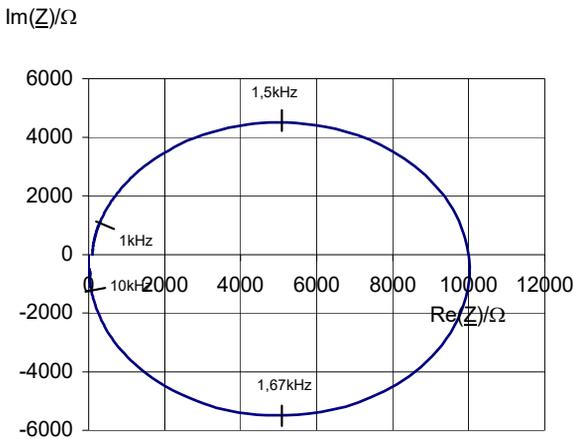


Abb. 24.11: Die Ortskurve des komplexen Scheinwiderstandes \underline{Z} einer Spule; simuliert mit $R_V = 100 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$, $C_W = 100 \text{ nF}$.

24.2.6 Kupferverluste in der Wicklung

Mit der Windungszahl N und dem zur Verfügung stehenden Wickelraum können wir die Drahtstärke festlegen. Mit der Drahtlänge l und dem Drahtquerschnitt A berechnen wir den ohmschen Widerstand R_{CU} der Wicklung. Ein Leiter hat den Widerstand

$$R_{Cu} = \rho \cdot \frac{l}{A}.$$

Mit dem Effektivwert des Spulenstromes erhalten wir die ohmschen Verluste zu

$$P_{CU} = I_{eff}^2 \cdot R_{Cu}.$$

Zur Bestimmung von I_{eff} wird in Kapitel 13 ein Rechenbeispiel angegeben. Er kann aber auch durch die Simulation der Schaltung ermittelt werden oder er wird einfach gemessen. Dazu wird

der Strom mit der Stromzange erfasst und einem Digital-Scope zugeführt, das aus dem Stromverlauf den Effektivwert direkt berechnet. Sollte ein solches Oszilloskop nicht zur Verfügung stehen, so kann man den Effektivwert auch „von Hand“ berechnen, indem man einige Stützstellen vom Bildschirm abliest und quadratisch addiert. Ein Beispiel dazu findet sich in Kapitel 2.

24.2.7 Verlustwinkel und Güte

Jede Spule weist neben der angestrebten energiespeichernden Wirkung der Induktivität Verluste auf, die durch den Drahtwiderstand und durch das Kernmaterial verursacht werden. Zur Charakterisierung einer realen Spule wurde die Güte Q definiert. Sie wird vorwiegend in der Nachrichtentechnik verwendet, spielt aber insbesondere bei Resonanzwandlern auch in der Leistungselektronik eine Rolle.

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (24.15)$$

Die Güte ist also frequenzabhängig. Der Kehrwert der Güte ist der Verlustfaktor d :

$$d = \frac{1}{Q} \quad (24.16)$$

Er wird auch mit Dissipation-Factor bezeichnet.

In der Regel wird eine Spule weit unterhalb ihrer Resonanzfrequenz betrieben; hier ist der Einfluss der Verschiebungsströme vernachlässigbar. Der Phasenverschiebungswinkel, der gleich dem Winkel des Widerstandes \underline{Z} ist, weicht nur geringfügig von $\frac{\pi}{2}$ ab. Die Abweichung wird durch den Verlustwinkel δ beschrieben:

$$\delta = \frac{\pi}{2} - |\varphi| \quad (24.17)$$

Mit Abb. 24.12 wird

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (24.18)$$

Da der Verlustwinkel δ i. A. klein ist, gilt für den Verlustfaktor und die Güte:

$$d = \frac{1}{Q} = \tan \delta \approx \sin \delta \approx \delta \quad (24.19)$$

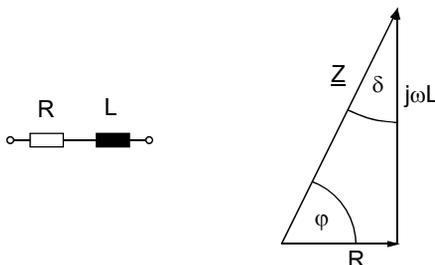


Abb. 24.12: Verlustwinkel einer Spule.

24.3 Der Transformator

24.3.1 Allgemeine Beziehungen für sinusförmige Verläufe

Eingangs- und Ausgangswicklung des Transformators (Primär- und Sekundärwicklung) befinden sich meist auf einem Ferritkern. Der Kern sorgt dafür, dass möglichst der ganze in einer Wicklung erzeugte Fluss auch durch die andere Wicklung hindurchgeführt wird. Die Streuung ist somit gering.

Der Kern bewirkt zusätzlich, dass für den Aufbau des für die Energieübertragung notwendigen Flusses ein möglichst geringer Magnetisierungsstrom erforderlich wird.

Das Schaltbild des Transformators ist in Abb. 24.13 dargestellt.

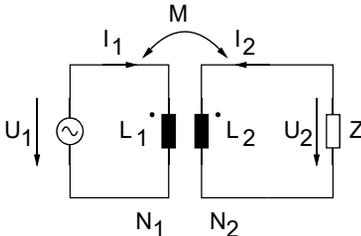


Abb. 24.13: Schema eines Transformators.

Beim Transformator muss der Wicklungssinn der beiden Wicklungen gekennzeichnet werden. Dies geschieht zweckmäßigerweise durch einen Punkt an einem Wicklungsende. Dadurch wird festgelegt, dass beim Durchlaufen der Wicklungen von dem Punkt aus der gemeinsame Kern in gleichem Sinne umkreist wird. In Abb. 24.13 umkreisen die Zählrichtungen der Ströme in den beiden Wicklungen den Kern gleichsinnig.

Zunächst seien die Verluste in den Wicklungen und im Eisenkern sowie die Streuung vernachlässigt. Die Windungszahlen der Primär- und Sekundärwicklung seien N_1 und N_2 . Auf der Primärseite erzeuge eine Quelle die Wechselspannung \underline{U}_1 mit dem Effektivwert U_1 . Bei Leerlauf der Ausgangsklemmen stellt sich nach dem Induktionsgesetz in jedem Zeitpunkt ein solcher magnetischer Fluss ein, dass die Selbstinduktionsspannung gerade gleich der Eingangsspannung u_1 ist.

$$U_1 = N_1 \cdot \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (24.20)$$

Bei sinusförmiger Spannung U_1 gilt z. B.:

$$U_1 = \hat{U}_1 \cdot \cos \omega t \quad (24.21)$$

Die Gln. (24.20) und (24.21) bestimmen dieselbe Spannung U_1 . Es muss also gelten:

$$N_1 \cdot \frac{d\Phi_1}{dt} = \hat{U}_1 \cdot \cos \omega t \quad (24.22)$$

$$\Rightarrow \Phi_1 = \frac{\hat{U}_1}{N_1 \cdot \omega} \cdot \sin \omega t \quad (24.23)$$

$$\text{mit } \hat{\Phi}_1 = \frac{\hat{U}_1}{N_1 \cdot \omega} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_1}{N_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{U_1}{N_1 \cdot 4,44 \cdot f} \quad (24.24)$$

Diese Gleichung ist aus der Literatur bekannt. Sie wird hier angeführt, weil sie die Besonderheit enthält, dass der magnetische Fluss als Scheitelwert eingegeben wird, während die Spannung U_1 als Effektivwert angegeben ist. Dies hat seine Ursache darin, dass der magnetische Kreis auf den Maximalwert ausgelegt werden muss (Magnetisierungskurve), während die Spannung oft als Effektivwert bekannt ist (Netzspannung).

Bei sinusförmigem Verlauf der Primärspannung verläuft der Fluss auch sinusförmig. In Abb. 24.14 eilt der Fluss Φ_1 der Spannung \underline{U}_1 um genau 90° nach. Der dazugehörige Leerlaufstrom I_0 verläuft wegen der Magnetisierungskennlinie nicht ganz sinusförmig, liegt aber in Phase mit Φ_1 und eilt daher der Spannung \underline{U}_1 ebenfalls um 90° nach.

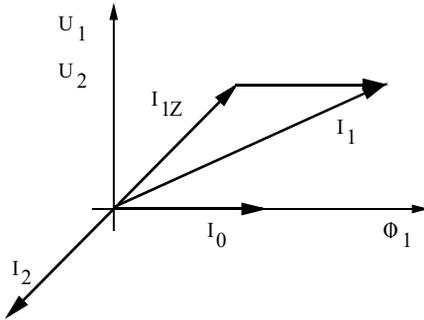


Abb. 24.14: Zeigerdiagramm des verlust- und streuungsfreien Transformators.

Wegen der vernachlässigten Streuung ist der Fluss Φ_1 auch vollständig mit der Ausgangswicklung verkettet und erzeugt dort die Spannung

$$U_2 = N_2 \cdot \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (24.25)$$

mit dem Effektivwert

$$U_2 = 4,44 \cdot N_2 \cdot f \cdot \hat{\Phi}_1 \quad (24.26)$$

Infolge der durch die Punkte gezeichneten Festlegung über den Wicklungssinn der Wicklungen liegt \underline{U}_2 in Phase mit \underline{U}_1 , so dass aus Gl. (24.21) und Gl. (24.25) unter Einführung der Wicklungsübersetzung $\hat{u} = \frac{N_1}{N_2}$ für die komplexen Spannungen gilt:

$$\underline{U}_2 = \frac{1}{\hat{u}} \cdot \underline{U}_1 \quad (24.27)$$

Wird nun der Ausgang mit dem komplexen Widerstand \underline{Z}_2 belastet, so entsteht der Sekundärstrom

$$\underline{I}_2 = -\frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_2} \quad (24.28)$$

Das Minuszeichen ist durch die in Abb. 24.14 festgelegte Bezugsrichtung entstanden. I_2 erscheint deshalb um 180° gegenüber der bei Verbraucherwiderständen üblichen Darstellung gedreht.

Der Strom I_2 durchfließt die Ausgangswicklung und erzeugt eine Durchflutung $N_2 \cdot I_2$ des magnetischen Kreises. Da das Spannungsgleichgewicht auf der Eingangsseite erhalten bleiben muss, behält auch der Fluss Φ_1 die gleiche Größe bei. Seine Durchflutung wird durch I_0 gedeckt; daher muss auf der Eingangsseite zusätzlich ein Strom entstehen, der die sekundärseitige Durchflutung

gerade kompensiert. Wir nennen diesen Strom den primären Zusatzstrom I_{1Z} ; er hat die entgegengesetzte Richtung wie I_2 , und sein Effektivwert und seine Richtung ergeben sich aus $N_1 \cdot I_{1Z} = -N_2 \cdot I_2$. Wegen des gleichen Flusses bleibt auch die Sekundärspannung \underline{U}_2 die gleiche. Mit den Gln. (24.27) und (24.28) folgt:

$$I_{1Z} = -\frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 = \frac{U_1}{\dot{u}^2 \cdot Z_2} \quad (24.29)$$

Der primäre Zusatzstrom kann demnach dargestellt werden als Strom in einem Widerstand $\dot{u}^2 \cdot Z_2$, an dem die Primärspannung liegt. Der gesamte Primärstrom wird $I_1 = I_{1Z} + I_0$. Daraus ergibt sich das Ersatzschaltbild:

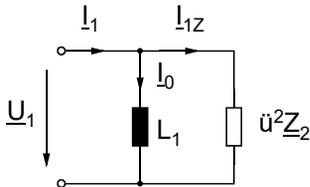


Abb. 24.15: Transformation des Sekundärwiderstandes:

Der Magnetisierungsstrom I_0 wird durch geeignete Bemessung des Eisenkerns immer klein gegen den Betriebsstrom gehalten. Der ideale Transformator entsteht, wenn I_0 gegen I_{1Z} vernachlässigbar klein ist. Daher gelten für den idealen Transformator die Gleichungen

$$\underline{U}_2 = \frac{1}{\dot{u}} \cdot \underline{U}_1, \quad I_2 = -\dot{u} \cdot I_1 \quad (24.30)$$

Der Eingangswiderstand des idealen Übertragers ist gleich dem mit dem Quadrat der Übersetzung multiplizierten Lastwiderstand.

Diese Eigenschaft wird in der Nachrichtentechnik zur Leistungsanpassung benützt, indem die Übersetzung so gewählt wird, dass der übersetzte Widerstand gleich dem Innenwiderstand der Quelle auf der Primärseite ist.

24.3.2 Das Streuersatzschaltbild des Trafos

Hier wird der Einfluss der nicht vollkommenen magnetischen Kopplung zwischen den Wicklungen untersucht. Alle anderen Eigenschaften seien ideal.

Wie aus Abb. 24.16 ersichtlich ist, gilt: $\Phi_1 = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_{12}$ und $\Phi_2 = \Phi_{\sigma 2} + \Phi_{12}$.

Nur der Fluss Φ_{12} durchsetzt Primär- und Sekundärwicklung gleichermaßen.

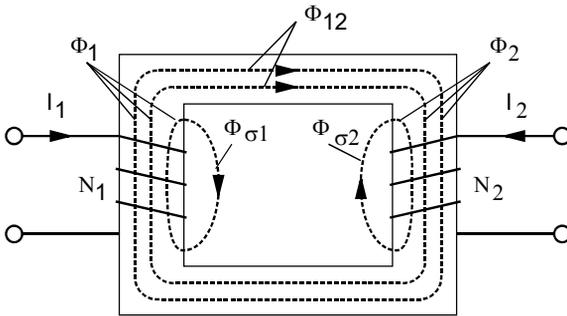


Abb. 24.16: Magnetischer Fluss in einem Trafo.

Die Streuflüsse durchsetzen jeweils nur die zugehörige Wicklung. Allgemein wird die Induktivität zu $L = N \cdot \frac{\Phi}{I}$ definiert. Auf Abb. 24.16 angewendet erhalten wir für die primärseitige Induktivität:

$$L_1 = N_1 \cdot \frac{\Phi_1}{I_1} \quad (24.31)$$

und für die sekundärseitige Induktivität:

$$L_2 = N_2 \cdot \frac{\Phi_2}{I_2} \quad (24.32)$$

Die Primär- und die Sekundärwicklung sind bei einem realen Transformator nicht vollständig sondern nur teilweise verkoppelt. Die Verkopplung wird mit der Gegeninduktivität M gekennzeichnet. Sie gibt an, wie jeweils der Strom in der anderen Wicklung auf die betrachtete Wicklung zurückwirkt. Ihre Definition – auf Abb. 24.16 angewendet – lautet:

$$M_1 = N_1 \cdot \frac{\Phi_{12}}{I_2} \quad (24.33)$$

und

$$M_2 = N_2 \cdot \frac{\Phi_{12}}{I_1} \quad (24.34)$$

Darin ist Φ_{12} der Fluss, der beide Wicklungen durchsetzt.

Aus Gl. (24.33) folgt: $\Phi_{12} = M_1 \cdot \frac{I_2}{N_1}$

und aus Gl. (24.34) folgt: $\Phi_{12} = M_2 \cdot \frac{I_1}{N_2}$

Bei idealer Kopplung wäre $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_{12} = \Phi$ und es würde gelten:

$$L_1 = N_1 \cdot \frac{\Phi}{I_1} \quad \text{und} \quad L_2 = N_2 \cdot \frac{\Phi}{I_2} \quad \text{und} \quad M = N_1 \cdot \frac{\Phi}{I_2} \quad \text{und} \quad M = N_2 \cdot \frac{\Phi}{I_1} .$$

Die Multiplikation der beiden letzten Gleichungen liefert:

$$M^2 = N_1 \cdot N_2 \cdot \frac{\Phi^2}{I_1 \cdot I_2} = L_1 \cdot L_2 \tag{24.35}$$

Gl. (24.35) gilt nur bei vollständiger Kopplung. Bei realen Transformatoren hingegen ist immer Streuung vorhanden. M ist kleiner als $\sqrt{L_1 \cdot L_2}$. Die Abweichung wird mit dem Streufaktor

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} \tag{24.36}$$

oder dem Kopplungsfaktor

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \tag{24.37}$$

angegeben.

$\Rightarrow \sigma = 1 - k^2$ oder $k = \sqrt{1 - \sigma}$ und aus Gl. (24.35) wird $M^2 = L_{h1} \cdot L_{h2}$, wenn L_{h1} der Anteil von L_1 ist, der mit dem Fluss Φ_{12} verknüpft ist.

Aus Gl. (24.36) wird damit

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} = 1 - \frac{L_{h1} L_{h2}}{L_1 \cdot L_2} = 1 - \frac{(L_1 - L_{\sigma 1}) \cdot (L_2 - L_{\sigma 2})}{L_1 \cdot L_2} \approx \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_2 + L_{\sigma 2} \cdot L_1}{L_1 \cdot L_2},$$

wenn man berücksichtigt, dass $L_{\sigma 1} \cdot L_{\sigma 2}$ sehr klein und damit vernachlässigbar ist.

$$\Rightarrow \sigma = \frac{L_{\sigma 1}}{L_1} + \frac{L_{\sigma 2}}{L_2}$$

Bezieht man die Induktivitäten auf die gleiche Trafoseite, dann wird

$$L_1 = L_2 = L \text{ und } L_{\sigma 1} = L_{\sigma 2} = L_{\sigma} \text{ und } \sigma = \frac{2 \cdot L_{\sigma}}{L}.$$

Damit lässt sich folgendes Ersatzschaltbild. für den Transformator angeben:

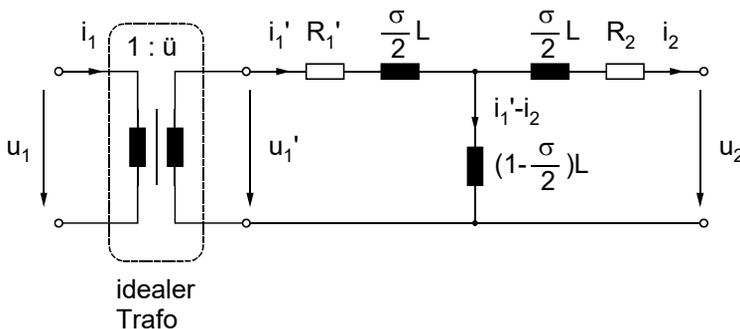


Abb. 24.17: Vollständiges Ersatzschaltbild des Trafos.

Es wird ein idealer Trafo vorgeschaltet, der die Übersetzung und die Potentialtrennung übernimmt. Alle Schaltelemente von der Primärseite werden auf die Sekundärseite transformiert. Sie sind durch ein Hochkomma gekennzeichnet.

Die Verluste in den Wicklungen entstehen durch Stromfluss im Kupferwiderstand. So entsteht in der Primärwicklung Wärme dadurch, dass I_1 durch die Wicklung fließt und ausschließlich I_1 . In der Sekundärwicklung erzeugt dagegen nur I_2 Wärme, da dort nur I_2 fließt. Die für die Kupferverluste maßgeblichen Widerstände $\ddot{u}^2 \cdot R_1$ und R_2 sind deshalb in Abb. 24.17 ebenfalls herausgezogen.

Daneben gibt es aber auch die Ummagnetisierungsverluste im Kernmaterial selbst. Diese Verluste kann man durch einen ohmschen Widerstand parallel zur Hauptinduktivität berücksichtigen (in Abb. 24.17 nicht eingezeichnet).

24.3.3 Anwendung des Ersatzschaltbildes auf den Sperrwandler

Wir wollen das erarbeitete Ersatzschaltbild auf einen Wandler anwenden und zwar auf den Wandler, wo es am dringendsten benötigt wird, dem Sperrwandler. Ausgehend von Abb. 8.1 vereinfachen wir die Schaltung des Sperrwandlers zur Übersichtlichkeit:

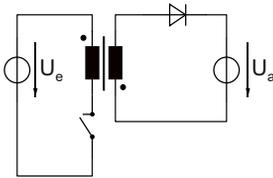


Abb. 24.18: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Sperrwandlers.

Ohne die Funktion einzuschränken, können wir die Sekundärwicklung und die Diode umdrehen. Dann ist die Ausgangsspannung halt negativ. Da sie aber potentialfrei erzeugt wird, müssen wir für die nachfolgende Schaltung nur die Anschlussklemmen vertauschen.

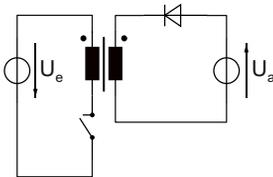


Abb. 24.19: Sekundärwicklung und Diode umgepolt.

Für die Primärsteuerung spielt es keine Rolle, ob der Schalter unten im Stromkreis ist oder oben:

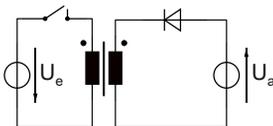


Abb. 24.20: Schalter verlegt.

Und jetzt können wir das T-Ersatzschaltbild von Abb. 24.17 einfügen:

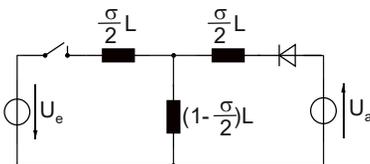


Abb. 24.21: T-Ersatzschaltbild des Trafos in den Sperrwandler eingebaut.

Und damit das Verhalten des Sperrwandlers erklären und verstehen.

24.3.4 Dimensionierung des Trafos

24.3.4.1 Der Magnetisierungsstrom

Bei allen getakteten Stromversorgungen muss schon aus EMV-Gründen ein Eingangskondensator vorhanden sein, der die Eingangsspannung glättet. Er wirkt so, dass die Eingangsspannung mindestens während einer Periode als konstant betrachtet werden kann. Die konstante Eingangsspannung erlaubt uns eine einfache Berechnung des Magnetisierungsstromes.

In Abb. 24.22 ist der Magnetisierungsstrom i_M der Primärstrom, der bei leerlaufender Sekundärseite fließt.

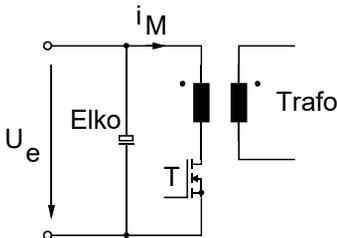


Abb. 24.22: Primärkreis des Transformators.

Solange der Transistor T leitet, steht die konstante Eingangsspannung an der Primärseite des Trafos an. Mit dem stark vereinfachten Ersatzschaltbild des Trafos (Abb. 24.15) können wir die Beziehung für den Magnetisierungsstrom sofort angeben:

$$U_e = L \cdot \frac{di_M}{dt} \quad (24.38)$$

Bei konstanter Eingangsspannung U_e ist der Stromanstieg linear. Wenn der Strom zu Beginn von t_{ein} Null war, erreicht er am Ende von t_{ein} den Wert \hat{I}_M und es gilt:

$$U_e = L \cdot \frac{\hat{I}_M}{t_{ein}} \Rightarrow \hat{I}_M = \frac{U_e}{L} \cdot t_{ein} = \frac{U_e \cdot v_T \cdot T}{L} \quad (24.39)$$

mit $v_T = \frac{t_{ein}}{T}$

I_M bezeichnet den Magnetisierungsstrom. Er fließt während t_{ein} nur auf der Primärseite. Den maximalen Magnetisierungsstrom (und für den müssen wir den magnetischen Kreis auslegen) erhalten wir, wenn das Produkt $(U_e \cdot v_T)$ maximal wird. Dabei ist zu beachten, dass hier das Einsetzen der statischen Werte nicht ausreicht, sondern der dynamische Fall zu berücksichtigen ist. Bei einem Lastsprung kann es zu einem höheren v_T als im Normalbetrieb kommen und es wäre fatal, wenn der Transformator auch nur kurzzeitig in die Sättigung käme und den Schalttransistor zerstören würde. Hier gilt es, für den Einzelfall die Worst-case Bedingung zu finden.

Der Magnetisierungsstrom ist je nach Auslegung des Trafos meist deutlich kleiner als der Laststrom. Zur Bestimmung des Magnetisierungsstromes haben wir das stark vereinfachte Ersatzschaltbild des Trafos gewählt. Kehren wir jetzt zum Streuersatzschaltbild Abb. 24.17 zurück. Wir erkennen, dass die Beziehung (24.39) weiterhin Gültigkeit hat, wenn der primärseitige Wicklungswiderstand vernachlässigbar klein ist. Die Streuinduktivität spielt für die Betrachtung des Magnetisierungsstromes keine Rolle, da die Summe

aus Hauptinduktivität $(1 - \frac{\sigma}{2})L$ und Streuinduktivität $\frac{\sigma}{2}L$

unabhängig vom Streufaktor immer L ergibt. Die Verhältnisse ändern sich erst, wenn der Strom sehr groß wird. Dann gibt es einen nicht mehr zu vernachlässigenden Spannungsabfall am primärseitigen Kupferwiderstand. Dieser Fall tritt in der praktischen Leistungselektronik eigentlich nie auf, da er einen sehr schlechten Wirkungsgrad des Wandlers voraussetzt und den wollen wir sowieso nicht haben.

24.3.4.2 Das Kernvolumen

Die erste Aufgabe bei der Dimensionierung eines Transformators ist sicher die Auswahl des Kerns. Aus magnetischer Sicht kann eine Mindestgröße angegeben werden: Dazu formen wir die Grundlagenbeziehung für die Energiedichte eines magnetischen Kreises

$$w = \frac{1}{2} \cdot H \cdot B \text{ um:}$$

$$W = \frac{1}{2} \cdot H \cdot B \cdot V_e \quad (24.40)$$

Darin ist V_e das Kernvolumen. Andererseits gilt für die gespeicherte Energie in einer Spule:

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \hat{I}_M^2 \quad (24.41)$$

Durch Gleichsetzen von Gl. (24.40) und Gl. (24.41) erhalten wir:

$$V_e = \frac{L \cdot \hat{I}_M^2}{B \cdot H} = \mu_0 \cdot \mu_a \cdot \frac{L \cdot \hat{I}_M^2}{B^2} \quad (24.42)$$

μ_a ist die Amplitudenpermeabilität. Sie muss aus dem Datenblatt des Kernmaterials entnommen werden. Gl. (24.42) gibt die Mindestkerngröße aus den magnetischen Forderungen an. Sie besagt noch nicht, dass der so bestimmte Kern tatsächlich ausreicht. Dazu müssen die Wicklungen dimensioniert und die Verluste berechnet werden, und erst wenn alle Anforderungen erfüllt sind, ist der Kern dimensioniert. Dabei kann durchaus ein größerer Kern als nach (24.42) herauskommen.

24.4 Dimensionierung von Wicklungen

24.4.1 Die Primärwicklung

Das Induktionsgesetz lautet: $U_{ind} = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$

Bezogen auf die Primärseite des Trafos heißt dies:

$$U_e = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{\Delta B}{t_{ein}} \Rightarrow N_1 = \frac{U_e \cdot v_T \cdot T}{A_e \cdot \Delta B} \quad (24.43)$$

U_e ist die Eingangsspannung und es muss der Maximalwert eingesetzt werden. A_e ist der Querschnitt des magnetischen Kreises. ΔB ist die Änderung der Flussdichte. Sie muss in Abhängigkeit

vom Wandlertyp und Kernmaterial eingesetzt werden. Für t_{ein} wurde $v_T \cdot T$ eingesetzt. Somit ist die Primärwindungszahl N_1 festgelegt.

Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} erhält man, wenn man die gewünschte Ausgangsspannung plus aller Spannungsabfälle (Verluste, Flussspannung von Dioden etc.) zur Eingangsspannung ins Verhältnis setzt. Die sekundärseitige Windungszahl ist damit $N_2 = \ddot{u} \cdot N_1$.

Der Wert der Primärinduktivität kann mit folgender Gleichung bestimmt werden:

$$L_1 = N_1^2 \cdot A_L \quad (24.44)$$

Der A_L -Wert wird aus dem Datenblatt des Kerns entnommen.

Die mit Gl. (24.43) festgelegte Primärwindungszahl muss auf dem zur Verfügung stehenden Wickelraum untergebracht werden. Dabei darf die Primärwicklung nur den anteiligen Wickelraum beanspruchen. Bei einer Primär- und einer Sekundärwicklung erhält man eine optimierte Lösung, wenn der gesamte Wickelraum zur Hälfte für die Primärwicklung genutzt wird und die andere Hälfte für die Sekundärwicklung verwendet wird.

Um nun die geforderte Windungszahl im Wickelraum unterzubringen, muss die Draht- oder Litzenstärke festgelegt werden. Bei Litze gestaltet sich dieser Schritt nicht ganz einfach, da Litze keinen starren Durchmesser hat und der Windungsabstand nicht exakt definiert ist. Hier muss eine Probewicklung zur Überprüfung der berechneten Wicklung durchgeführt werden.

Bei Kupferlackdrähten kann die Drahtstärke einfach berechnet werden. Der angegebene Durchmesser des Kupferdrahtes, beispielsweise $D_{Cu} = 0,6$ mm muss noch um die doppelte Lackdicke, typischerweise $20 \mu\text{m}$ ergänzt werden. Insgesamt hat der Kupferlackdraht dann den Durchmesser $D = 0,64$ mm.

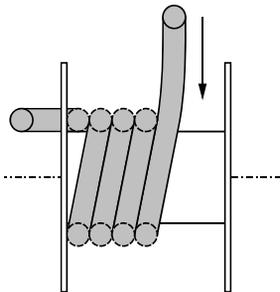


Abb. 24.23: Wicklungsvorgang, erste Lage zu zwei Dritteln gewickelt.

Der Wicklungsaufbau erfolgt nun so, dass exakt Draht neben Draht und Lage über Lage gewickelt wird. Ein Übereinanderfallen des Drahtes mit einer vorhergehenden Lage muss vermieden werden, da dies zusätzlichen Wickelraum beanspruchen würde, der – bei richtig dimensionierter Wicklung – nicht zur Verfügung steht.

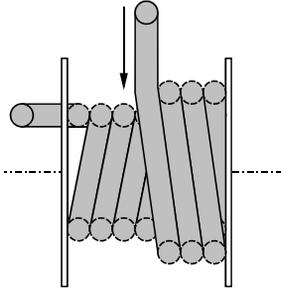


Abb. 24.24: Wicklungsvorgang, zweite Lage zur Hälfte gewickelt.

Die Scherung kehrt sich bei der zweiten Lage in der Richtung gerade um. Dadurch kann der Draht der zweiten Lage nicht in die Nuten zwischen den Windungen der ersten Lage hineinfallen. Die Höhe einer Wicklungslage ist deshalb genau gleich dem Drahtdurchmesser, in unserem Beispiel also 0,14 mm. Die Breite ist, wie wir aus den Abb.ern Abb. 24.23 und Abb. 24.24 leicht erkennen, Drahtdurchmesser mal Windungszahl einer Wicklungslage. Mit dieser Erkenntnis lässt sich die Wicklung sehr genau dimensionieren.

24.4.2 Skin-Effekt

Bei höheren Arbeitsfrequenzen und größeren Drahtstärken tritt der Skin-Effekt auf. Der Strom wird dabei an die Oberfläche des Leiters verdrängt und füllt dann nur noch eine kleinere Querschnittsfläche des Leiters aus, als wir nach dem vorangegangenen Kapitel erwarten würden. Weil der Strom eine kleinere Querschnittsfläche benutzt, steigt der ohmsche Widerstand des Leiters an. Der Skin-Effekt hängt von der Frequenz und dem Drahtdurchmesser ab. Wann und wie stark der Skin-Effekt auftritt, zeigen Abb. 24.25 und Abb. 24.26

Achtung: Bei nichtsinusförmigen Stromverläufen verursachen die Oberwellen durch den Skin-Effekt ebenfalls erhöhte Verluste.

Die Erfahrung zeigt, dass die Verluste durch Oberwellen (z. B. bei dreieckförmigem Stromverlauf oder bei hochfrequenten Überschwingern durch den Schaltvorgang) die Verluste durch die Grundwelle bei weitem übersteigen können. Hier muss genau gearbeitet werden! Die Amplituden der Harmonischen können mit einer Fourier-Reihe ermittelt werden. Der Widerstand des Leiters kann aus Abb. 24.25 oder aus Abb. 24.26 entnommen werden und mit $P = I^2 \cdot R$ können die einzelnen Beiträge zur Verlustleistung errechnet werden.

Abhilfe gegen den Skin-Effekt verschafft die Verwendung von Litze oder Kupferfolie. Litze seidenumspinnen oder ohne Umspinnung wird wie Kupferdraht gewickelt. Allerdings werden die Litzenbündel beim Wickelvorgang etwas breit und flach gedrückt. Die einfache Berechnung der Wicklung wie beim Kupferlackdraht ist nicht mehr möglich. Am Einfachsten führt man Probewicklungen mit verschiedenen Litzen durch, bis die Wicklung optimal in den vorgesehenen Wickelraum passt. Der einzige Nachteil ist, dass dazu geeignete Litzen im Labor vorhanden sein müssen.

Lieferanten von Litzen z. B.: Pack-Feindrähte, Heermann GmbH, Barmerfeld 14, D-58119 Hagen.

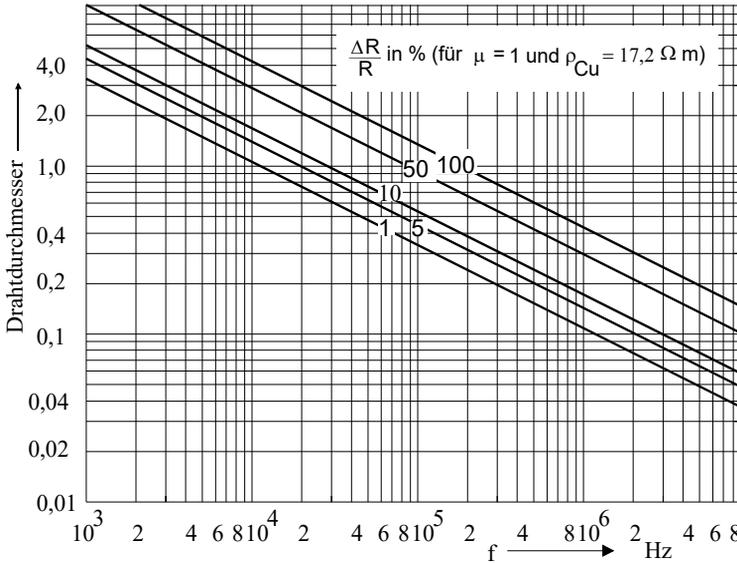


Abb. 24.25: Skineffekt.

Wer einen engen Kontakt zu einer Wickelung hat, bekommt normalerweise auch vor der Bestellung von Mustern Unterstützung in allen Fragen zum Wicklungsaufbau. So kommt es in der Leistungselektronik häufig vor, dass die Litze so dick ist, dass sie zum Anschluss auf mehrere Stifte am Spulenkörper aufgeteilt werden muss. Diese Information ist natürlich schon während der Schaltungsentwicklung wichtig, damit überhaupt genügend Stifte vorgesehen werden können.

Eine weitere Darstellung der Widerstandserhöhung durch den Skineffekt zeigt Abb. 24.26. Wir können an Hand der Darstellung sofort erkennen, ob und wie stark der Skin-Effekt beim verwendeten Draht oder der verwendeten Litze eine Rolle spielt, ohne dabei irgendwelche Formeln zu wälzen.

Es sei nochmals betont, dass wenn der Wandler beispielsweise mit 100 kHz arbeitet und ein Drahtdurchmesser von 0,3 mm verwendet wurde, dass dann der Skineffekt für die Grundfrequenz gerade noch unberücksichtigt bleiben kann. Für alle Harmonischen aber macht er sich bemerkbar und kann zumindest ab der dritten Oberwelle nicht mehr vernachlässigt werden.

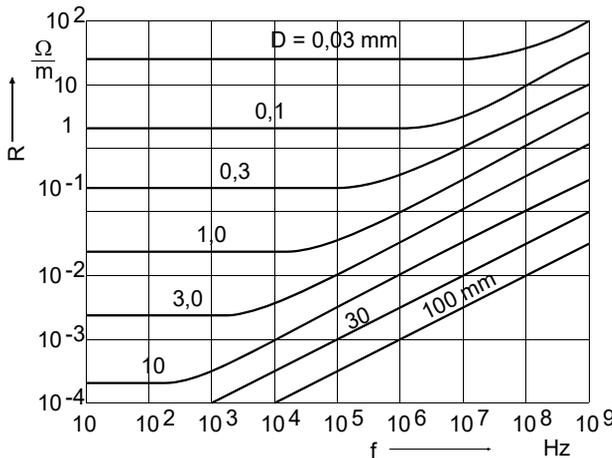


Abb. 24.26: Skineffekt.

24.4.3 Folienwicklung

Folienwicklungen kommen dann zum Einsatz, wenn wegen des Skineffekts ein dünner Leiter verwendet werden muss oder wenn – etwa bei einer höheren Arbeitsfrequenz – nur wenige Windungen pro Wicklung gefordert sind. Um den Streufluss klein zu halten, muss jede Wicklungslage voll sein. Wenn jetzt beispielsweise eine Windungszahl von 3 optimal wäre, dann kann die Wicklung nicht mit Draht oder Litze ausgeführt werden. Sie kann aber recht elegant mit Folie gewickelt werden.

Kupferfolie ist mit einseitig laminiertes Isolationsfolie erhältlich, so dass die Wicklung ohne oder nur mit punktueller zusätzlicher Isolierung ausgeführt werden kann. Die Isolationsfolie steht in der Breite um 0,5 mm oder 1 mm über die Kupferfolie hinaus. Damit wird ein Windungsschluss zuverlässig verhindert.

Die Dicke der Cu-Folie beträgt 50 µm, 100 µm, 150 µm usw. Die Isolationsfolie ist 25 µm dick und die Klebeschicht zwischen Kupfer- und Isolationsfolie ist ebenfalls 25 µm dick.

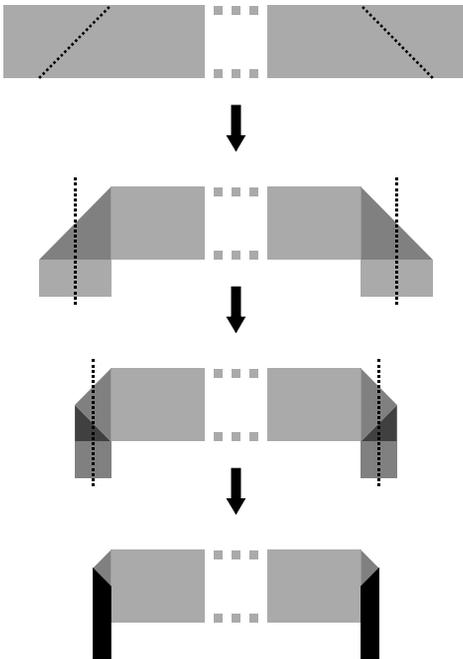


Abb. 24.27: Folienwicklung.

In der Wickelfirma wird die Folie vor dem Wickelvorgang vorbereitet:

- 1) Die Folienstreifen werden abgelängt.
- 2) Die Enden werden gefaltet, um die spätere Kontaktierung an den Anschlussstiften zu ermöglichen.
- 3) Der eigentliche Wickelvorgang erfolgt (Handarbeit).
- 4) Eventuell müssen im Bereich der gefalteten Folienenden noch zusätzliche Isolationsfolien aufgebracht werden.
- 5) Der fertige Wickel wird an den Anschlussstiften kontaktiert. Von da an unterscheidet sich die Fertigung nicht mehr von konventionellen Wicklungen.

24.4.4 Der Wicklungsaufbau

Es gibt nun verschieden Möglichkeiten, die Wicklungen aufzubauen. Durch günstige Anordnung können die Streuinduktivitäten klein gehalten werden. Zu beachten ist dann, zwischen welchen Wicklungen eine kleine Streuinduktivität gebraucht wird. Zum Beispiel beim Eintaktflusswandler braucht man zwischen Primärwicklung und Entmagnetisierungswicklung eine kleine Streuinduktivität. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung braucht sie nicht so klein zu sein. Beim Sperrwandler muss die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung gut sein. Wichtig für das Erreichen eines guten Kopplungsfaktors sind volle Wicklungslagen, weil bei einer angefangenen Lage mehr Feldlinien einen Weg außerhalb des Kerns finden und damit einen größeren Streufluss verursachen.

Folien-, Litzen- und Drahtwicklungen können gemischt vorkommen. Zu beachten ist allerdings, dass dünner Draht auf dicken Draht ganz schlecht zu wickeln ist, da der dünne Draht in die Nuten des dicken Drahtes undefiniert hineinrutscht. Man sollte also immer die Wicklung mit dem dünnen Draht vor der Wicklung mit dem dicken Draht aufbringen. Neben dem einfachen Wicklungsaufbau, wo eine Primärwicklung auf eine Sekundärwicklung aufgebracht wird oder umgekehrt, gibt es kompliziertere Trafos, von denen hier ein paar Beispiele genannt seien:

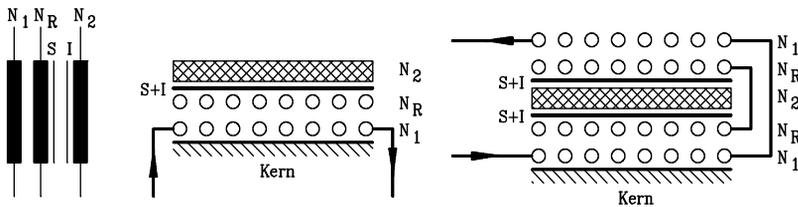


Abb. 24.28: Wicklungsaufbau einfach und verschachtelt.

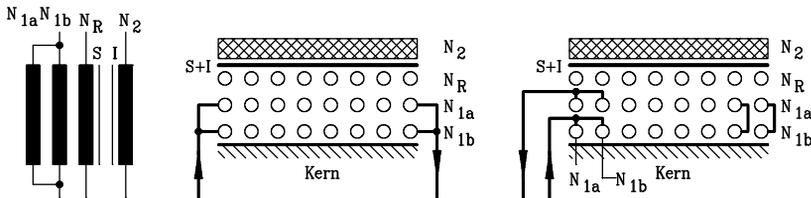


Abb. 24.29: Parallelschaltung zweier Wicklungen.

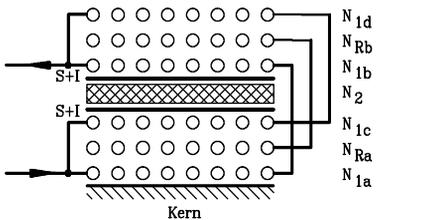


Abb. 24.30: Parallele und serielle Wicklungen.

Darin bedeuten: N_1 Primärwicklung, N_2 Sekundärwicklung, N_R Entmagnetisierungswicklung, S Schirm, I Isolierung.

Für viele Anwendungen wird der Trafo zur Potentialtrennung eingesetzt. Wird die Potentialtrennung zum Berührungsschutz verwendet, wie das beispielsweise in vielen 230V-Anwendungen der Fall ist, dann müssen die entsprechenden VDE-Vorschriften für den Wicklungsaufbau beachtet werden. Für unvergossene Transformatoren werden Mindestluftstrecken gefordert. Sie sind beim Wicklungsaufbau zu berücksichtigen.

24.4.5 Luftstrecken und Überschlagsfestigkeit

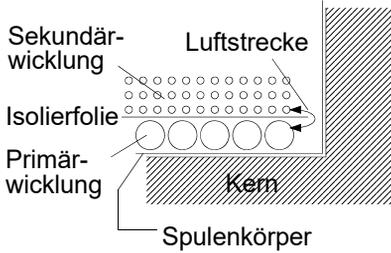


Abb. 24.31: Mindestluftstrecke.

Wenn zwischen der Sekundär- und der Primärwicklung die Potentialtrennung erfolgen soll, so muss dort – wie in Abb. 24.31 angedeutet – die Luftstrecke entsprechend lang sein. Die Isolation zum Kern hin erfolgt über den Spulenkörper, der ausreichend dickwandig sein muss. Darüber hinaus müssen die Wicklungsanschlüsse mit genügend Abstand zum Kern verlegt werden oder isoliert werden und mechanisch so fixiert sein, dass der Abstand auch bei Schüttelbeanspruchung erhalten bleibt.

Darüber hinaus treten bei einlagigen Wicklungen folgende kritische Punkte auf:

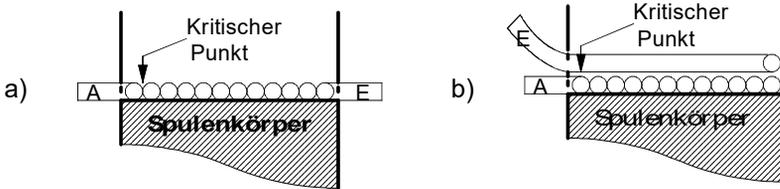


Abb. 24.32: Kritische Punkte für Durchschläge.

Und bei mehrlagigen Wicklungen bekommen wir folgende kritische Punkte:

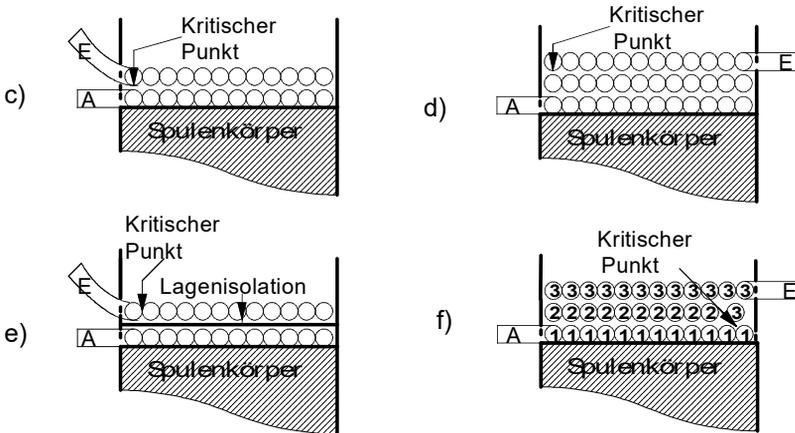


Abb. 24.33: Kritische Punkte für Durchschläge.

Die Lagenisolation hilft nur bedingt, da immer die Gefahr besteht, dass sie nicht exakt die Wand des Spulenkörpers berührt und ein kleiner Luftspalt entsteht, wo der Durchschlag dennoch stattfinden kann. Wir verwenden deshalb gerne die sogenannte Safety-Litze, bei der um das Litzenbündel herum noch eine zusätzliche Hochspannungsisolierung aufgebracht ist.

24.4.6 Streufelder

24.4.6.1 Streufeld durch außenliegenden Luftspalt

Wird im Kern einer Spule ein Luftspalt eingebaut, wölben sich die Feldlinien nach außen und durchdringen eventuell vorhandene Leiter. Die Feldlinien im Mitteljoch des Kerns werden in die Wicklung selbst hineingedrückt und sind deshalb außerhalb des magnetischen Bauteils praktisch nicht vorhanden. Da ist auch der Hauptgrund, warum wir den Luftspalt innen einbauen. Bei den Außenschenkeln drängen die Feldlinien auch nach außen..

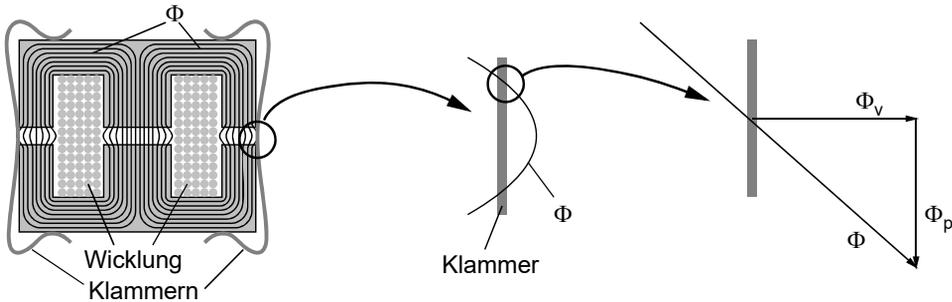


Abb. 24.34: Magnetfeldlinien dringen in die Halteklammern ein.

Die die äußeren Feldlinien erzeugen in den Halteklammern Wirbelströme, die nach der Lenz'schen Regel dem Eindringen des Feldes entgegen wirken. Wie im rechten Abb. gezeigt, kann die Feldlinie in eine vertikale Komponente Φ_v und in eine parallele Komponente Φ_p zerlegt werden. Die Komponente Φ_v erzeugt kreisförmige Wirbelströme im Klammermaterial, die Teile der Feldenergie in Wärme umwandeln. Spulen, die so aufgebaut sind, haben daher große Verluste und sind nicht zu empfehlen.

Um den Effekt zu vermeiden, können die Kernhälften beispielsweise verklebt werden.

24.4.6.2 Streufeld in der Wicklung

Wie in Abb. 24.34 ebenfalls ersichtlich, dringen die Feldlinien bei einem im Mitteljoch vorhandenen Luftspalt in die Wicklung ein. Ist die Wicklung als Folienwicklung ausgeführt, bekommen wir den gleichen Effekt wie oben beschrieben. Die Wirbelströme in der Folie führen wegen der endlichen Leitfähigkeit der Folie zu Verlusten. Folienwicklungen können zwar für Transformatoren gut geeignet sein. Für Spulen, die üblicherweise einen Luftspalt haben, sind sie ungeeignet.

Wenn bei einer Spule ein sehr großer Luftspalt auftritt, dann sei auch auf die Ausführungen in Kap. 24.5 verwiesen.

24.4.6.3 Sättigungsdrosseln

Bei Sättigungsdrosseln wird die Sättigung des magnetischen Kreises bewusst ausgenutzt. Sie haben bei kleinen Strömen das Verhalten einer ganz normalen Drossel und bei Sättigung bekommen sie den Feldverlauf einer Luftspule. Die Feldlinien verlaufen dann teilweise außerhalb des Kerns und würden beispielsweise den Alu-Becher eines in der Nähe platzierten Elkos durch Wirbelströme stark aufheizen.

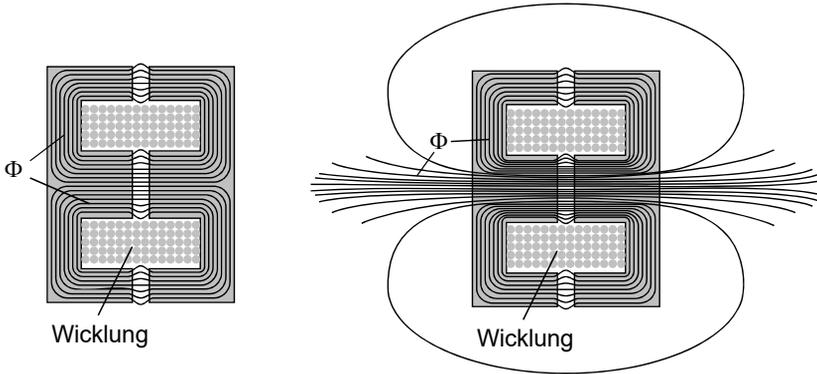


Abb. 24.35: Feldlinienverlauf einer Sättigungsdrossel, links linear, rechts gesättigt.

24.5 Verteilter Luftspalt

In der modernen Leistungselektronik arbeiten wir mit hohen Frequenzen, um Kosten zu sparen. Die Leistungsschalter stellen dabei gewöhnlich kein Problem dar. Hingegen die passiven Bauelemente im Leistungskreis halten oft die Belastungen nicht aus. Spulen und Kondensatoren sind Energiespeicher und rein physikalisch nicht beliebig klein zu bauen und wenn sie dann noch schnell geladen und entladen werden sollen, stoßen wir schnell an die Belastungsgrenzen. Bei Speicherdrosseln z.B. können wir den magnetischen Kreis berechnen und die Wicklung dimensionieren. Es kommt aber bisweilen ein recht großer Luftspalt dabei heraus. Den können wir zwar einbauen, aber die Feldlinien biegen sich in die Wicklung hinein und verursachen dort Stromverdrängung, was zu erhöhten ohmschen Verlusten führt und das ganze Bauteil unzulässig erhitzt. Das gilt ganz besonders für Speicherdrosseln, wo der Wandler mit hoher Frequenz an der Lückgrenze betrieben wird. Die Drosseln werden bei jeder Schaltperiode von der Induktion null bis zum Maximalwert durchgeföhren, durchlaufen also den ganzen ersten Quadranten der Magnetisierungskurve und deren Hysterese.

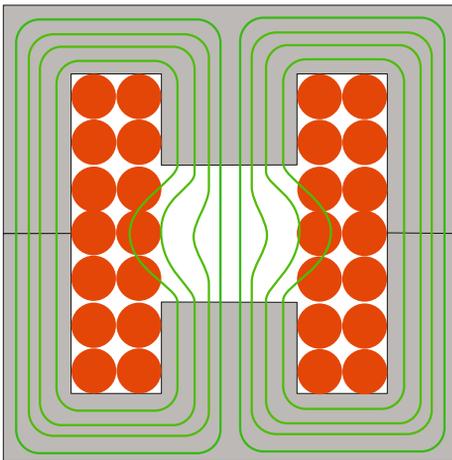


Abb. 24.36: Feldverlauf im großen Luftspalt.

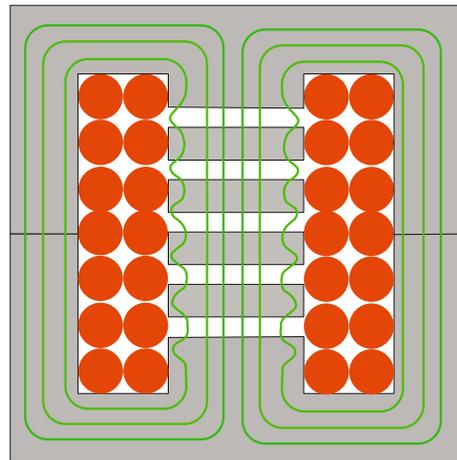


Abb. 24.37: Feldverlauf bei verteiltem Luftspalt.

In Abb. 24.36 sehen wir so einen Fall. Der Luftspalt ist durchaus im Maßstab so groß wie dort gezeichnet. Um den Effekt zu verringern, müssten wir einen deutlich größeren Kern verwenden, der eine größere magnetische Querschnittsfläche und damit einen kleineren Luftspalt hat. Das ist von den Kosten her nicht zu machen! Eine Lösung ist, den Luftspalt zu verteilen. Der große Luftspalt in Abb. 24.36 wird auf mehrere kleine Luftspalte verteilt wie in Abb. 24.37 angedeutet. Dann biegen sich die Feldlinien nicht so stark in die Wicklung hinein. Dieser Sachverhalt ist schon lange bekannt, wurde aber seitens der Kernhersteller nie vollherzig angegangen. Inzwischen – und deshalb schreiben wir hier darüber – haben weltweit mindestens 2 Firmen diese Lösung in ihrem Programm. Sie bieten Kerne mit riesigem Luftspalt (Maße nach Kundenwunsch) an und liefern dazu die nötigen Ferritscheiben in wählbarer Dicke. Und jetzt können wir spielen: 4 Luftspalte mit 2,5mm, 5 Luftspalte mit 2mm usw. Die Optimierung erfolgt aufwändig in zahlreichen Versuchen, aber wir haben eine Lösung! Auch hierzu ein Zahlenbeispiel: Bei einer PFC-Drossel mit einem PQ32 Kern konnten die Verluste auf Anhub um 30% gesenkt werden. Die Optimierung steht noch aus und wird in einem Forschungsprojekt erfolgen.

24.6 Einstellen der Streuinduktivität

Bei der Dimensionierung von Transformatoren wollen wir schon wegen den Kupferverlusten den zur Verfügung stehenden Wickelraum möglichst vollständig ausnutzen. Das gelingt jedoch nicht immer. Die Gründe sind

- Es gibt nur bestimmte Litze. Litze kann nicht in beliebigen Durchmessern hergestellt werden
- Die passende Litze ist gerade nicht verfügbar oder für einen Versuch viel zu teuer
- Um das Übersetzungsverhältnis zu erreichen, kann es sein, dass eine Lage nicht ganz voll wird
- Für die Isolationsfestigkeit müssen Mindestabstände eingehalten werden

Je nach Aufbau werden wir unterschiedliche Streufaktoren bekommen. Bei den hart schaltenden Wandlern wollen wir meist eine möglichst kleine Streuinduktivität, also einen kleinen Streufaktor. Bei den Resonanzwandlern hingegen wird häufig die Streuinduktivität mitverwendet. Sie ist die Induktivität des Resonanzkreises oder ein Teil davon. Und wir wünschen uns einen Trafo mit dimensionierbarer, sprich einstellbarer Streuinduktivität.

24.6.1 Ausgefüllter Wickelraum

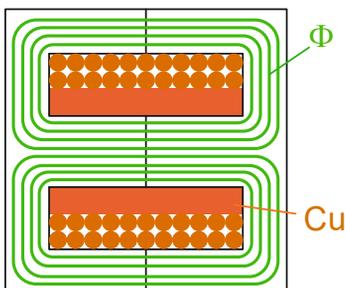


Abb. 24.38: Ausgefüllter Wickelraum, minimaler Streufaktor.

Dargestellt ist z.B. ein E-Kern im Querschnitt. Primär- und Sekundärwicklung sind übereinander gewickelt und füllen den Wickelraum vollständig aus. Die grünen Linien sind die magnetischen Feldlinien. Wir erinnern uns, dass sie sich wie Gummifäden verhalten, die sich verkürzen möchten, sich andererseits aber abstoßen. Bei der Anordnung in Abb. 24.38 verlaufen sie praktisch vollständig im magnetisch hoch leitfähigen Kernmaterial. Sie umschließen beide Wicklungen gleichermaßen. Die Kopplung ist sehr gut, der Streufaktor ist sehr klein und liegt oft im ‰-Bereich und darunter. Für diesen Aufbau können wir auch gut Folienwicklungen verwenden.

24.6.2 Wickelraum nur teilweise ausgefüllt

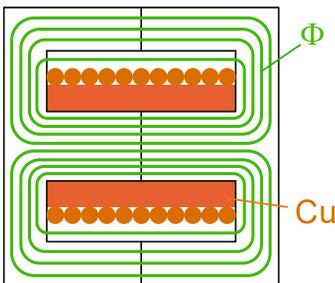


Abb. 24.39: Wicklung füllt den Wickelraum nur teilweise aus.

Wenn die Wicklungen nicht ganz die Höhe erreichen, die zur Verfügung steht, kann eine Feldlinie aus dem Kern ausbrechen und durch die Luft abkürzen. Wie Abb. 24.39 zeigt, umschließt sie aber dennoch beide Wicklungen. Der Streufaktor wird also ähnlich gut sein wie in Abb. 24.38. Die Streuinduktivität ist sehr klein.

24.6.3 Zweikammerwicklung

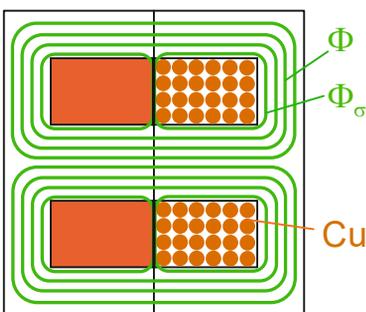


Abb. 24.40: Zweikammerwicklung.

Schon aus Isolationsgründen oder zur Erreichung der vorgeschriebene Kriechstrecke können wir gezwungen sein, einen Zweikammerspulenkörper zu verwenden. Die Wicklungsenden können auf die jeweilige Seite herausgeführt werden und wir erreichen eine übersichtliche und VDE-gerechte Potentialtrennung. Primär- und Sekundärwicklung liegen nicht mehr übereinander, sondern nebeneinander. In der Trennwand des Spulenkörpers prallen die Feldlinien von beiden Wicklungen aufeinander und versuchen, sich gegenseitig zu verdrängen. Und einzelnen Feldlinien wird es gelingen, sich in der Zwischenwand hindurch zu quetschen. Sie umschließen jeweils nur eine Wicklung und sind deshalb Streufeldlinien, deren Fluss die Streuinduktivität

Abb.et. Die Anordnung in Abb. 24.40 hat eine deutlich schlechtere Kopplung wie in Abb. 24.38. Und wir können uns leicht vorstellen, dass wir bei einer dickeren Wand mehr Platz für die Streufeldlinien bieten. Sie werden zahlreicher und vergrößern den Streufaktor. Mit der Variation der Wandstärke können wir so die Streuinduktivität einstellen. Das kann auch dadurch geschehen, dass wir die vorhandene Wand eines Zweikammerspulenkörpers auffüttern. Dies wird gerne bei Resonanzwandlern, speziell bei LLC-Wandlern praktiziert. Bei bestimmten Wicklungskonfigurationen benötigen wir eine unsymmetrische Aufteilung in zwei unterschiedlich große Kammern. Hier tun sich die Hersteller noch schwer, weil das ein kundenspezifisches Werkzeug bedeutet oder 3D-Druck.

24.6.4 Zweikammerspulenkörper mit nicht ausgefülltem Wickelraum

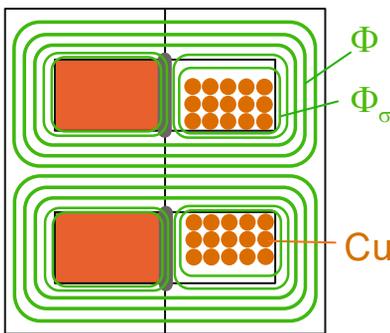


Abb. 24.41: Zweikammerspulenkörper, dicke Zwischenwand, ungleiche Wickelhöhe. Die rechte Wicklung erreicht nicht die ganze Höhe.

Mit der Anordnung in Abb. 24.41 bekommen die Feldlinien richtig viel Platz, um auszuweichen. Der Streufaktor ist hier besonders hoch und hängt von der Wandstärke und dem oberen Abstand zwischen Wicklung(n) und dem Kern ab.

24.7 Näherungsweise Berechnung der Streuinduktivität

Nach den vorausgegangenen Bildern und Überlegungen gibt es mehrere Möglichkeiten, die Streuinduktivität zu beeinflussen. Während etwa beim Sperrwandler eine möglichst kleine Streuinduktivität gefordert wird, sieht es bei manchen Resonanzwandlern genau anders herum aus. Als Schwingkreisinduktivität haben wir dort eine zum Trafo in Serie geschaltet Induktivität, die – aus Kostengründen – gerne mit der Streuinduktivität realisiert wird. Diese Konstellation haben wir beim LC-Wandler (Kap. 15) und beim LLC-Wandler (Kap. 17). Meistens muss dann die Streuinduktivität gezielt vergrößert werden, was nur durch den Wicklungsaufbau geht. Wir wollen hier am Beispiel eines ETD-Kerns versuchen, die Streuinduktivität (angenähert) zu berechnen und verwenden dafür einen Zweikammer-Spulenkörper.

24.7.1 Trafo mit ETD-Kern

Es werden 2 Streuinduktivitäten und deren magnetische Flüsse betrachtet. Das ist zum einen der Fluss durch die Kammerwand, in Abb. 24.42 ist er mit 2 Feldlinien gekennzeichnet und zum anderen ist es der Fluss durch den Luftraum mit der Höhe l . Er ist in Abb. 24.42 mit einer Feldlinie eingezeichnet. Für die Induktivität gilt allgemein: $L = N \frac{\Phi}{i}$. Sie ist also proportional

Und es sei hier noch ergänzt, dass der magnetische Widerstand der Kehrwert vom magnetischen Leitwert ist und der magnetische Leitwert ist identisch mit dem A_L -Wert, den wir in den Datenblättern der Kernhersteller finden. Er hat die Einheit $[H] = [\text{Henry}]$ und somit ist die Einheit des magnetischen Widerstandes $[R_m] = H$.

24.7.2 Magnetischer Widerstand der Trennwand

Für die magnetischen Feldlinien ist die Trennwand im Zweikammer-Spulenkörper eine Lochscheibe, in der die Feldlinien radial vom Loch zum äußeren Rand verlaufen wie die Speichen in einem Speichenrad.

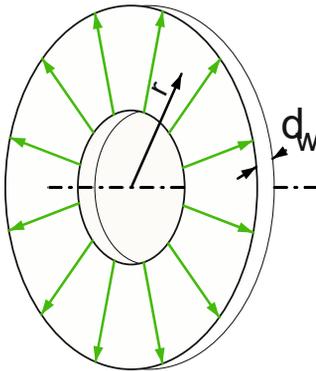


Abb. 24.43: Feld in der Trennwand.

Für einen dünnen Ring gilt für den magnetischen Widerstand:

$$dR_{mW} = \frac{dr}{\mu_0 2\pi r d_w}$$

Für die Berechnung des Integrals setzen wir die untere Grenze willkürlich auf r_0 . Dann gilt:

$$\begin{aligned} R_{mW} &= \int_{r_0}^{r_0+h+l} \frac{dr}{\mu_0 2\pi r d_w} = \frac{1}{2\pi d_w \mu_0} \int_{r_0}^{r_0+h+l} \frac{dr}{r} = \frac{1}{2\pi d_w \mu_0} [\ln(r_0 + h + l) - \ln(r_0)] \\ &= \frac{1}{2\pi d_w \mu_0} \ln\left(1 + \frac{h+l}{r_0}\right) \end{aligned}$$

Oder mit den Bezeichnungen in Abb. 24.42:

$$R_{mW} = \frac{1}{2\pi d_w \mu_0} \ln\left(1 + \frac{h+l}{r}\right) \quad (24.47)$$

24.7.3 Magnetischer Widerstand des Luftraumes mit der Höhe l

In Abb. 24.42 füllt die Sekundärwicklung den zur Verfügung stehenden Raum innerhalb des Kerns nicht ganz aus, wodurch eine Luftraum entsteht. In ihm können Feldlinien verlaufen, die jeweils nur mit einer Wicklung verknüpft sind, also ein Streufeld darstellen. Er hat die Form eines Hohlzylinders mit dem Innenradius $r + h$ und dem Außenradius $r + h + l$. Der Hohlzylinder hat die Länge m . Aus den Erfahrungen mit übereinanderliegenden Wicklungen, die den kompletten Wickelraum ausfüllen, wissen wir, dass der Kopplungsfaktor sehr groß ist. Der

Streufaktor liegt oft unter 1%. Und das obwohl der Kern als E-Kern nur etwa die Hälfte des Außenraums der Wicklungen umschließt. Deshalb rechnen wir auch nur mit der halben Fläche. Der magnetische Widerstand nach Gl. (24.46) ist dann:

$$R_{mL} = \frac{m}{\mu_0 2\pi(r + h + \frac{l}{2})l} \cdot 2 \quad (24.48)$$

Und der Faktor 2 wurde eingefügt, weil die Feldlinien nur unter den Kernschenkeln verlaufen.

24.7.4 Magnetischer Widerstand des Kerns

Der Kern hat den Luftspalt l_S . Er bestimmt den magnetischen Widerstand hauptsächlich, da der Ferritkern magnetisch hoch leitfähig ist. Für den magnetischen Widerstand gilt damit

$$R_{mFe} = \frac{l_S}{\mu_0 A_e} \quad (24.49)$$

Wobei die Querschnittsfläche im Luftspalt vergrößert wird. Es muss also noch ein Korrekturfaktor dazu.

24.7.5 Vergleich mit Testaufbau

Für den betrachteten ETD-Kern sind die Daten, die teilweise mit der Schieblehre gemessen worden sind und entsprechend große Toleranzen haben.:

$l_S = 0,4\text{mm}$; $r = 7,6\text{mm}$; $h = 6,1\text{mm}$; $l = 2,5\text{mm}$; $d_W = 7,4\text{mm}$; $m = 11\text{mm}$; $A_e = 173\text{mm}^2$.

Damit ergeben sich:

$$R_{mFe} = \frac{0,4 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{1,256 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 173 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 1,84 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} = 1,84 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{H}}$$

Der Leitwert von R_{mFe} ist damit 543nH und das deckt sich gut mit der Datenblattangabe vom Kernhersteller für den A_L -Wert. Die Rechnung scheint also soweit zu stimmen.

$$R_{mL} = 74,6 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{H}}$$

$$R_{mW} = 13 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{H}}$$

R_{mL} und R_{mW} sind parallel geschaltet und haben zusammen $11 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{H}}$. Das Verhältnis zum

R_{mFe} ergibt den Streufaktor:

$$\sigma_{ber} = \frac{1,84 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{H}}}{11 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{H}}} = 16,7\%$$

Gemessen wurde bei dem Kern mit den oben genannten Daten:

$$\sigma_{ber} = \frac{54 \mu H}{344 \mu H} = 15,7\%$$

Da scheint auf den ersten Blick ganz gut zu passen. Dürfte aber eher Zufall sein, denn wir haben einige grobe Annahmen gemacht, die so nicht wirklich fundiert sind. Aber es war ein Versuch. Und er könnte ein Ansporn für genauere Untersuchungen sein.

24.8 Stromspitzen bei Transformatoren

24.8.1 Auswirkung der Magnetisierungskurve

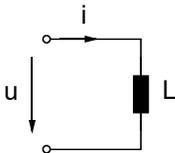


Abb. 24.44: Trafo mit leer laufender Sekundärseite an Wechselspannung.

Eine Induktivität (einer Spule oder eines Transformators) ist an eine Wechselspannung u angeschlossen und es fließt der Strom i . Zur Vereinfachung betrachten wir den sekundärseitigen Leerlauf. Dies ist legitim, weil bei einer sekundärseitigen Last der zusätzliche Strom einfach dem Magnetisierungsstrom überlagert wird.

Neben der bekannten Phasenlage zwischen Strom und Spannung ergibt sich bei ferromagnetischem Kernmaterial und großer Aussteuerung des magnetischen Kreises eine Stromüberhöhung bei großen Strömen. Der Effekt setzt zuerst im Bereich des Stromscheitelwertes ein, so wie es auch in Abb. 24.45 angedeutet ist. Dies liegt an der Magnetisierungskurve und am Induktionsgesetz, das für eine angelegte Spannung eine Flussänderung verlangt.

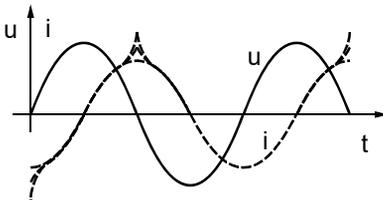


Abb. 24.45: Spannungs- und Stromverlauf an einer Induktivität mit ferromagnetischem Kern.

$$\text{Aus } U = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \text{ wird: } U = N \cdot A \cdot \dot{B} . \quad (24.50)$$

N ist die Windungszahl und A ist die Querschnittsfläche des magnetischen Kreises. In Abhängigkeit der angelegten sinusförmigen Spannung und der Frequenz (entscheidend ist die Spannungs-Zeit-Fläche) wird die Magnetisierungskurve des Kernmaterials durchlaufen:

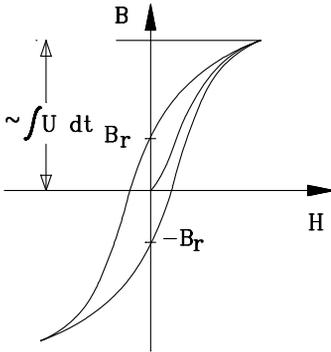


Abb. 24.46: Magnetisierungskurve für symmetrischen Betrieb.

Wenn nun eine Spannung an die Induktivität gelegt wird, erzwingt sie nach dem Induktionsgesetz Gl. (24.50) eine Änderung der Flussdichte B . Ist die Spannung zu groß oder liegt sie zu lange an, dann muss die magnetische Feldstärke H überproportional ansteigen. H ist aber proportional dem Strom I und somit steigt zwangsläufig der Strom ebenfalls überproportional an. Es kommt zur Sättigung. In Abb. 24.45 ist dieser Fall angedeutet, wobei der dargestellte Stromanstieg noch sehr harmlos gezeichnet ist. In der Realität kommen sehr hohe Stromspitzen vor.

Bei richtig dimensioniertem Trafo und normalem Betrieb erwarten wir natürlich keine Stromspitzen durch Sättigung. Sie treten bei teilweisem Ausfall von Netzhalbwellen auf oder auch beim Einschalten. Sie können nicht sinnvoll durch Überdimensionierung des magnetischen Kreises vermieden werden, denn dann würde der Transformator viel zu groß und zu teuer.

24.8.2 Normalbetrieb

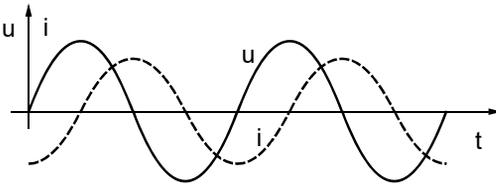


Abb. 24.47: Spannung- und Stromverlauf im Normalbetrieb.

24.8.3 Ausfall von Netzhalbwellen

Auf dem 230V-Netz kommt es auf Grund von Schaltvorgängen und dynamischen Überlasten zum Ausfall von ganzen Netzperioden, von Halbwellen oder auch Teilen davon. Für den Ausfall einer halben Netzhalbwellen sieht der Trafo-Strom i so aus:

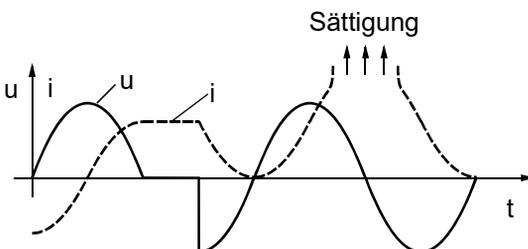


Abb. 24.48: Ausfall einer halben Netzhalbwellen.

Der Trafo reagiert mit einem großen Sättigungsstrom am Ende der darauffolgenden Halbwelle. Der Sättigungsstrom beträgt ein Vielfaches vom normalen Betriebsstrom.

Bei kleineren Transformatoren nimmt man den hohen Strom in Kauf und baut in Geräte mit Netztransformator träge Sicherungen mit einem überhöhten Wert ein. Bei größeren Transformatoren darf man nicht einfach eine zu starke Absicherung verwenden. Es bleibt dann meist nur eine Überdimensionierung des Trafos übrig.

Der schlimmste Fall liegt vor, wenn der Transformator gerade im Nulldurchgang der Netzspannung eingeschaltet wird.

24.8.4 Einschalten eines Netztrafos im Nulldurchgang der Spannung

Der Sättigungsstrom wird dann von Periode zu Periode kleiner bis er wieder im Trafostrom untergeht.

Zahlenwerte: Bei einem optimierten 1,6kVA-Transformator (230 V), der mit 1 kW belastet war, wurde ein Stromspitzenwert von 200 A gemessen.

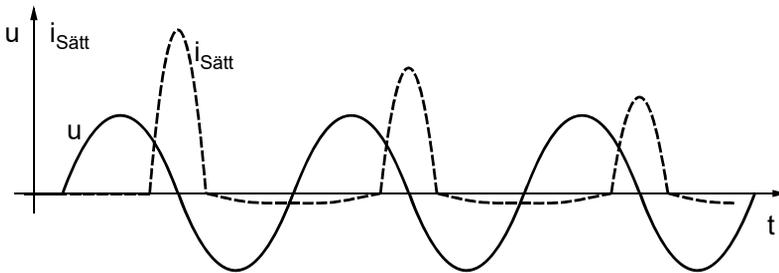


Abb. 24.49: Trafo wird im Nulldurchgang der Spannung eingeschaltet.

Der Einschaltvorgang kann im Gegensatz zu Netzanomalitäten gesteuert werden, da er im Voraus bekannt ist. Es gibt Steuerverfahren, die den Trafo gezielt auf den Einschaltvorgang vorbereiten. So hat das IAF in Freiburg ein Verfahren zum gezielten Remanenzsetzen entwickelt und zum Patent angemeldet.

Der Transformator wird vor dem Einschalten mit Stromimpulsen entgegengesetzter Richtung magnetisiert. Er erreicht beispielsweise $-B_r$, wenn zu Beginn der positive Halbwelle eingeschaltet werden soll. (Siehe Abb. 24.46.)

24.9 Der Stromwandler

24.9.1 Anwendungsbereich

Der Stromwandler kann überall dort eingesetzt werden, wo ein reiner Wechselstrom gemessen werden soll. Er ist ein Trafo mit großem Übersetzungsverhältnis, dessen magnetischer Kreis nur schwach angesteuert wird. Er wird in vielen Bereichen der Elektrotechnik verwendet. Ein Beispiel ist der Einsatz in der Energietechnik, wo große Ströme einfach und störungsfrei gemessen werden müssen. Er wandelt den großen Strangstrom einer Maschine in einen kleine-

ren Strom um, der von der Auswerteelektronik gut verarbeitet werden kann. Dabei ist die Potentialtrennung des Stromwandlers von zusätzlichem Vorteil.

24.9.2 Die Schaltung

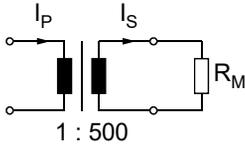


Abb. 24.50: Schaltung des Stromwandlers.

Die Primärwicklung besteht oft nur aus einer oder sogar nur aus einer halben Windung. Die Sekundärwicklung hat viele Windungen. Im vorliegenden Beispiel würde ein Primärstrom $I_P = 250 \text{ A}$ den Sekundärstrom $I_S = 0,5 \text{ A}$ liefern. Voraussetzung dafür ist ein nicht zu großer Messwiderstand R_M . Er liegt typischerweise im $\text{k}\Omega$ -Bereich bis herunter in den $\text{zig}\Omega$ -Bereich. Die Größe des Weicheisen- oder Ferritkerns (je nach Frequenzbereich) wird meist durch den Durchmesser des Primärdrahtes bestimmt, so dass die Ader inklusive Isolation noch in den Wickelraum passt. Natürlich muss die Aussteuerung des magnetischen Kreises überprüft werden. Dazu verwendet man am einfachsten die Sekundärspannung als Spannungsabfall an R_M und die Trafogleichung Gl. (24.24):

$$\hat{B} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_S \cdot R_M}{N_{\text{Sek}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot A_e} \quad (24.51)$$

24.9.3 Ein Ausführungsbeispiel

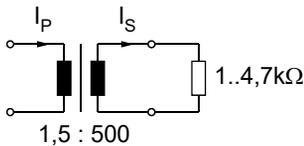


Abb. 24.51: Einfacher Stromwandler für kleine Ströme.

Kern: E13 stehend
 Primärwindungszahl: $N_{\text{prim}} = 1,5$ 4 Drähte parallel
 Sekundärwindungszahl: $N_{\text{sek}} = 500$ Cu, $\varnothing = 0,1 \text{ mm}$

Bei einem Widerstand von $1 \text{ k}\Omega$ ergeben sich 3 V bei einem Primärstrom von 1 A .

24.9.4 Stromwandler mit Gleichrichter

Wird für die Weiterverarbeitung des Stromsignals eine Gleichspannung gebraucht, kann ein Brückengleichrichter eingefügt werden, ohne dass merkliche Fehler entstehen:

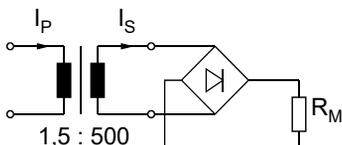


Abb. 24.52: Stromwandler mit Gleichspannungsausgang.

Die Flussspannung der Dioden hat in dieser Schaltung keinen Einfluss, da der Ausgang des Stromwandlers eine Stromquelle ist.

Weil der Stromwandler sowieso Primär- und Sekundärpotential trennt, kann hier ein Ende von R_M an Masse angeschlossen werden. So kann beispielsweise direkt ein in einem μC integrierter AD-Wandler bedient werden.

24.9.5 Stromwandler in Schaltschränken

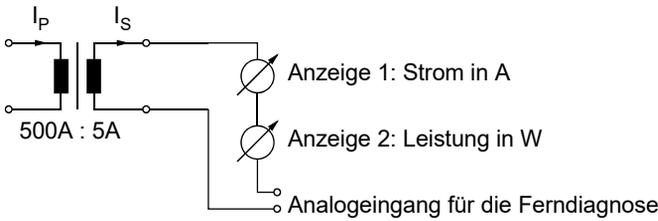


Abb. 24.53: Stromwandler versorgt mehrere Baugruppen.

In der Anlagentechnik muss häufig eine Strommessung von großen Strömen durchgeführt werden. Dabei sollen – wie in Abb. 24.53 gezeigt - mehrere Anzeige- und Auswertegeräte angeschlossen werden. Der Stromwandler kann diese Aufgabe erfüllen und hat sich dafür bestens bewährt.

24.9.6 Funktionsprinzip

Gemessen werden soll der Strom i_1 .

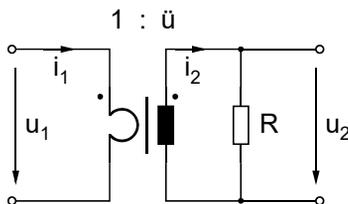


Abb. 24.54: Schaltung des Stromwandlers. Die Primärwicklung besteht meist aus einer oder einer halben Windung.

Der Strom i_1 fließt bei einer großen Spannung u_1 und kann deshalb als eingepreßt betrachtet werden. Der Strom i_2 ist um das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} kleiner, als der zu messende Strom i_1 . Er erzeugt an R den Spannungsabfall $u_2 = i_2 \cdot R = \frac{i_1 \cdot R}{\ddot{u}}$ und es gilt: $\frac{u_1}{u_2} = \ddot{u}$. Zahlenwerte

könnten sein: $\ddot{u} = 50, u_2 = 1V \Rightarrow u_1 = 20mV$.

Wir sehen, dass der primärseitige Spannungsabfall sehr klein ist und praktisch immer vernachlässigt werden kann. Somit ist die eingangs gemachte Annahme, dass der Strom eingepreßt sei zulässig. Die Auslegung des Stromwandlers erfolgt häufig auf Grund mechanischer Randbedingungen und könnte beispielsweise so aussehen:

Die sekundärseitige Windungszahl wird auf 50 festgelegt, die sekundärseitige Spannung sei wie in unserem Beispiel 1V. Damit ergibt sich für den Kernquerschnitt nach dem Induktionsgesetz: $A = \frac{u_2 \cdot t_{ein}}{N \cdot \hat{B}} = \frac{1V \cdot 10\mu s}{20 \cdot 0,2T} = 1mm^2$, wenn wir die Einschaltzeit auf $10\mu s$ festlegen. Und

wir sehen, dass der notwendige Kernquerschnitt deutlich kleiner ist, als der Querschnitt des kleinsten EPCOS-Kerns. Für den Frequenzbereich, wo heutige Schaltregler arbeiten, ist also die Baugröße eines Stromwandlers nicht durch den magnetischen Kreis bestimmt, sondern durch mechanische Randbedingungen wie z.B. minimale Drahtstärke, Kriechstrecken etc.

24.9.7 Einfluss der realen Trafoeigenschaften

Ein realer Trafo kann mit dem T-Ersatzschaltbild beschrieben und modelliert werden.

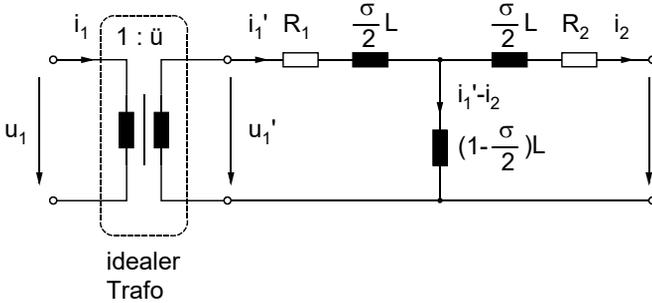


Abb. 24.55: Ausführliches Ersatzschaltbild des realen Trafos.

Hierin ist i_1 der zu messende (große) Strom und i_2 der (kleinere) von der Auswerteschaltung zu verarbeitende Strom. Zur besseren Erkennung der magnetischen Eigenschaften vernachlässigen wir mal die ohmschen Widerstände der Wicklungen und ergänzen den Abschlusswiderstand.

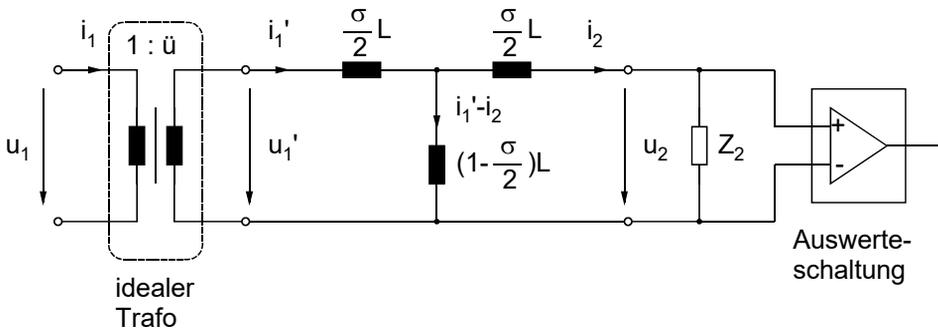


Abb. 24.56: Ersatzschaltbild des Stromwandlers mit sekundärseitiger Auswertung.

Abb. 24.56 zeigt uns drei wesentliche Eigenschaften des Stromwandlers auf.

- Z_2 sollte klein sein, damit der magnetische Kreis möglichst gering angesteuert wird.
 - Da wir i_1 als eingepreßt betrachten dürfen, stellen die Streuinduktivitäten eigentlich keinen Nachteil für die Strommessung dar. Lediglich bei einem Sprung von i_1 treten kurze, aber hohe Spannungen an u_1 auf, die je nach Schaltung die Bauelemente zusätzlich belasten können.
 - Der Magnetisierungsstrom verfälscht die Messung, da er zwar von der Primärseite geliefert wird, auf der Sekundärseite aber nicht ankommt. Er muss also klein gehalten werden, bezogen auf den zu messenden Strom.
- Der Stromwandler wirkt wegen der Hauptinduktivität als Hochpass. Bei tiefen Frequenzen fließt ein Teil des Stromes über die Hauptinduktivität und fehlt an R . Das wirkt sich bei niedriger werdenden Frequenzen zuerst in der Phase aus. Der Stromwandler verfälscht dann die Phase.

24.9.8 Sonderformen von Stromwandler

24.9.8.1 Kompensations-Stromwandler

Der Kompensationsstromwandler ist auch bekannt unter dem Begriff: Closed Loop Hall Effect. Der durch den Primärstrom i erzeugte magnetische Fluss wird mit Hilfe einer Sekundärspule kompensiert, wobei ein Hall-Sensor mit zugehöriger Elektronik-Schaltung verwendet wird. Der sekundärseitige Kompensationsstrom ist ein exaktes Abbild des Primärstroms.

Eigenschaften:

- Großer Frequenzbereich
- Hohe Gesamtgenauigkeit
- Kurze Ansprechzeit
- Geringe Temperaturdrift
- Hervorragende Linearität
- Keine Einfügungsverluste
- Gleichstromfähig

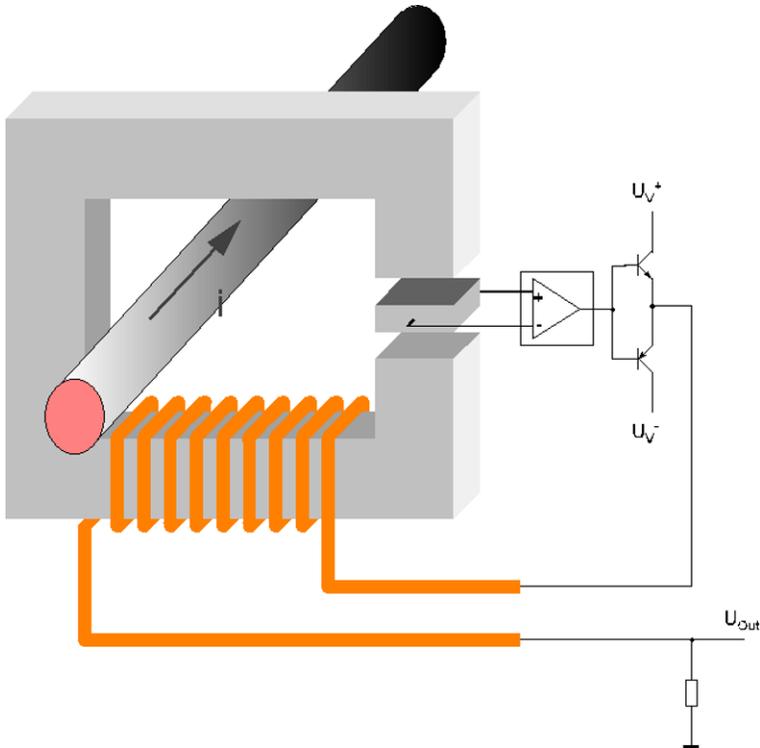


Abb. 24.57: Stromwandler nach dem Kompensationsprinzip.

24.9.8.2 Direktabbildende Stromwandler

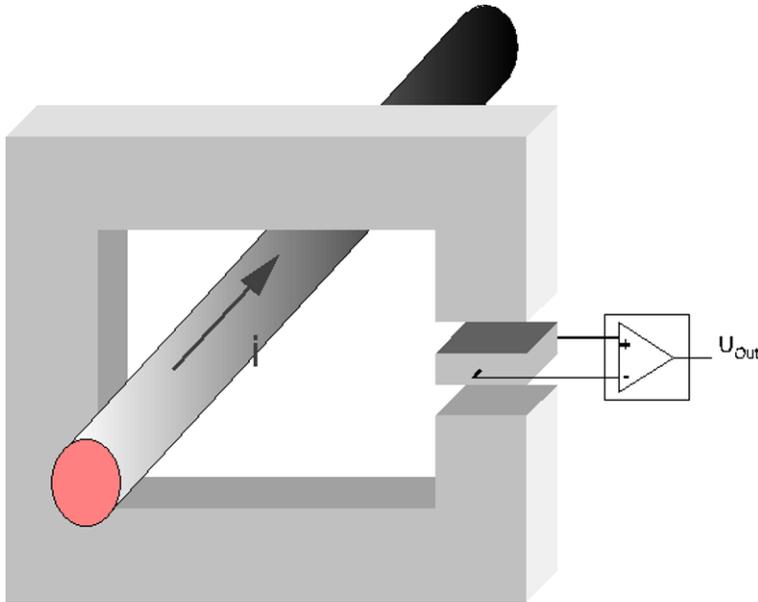


Abb. 24.58: Stromwandler mit Hall-Sensor.

Der direktabbildende Stromwandler in Abb. 24.58 wird auch Open Loop Hall Effect genannt.

Der durch den Primärstrom i erzeugte Magnetfluss wird in dem Magnetkreis verdichtet und mit einem Hallsensor im Luftspalt gemessen. Das Ausgangssignal des Hallsensors wird danach so aufbereitet, dass ein exaktes AbAbb. des Primärstroms entsteht.

Eigenschaften:

- Kleine Baugröße
- Erweiterter Messbereich
- Geringes Gewicht
- Niedrige Leistungsaufnahme
- Keine Einfügungsverluste
- Gleichstromfähig

24.9.8.3 Eta Stromwandler

Er stellt eine Kombination der beiden ersten Verfahren dar.

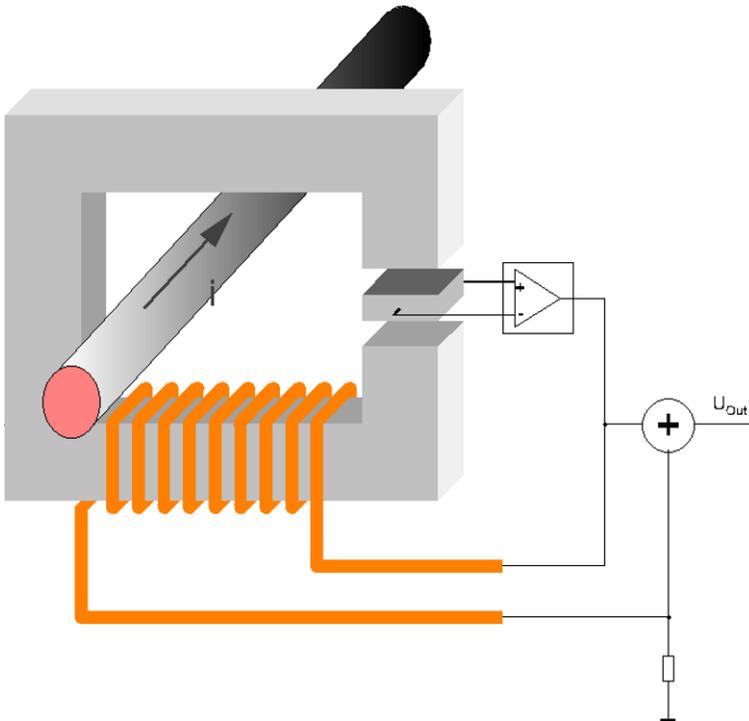


Abb. 24.59: Funktionsprinzip des Eta-Stromwandlers.

Eigenschaften:

- Große Bandbreite
- Weiter Messbereich
- Niedriger Stromverbrauch
- Unipolare Versorgung 0 ... + 5 V
- Schnelle Reaktionszeit
- Gleichstromfähig

Die Eta Technologie kombiniert Elemente des Open-Loop O/L und des Closed Loop C/L Prinzips. Das O/L Prinzip wird für die Messung von DC Strömen verwendet und der Transformatoreffekt (eine der C/L Eigenschaften) für die Messung von AC Strömen. Das Ergebnis ist ein Stromwandler, der die besten Eigenschaften der beiden Prinzipien vereint.

24.9.9 Ausführungsbeispiel eines Stromwandlers

Ein Stromwandler kann mit jedem gängigen Kern ausgeführt werden. Es ist nur die Frage wie wir einerseits die vielen Windungen mit sehr dünnem Draht für die Sekundärwicklung aufbringen können und wie andererseits die Primärwindung mit großem Querschnitt dazu platzieren. Eine Lösung sei für folgende Daten angegeben:

Stromwandler 1000 : 1, primärseitig 250A, mit EFD25 (kleinere Kerne sind genauso möglich)

Aufbau:

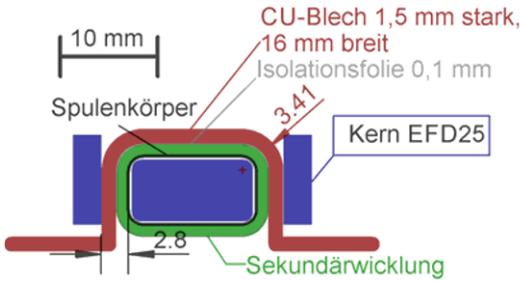


Abb. 24.60: Stromwandler im Querschnitt.

Ausführung:

Sekundär: $Cu, \phi = 0,14\text{mm}, N = 1000$.

Primär: Cu -Blech 1,5mm stark, 16mm breit. Alternativ: 5 mal Folie 0,2mm/0,25mm (oder unisolierte Folie für die Zwischenlagen und die innerste und die äußerste mit der Isolierung nach außen) übereinander, Enden verzinnen und verlöten.

Pinbelegung: Wicklungsanfang an Pin 3, Wicklungsende an Pin 2, Drehrichtung: Wickelmaschine läuft vom Spannfutter her betrachtet gegen den Uhrzeigersinn.

Elektrische Daten: $I_{Sek} = 250\text{mA}$, $R_{CuSek} = 68\Omega$, $P_{Sek} = 4,3\text{W}$

$P_{CuPrim} = 4\text{W}$. Bei einer Bestromungsdauer von 50% (Gegentaktwandler): $P_{\Sigma} = 4,1\text{W}$.

Die Primärwicklung kann auch aus mehreren Lagen laminiertes Kupferfolie aufgebaut werden. Der Lagenstapel sollte zur Sekundärwicklung und zum Kern mit Isolierfolie oder Papier gegen Durchschläge isoliert werden. Mehrere Kupferfolien anstelle eines Kupferbleches können schon alleine aus Fertigungsgründen nötig werden, nämlich dann, wenn die Primärwicklung beim Fertigungsprozess noch gebogen werden muss.

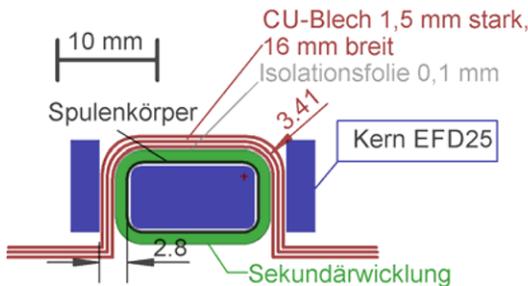


Abb. 24.61: Stromwandler mit laminiertes Cu-Folie.

Bei beiden Lösungen können die Anschlüsse der Primärwicklung direkt auf der Platine verlötet werden.

25 Die Kopplungsarten

25.1 Allgemeines

In diesem und den nachfolgenden Kapiteln sollen noch einige Ausführungen und Tipps zum Thema EMV gegeben werden. Der Begriff **EMV** ist die Abkürzung für **Elektromagnetische Verträglichkeit**. Im Englischen steht **EMC** für **Electromagnetic Compatibility**. Ursprünglich ging es dabei um die ungewollte Verkopplung von elektrischen Geräten über elektrische und magnetische Felder oder über gemeinsam verwendete Leitungen. Heute umfasst der Kürzel weitere Themenkomplexe wie EMV-Vorschriften, -Messverfahren, -Zertifizierung bis hin zu Fragen der Herstellerhaftung. Meist verbindet der Ingenieur oder der Projektverantwortliche mit EMV Erinnerungen wie teure Messgeräte, hoher Aufwand oder Terminverschiebung. Dabei ist die EMV keine Magie. EMV-Probleme lassen sich mit der gleichen Theorie lösen, die wir als Elektro-Ingenieure bereits kennen. Alle Grundlagen gelten auch in der EMV!

Zugegebenermaßen sind die EMV-Phänomene bisweilen unübersichtlich und komplex. Oft ist die größte Schwierigkeit die, erst einmal festzustellen: Wer stört wen und unter welchen Randbedingungen finden die Störungen überhaupt statt. Eine erste Hilfe kann sein, dass wir uns durch eine Übersicht über die physikalisch überhaupt möglichen Kopplungspfade Klarheit verschaffen:

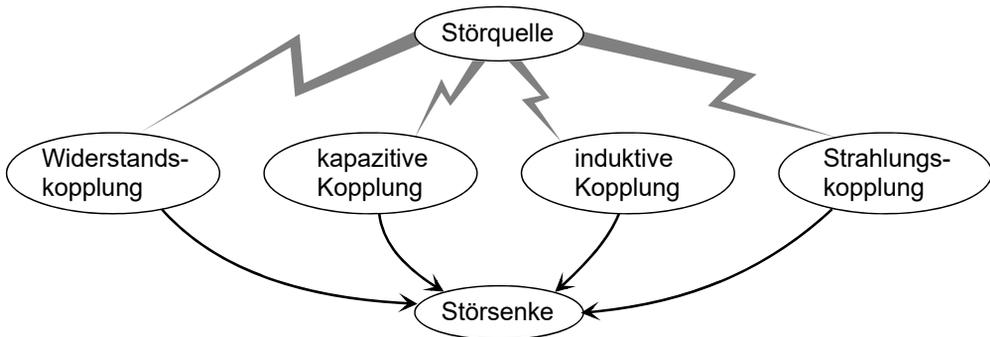


Abb. 25.1: Übersicht über die Kopplungsarten.

In Abb. 25.1 liegt der einfache Fall vor, dass ein Gerät ein anderes stört. Er wurde hier gewählt, um eine klare Klassifizierung in die vier Kopplungsarten zu erreichen. In der Praxis finden wir häufig die Situation vor, dass mehrere Geräte stören und gleichzeitig mehrere Geräte oder Baugruppen gestört werden. Dann wird die EMV-Untersuchung umfangreich und unübersichtlich. Wir müssen dann das komplexe EMV-Problem zuerst auf einzelne Teilprobleme reduzieren.

Erfahrungsgemäß fällt die Zergliederung einer komplexen technischen Aufgabe in kleine Teilaufgaben im Allgemeinen schon schwer. Bei EMV-Aufgaben ist es meist noch schwieriger, weswegen hier vorab einige Tipps gegeben werden sollen.

25.1.1 Verkopplungen erkennen

25.1.1.1 Baugruppen einzeln betreiben

Wenn wir ein modernes Kraftfahrzeug betrachten, wo viele elektronische Baugruppen auf engem Raum betrieben werden, sehen wir sofort, dass die Zuordnung „wer stört wen“ nicht so einfach möglich ist. Abhilfe schafft hier nur die Vorgehensweise, dass alle elektronischen Vorschaltgeräte abgeschaltet werden bis auf eines, das dann isoliert untersucht werden kann. Die Vorgehensweise erscheint auf den ersten Blick einleuchtend, ist aber in der Praxis gar nicht so einfach. Wenn z. B. die Abstrahlung der Benzineinspritzung gemessen werden soll, dann geht das nur bei laufendem Motor. Damit der Motor läuft, sind aber weitere elektronische Funktionen – wie etwa die Zündung – Voraussetzung. Man ist dann gezwungen, die Einspritzung auf einem Prüfstand außerhalb des Kfz zu betreiben und zu messen, was erheblichen Aufwand verursacht. Dennoch ist dieser Aufwand nötig, um zielorientiert zu einer Lösung zu kommen.

25.1.1.2 Teilschaltungen mit Stimuli-Größen betreiben

Auf der Platine oder in einem Gerät werden alle Funktionen stillgelegt bis auf eine. Sie wird mit Stimulissignalen von außen betrieben, also mit einer externen Stromversorgung, mit Impulsen aus einem Generator usw. Ihre Abstrahlung wird entweder gemessen oder die gestörte Funktion wird parallel betrieben. So können Störungen eindeutig zugeordnet werden.

Das Stilllegen von Funktion erfordert bisweilen einen massiven Eingriff auf der Leiterplatte oder im Gerät: Leiterbahnen durchtrennen, Kabel abschneiden etc. Das Gerät ist nach der Untersuchung eventuell unbrauchbar. Aber dieses Opfer ist für eine fundierte Aussage notwendig.

25.1.1.3 Versorgungsspannung oszillographieren

Voraussetzung für das ungestörte Funktionieren mehrerer Schaltungsteile ist eine stabile Versorgungsspannung. Spannungseinbrüche oder Spikes führen bei entsprechender Amplitude mit Sicherheit zu Störungen. Dasselbe gilt für Spannungsabfälle auf der Masseleitung. Beides kann leicht mit einem schnellen Oszilloskop überprüft werden.

25.1.1.4 Versuchsweise Verstärkung der Kopplung

Normalerweise wollen wir natürlich die Störung beseitigen, indem wir die Kopplung verringern. Um jedoch einen vermuteten Kopplungsmechanismus nachzuweisen oder aufzuspüren, können wir die Kopplung versuchsweise vergrößern. Wir verstehen dann die Zusammenhänge besser und können uns gezielt Abhilfemaßnahmen überlegen.

25.1.1.5 Störereignis festhalten

Wenn der Verdacht auf eine Störung besteht, sollten wir die Störung gezielt suchen. Tritt sie auf, müssen alle Randbedingungen möglichst komplett dokumentiert werden. Dann muss versucht werden, die Störung unter den gleichen Randbedingungen zu reproduzieren. Erst wenn dies gelingt, haben wir einen Ansatz für die weiteren Arbeiten. Die Reproduzierbarkeit

von Störungen ist nach erfolgter EMV-Maßnahme Voraussetzung dafür, dass wir die Wirkung der Maßnahme eindeutig nachweisen können.

25.1.1.6 Versuche mehrfach wiederholen

Solange wir uns über die Störursache nicht sicher sind, können Beobachtungen und Messungen leicht durch äußere Vorgänge verfälscht werden. Wir sollten deshalb getroffene Maßnahmen mehrfach rückgängig machen. So unterliegen wir nicht so leicht einem Trugschluss.

25.1.1.7 Verhalten der Schaltung im Grenzbereich

Die Schaltung muss im Grenzbereich untersucht werden: Wie verhält sie sich bei Unterspannung? Wie verhält sie sich bei Maximallast? Was passiert beim Einschalten des Gerätes? Werden ICs immer mit ihren Datenblattwerten betrieben oder überschreitet vielleicht ein Spannung-Spike den zulässigen Eingangsspannungsbereich eines Operationsverstärkers?

Die Überprüfungen sind hier beispielhaft für die Schaltung genannt. Sie betreffen natürlich das gesamte Gerät und schließen die Software mit ein. Häufiger als man denkt und vor allem häufiger als zugegeben wird, war ein vermutetes EMV-Problem lediglich ein Software-Fehler!

25.1.1.8 Software zusammen mit der Original-Hardware testen

Es genügt nicht, die Software-Funktionen losgelöst von der Hardware zu testen. Oft sind auch theoretische Verfahren zur Erkennung von Software-Fehlern ungeeignet, da sie viel zu langwierig sind und die tatsächlichen Probleme nicht zum Vorschein bringen.

Schnellere und bessere Erfolge erhält man meist mit dem intensiven Test des gesamten Gerätes, also dem Zusammenspiel von Hard- und Software. Dabei fährt man gezielt Grenzsituationen an, um zu erkennen, wo die Funktionsgrenze tatsächlich liegt.

25.1.1.9 Strompfade analysieren

Wo fließen welche Ströme? Welche Wege wählen sie auf der Leiterplatte? Die Überlegungen können und sollten vor jeder Messung gemacht werden.

25.1.1.10 Welche Leiterbahnen sind empfindlich?

Wo verlaufen hochohmige angeschlossene Leiterbahnen? Wo bedeutet eine kleine Einstreuung schon einen merklichen Fehler?

25.2 Die Widerstandskopplung

25.2.1 Prinzip der Widerstandskopplung

Jede elektrische Leiterbahn und jeder elektrische Leiter hat einen Widerstand, der aus einem ohmschen Anteil R und einem induktiven Anteil L besteht. Für einfache Stromkreise spielt dies meistens keine Rolle. Fließen jedoch Ströme von unterschiedlichen Schaltungsteilen über die gleiche Leiterbahn, so erhalten wir die Situation in Abb. 25.2.

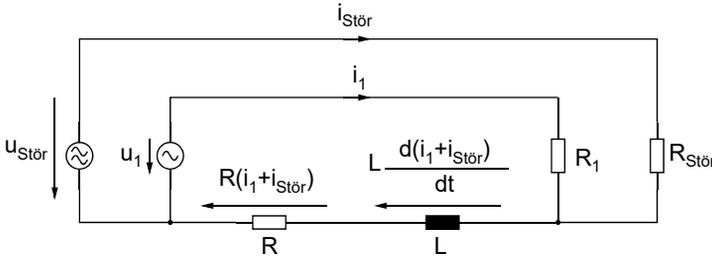


Abb. 25.2: Kopplung über einen Widerstand.

Ohne die Verkopplung mit dem Störkreis würden wir an R_1 ziemlich genau die Spannung u_1 messen, weil der relativ kleine Strom i_1 nur einen vernachlässigbaren Spannungsabfall an R und L erzeugt. Durch die Überlagerung mit dem Strom $i_{Stör}$ entsteht jedoch ein zusätzlicher Spannungsabfall $R \cdot i_{Stör} + L \frac{di_{Stör}}{dt}$ an R_1 , der als Störung wirkt. Bei einem großen Strom $i_{Stör}$ und bei hohen Frequenzen macht sich der Störkreis besonders stark bemerkbar.

Als Beispiel für eine derartige Verkopplung sei die gemeinsame Versorgung von einem Operationsverstärker und einem Prozessor angeführt:

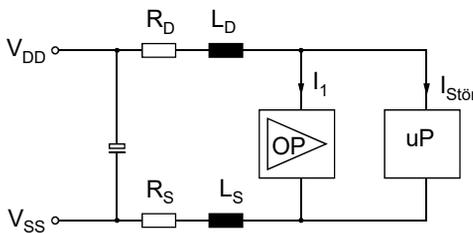


Abb. 25.3: Einfaches Beispiel für die Widerstandskopplung.

Der Operationsverstärker und der Prozessor werden gemeinsam versorgt. Der hochfrequente Prozessor-Strom $I_{Stör}$ verursacht in der Masse- und der Pluszuleitung Spannungsabfälle, die auch am OP anliegen. Der Operationsverstärker wird also nicht mit einer reinen Gleichspannung versorgt, was für seine ordentliche Funktion Voraussetzung wäre, sondern er wird mit einer Gleichspannung versorgt, die einen überlagerten Wechselanteil enthält. Für diesen Wechselanteil ist der OP weder gebaut, noch spezifiziert. Er wird gestört. Dabei lässt sich die Auswirkung der Störung auf das OP-Verhalten nicht abschätzen. Die Hoffnung, dass er den Wechselanteil ausregelt, erfüllt sich bei der hohen Arbeitsfrequenz des Prozessors nicht. Vielmehr muss damit gerechnet werden, dass Nichtlinearitäten in der internen OP-Schaltung wirksam werden, die ein Fehlverhalten beliebiger Art verursachen. Beispielsweise kann es sein, dass der OP eine größere Offset-Spannung hat, als bei einer sauberen Gleichstromversorgung, sich aber ansonsten völlig normal verhält.

25.2.2 Abhilfemaßnahmen

Aus Abb. 25.2 lassen sich prinzipielle Abhilfemaßnahmen ableiten:

- *niederimpedante Leiter verwenden!* Breite und kurze Leiterbahnen haben einen niedrigeren ohmschen Widerstand R und eine kleinere parasitäre Induktivität L . Bei sonst gleichen Verhältnissen verringern sich die durch $I_{Stör}$ erzeugten Spannungsabfälle.
- *Störstrom kleiner machen!* Ein kleinerer $I_{Stör}$ verursacht einen kleineren Spannungsabfall am ohmschen Widerstand und, da ein kleiner $I_{Stör}$ auch ein kleineres $di_{Stör}/dt$ hat, auch einen kleineren Spannungsabfall an L .
- *Störstrom niederfrequenter machen!* Bei niedrigerer Frequenz wird der Spannungsabfall an L reduziert. Der Spannungsabfall an L ist meist größer, als der Spannungsabfall an R . Deshalb ist diese Maßnahme sehr wichtig und von grundlegender Bedeutung: Eine Schaltung soll aus EMV-Gründen nur so schnell gemacht werden, wie für ihre Funktion unbedingt nötig ist: *So langsam wie möglich, so schnell wie nötig!*
- *Sternförmige Masseführung!* Oder zumindest eine getrennte Masseführung für unterschiedliche Schaltungsgruppen. Also etwa die Masse der analogen Schaltungsteile getrennt von der Masse der Digitalschaltungen verlegen. Oder, was in der Leistungselektronik sehr wichtig ist, dass man für die „dicken“ Ströme des Leistungsteiles eine eigene Masse vorsieht. Der Fall ist in Abb. 25.4 gezeigt.

Der Störstrom $I_{Stör}$ wird über eine getrennte Leitung geführt. Dadurch entsteht der Spannungsabfall durch $I_{Stör}$ nur noch im Störkreis und nicht mehr im empfindlichen Messkreis.

Die Abhilfemaßnahme in Abb. 25.4 hat zu der weitverbreiteten Regel geführt, dass Masseleitungen sternförmig zu verlegen sind. Zu beachten ist aber, dass nicht alle Masseleitungen in der Praxis sternförmig verlegt werden können, da dies zu viele Leitungsführungen ergeben würde. Deshalb muss bei jedem Masseanschluss geprüft werden, welche Störströme er führt. Eine sinnvolle Unterteilung der Masseführung kann dann sein: Analoge und digitale Masse getrennt oder auch analoge, digitale und Power-Masse getrennt. Die unterschiedlichen Massen werden dann am Eingangselko zusammengeführt. Sollte bei ausreichend dimensioniertem Elko immer noch ein zu großer hochfrequenter Spannungsripple auf dem Elko vorhanden sein, muss durch zusätzliche parallelgeschaltete Kondensatoren oder RC-Glieder geblockt werden.

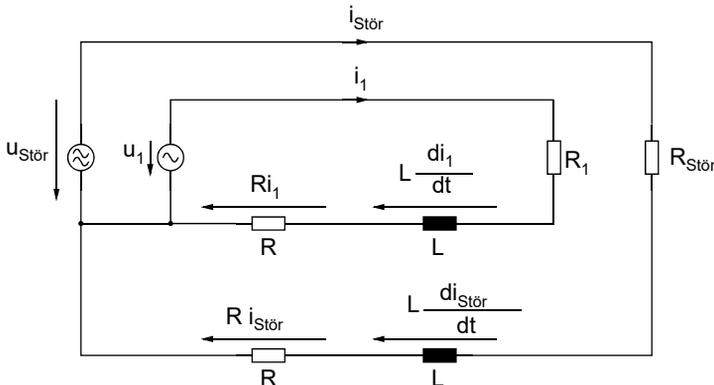


Abb. 25.4: Verbesserte Masseführung bei Widerstandskopplung.

Alle Überlegungen gelten natürlich auch für die Plus-Versorgung. Über sie können genauso wie auf der Massezuführung Verkopplungen entstehen.

25.2.3 Beispiele

25.2.3.1 Kurze induktivitätsarme Verbindungsleitung zum Eingangselko

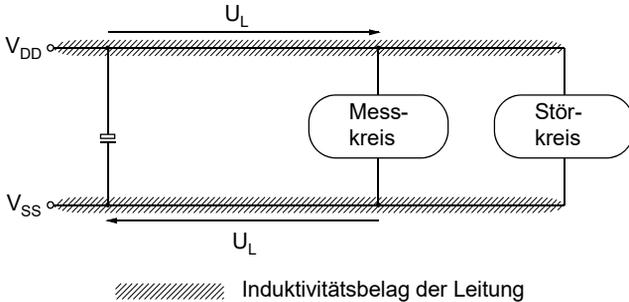


Abb. 25.5: Gemeinsame Versorgung von Messkreis und Prozessor.

Abb. 25.5 zeigt eine typische Verdrahtung zweier Baugruppen vom Eingangselko aus. Gerade bei sternförmiger Masseverdrahtung kommt es häufig vor, dass die Leitungen vom Elko zu lang oder zu dünn ausfallen und dennoch mehr als nur eine Baugruppe damit versorgt wird. Hier im Abb. sind zwei Baugruppen gezeichnet: der Störkreis und der Messkreis.

Hierbei darf man sich nicht vorstellen, dass der Messkreis und der Störkreis jeweils z. B. eine Europaplatine füllen, sondern es kann durchaus sein, dass schon ein IC den nächsten stört und dann besteht der Störkreis und der Messkreis zusammen nur aus wenigen Bauteilen.

In Abb. 25.5 sind die Induktivitätsbeläge der Leitungen eingezeichnet. An ihnen fällt die Spannung U_L ab. Eine einfache Abhilfe besteht in der Reduktion der Induktivitäten durch kürzere Leitungen. Dazu müssen aber nicht alle Leitungen verkürzt werden, sondern nur die, über die der Störstrom tatsächlich fließt. Im vorliegenden Fall reicht es aus, wenn der Elko verschoben wird. Siehe Abb. 25.6.

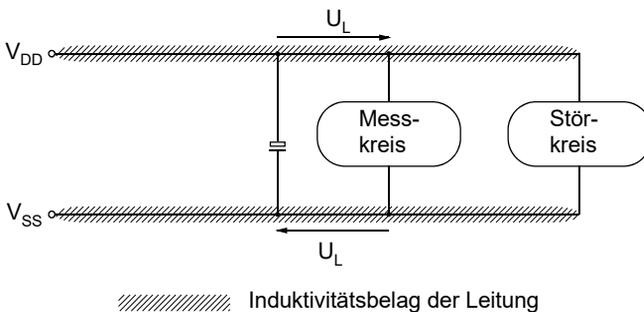


Abb. 25.6: Elko verschoben.

Die Leitungen oder Leiterbahnen sind in Abb. 25.6 die gleichen geblieben, wie in Abb. 25.5, haben also den gleichen Induktivitätsbelag. Der Störstrom fließt in beiden Fällen zwischen dem Störkreis und dem Elko. Bedingt durch den verschobenen Elko, ist die Leitung in Abb. 25.6 jedoch kürzer und hat damit eine kleinere parasitäre Induktivität.

Die Spannungen U_L sind jetzt entsprechend verkleinert. Durch die Maßnahme wurde der Elko niederohmiger an die Schaltung angebunden. Zum Netz hin erkaufen wir uns das mit einer größeren Serieninduktivität. Da dort sowieso nur Gleichstrom fließt, stört die erhöhte Induktivität nicht.

Neben der Verkürzung von Leitungen (was eben nur manchmal geht) gibt es die Möglichkeiten, die Leiterbahnen zu verbreitern oder den Leitungsquerschnitt zu erhöhen. Beides ergibt einen kleineren Induktivitätsbelag.

25.2.3.2 Analoge und digitale Masse trennen

Dies ist die Konsequenz von Kapitel 25.2.2. Bei analog und digital gemischten Schaltungen ist die Trennung der Masseleitung (und natürlich auch der positiven Spannung) besonders wichtig, da digitale Schaltungen Störungen erzeugen, andererseits aber auch einen höheren Störpegel verkraften als analoge Schaltungen. Oszillographiert man die Versorgungsspannung, so sieht die Stromversorgung von Digitalisierungen immer schlimmer aus als die von analogen Schaltungen.

25.2.3.3 Getrennte Messmasse

Es empfiehlt sich aber nicht nur die Trennung in Analog und Digital, sondern die grundsätzliche Trennung nach Funktionen. So sind Messschaltungen besonders störfähig, da sie genau messen sollen. Ganz schwierig wird es, wenn analoge und digitale Funktionen auf einem Chip sind. Für die Versorgungsanschlüsse werden dann separate Pins spendiert, obwohl jeder Pin Geld kostet und eventuell das Gehäuse vergrößert, was wiederum höhere Kosten und Platzbedarf verursacht. Aber der Mehraufwand ist für eine einwandfreie Funktion unumgänglich. Abb. 25.7 zeigt ein Beispiel, wo ein AD-Wandler und ein Rechner am gleichen 5V-Netz betrieben werden.

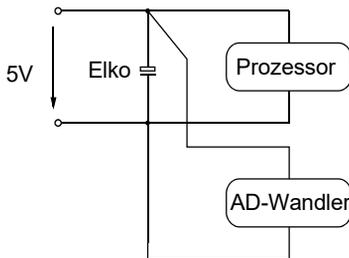


Abb. 25.7: ADC und Rechner an der gleichen Versorgungsspannung.

Oft reicht die getrennte Leiterbahnführung nicht aus und es muss mit einem RC-Filter entkoppelt werden:

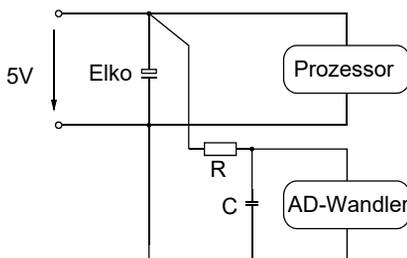


Abb. 25.8: Filterung der Betriebsspannung mit einem RC-Filter.

Wenn die störende Frequenz dicht bei der Eingangsbandbreite des AD-Wandlers liegt oder wenn der AD-Wandler eine hohe Auflösung hat, kann es nötig sein, den Widerstand durch eine Induktivität zu ersetzen. Man erhält dann ein Filter zweiter Ordnung, das doppelt so steile Flanken hat, wie das einfache RC-Filter. Die Entkopplung der Stör- und der Nutzfrequenz wird deutlich verbessert.

25.2.3.4 Schalten eines MOSFETs.

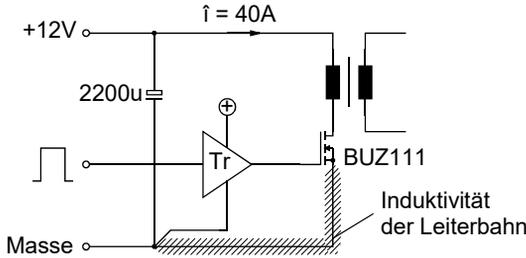


Abb. 25.9: Schalten eines MOSFETs.

Die Induktivität der Zuleitung im Sourcekreis ist als Schraffur eingezeichnet. Beim schnellen Schalten des Transistors verursacht die Stromänderung an dieser Induktivität einen Spannungsabfall, der immer gegen den Schaltvorgang wirkt. Dadurch wird der Schaltvorgang langsamer, als es der Treiberstrom eigentlich zulässt.

Eine Abhilfemöglichkeit ist eine kurze Ankopplung des Treiberkreises an die Source. Abb. 25.10 zeigt die verbesserte Verdrahtung.

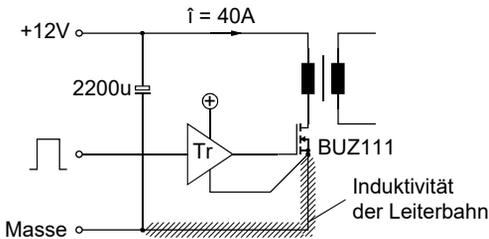


Abb. 25.10: Ankopplung des Treibers.

Die in Abb. 25.9 und Abb. 25.10 gezeigte Induktivität führt meist nicht nur zu einem langsameren Ein- oder Ausschalten des Transistors, sondern zusammen mit den parasitären Kapazitäten zu einer hochfrequenten Schwingung. Sie ist sowohl aus EMV-Gründen, als auch wegen der hohen Verluste unerwünscht und kann nur durch Bedämpfung des Schwingkreises vermieden werden. Dazu schaltet man zwischen Treiberausgang und Gate einen Widerstand in der Größenordnung von 10 bis 100 Ω . Dadurch wird der Schaltvorgang allerdings auch etwas langsamer als erwünscht.

Grundsätzlich sei an dieser Stelle noch einmal angemerkt, dass schnelle Schaltungen immer Probleme mit sich bringen. Man darf die Schaltung nur so schnell machen als unbedingt nötig. Gerade in dem hier gezeigten Beispiel sieht man gut, dass sich die Physik nicht vergewaltigen lässt. Wer unbedingt eine kurze Schaltzeit des Transistors will und dafür eine große Treiberleistung zur Verfügung stellt, der kann dennoch nicht die Schaltzeit beliebig verkürzen, denn irgendwann schwingt das Gebilde einfach und die Bedämpfung des Ganzen bringt wiederum eine größere Schaltzeit mit sich.

25.2.3.5 Blockkondensatoren bei digitalen Schaltkreisen

Das Prinzip der Blockkondensatoren gilt allgemein überall dort, wo impulsförmige Ströme oder auch einfach Wechselströme fließen und über die Widerstandskopplung andere Schaltungsteile stören. Es ist also nicht auf die digitalen Schaltkreise beschränkt, dort aber am ehesten bekannt.

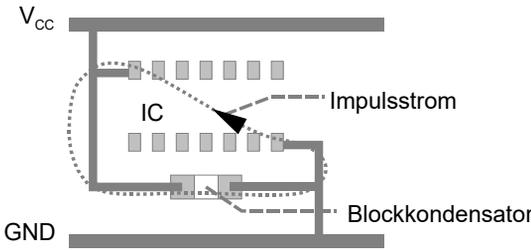


Abb. 25.11: Anbindung des Blockkondensators.

Der impulsförmige Strom wird am Ort der Entstehung abgeleitet, so dass er erst gar nicht über die Versorgungsspannung fließt. Somit kann er auch keine anderen Schaltungsteile beeinflussen.

Für besonders kritische Anwendungen kann die Impedanz der Anschlussleitungen zum Blockkondensator immer noch zu groß sein. Man kann sie folgendermaßen verkleinern:

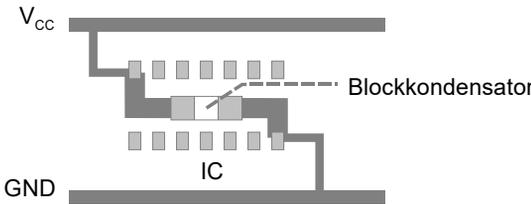


Abb. 25.12: Verbesserte Anbindung des Blockkondensators.

Hier sieht man auch, dass aus EMV-Sicht die diagonal gegenüberliegenden Anschlüsse für die Versorgungsspannung nicht optimal sind. Besonders bei sehr schnellen Logikfamilien überlegen sich die Hersteller, die Anschlüsse nebeneinander zu legen.

25.2.3.6 Vierleitermesstechnik

Eine Strommessung kann am einfachsten durch Messen des Spannungsabfalls an einem Shunt-Widerstand R_{Sh} erfolgen (Abb. 25.13).

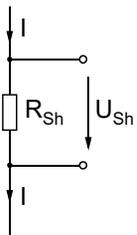


Abb. 25.13: Strommessung mittels Shunt.

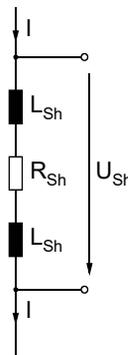


Abb. 25.14: Shunt mit parasitären Anschlussinduktivitäten.

An R_{Sh} gilt das ohmsche Gesetz: $I = \frac{U_{Sh}}{R_{Sh}}$. R_{Sh} wird möglichst niederohmig gewählt, um die

Verluste klein zu halten. Dadurch wird auch U_{Sh} klein und jede wirksame Störgröße verfälscht die Messung. Insbesondere parasitäre Induktivitäten in den Zuleitungen und den Anschluss-

Pins des Shunts verursachen Messfehler. In Abb. 25.14 gilt für U_{Sh} : $U_{Sh} = R_{Sh} \cdot I + 2 \cdot L_{Sh} \cdot \frac{dI}{dt}$.

Der zweite Term verkörpert die Messung der Stromänderung und nicht die Strommessung. Er verfälscht das Messergebnis. Abhilfe schafft nur ein zusätzliches Leiterpaar zur Trennung von Strom und Messspannung.

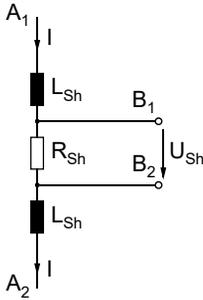


Abb. 25.15: Vierleitermesstechnik mit Leiterpaar A1, A2 (Strompfad) und Leiterpaar B1, B2 (Messpfad).

Oft ist die parasitäre Induktivität der Anschlüsse von R_{Sh} schon zu groß. Deshalb werden schon auf dem Chip getrennte Leiterpaare verwendet.

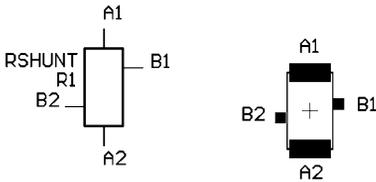


Abb. 25.16: Schaltbild und Layout für einen SMD-Shunt. Hersteller: Isabellenhütte.

25.2.4 Widerstandsberechnung

Für die Berechnung der Spannungsabfälle auf den gemeinsam benutzten Leitern muss deren Widerstand bestimmt werden. Für Leiter mit konstantem Querschnitt gilt:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \tag{25.2.1}$$

Es gibt nur wenige Anordnungen im Bereich der Platinenherstellung, wo diese Formel nicht anwendbar ist. Ein häufig vorkommender Fall ist der Widerstand zwischen zwei Punkten einer leitenden Ebene.

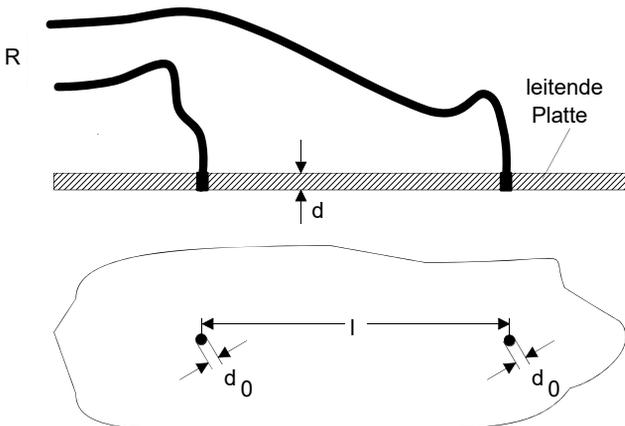


Abb. 25.17: Widerstand einer leitenden Platte.

Die Kontaktierungsstellen sind mit einem hochleitfähigen Draht hergestellt und der Skineffekt sei noch vernachlässigbar. Dann ist die Stromverteilung über der Dicke der Platte konstant. Damit reduziert sich die Rechenaufgabe auf ein ebenes Problem.

Zunächst betrachten wir nur einen Anschluss in der unendlichen Ebene, über den der Strom I zugeführt wird. Für die Stromdichte gilt dann auf einem Kreis um den Einspeisepunkt:

$$S = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot d} \quad (25.2.2)$$

Wenn nun über einen zweiten Anschluss ein weiterer Strom eingespeist wird, so überlagern sich beide Strömungsfelder. Der Einfachheit wegen bewegen wir uns auf der Verbindungslinie der beiden Einspeisepunkte. Dann gilt:

$$S = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot d} + \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot (l-r) \cdot d} \quad (25.2.3)$$

Bekanntlich gilt:

$$E = \rho \cdot S \quad (25.2.4)$$

Um die Spannung zwischen den beiden Einspeisepunkten zu erhalten, müssen wir über die Feldstärke integrieren:

$$U = \int_{r_0}^{l-r_0} E(r) dr = \int_{r_0}^{l-r_0} \rho \cdot S(r) dr \quad (25.2.5)$$

Die Lösung des Integrals ergibt:

$$\begin{aligned} U &= \int_{r_0}^{l-r_0} \frac{I \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot d} \cdot \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{l-r} \right) dr = \frac{I \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot d} \cdot [\ln r - \ln(l-r)]_{r_0}^{l-r_0} \\ &= \frac{I \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot d} [\ln(l-r_0) - \ln(l-l+r_0) - \ln r_0 + \ln(l-r_0)] \\ &= \frac{I \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot d} \cdot 2 \cdot \ln \frac{l-r_0}{r_0} \end{aligned} \quad (25.2.6)$$

$$\Rightarrow R = \frac{U}{I} = \frac{\rho}{\pi \cdot d} \cdot \ln \frac{l-r_0}{r_0} \quad (25.2.7)$$

für $\frac{l}{r_0} \ll 1$ gilt:

$$R = \frac{\rho}{\pi \cdot d} \cdot \ln \frac{l}{r_0} \quad (25.2.8)$$

Nachfolgend wird (25.2.7) dargestellt:

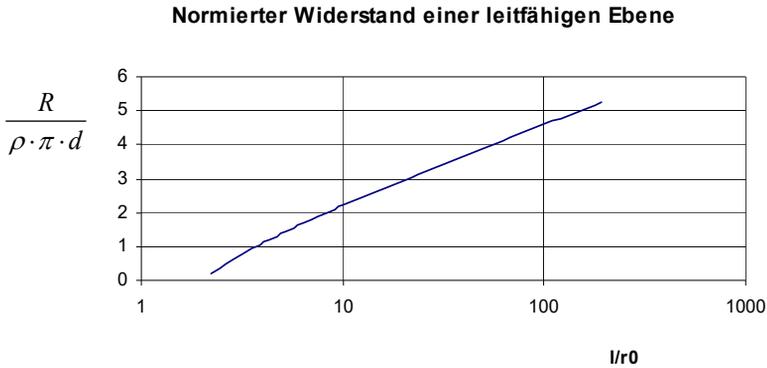


Abb. 25.18: Graphische Darstellung des Widerstandes zwischen zwei Punkten in einer Ebene.

Beispiel: Die Kupferkaschierung auf einer Leiterplatte hat eine Dicke von $35 \mu\text{m}$. Eine 1 mm breite Leiterbahn mit 10 cm Länge hat einen Widerstand von $50,3 \text{ m}\Omega$.

Zwei Punkte auf einer durchgehenden Fläche im Abstand von 10 cm und einem Kontaktierungsdurchmesser von 1 mm haben einen Widerstand von $0,74 \text{ m}\Omega$.

25.3 Die kapazitive Kopplung

25.3.1 Prinzip der kapazitiven Kopplung

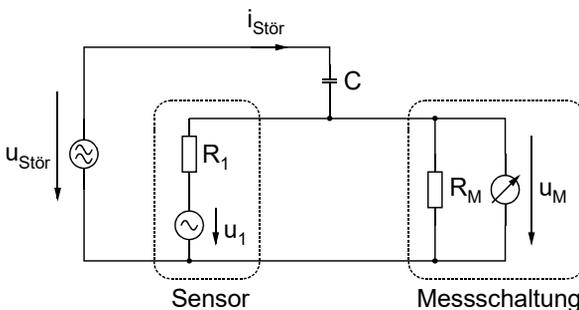


Abb. 25.19: Prinzip der kapazitiven Kopplung.

Einen typischen Fall von kapazitiver Kopplung zeigt Abb. 25.19. Ein Sensor (R_1, u_1) ist an eine Messschaltung (R_M, u_M) angeschlossen. R_1 und R_M sind hochohmig. In der Nähe verläuft ein Leiter, der eine hohe oder hochfrequente Wechselspannung hat ($u_{\text{Stör}}$). Zwischen beiden existiert die aufbaubedingte Kapazität C , die im Schaltplan gar nicht eingezeichnet ist, im vorliegenden Fall aber berücksichtigt werden muss. Es fließt dann über den Kondensator C der Strom $I_{\text{Stör}}$.

Für $I_{Stör}$ gilt:

$$I_{Stör} = C \cdot \frac{dU_{Stör}}{dt}. \quad (25.3.1)$$

Er verursacht an R_V die Störspannung $U_{MStör}$.

$$U_{MStör} = \frac{R_1 \cdot R_M}{R_1 + R_M} \cdot I_{Stör} = \frac{R_1 \cdot R_M}{R_1 + R_M} \cdot C \cdot \frac{dU_{Stör}}{dt} \quad (25.3.2)$$

Ein Zahlen-Beispiel aus dem Kraftfahrzeug soll die Zusammenhänge verdeutlichen: Dort wird das Gemisch im Ottomotor mit einem Zündfunken entflammt. Für den Durchschlag an der Zündkerze braucht man etwa 10 kV. Beim Funkenüberschlag bricht die Spannung praktisch schlagartig zusammen. Nehmen wir einmal für das „schlagartige“ Zusammenbrechen der Spannung 100 ns an, dann haben wir eine Spannungsänderung von $10 \frac{\text{kV}}{100 \text{ ns}}$.

Bei einer Kopplungskapazität von 1 fF (= 0,001 pF) erhalten wir nach Gl. (25.3.1):

$$I_{Stör} = C \cdot \frac{dU_{Stör}}{dt} = 1 \cdot 10^{-15} \text{ F} \cdot 10 \frac{\text{kV}}{100 \text{ ns}} = 100 \mu\text{A}.$$

An einem Punkt in der Schaltung, der beispielsweise 10 k Ω Impedanz nach Masse hat, fällt dann die Spannung $U_{Stör} = I_{Stör} \cdot R = 1 \text{ V}$ ab.

Bei größeren Kopplungskapazitäten oder hochohmigeren Schaltungspunkten vergrößert sich die Störspannung entsprechend und auch die angenommene Spannungsanstiegsgeschwindigkeit kann in der Realität deutlich größer sein.

Aus Gl. (25.3.2) erkennen wir: Eine kapazitive Störung ist umso stärker, je größer die Koppelkapazität C ist und je höher die Flankensteilheit der störenden Spannung ist. Sie ist umso kleiner, je niederohmiger die Parallelschaltung von R_1 und R_M ist.

25.3.2 Vermeidung und Abhilfemaßnahmen

- Verringerung der Koppelkapazität durch
 - kurze Verbindungsleitungen,
 - nicht parallel geführte Leiter,
 - größerer Abstand zwischen den sich störenden Leitungen,
 - Abschirmung.
- Kleine Änderungsgeschwindigkeit der Störspannung.
- Niederohmige Signalquelle,
 - Multi-Layer,
 - Kapazität parallel R_M .
- Niedrige Grenzfrequenz der Schaltung.
- Symmetrie.

25.3.3 Beispiele

25.3.3.1 Störung eines Schwingquarzes

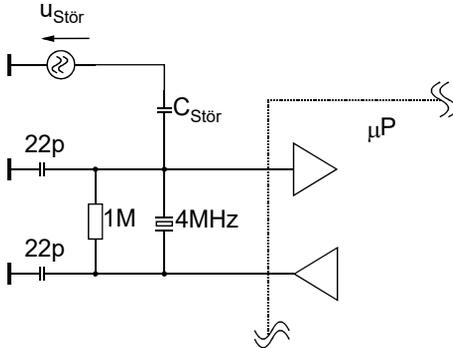


Abb. 25.20: Kapazitive Störung eines Quarzes zur Takterzeugung.

In Abb. 25.20 ist die typische Quarz-Oszillator-Schaltung gezeichnet, wie sie bei Prozessoren verwendet wird. Im Prozessor sind bereits Verstärker und Treiber für den Oszillator integriert. Lediglich der Quarz, die beiden 22pF-Kondensatoren und der Widerstand werden extern dazu gebaut. Durch die Beschaltung mit den beiden Kondensatoren schwingt der Quarz in Serienresonanz, die niederohmig ist. Das Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes sieht so aus:

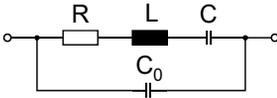


Abb. 25.21: Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes.

L und C sind wie gesagt in Serienresonanz. R ist vergleichsweise klein, sodass wir insgesamt an den Anschlussklemmen einen niederohmigen Zweipol erhalten. Nach den Ausführungen in Kapitel 25.3.2 würden wir also keine kapazitiven Störungen erwarten. Leider ist der Quarz nur bei seiner Resonanzfrequenz niederohmig. Für alle anderen Frequenzen ist er hochohmig und damit durch kapazitive Störungen leicht beeinflussbar.

Wenn nun eine Störung die Quarzfrequenz verändert, dann tut sie das nicht bei den 4 MHz, sondern bei einer völlig anderen Frequenz. Der Verstärker führt diese Frequenz dem Rechner zu und der wird mit einer Taktfrequenz betrieben, die drastisch von den 4 MHz abweicht.

Dabei passiert Folgendes: Teile des Prozessors, wie etwa der Akku, arbeiten mit der gefälschten Taktfrequenz weiter. Andere Teile des Prozessors, wie etwa der Bus, können bei der Störfrequenz nicht mehr ordentlich arbeiten und machen echte digitale Fehler. Der Prozessor stürzt ab. Genauer gesagt, er verirrt sich in unerlaubte Adressbereiche.

Viele Prozessoren haben für diesen Fall eine so genannte „Trap-Funktion“. Die Zugriffe auf unerlaubte Daten- oder Adressbereiche werden erkannt und es wird ein Interrupt-Vektor oder der Rest-Vektor angesprochen. Der Prozessor beginnt sein Programm von vorne.

Dies ist aber lediglich eine Hilfe bei der Schaltungs- und Geräteentwicklung, um die Störung des Prozessors zu erkennen und zu beobachten. Für Seriengeräte, wo der Prozessor direkte Funktionen steuert (z. B. Airbag), dürfen solche Störungen nicht vorkommen.

Abhilfemaßnahme bei gestörtem Quarz ist meist nur durch einen Quarzoszillator zu erreichen, der den Takt niederohmig aus seinem geschirmten Gehäuse heraus liefert.

25.3.3.2 Abstrahlender Kühlkörper

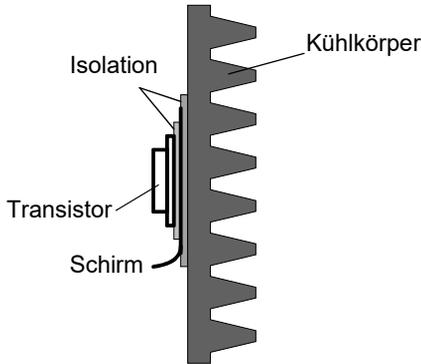


Abb. 25.22: Kühlkörper mit Isolation und Schirm.

Der Kühlkörper mit seiner großen Oberfläche hat eine deutliche Kapazität zur Umgebung, wodurch er steile Schaltflanken abstrahlt. Zur Vermeidung der Abstrahlung muss der Kühlkörper auf Masse gelegt werden oder genauer gesagt so gut wie möglich auf Erdpotential.

Zur Ableitung kann – wie im Abb. gezeichnet – eine Abschirmung zwischen Transistor und Kühlkörper erforderlich werden, die an die Masse der Schaltung (üblicherweise Minuspol) angeschlossen werden muss. Damit sind zwei elektrische Isolationsschichten eingefügt und die thermische Kopplung wird deutlich schlechter sein als in dem Falle, wo der Transistor direkt auf den Kühlkörper geschraubt wird. Eventuell kann auf den Schirm und die zweite Isolationsschicht verzichtet werden, wenn der Kühlkörper galvanisch auf Masse angeschlossen werden kann.

25.3.3.3 Schirmwicklung in einem Transformator

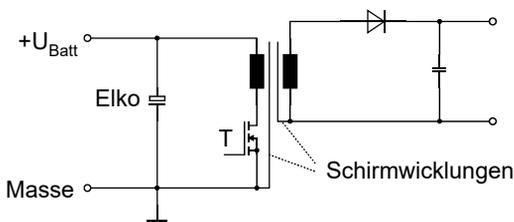


Abb. 25.23: Schirmung in einem Transformator.

Es wird eine primärseitige und eine sekundärseitige Schirmwicklung eingebaut und an die jeweilige Masse angeschlossen. Damit werden alle kapazitiven Störströme auf die zugehörigen Massen abgeleitet und fließen nicht auf die andere Wicklungsseite hinüber.

Anmerkung zum Trafo: Die Wicklungen auf einem Trafo sind immer kapazitiv verkoppelt, was häufig stört. Verschiedene Wickeltechniken versuchen die Wicklungskapazitäten möglichst klein zu halten. Beispiele: Trenntrafo, Zündspule. Dies gelingt nur bedingt. Durch die Schirmung, wie in Abb. 25.23 gezeigt, gelingt es aber fast vollständig Störungen von der Primär- auf die Sekundärseite und umgekehrt zu unterbinden.

Daneben hat der Transformator auch ohne Schirmwicklung eine gute Filterwirkung (siehe auch Kapitel 12) und wird schon deshalb in Netzteilen bevorzugt eingesetzt.

25.3.4 Einfacher Nachweis elektrischer Felder im Labor

Um einen Überblick über die Art der Störung zu bekommen, reichen einfache Mess- oder Schnüffelverfahren aus. Sie sollten schnell und leicht durchführbar sein und keine teuren Messgeräte erfordern.

Mit einem offenen Tastkopf kann man Wechselfelder nachweisen. Der Masseclip wird an Masse angeschlossen und die Tastkopfspitze bleibt offen. Man bewegt sie über die Platine und findet so schnell den gesuchten Störherd.

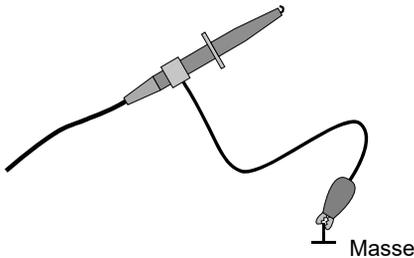


Abb. 25.24: Offener Tastkopf misst elektrische Felder.

Bei schwachen Feldern kann die Antennenwirkung der Tastkopfspitze durch ein Kupferplättchen verstärkt werden:

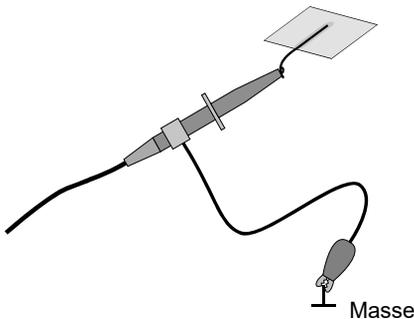


Abb. 25.25: Antennenwirkung mit Metallplättchen verstärkt.

Das Metallplättchen hat zusätzlich den Vorteil, dass die Richtung des elektrischen Feldes erkannt wird.

„Richtige“ EMV-Messungen erfolgen mit dem Messempfänger im Frequenzbereich. Die Messungen mit dem Oszilloskop finden im Zeitbereich statt. Beide Messungen lassen sich also nicht direkt vergleichen, was aber auch nicht verlangt wird. Mit den einfachen Schnüffelmessungen in Abb. 25.24 und Abb. 25.25 sollen keine genauen EMV-Messungen gemacht werden, sondern es sollen die Störquellen gefunden werden. Störer lassen sich mit der Messung im Zeitbereich leichter identifizieren, da der Schaltungsentwickler die Spannungsverläufe sowieso kennt und die zeitliche Zuordnung (im Gegensatz zur Messung im Frequenzbereich) gegeben ist. Die zeitliche Zuordnung gilt für den Störer, die Störung und den gestörten Schaltungsteil. So kann einem beobachteten Störverhalten der Schaltung eindeutig der Verlauf des elektrischen Feldes zugeordnet werden, der zu der Störung geführt hat. Aus dem Verlauf des elektrischen Feldes kann nun direkt auf den Störer geschlossen werden. Damit ist der komplette Kopplungsmechanismus erkannt!

Genauere Messungen, etwa für die Freigabe eines Produkts, müssen in einem EMV-Labor durchgeführt werden und können keinesfalls durch die einfachen Schnüffelmessungen ersetzt werden.

25.4 Die magnetische Kopplung

25.4.1 Prinzipdarstellung der magnetischen Kopplung

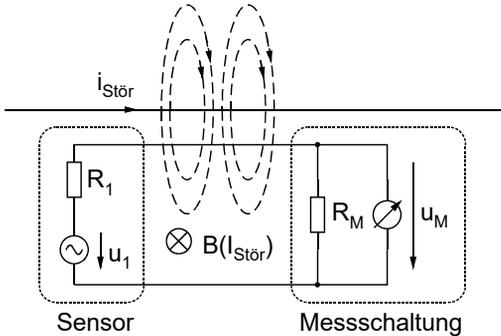


Abb. 25.26: Die magnetische Kopplung.

Der Strom $I_{Stör}$ erzeugt ein Magnetfeld in der Umgebung seines Leiters. Die magnetischen Feldlinien verlaufen in Form von konzentrischen Kreisen um den Leiter herum. Ein Teil der Feldlinien durchdringen die Leiterschleife und induzieren dort eine Spannung $U_{Stör}$. Sie tritt nicht als diskrete Spannungsquelle an einer Stelle auf, sondern wirkt in der gesamten Leiterschleife. Sie könnte näherungsweise gemessen werden, wenn wir die Leiterschleife an einer Stelle auftrennen und unmittelbar an der Trennstelle die Spannung messen. In Abb. 25.26 wirkt sie auf die Serienschaltung von R_1 und R_M . Ihre Wirkung überlagert sich der Wirkung von U_1 .

Die Größe von $U_{Stör}$ hängt von der Geometrie der gesamten Anordnung ab. Dieser Einfluss wird üblicherweise durch die Gegeninduktivität M der Anordnung beschrieben. Damit kann das Induktionsgesetz auf Abb. 25.26 angewendet werden:

$$U_{Stör} = M \cdot \frac{dI_{Stör}}{dt} \quad \text{und} \quad U_{MStör} = \frac{R_M}{R_1 + R_M} \cdot U_{Stör} = \frac{R_M}{R_1 + R_M} \cdot M \cdot \frac{dI_{Stör}}{dt} \quad (25.4.1)$$

Darin ist $U_{MStör}$ derjenige Spannungsanteil von U_M , der von $I_{Stör}$ erzeugt wird. $U_{MStör}$ stellt also die eigentliche Störgröße dar.

25.4.2 Abhilfemaßnahmen bei magnetischer Einkopplung

- 1) Verringerung der Gegeninduktivität durch
 - größeren Abstand der sich störenden Kreise,
 - kleinere Schleifenfläche der Kreise,
 - verdrehte Leitungen,
 - magnetische Abschirmung (Permalloy, Mu-Metall).
- 2) Kleine Änderungsgeschwindigkeit des Störstromes.
- 3) Eine Stromschnittstelle, d. h. niedriger Eingangswiderstand des Verbrauchers (R_M) und großer Innenwiderstand der Quelle (R_1). Unter dieser Voraussetzung fällt die induzierte Störspannung größtenteils an R_1 ab und wird nicht an R_M gemessen.
- 4) Orthogonale Magnetachsen.

25.4.3 Beispiele

25.4.3.1 Layout für einen Digital-IC

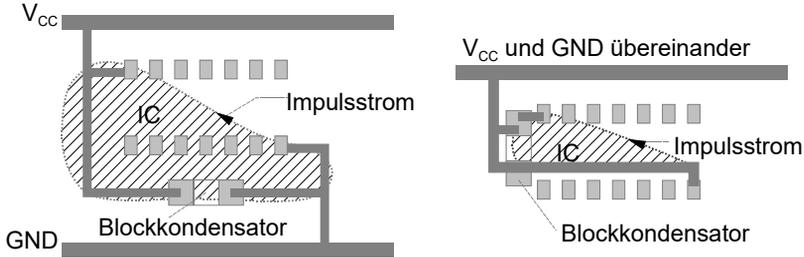


Abb. 25.27: Vergleich von zwei Layout-Lösungen bezüglich magnetischer Störungen.

Im linken Fall in Abb. 25.27 brauchen wir nur eine einlagige Leiterplatte und haben eine übersichtliche Leiterbahnführung. Im rechten Fall brauchen wir mindestens eine Bilayer-Platine. Wir können aber das Layout so gestalten, dass der Weg des Impulsstromes eine kleinere Fläche aufspannt wie in der linken Abbildung. Dadurch wird die Abstrahlung der Digitalschaltung verringert. Als Nebeneffekt ergibt sich im rechten Fall eine kleinere Induktivität der Anschlussleitungen zwischen Blockkondensator und dem IC. Der Kondensator wirkt besser. Die Spannungseinbrüche auf V_{CC} werden kleiner sein.

25.4.3.2 Leitungsführung bei einem DC/DC-Wandler

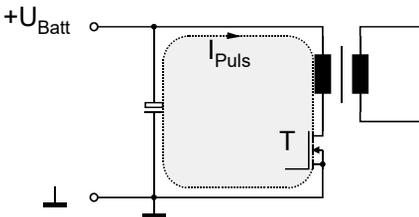


Abb. 25.28: Schlechtes Layout.

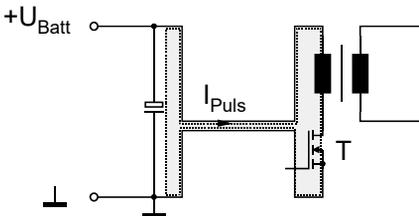


Abb. 25.29: Besseres Layout.

Der Stromkreis spannt in Abb. 25.28 eine kleinere Fläche auf als in Abb. 25.29. Die Abstrahlung wird also deutlich geringer sein. Noch besser ist eine Führung der Leiterbahnen übereinander, etwa auf einer doppelt kaschierten Platine. Dann ist die Fläche praktisch null.

25.4.3.3 Adernbelegung bei vielpoligen Leitungen mit gemischten Strömen.

In einer vieladrigen Leitung kommt es zwangsläufig dazu, dass Adern von Stromkreisen mit unterschiedlichen Funktionen dicht nebeneinander verlaufen. Empfindliche Messleitungen liegen vielleicht dicht neben Powerleitungen. Dann kommt es zum Übersprechen und die Messleitungen werden gestört.

Neben der kapazitiven Überkopplung, die durch entsprechend niederohmige Schaltungsauslegung beherrschbar ist, kommt es zur induktiven Überkopplung. Die Schleife der Starkstromleitung und die Schleife des Messpfades haben eine Gegeninduktion zueinander. Die Gegeninduktion kann durch geschickte Belegung der vieladrigen Leitung minimiert werden.

Mit dem SchnittAbb. eines vieradrigen Kabels sei die Aussage verdeutlicht:

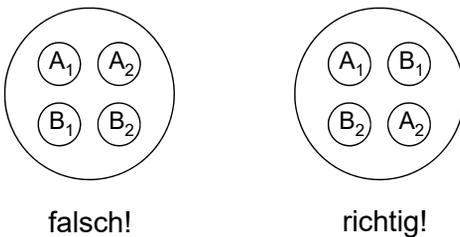


Abb. 25.30: Adernbelegung eines 4-adrigen Kabels mit zwei Stromkreisen.

Die Leitung A besteht aus Hinleiter A_1 und Rückleiter A_2 . Die Leitung B besteht aus Hinleiter B_1 und Rückleiter B_2 .

Zur Begründung, warum die linke Adernbelegung in Abb. 25.30 falsch und die rechte richtig ist, betrachten wir das magnetische Feld der Anordnung. Zunächst betrachten wir lediglich das durch das Leiterpaar A erzeugte Feld und charakterisieren es durch die magnetischen Feldlinien:

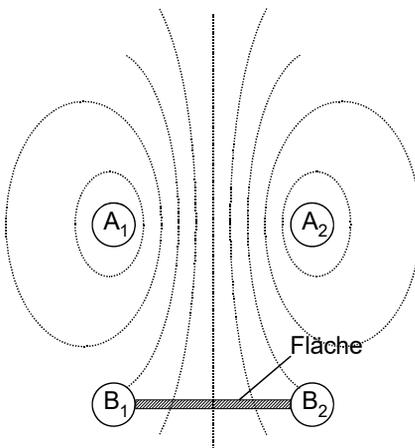


Abb. 25.31: Das Magnetfeld vom Leiterpaar A.

Ein Teil der Feldlinien durchsetzt die durch B_1 und B_2 aufgespannte Fläche. Es besteht eine Gegeninduktivität zwischen A und B. In der Leiterschleife B wird also eine Spannung induziert, die vom Strom in A abhängt. Die Leiterschleife B ist gestört.

Ändern wir die Adernbelegung wie in Abb. 25.30, ergibt sich folgendes Feldlinienbild:

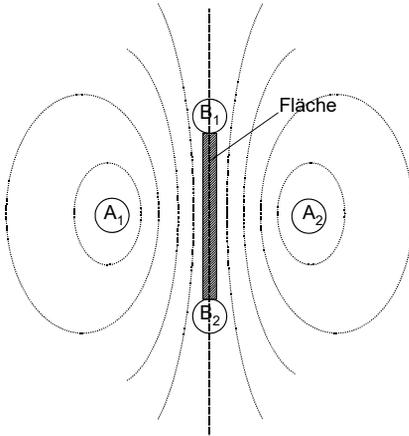


Abb. 25.32: Magnetfeld von der Leiterschleife A erzeugt.

Jetzt durchdringt keine Feldlinie die von B aufgespannte Fläche. In der Schleife B gibt es also keinerlei Störungen durch die Schleife A. Im Idealfall sind beide Stromkreise völlig entkoppelt. In der Praxis funktioniert das Prinzip recht gut, da Kabel mit mehreren Einzeladern immer verseilt sind. Die Adern ändern ihre relative Position zueinander über die Länge des Kabels nicht. Die Maßnahme kostet keinen Mehraufwand in der Fertigung und ist deshalb sehr zu empfehlen. Bei mehr als zwei Stromkreisen, also mehr als vier Adern, wird die Betrachtung komplizierter. Aber es gibt auch dort günstige Belegungen und es lohnt sich darüber Gedanken zu machen.

Anmerkung: Die Überlegung mit Hilfe eines Feldlinienbilds kann für das elektrische Feld wiederholt werden. Wir erhalten genau dasselbe Ergebnis. Die richtige Adernbelegung hilft also bei magnetischen und elektrischen Feldern.

Für das elektrische Feld kann auch eine Ersatzschaltung mit Kondensatoren angegeben werden:

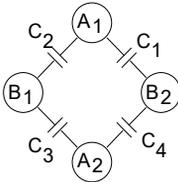


Abb. 25.33: Ersatzkapazitäten zweier Doppelleitungen.

Bedingt durch die Symmetrie der Anordnung und die „richtige“ Belegung gilt: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$. Die Leiterpaare bilden eine abgeglichene Brücke.

25.4.4 Einfaches Messen von magnetischen Störungen im Labor

Mit einem kurzgeschlossenen Tastkopf kann man Magnetfelder aufspüren:

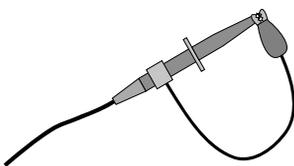


Abb. 25.34: Kurzgeschlossener Tastkopf misst magnetische Felder.

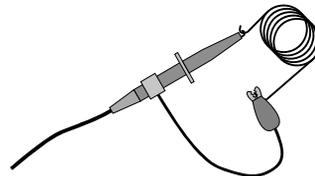


Abb. 25.35: Spule erhöht Messspannung.

Die vom Oszilloskop gemessene Spannung ist $u = A \cdot \frac{dB}{dt}$, wenn A die aufgespannte Fläche und B die magnetische Flussdichte ist. Wird eine größere Spannung gewünscht, baut man eine kleine Luftspule zwischen Masseklips und Tastkopfspitze. Durch Bewegen der Spule im Magnetfeld kann man das Feld an beliebigen Punkten im Raum messen. Durch Drehen der Spule ermittelt man die Richtung des Magnetfeldes.

25.5 Strahlungskopplung

25.5.1 Allgemeines

Bisher hatten wir die Koppelmechanismen durch Kapazitäten, Induktivitäten und Widerstände erklärt. Dies reicht für den Schaltungstechniker normalerweise völlig aus. Alle Störphänomene auf einer Leiterplatte oder innerhalb eines Gerätes lassen sich durch die drei Kopplungsarten Widerstandskopplung, kapazitive Kopplung und induktive Kopplung hinreichend genau erklären. Untersucht man jedoch EMV-Probleme, die über eine größere Distanz oder die bei sehr hohen Frequenzen auftreten, so müssen die Eigenschaften von elektromagnetischen Wellen berücksichtigt werden.

Bei höheren Frequenzen wird elektrische Energie nicht nur als Strom im Kupferleiter transportiert, sondern auch in einem elektromagnetischen Feld in der unmittelbaren Umgebung des Leiters. Das Feld kann sich teilweise vom Leiter lösen und breitet sich nun als elektromagnetische Welle im freien Raum aus. Für diesen Fall müssen wir die Ausbreitungsgesetze der elektromagnetischen Wellen heranziehen. Ob dies nötig ist, hängt vor allem von der Frequenz ab, für die wir die Analyse durchführen, aber auch von der Geometrie der Anordnung. Ganz grob kann man sagen, dass ab etwa 30 MHz eine Wellenausbreitung beginnt.

Nun ist aber nicht für jede Untersuchung ab 30 MHz die Anwendung des Hertz'schen Dipols und der Wellengleichungen nötig, denn meistens wollen wir in der EMV nur eine plausible Erklärung für ein Störphänomen und nicht, wie etwa in der Nachrichtentechnik, eine genaue Berechnung der Ausbreitung durchführen. Zur Erklärung von Störungen reichen Grundkenntnisse über die qualitativen Zusammenhänge fast immer aus. Deshalb soll in diesem Kapitel lediglich auf das Prinzip eingegangen werden.

25.5.2 Prinzip der Strahlungskopplung

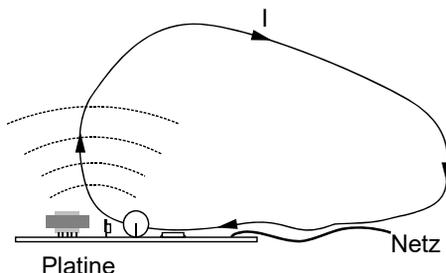


Abb. 25.36: Störstrom fließt durch die Luft.

Die Platine strahlt elektromagnetische Energie ab, die durch die Luft ihren Weg nach Erde und damit zur Netzleitung findet. Über diese fließt der Störstrom auf die Platine zurück. Die Strahlungskopplung können wir uns als einen Stromkreis vorstellen, der über die Luft geschlossen wird.

Neben der Anordnung in Abb. 25.36 gibt es natürlich noch viele andere Wege. So kann die Strahlungskopplung auch ausschließlich durch die Luft erfolgen, ohne dass die Netzleitung dazu gebraucht würde.

Wenn wir die abgestrahlte Leistung verkleinern möchten, so zeigt Abb. 25.36 dafür zwei Möglichkeiten auf: Wir können bei der betreffenden Frequenz die Abstrahlung verringern (Schirmung) oder wir können die Netzleitung hochohmig (Netzfilter) machen. Beides verhindert oder erschwert einen Stromfluss nach Abb. 25.36.

Wollen wir die abgestrahlte HF-Leistung messen, so gibt es wieder zwei Möglichkeiten: Wir messen entweder die HF-Leistung direkt mittels Antennen und Messempfänger oder wir messen den Störstrom auf dem Netz. Dazu verwendet man eine HF-Koppelzange und misst das Gleichtaktsignal (Hin- und Rückleiter gemeinsam). Das zweite Verfahren ist natürlich billiger, weil keine Antennen gebraucht werden. Deshalb ist es auch bei den Kontrollbehörden beliebt.

25.5.3 Abhilfemaßnahmen

Als Abhilfemaßnahmen kommen in Frage:

- Schirmung: Der durch die HF-Strahlung erzeugte Störstrom fließt über den Schirm ab und hat nach außen keine Wirkung
- Symmetrierung: Die Abstrahlung wird gezielt verdoppelt, aber mit unterschiedlichem Vorzeichen oder in entgegengesetzter Richtung. Siehe hierzu Kapitel 17.
- Filterung der Netzleitung: Für den betreffenden Frequenzbereich wird die Netzleitung hochohmig gemacht. Diese Maßnahme hat allerdings nur eine begrenzte Wirkung, da sich die auf der Platine erzeugte HF anderweitig durch die Luft ausbreiten kann. Zur Filterung siehe auch Kapitel 16.
- Hochfrequenzzerzeugung auf der Platine minimieren: Strom- und Spannungsgradienten minimieren!

Bei der Schirmung gilt es einige Gesichtspunkte zu beachten (siehe auch Kapitel 16). Trotzdem kann es zu unerwarteten Überraschungen kommen. Ein Beispiel zeigt Abb. 25.37:

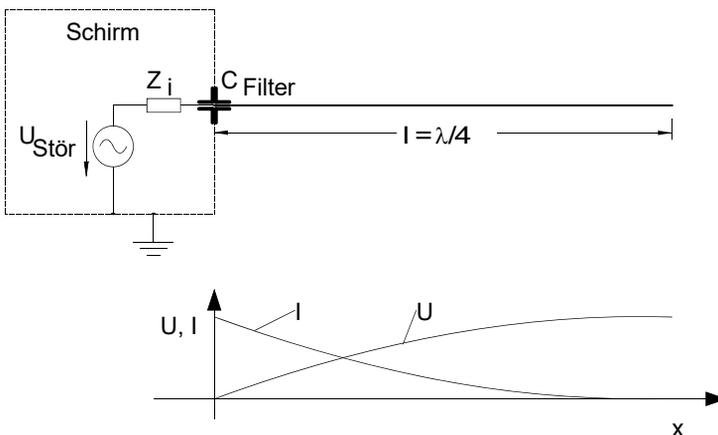


Abb. 25.37: Abstrahlung einer $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung.

Obwohl die Leitung mit einem Durchführungskondensator in den Schirm geführt wird, strahlt die Leitung stark ab, da sie am Filterkondensator einen Spannungsknoten hat. Die Leitungslänge

bestimmt, welche Frequenz bevorzugt abgestrahlt wird. Andere Frequenzen, die nicht die $\frac{\lambda}{4}$ -Bedingung erfüllen, strahlen weniger ab, sind aber nicht vernachlässigbar.

Eine Lösung des Problems besteht in der Verwendung von Durchführungsfiltern höherer Ordnung. Das bedeutet aber neben dem Durchführungskondensator mindestens eine zusätzliche Drossel, da es eine Kombination als Durchführungsbauteil nicht gibt.

25.5.4 Messung am Kraftfahrzeug

Neben zahlreichen anderen EMV-Messungen wird an Fahrzeugen für die Freigabe die abgestrahlte HF-Leistung mit Antennen und Messempfänger gemessen.

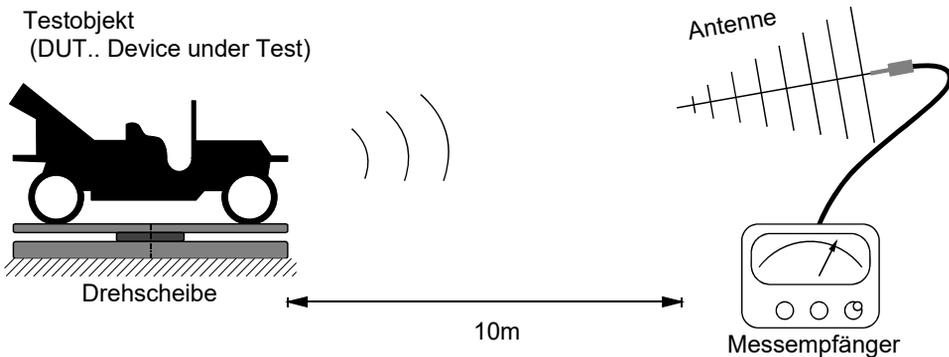


Abb. 25.38 Freigabemessung für Kraftfahrzeuge.

Das Fahrzeug (könnte auch ein Oldtimer sein) wird auf einer Drehscheibe oder einem Drehtisch rundum auf die abgestrahlte HF vermessen. Die Messung erfolgt mit kalibrierten Antennen und dem Messempfänger. Die Messung erfolgt als Freifeldmessung oder in der Absorberhalle. Die Freifeldmessung ist deutlich billiger. Man benötigt lediglich ein geeignetes Gelände, auf dem die von anderen Strahlungsquellen erzeugten HF-Felder gering sind. Freifeldmessungen finden bis heute statt. Die Messung in der Absorberhalle ist genauer, aber erheblich teurer. Das Fahrzeug wird während der Messung betrieben. Es läuft also mindestens der Motor im Leerlauf. Die Absorberhalle muss nicht nur elektromagnetisch abschirmen und absorbieren, sondern muss weitere Infrastruktur für Kühlung, Abgasabsaugung und Frischluftzufuhr bereitstellen. Soll z. B. das Fahrzeug unter Last vermessen werden, dann muss auch noch ein (drehbarer!) Rollenprüfstand vorhanden sein. Trotzdem gingen die Fahrzeughersteller in der Vergangenheit vermehrt zu aufwändigen Absorberhallen über. So gibt es inzwischen auch große Absorberhallen, in denen Reisebusse und LKWs gemessen werden können. Die riesige Investition für solche Absorberhallen veranlasst die Firmen, diese Hallen nicht nur selbst zu nutzen, sondern auch an externe Unternehmen zu vermieten. So braucht wenigstens nicht jeder Fahrzeughersteller seine eigene Halle zu finanzieren. Die Kosten sind aber mit der eigenen wie auch mit der gemieteten Halle erheblich.

25.6 Beispiele aus der Leistungselektronik

25.6.1 Kommutierungsvorgang an den Leistungsschaltern

Am Beispiel eines Synchron-Aufwärtswandlers soll der Kommutierungsvorgang untersucht werden. Was passiert genau, wenn S_1 öffnet und S_2 schließt, der Strom also von S_1 auf S_2 wechselt (kommutiert)?

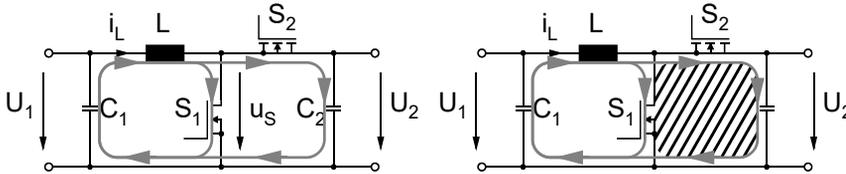


Abb. 25.39: Strompfade des Kommutierungsvorganges und aufgeladene Fläche.

Beide Strompfade sind im linken Abb. eingezeichnet. Im rechten Abb. ist diejenige Fläche schraffiert, die von einer Stromschleife mit großem di/dt aufgeladent wird. Sie muss gemäß Kapitel 25.4 möglichst klein gemacht werden. Die andere, nicht schraffierte Fläche kann ruhig groß sein, da dort nahezu keine Stromänderung während des schnellen Kommutierungsvorganges erfolgt.

25.6.2 Anknüpfung des Treibers an den Leistungsschalter

Wo fließt der Treiberstrom beim Ein-/Ausalten des MOSFETs?

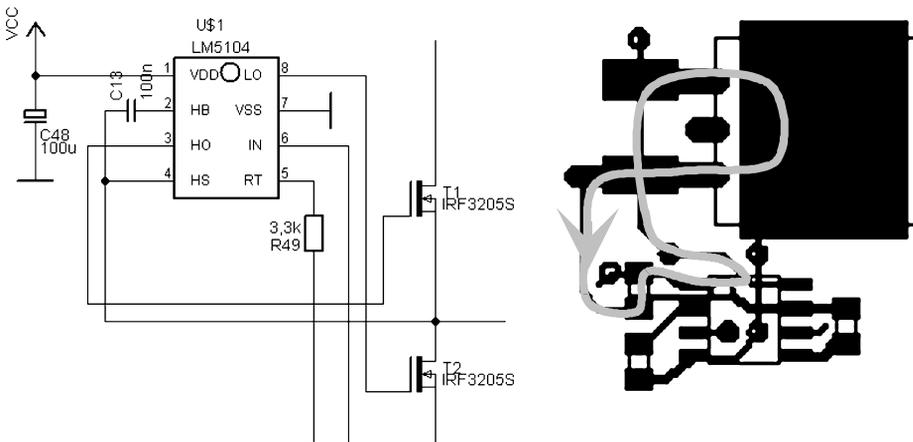


Abb. 25.40: Schaltplan und Layout mit Strompfad.

Es gibt sogar zwei aufgeladene Flächen, die sich in ihrer Wirkung teilweise kompensieren.

26 Störquellen

26.1 Zeitbereich – Frequenzbereich

26.1.1 Bandbreite

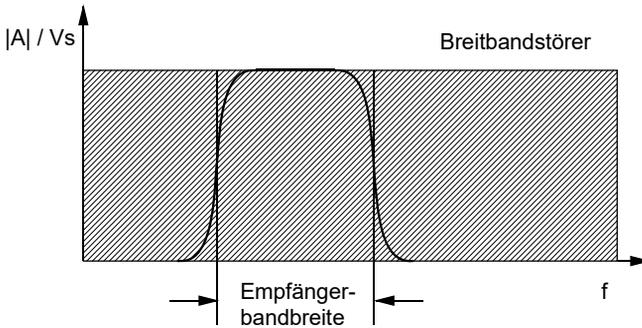


Abb. 26.1: Breitbandstörer auf bandbegrenzten Eingang.

Abb. 26.1 zeigt einen Breitbandstörer mit einem kontinuierlichen Amplitudenspektrum (weißes Rauschen). Die gestörte Schaltung wirkt als Empfänger und schneidet gemäß ihrer Eingangsbandbreite einen Teil aus dem gesamten Störspektrum heraus. Nur die Störfrequenzen in dem herausgeschnittenen Teil wirken als Störung. Deshalb ist eine Schaltung störungsempfindlich, wenn ihre Empfängerbandbreite klein ist.

Das Störspektrum kann, wie in Abb. 26.1 dargestellt, kontinuierlich sein oder es können diskrete Frequenzlinien vorliegen. Diskrete Frequenzlinien liegen immer dann vor, wenn das Spektrum von den Oberwellen eines nichtsinusförmigen Störers herrührt. Ein Taktsignal eines Rechners liefert beispielsweise diskrete Spektrallinien im Abstand von der Grundfrequenz.

Zur Vereinfachung wurde in Abb. 26.1 ein waagrecht verlaufendes Amplitudenspektrum dargestellt. In der Praxis verläuft es im Allgemeinen nicht waagrecht, sondern schwankt stark. Auch fällt es zu hohen und meist auch zu tiefen Frequenzen hin ab.

Aus Abb. 26.1 lässt sich weiter ableiten, dass wir eine besonders störungsempfindliche Konstellation erhalten, wenn Störfrequenzbereich und Nutzfrequenzbereich auseinander liegen, sich also nicht überschneiden.

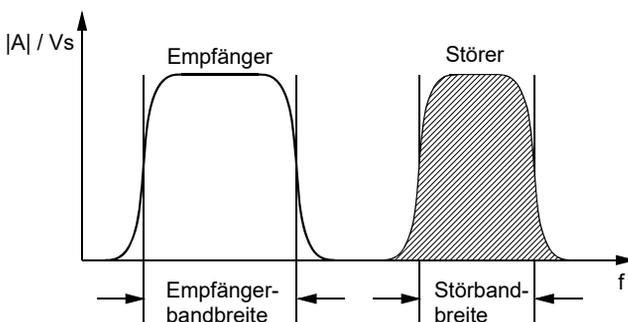


Abb. 26.2: Stör- und Nutzfrequenzbandbreite liegen auseinander.

Der Empfänger erhält in diesem Idealfall überhaupt keine Störspektren, bleibt also völlig ungestört. Telefonleitungen sind bis heute ungeschirmt ausgeführt. Wir können sie unbesorgt am PC vorbeiführen. Der Frequenzbereich fürs Telefonieren wird bei 3,4 kHz abgeschnitten, die Taktfrequenz des Rechners liegt im MHz-Bereich. Beide Frequenzbereiche liegen deutlich auseinander, wodurch keine gegenseitige Beeinflussung entsteht. Voraussetzung für diese Aussage ist, dass der Empfänger – in unserem Fall das Telefon – nur in der Empfängerbandbreite sensitiv ist. In Abb. 26.2 wird eine gegenseitige Beeinflussung vermieden, weil die Frequenzbereiche von Empfänger und Störer genügend weit auseinander sind. In diesem Fall greifen auch Filtermaßnahmen, falls diese erforderlich wären. Ein Filter für den Empfänger müsste so dimensioniert werden, dass es für die Empfängerbandbreite seinen Durchlassbereich hat und oberhalb in den Sperrbereich übergeht. Spätestens im Frequenzbereich des Störers muss es sperren. Da beide Frequenzbereiche deutlich auseinanderliegen, wäre das Filter einfach zu realisieren.

Grundsätzlich muss überlegt werden: Welche Bandbreite wird gebraucht? Welche Übertragungsrate ist minimal erforderlich? Welche Flankensteilheit ist nötig?

Es passt nicht so recht in die heutige, anspruchsvolle Welt, wenn wir an Bandbreite sparen wollen, die Übertragungsrate nicht vorsichtshalber etwas höher wählen oder statt einem „schönen“ Rechtecksignal ein Signal mit verschliffenen Flanken verwenden. Aber bezüglich EMV handeln wir uns bei zu groß gewählter Bandbreite oder zu steilen Flanken nur unnötig Probleme und Kosten für zusätzliche Maßnahmen ein.

Je höher die Bandbreite ist, je steiler die Flanken sind, desto größer sind die EMV-Probleme!

26.1.2 Störempfindlichkeit

Es interessiert immer der Unterschied zwischen der Größe des Nutzsignals und der Größe der Störer.

Liegt z. B. eine Störspannung von 10 mV vor, so bewirkt sie am Eingang eines AD-Wandlers mit 12 Bit Auflösung und einer Referenzspannung von 2,5 V einen deutlichen Fehler. Die Auflösung des 12 Bit AD-Wandlers ist etwa 0,6 mV und damit erzeugt die Störspannung von 10 mV einen Fehler von 16 Digits. Liegt die gleiche Störspannung am Eingang eines AD-Wandlers mit 8 Bit, der ebenfalls 2,5V-Referenzspannung hat, so bewirkt sie keinen merklichen Fehler, da sie in der Auflösung untergeht.

Der Störabstand ist deshalb keine absolute Größe, sondern muss immer auf den Pegel des Nutzsignals bezogen werden. Daraus folgt automatisch die Forderung: Wir müssen die Nutzamplitude so groß wie möglich wählen. Bei kleinen Sensorsignalen kann ein Vorverstärker im Sensor helfen oder noch besser eine Digitalisierung vor Ort und digitale Übertragung. Wie immer muss im konkreten Fall der Aufwand dem Nutzen gegenübergestellt werden.

26.1.3 Messprinzip

Die Wahl eines günstigen Messprinzips kann entscheidend sein. Dabei ist das Ziel, ein physikalisch unempfindliches, robustes Messprinzip einzusetzen. Nachfolgend sind einige Beispiele angeführt:

Der Strom in einem Schaltnetzteil kann mit einem Shunt oder einem Stromwandler gemessen werden. Der Shunt ist billig, liefert aber nur sehr kleine Ausgangsspannungen, die immer von

Störungen überlagert sind. Der Stromwandler ist etwas teurer. Seine Ausgangsspannung liegt bei entsprechender Dimensionierung im Voltbereich und liefert saubere, ungestörte Signale.

Differenzierer vermeiden! Er verstärkt Störungen! Integrierer unterdrücken Störungen. Wenn es also physikalisch irgendwie geht, müssen integrierende Messverfahren eingesetzt werden. Es hat sich in der Praxis immer wieder gezeigt, dass Differenzierer nicht eingesetzt werden können. Allerhöchsten in Verbindung mit einem Integrierer (beispielsweise beim PID-Regler) können sie in einem eingeschränkten Frequenzbereich verwendet werden.

Wählt man bei einem integrierenden AD-Wandler die Integrationszeit gleich der Störperiodendauer, so wird die Störspannung vollständig unterdrückt. Davon wird bei Multimetern Gebrauch gemacht. Um den 50Hz-Netzbrumm zu unterdrücken, arbeitet der AD-Wandler mit einer Integrationszeit von 20 ms oder Vielfachen davon. Will man für den amerikanischen Markt auch den 60Hz-Netzbrumm unterdrücken, so wählt man die Integrationszeit zu 100 ms oder Vielfachen davon, dann werden beide Frequenzen unterdrückt. In Europa mittelt der AD-Wandler dann über 5 Netzperioden und in Amerika über 6 Perioden.

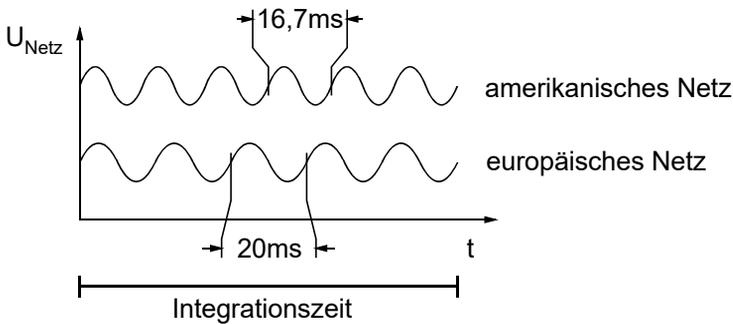


Abb. 26.3: Der Netzbrumm wird bei richtiger Integrationszeit ausgeblendet.

Das Prinzip gilt natürlich nicht nur für Netzfrequenz, sondern kann überall dort angewendet werden, wo die Störfrequenz bekannt ist.

26.2 Fourierreihen

Ein Signal kann im Zeitbereich $\{u(t), i(t)\}$ oder im Frequenzbereich $\{u(\omega), i(\omega)\}$ beschrieben werden. Beide Bereiche sind gleichwertig und es empfiehlt sich je nach Aufgabe, die eine oder die andere Darstellung zu wählen.

Im Labor wird meist mit dem Oszilloskop im Zeitbereich gemessen. Bei EMV-Untersuchungen hingegen wird mit dem Messempfänger oder dem Spektrum-Analyzer im Frequenzbereich gemessen. Den Zusammenhang der beiden Darstellungsarten vermittelt die Laplace-Transformation, die Fourier-Reihen oder das Fourier-Integral.

Ein periodisches Signal mit der Periodendauer T kann durch eine Fourier-Reihe dargestellt werden. Es gilt:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (a_n \cdot \cos n\omega_1 t + b_n \cdot \sin n\omega_1 \cdot t) \quad (26.2.1)$$

$$\text{mit } \omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 = \frac{2 \cdot \pi}{T}$$

Die Koeffizienten a_n und b_n in Gl. (26.2.1) werden wie folgt berechnet:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt \quad (26.2.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos n\omega_1 t \cdot dt \quad (26.2.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) \cdot \sin n\omega_1 t \cdot dt \quad (26.2.4)$$

Die Integrationsgrenzen müssen über eine ganze Periodendauer T gewählt werden. In Gl. (26.2.3) und Gl. (26.2.4) wird von $-\frac{T}{2}$ bis $+\frac{T}{2}$ integriert. Es könnte aber genauso gut von 0 bis T integriert werden.

26.3 Der Rechteckimpuls

Die Gleichungen sollen hier auf einen Rechteckimpuls mit variablem Tastverhältnis und der Amplitude 1 angewandt werden.

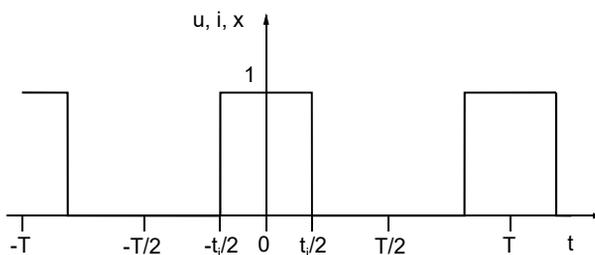


Abb. 26.4: Rechteckimpuls.

Aus Abb. 26.4 lässt sich der Mittelwert a_0 direkt angeben:

$$a_0 = \frac{t_i}{T} \quad (26.3.1)$$

Der Verlauf des Rechteckimpulses ist symmetrisch zur Ordinate, d. h. alle b_n sind Null.

Die Koeffizienten a_n rechnen wir mit Gl. (26.2.3) aus:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos n\omega_1 t \cdot dt = \frac{2}{T} \int_{-\frac{t_i}{2}}^{+\frac{t_i}{2}} 1 \cdot \cos n\omega_1 t \cdot dt = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{n \cdot \omega_1} \cdot \sin n\omega_1 t \right]_{-\frac{t_i}{2}}^{+\frac{t_i}{2}} \\ &= \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin n\pi \frac{t_i}{T} = 2 \cdot \frac{t_i}{T} \cdot \text{si}(n\pi \frac{t_i}{T}) \end{aligned} \quad (26.3.2)$$

Jeder Koeffizient a_n stellt nach Gl. (26.2.1) den Betrag einer Sinuskurve dar, deren Frequenz die n -fache Grundfrequenz ist. Die Grundfrequenz beträgt

$$\omega_1 = \frac{2 \cdot \pi}{T} .$$

In den folgenden Bildern wird das Ergebnis aus Gl. (26.3.2) für verschiedene Tastverhältnisse $\frac{t_i}{T}$ dargestellt, wobei die Darstellung als so genanntes Spektrum (Störpektrum, Amplitudenspektrum) erfolgt.

*Spektrum des Rechtecksignals für
das Tastverhältnis von 10%*

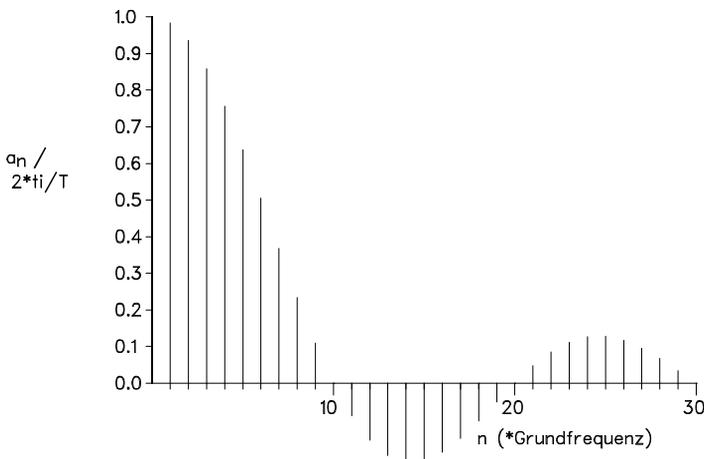


Abb. 26.5: Spektrum des Rechtecksignals für $\frac{t_i}{T} = 10\%$.

*Spektrum des Rechtecksignals für
das Tastverhältnis von 20%*

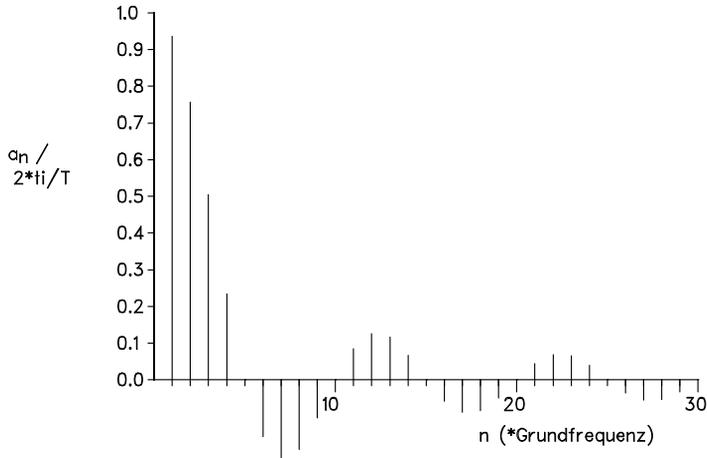


Abb. 26.6: Spektrum des Rechtecksignals für $\frac{t_i}{T} = 20\%$.

*Spektrum des Rechtecksignals für
das Tastverhältnis von 50%*

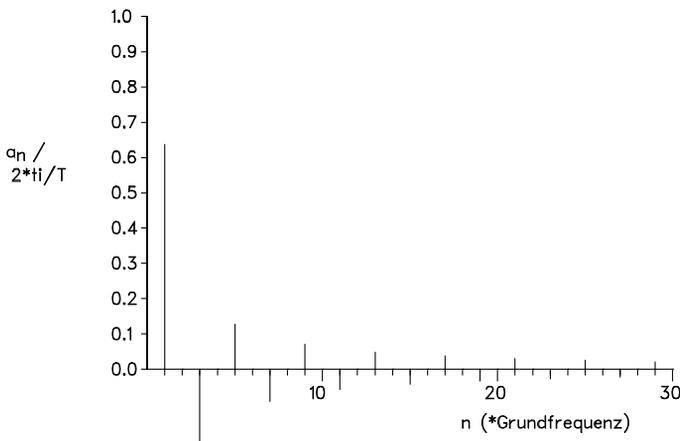


Abb. 26.7: Spektrum des Rechtecksignals für $\frac{t_i}{T} = 50\%$.

Spektrum des Rechtecksignals für
das Tastverhältnis von 1%

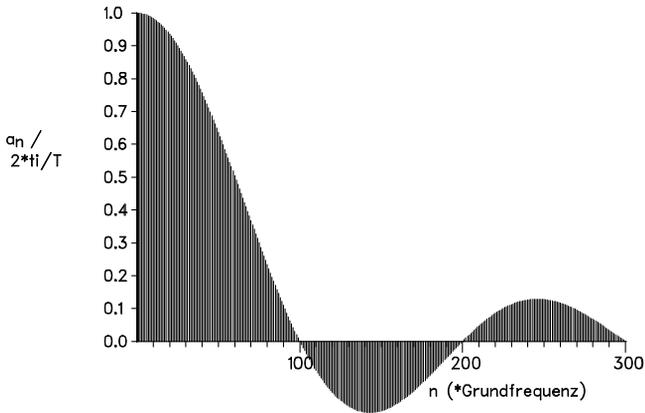


Abb. 26.8: Spektrum des Rechtecksignals für $\frac{t_i}{T} = 1\%$.

Die Darstellungen in Abb. 26.5 bis Abb. 26.8 zeigen deutlich, wie sich das Spektrum in Abhängigkeit vom Tastverhältnis ändert. Zu beachten ist dabei, dass der Abstand der Spektrallinien in allen Fällen der Grundfrequenz entspricht. Bei 10%-Tastverhältnis liegt die erste Nullstelle bei der 10-fachen Grundfrequenz. Bei 100%-Tastverhältnis liegt die erste Nullstelle bei der 100-fachen Grundfrequenz. Die Abb. er stellen somit unterschiedliche Frequenzbereiche dar, was aber aus Übersichtlichkeitsgründen sinnvoll erscheint. Für den Betrieb von Schaltreglern folgt aus den Abb. ern, dass die Spannbreite des Tastverhältnisses auch direkten Einfluss auf die Störspektren hat. Der Extremfall von 1%-Tastverhältnis bedeutet, dass das Spektrum beginnend von der Grundfrequenz praktisch jede Harmonische enthält und für höhere Frequenzen sehr viel langsamer abnimmt, wie etwa bei einem Tastverhältnis von 20 %.

Wenn das Signal nicht vom Frequenzbereich in den Zeitbereich zurücktransformiert werden soll, interessiert nur der Betrag, nicht die Phase. Deshalb reicht zur Darstellung das Betragsspektrum aus. Abb. 26.9 zeigt dies für den Rechteckimpuls mit 10% -Tastverhältnis.

Betragsspektrum des Rechteck-
signals mit 10% Tastverhältnis

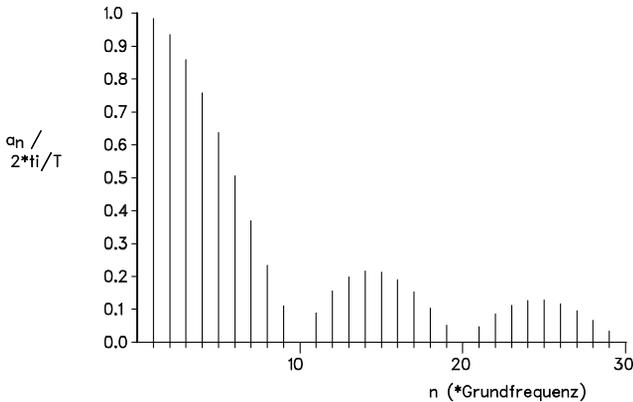


Abb. 26.9: Betragsspektrum.

Für $n = k \cdot \frac{T}{t_i}$ ($n = 1, 2, \text{ ganzzahlig}$) wird $a_n = 0$.

Dies ermöglicht eine Fehlstellenanalyse, wenn der Störer unbekannt ist. Für die Abstrahlung von Störgrößen ist dagegen die maximale Amplitude (Hüllkurve) relevant. Sie kann aus Gl. (26.3.2) angegeben werden:

$$a_{n \max} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{I}{n}$$

Bei der logarithmischen Darstellung der Pegel wird daraus:

$$A_{n \max} = 20 \cdot \lg a_{n \max} \text{ dB} = 20 \cdot \lg \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \text{ dB} = A_{1 \max} - 20 \cdot \lg n \text{ dB} \quad (26.3.3)$$

Es entsteht eine Gerade mit der Steigung -20dB/Dekade , d. h. die spektralen Anteile nehmen mit $20\text{dB/Frequenzdekade}$ ab. Sie werden aber auch für hohe Frequenzen nicht beliebig klein oder gar vernachlässigbar. Der Rechteckimpuls stört somit bis zu sehr hohen Frequenzen.

Das folgende Abb. zeigt den Verlauf, wobei für kleine n (bis zum ersten Maximum der Sinuskurve) Gl. (26.3.2) verwendet wurde und erst für große n die angegebene Hüllkurve Gl. (26.3.3) eingesetzt wurde.

Betragsspektrum des Rechtecksignals mit 10% Tastverhältnis

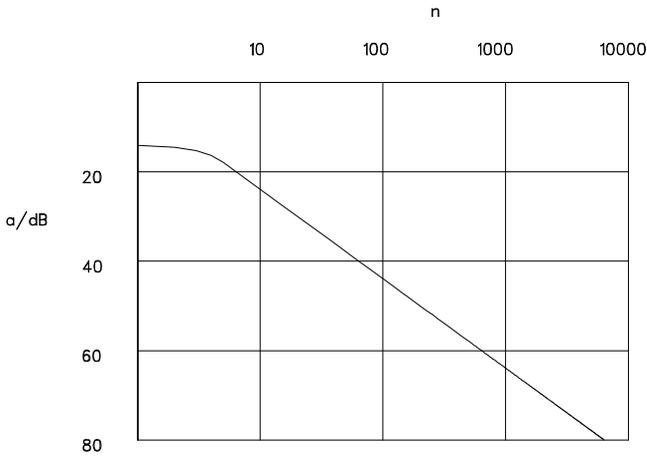


Abb. 26.10: Betragsspektrum des Rechtecksignals mit einem Tastverhältnis von 10 %.

Bei dem Tastverhältnis von 50 % entfällt jeder zweite Frequenzanteil, so dass für $n = 1$ bereits das erste Maximum der Sinusfunktion erreicht ist. Somit gibt es keinen waagerechten Anteil mehr im Verlauf der Kurve, wie etwa in Abb. 26.10, sondern das Spektrum geht sofort in die Gerade über.

Betragsspektrum des Rechtecksignals mit 50% Tastverhältnis

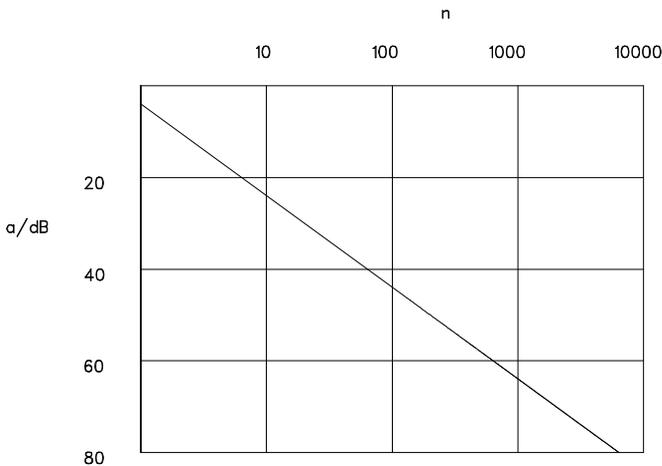


Abb. 26.11: Betragsspektrum des Rechtecksignals mit 50%-Tastverhältnis.

Im Folgenden soll nun ein „Rechteckimpuls mit verschliffenen Flanken“ untersucht werden. Wir nehmen dazu einen trapezförmigen Verlauf an.

26.4 Der Trapezverlauf

Es liege ein Kurvenverlauf zugrunde, wie er im nachfolgenden Abb. dargestellt ist. Wir wollen wie in Kapitel 26.3 wissen, welche Frequenzanteile in dem zeitlichen Verlauf stecken und bestimmen dazu die Fourierkoeffizienten.

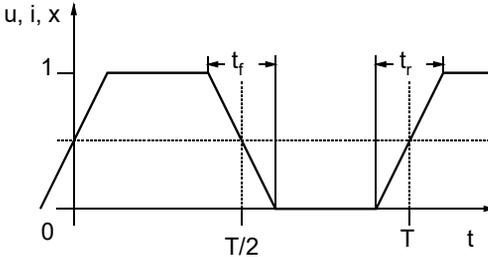


Abb. 26.12: Trapezverlauf.

Zur Vereinfachung wählen wir ein Tastverhältnis von 50 % und die Anstiegs- und Abfallzeiten sollen gleich groß sein, d. h. $t_f = t_r$.

Der Mittelwert a_0 lässt sich bei dem gewählten Kurvenverlauf einfach angeben: $a_0 = 0,5$.

Nach Abzug des Gleichanteils a_0 wird der trapezförmige Verlauf punktsymmetrisch zum Nullpunkt. Das bedeutet für die Koeffizienten a_n und b_n , dass alle Koeffizienten, die einen nicht punktsymmetrischen Anteil liefern würden, zu Null werden. Hier sind es die Koeffizienten a_n (keine cosinusförmigen Anteile). Es bleiben somit nur noch die Koeffizienten b_n übrig.

Für die Bestimmung der b_n wird die Integration umfangreich. Zunächst lassen sich drei Zeitfunktionen definieren. Zur weiteren Vereinfachung legen wir uns nicht fest, ob es sich bei den Funktionen um Spannungs- oder Stromverläufe handelt. Wir normieren die Funktionen, wie in Abb. 26.12 eingetragen, einfach auf die Größe 1 (dimensionslos). Dann gilt:

$$\text{Für } -\frac{T}{2} - \frac{t_f}{2} \leq t \leq -\frac{T}{2} + \frac{t_f}{2} \text{ gilt: } f_1(t) = -\frac{t}{t_f} - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{T}{t_f} - 1 \right) = -\frac{1}{t_f} + \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{T}{t_f} \right)$$

$$\text{Für } -\frac{t_f}{2} \leq t \leq +\frac{t_f}{2} \text{ gilt: } f_2(t) = \frac{t}{t_f} + \frac{1}{2}$$

$$\text{Für } \frac{T}{2} - \frac{t_f}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \text{ gilt: } f_3(t) = -\frac{t}{t_f} + \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{T}{t_f} \right) \quad (26.4.1)$$

Damit gilt für b_n :

$$\begin{aligned}
 b_n = & \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2} - \frac{t_f}{2}}^{\frac{T}{2} + \frac{t_f}{2}} f_1(t) \cdot \sin n\omega_1 t \cdot dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2} - \frac{t_f}{2}}^{\frac{T}{2} + \frac{t_f}{2}} f_2(t) \cdot \sin n\omega_1 t \cdot dt \\
 & + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2} - \frac{t_f}{2}}^{\frac{T}{2} + \frac{t_f}{2}} 1 \cdot \sin n\omega_1 t \cdot dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2} - \frac{t_f}{2}}^{\frac{T}{2} + \frac{t_f}{2}} f_3(t) \cdot \sin n\omega_1 t \cdot dt
 \end{aligned} \tag{26.4.2}$$

Die Lösung des Integrals und zahlreiche Umformungen liefern:

$$b_n = \frac{2 \cdot T}{\pi^2 \cdot t_f \cdot n^2} \cdot \sin n\pi \frac{t_f}{T} \tag{26.4.3}$$

für $n = 1, 3, 5, \dots$ ungerade, ganzzahlig.

Zur Interpretation von Gl. (26.4.3) können wir zwei Näherungen angeben:

Für kleine Winkel gilt: $\sin \varphi|_{\varphi \rightarrow 0} \approx \varphi$.

Aus Gl. (26.4.3) wird mit diesen Näherungen für kleine n : $b_n \approx \frac{2}{\pi \cdot n}$.

Bei logarithmischer Darstellung wird daraus:

$$B_{nmax} = 20 \cdot \lg \frac{2}{\pi} - 20 \cdot \lg n \text{ dB} = B_{lmax} - 20 \cdot \lg n \text{ dB},$$

d. h. b_n nimmt über der Frequenz mit 20dB/Dekade ab.

Für Winkel um 90° gilt: $\sin \varphi|_{\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}} \approx 1$.

Für große n wird aus Gl. (26.4.3): $b_n \approx \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{T}{t_f} \cdot \frac{1}{n^2}$.

Bei der Logarithmierung wird daraus:

$$B_{nmax} = 20 \cdot \lg \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{T}{t_f} - 20 \cdot \lg n^2 \text{ dB} = B_{lmax} - 40 \cdot \lg n \text{ dB},$$

was einer Abnahme mit 40dB/Frequenzdekade entspricht. Die folgenden Abb.er verdeutlichen dies. Der „Knick“ in den Kurven liegt zwischen den beiden gemachten Näherungen. Zwischen den

Näherungen liegt beispielsweise in der Mitte $\frac{\pi}{4}$.

Aus Gl. (26.4.3) folgt: $\frac{\pi}{4} = n \cdot \pi \cdot \frac{t_f}{T} \Rightarrow n = \frac{1}{4 \cdot \frac{t_f}{T}}$.

Beispielsweise ist $\frac{t_f}{T} = 0,01$ und damit $n = 25$, was in Abb. 26.14 zu sehen ist.

Betragsspektrum des Trapezsignals
mit $tr = 0,1 * T$

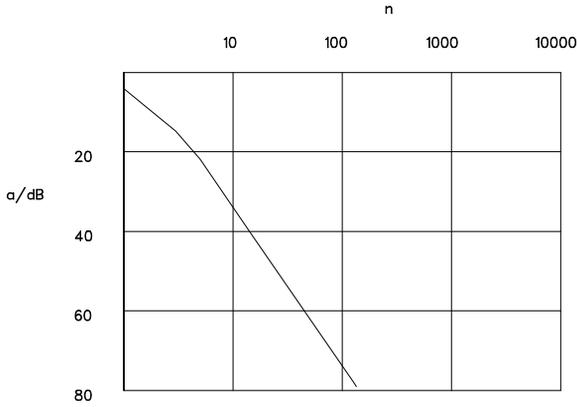


Abb. 26.13: Betragsspektrum des Trapezsignals mit flacher Flanke.

Betragsspektrum des Trapezsignals
mit $tr = 0,01 * T$

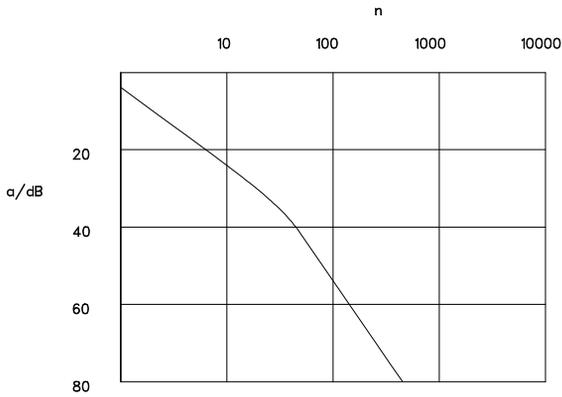


Abb. 26.14: Betragsspektrum des Trapezsignals mit steiler Flanke.

Betragsspektrum des Trapezsignals
mit $tr = 0,001 * T$

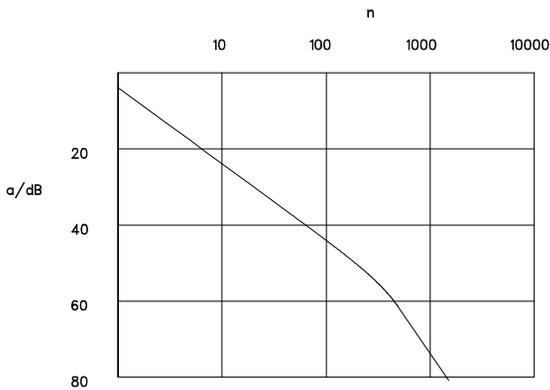


Abb. 26.15: Betragsspektrum des Trapezsignals mit sehr steiler Flanke.

26.5 Störungen in einem konventionellen Netzteil

Bei einem Netzteil, bestehend aus Netztrafo, Brückengleichrichter und Speicherelko erwartet man gewöhnlich keine Störungen, da man von den 50 Hz Netzfrequenz ausgeht.

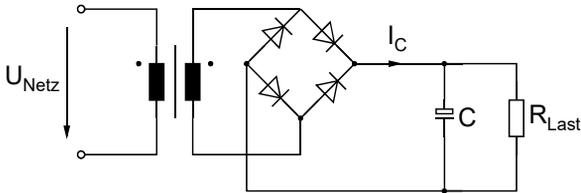


Abb. 26.16: Konventionelles Netzteil.

Der Netzstrom ist jedoch impulsförmig, da nur in dem kurzen Zeitraum ein Strom fließt, wo die gleichgerichtete Sinusspannung größer als die Kondensatorspannung ist. Er wird für die folgende Rechnung als Cosinus-Impuls angenähert:

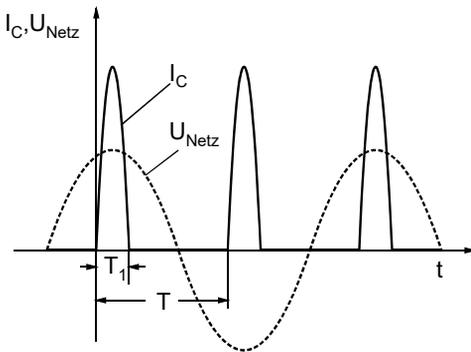


Abb. 26.17: Stromverlauf am Ausgang des Gleichrichters eines Netzteils.

Der Stromimpuls hat angenähert den Verlauf

$$i_C(t) = \hat{i} \cdot \cos \omega_1 t \quad \text{für} \quad -\frac{T_1}{2} \leq t \leq \frac{T_1}{2} \quad (26.5.1)$$

Der cosinus-förmige Verlauf ist eine gerade Funktion. Alle Koeffizienten b_n sind Null. Zusätzlich wollen wir den Gleichanteil a_0 ignorieren, da er keine Relevanz für die EMV hat.

$$\text{Für die Koeffizienten } a_n \text{ gilt: } a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos n\omega t \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_{-\frac{T_1}{4}}^{\frac{T_1}{4}} \hat{i} \cdot \cos \omega_1 t \cdot \cos n\omega t \cdot dt.$$

$$\text{Die Lösung des Integrals liefert: } a_n = \frac{\hat{i}}{\pi \cdot \left[\left(\frac{T}{T_1} \right)^2 - n^2 \right]} \cdot 2 \frac{T}{T_1} \cdot \cos \frac{\pi}{2} n \frac{T_1}{T}.$$

$$\text{Die Hüllkurve erhalten wir für } \frac{\pi}{2} \cdot n \cdot \frac{T_1}{T} = k \cdot \pi, \text{ mit } k = 0, 1, 2, \dots \Rightarrow n = 2 \cdot k \cdot \frac{T}{T_1}.$$

Für den Fall $\frac{T}{T_1} = 5$ wird $n = 10, 20, 30, \dots$ und man erhält folgendes Betragsspektrum:

*Betragsspektrum des Stromverlaufs
mit $T_1 = 0,2 \cdot T$*

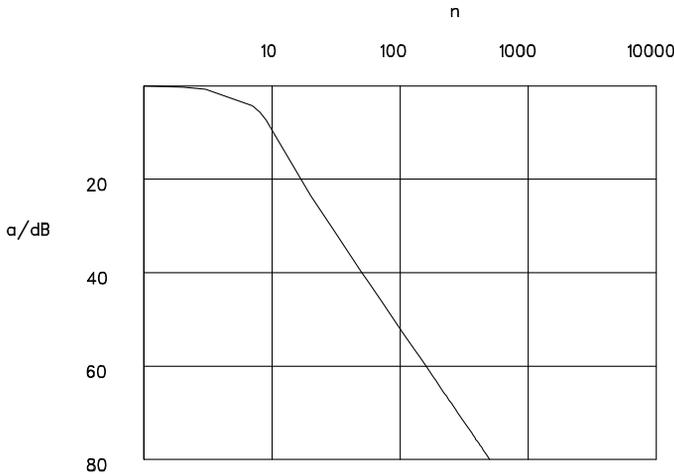


Abb. 26.18: Angenähertes Betragsspektrum des Ladestroms.

Das Spektrum nimmt mit 40dB/Dekade ab. Hierin unterscheidet es sich deutlich von dem Rechteck- oder Trapezverlauf. Allerdings muss beachtet werden, dass auch der Trapezverlauf bei geeigneter Wahl der Flanken bald auf die 40dB/Dekade übergeht.

Wesentlich ist, dass wir bei niedrigen Frequenzen ein beachtliches Spektrum haben. Das lässt sich auch durch Umdimensionierung der Schaltung nicht vermeiden. Hier stört auch ein „konventionelles“ Netzteil. Der Stromverlauf I_C wird auf die Netzseite transformiert. Die Stromimpulse sind dort zwar bipolar. Das ändert aber am Spektrum wenig. Aus diesem Grund ist eine Schaltung gemäß Abb. 26.16 nur noch für sehr kleine Leistungen erlaubt. Die Normen schreiben eine so genannte PFC-Schaltung vor (Power-Factor-Corrector), wie wir sie schon in Kapitel 1 kurz vorgestellt haben.

Zur Literatur können Datenblätter spezieller PFC-Bausteine von SGS und UNITRODE empfohlen werden.

Weitergehende Informationen finden sich in den Application-Notes von UNITRODE:

U-132, U-134 und U-153.

Weitere Ausführungen zum Thema PFC sind auch in Kapitel 1.3 zu finden.

27 Symmetrie

27.1 Prinzip der Symmetrie

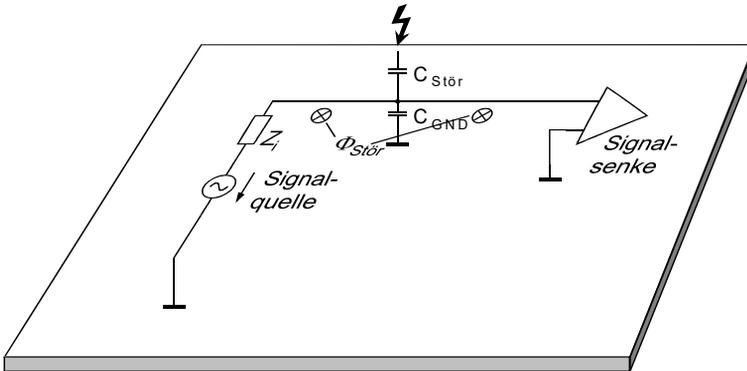


Abb. 27.1: Standard-Signalübertragung auf leitender Ebene.

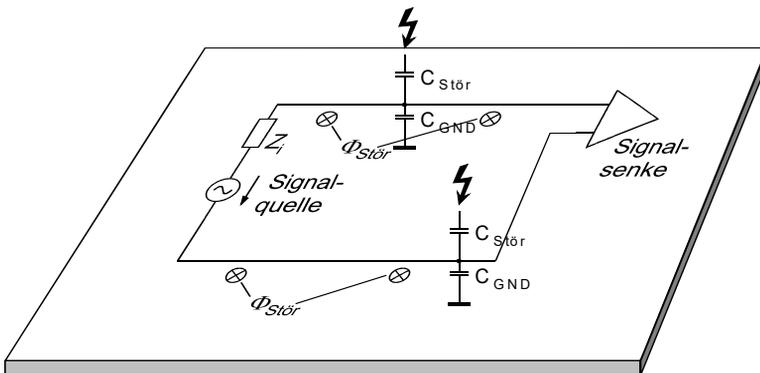


Abb. 27.2: Signalübertragung mit zusätzlichem Rückleiter auf leitender Ebene.

Die Symmetrierung ist neben der Schirmung und Filterung ein wirksames Mittel zur Verringerung der Abstrahlung einer Baugruppe und zur Verbesserung der Einstrahlungsfestigkeit. Richtig angewendet bringt sie deutliche Verbesserungen und hat einen großen Kostenvorteil gegenüber der Filterung oder der aufwändigen Schirmung.

In den Bildern Abb. 27.1 und Abb. 27.2 wurde eine leitfähige Ebene angenommen, um jegliche Widerstandskopplung zu eliminieren. Die kapazitive Kopplung wurde jeweils mit den Kondensatoren $C_{Stör}$ angegeben, die magnetische Kopplung wurde durch $\Phi_{Stör}$ gekennzeichnet.

In Abb. 27.1 ist eine naheliegende Verdrahtung zwischen Signalquelle und Signal-senke gezeichnet. Sowohl die kapazitiven Störer, als auch die induktiven Störer wirken auf die Signalleitung und beeinflussen direkt das Nutzsignal.

In Abb. 27.2 liegen dieselben Störer vor und beeinflussen die Signalleitung in gleicher Weise. Der entscheidende Unterschied liegt in der zusätzlichen Masseleitung. Sie wird von den Störern genauso beeinflusst wie die Sensorleitung. Abb. et nun der Eingangsverstärker der Signalsenke die Differenz beider Signale, werden zwei gleiche Störeinflüsse subtrahiert und damit eliminiert. Das Signal liegt dann ungestört vor.

Für die kapazitiven Störungen kann die Anordnung in Abb. 27.2 als Schaltplan gezeichnet werden:

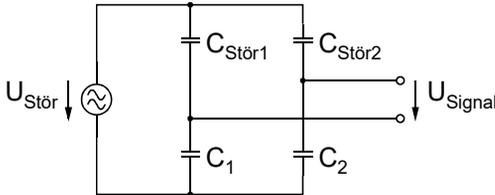


Abb. 27.3: Störersatzschaltung der symmetrischen Anordnung für die kapazitiven Störer.

Ist die Anordnung symmetrisch aufgebaut, gilt: $\frac{C_{Stör1}}{C_1} = \frac{C_{Stör2}}{C_2}$ und U_{Signal} ist ungestört.

Magnetischen Störungen induzieren in der Anordnung in Abb. 27.2 in der gesamten Leiterschleife eine Spannung. Für den Fall der Symmetrie kann sie auf die obere Leitung und auf die untere Leitung gleichermaßen aufgeteilt werden:

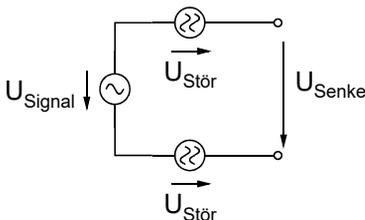


Abb. 27.4: Störersatzschaltung für induktive Störer bei symmetrischer Anordnung.

Die beiden Spannungen $U_{stör}$ sind gleichgerichtet, so dass gilt:

$$U_{senke} = U_{Signal} + U_{stör} - U_{stör} = U_{Signal}.$$

Die induzierte Störspannung wird bei idealer Symmetrie vollständig unterdrückt.

27.2 Wie erreichen wir die Symmetrie?

Im vorausgegangenen Kapitel haben wir gesehen, dass Symmetrie vorteilhaft zur Unterdrückung von Störungen verwendet werden kann. Gleichzeitig wird die Abstrahlung unterdrückt oder minimiert. Symmetrie können wir erreichen:

- durch ein genaues ESB zum Verständnis der Gesamtschaltung,
- durch einen symmetrischen mechanischen Aufbau und durch zusätzliche Beschaltung mit Kapazitäten oder Induktivitäten,
- auch ohne Schirmung,
- durch die bewusste Definition der Masse,

- durch gleiche Ausführung des Hin- und des Rückleiters der Signalübertragung, z. B. durch gleiche Leiterbahnbreite und -länge,
- durch eine Signalquelle, die genau symmetrisch speist,
- durch eine Signalsenke, die exakt die Differenz beider Leiterspannungen bildet (im gesamten Frequenzbereich!),
- durch einen Übertrager, der eine von Natur aus unsymmetrische Quelle für die Übertragung symmetriert.

Brauchen wir die leitende Ebene?

Bei homogenen Feldern herrscht für beide Leitungen auch ohne die leitende Fläche dieselbe Feldstärke. Wir können sie also weglassen. Bei inhomogenen Feldern müssen wir versuchen, die beiden Leiter eng beieinander zu verlegen, dass sie so gut wie möglich den gleichen Feldstärken ausgesetzt sind. Die leitende Ebene hilft uns dabei, denn sie wirkt auf die Feldstärken homogenisierend und definiert klar das Bezugspotential.

Der Vorteil der Symmetrierung liegt in den geringeren Kosten. Der Mehraufwand für einen symmetrischen Aufbau oder für eine doppelte Leiterbahnführung ist überhaupt nicht vergleichbar mit dem Aufwand für Schirmung und Filterung. Insofern lohnt sich eine genaue Analyse der EMV-Situation und eine Voruntersuchung, bevor eine Entscheidung zugunsten der Schirmungs- und Filterungsversion getroffen wird.

27.3 Definition der Masse

Im Kapitel 27.1 hatten wir die leitende Ebene verwendet und damit eine eindeutige Masse definiert. Obwohl diese Vorgehensweise sehr wirksam ist, lässt sie sich in der Praxis nicht immer realisieren. Zum einen hat nicht jede Platine oder jeder Aufbau eine Massefläche zur Verfügung und zum anderen kann nicht immer eine einheitliche Masse definiert werden, weil z. B. schon durch die geforderte Funktion eine Potentialtrennung erfolgen muss. Zwangsläufig kommen dann mehrere Massen vor. Dennoch kann durch Definition einer lokalen oder künstlichen Masse für jeweils eine Funktionsgruppe eine symmetrische Anordnung erreicht werden. Das Prinzip sei mit Abb. 27.5 an einer einfachen Übertragungsstrecke erläutert.

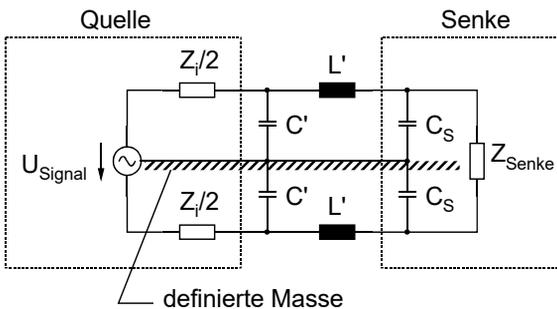


Abb. 27.5: Lokal definierte Masse.

Die mit Hochkomma versehenen Größen können im Spezialfall auch Leitungsgrößen sein. Die „definierte“ Masse muss nicht Erdpotential haben. Ihr Potential ist frei wählbar, wenn die Ersatzschaltung Abb. 27.5 genügt und der mechanische Aufbau exakt symmetrisch zu der definierten Masse ist. Als Beispiel wollen wir die Messung mit einem tragbaren, symmetrisch aufgebauten Messgerät betrachten:

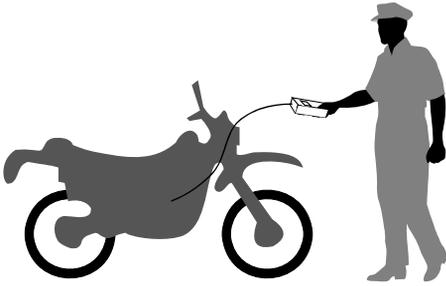


Abb. 27.6: Prüfgerät ohne galvanische Erde.

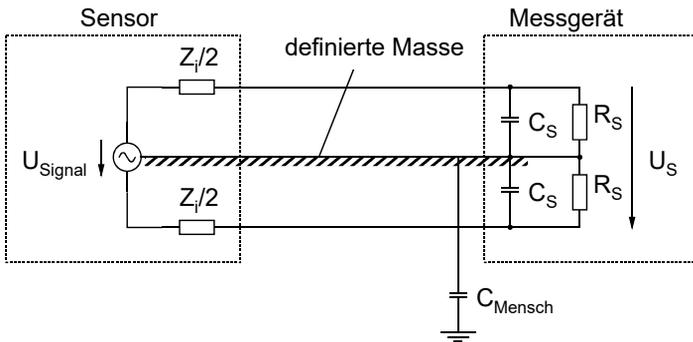


Abb. 27.7: Prinzipschaltung des Messgeräts mit symmetrischem Aufbau.

Die „definierte“ Masse floatet gegenüber Erdpotential, ist aber für hohe Frequenzen über C_{Mensch} mehr oder weniger an das Erdpotential angebunden. Die vage Anbindung kann toleriert werden, da der symmetrische Aufbau (inklusive „definierter“ Masse) Störungen unterdrückt. Am Beispiel einer kapazitiven Störung seien die Wege der Störströme eingezeichnet:

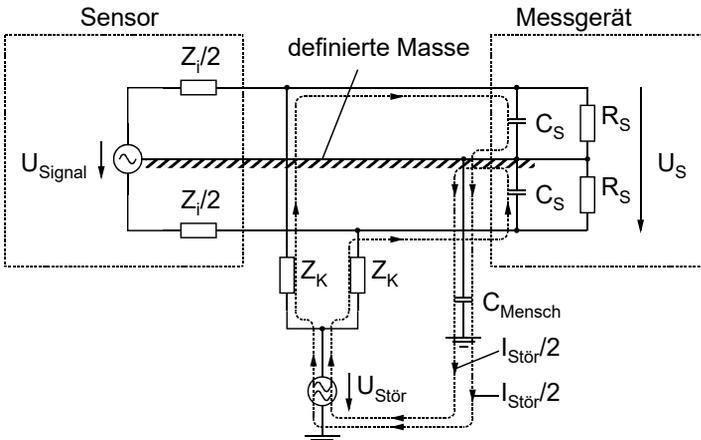


Abb. 27.8: Störersatzschaltbild für kapazitive Störer.

Bei einem symmetrischen Aufbau sind die beiden Koppelimpedanzen Z_K gleich groß und der Störstrom $I_{Stör}$ teilt sich auf die beiden eingezeichneten Pfade jeweils zur Hälfte auf. Die schraffiert eingezeichnete „definierte“ Masse wirkt also auch ohne galvanische Anbindung an Erdpotential.

27.4 Einfluss von leitenden Flächen

Eine Leitung über einer leitenden Fläche verhält sich wie eine Doppelleitung, deren zweite Leitung als Spiegeleleitung in der Fläche liegt:

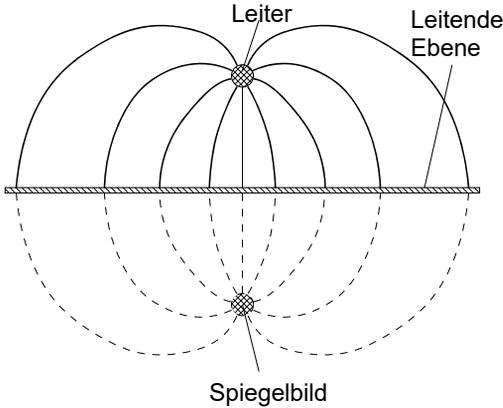


Abb. 27.9: Feldlinien eines Leiters über leitender Ebene mit Spiegeleiter.

Diese Darstellung kann auf eine Anordnung mit zwei Leitern über einer Fläche angewendet werden:

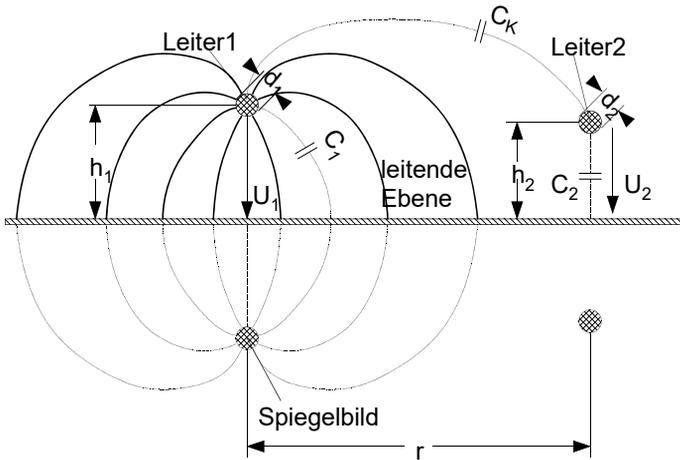


Abb. 27.10: Zwei Leiter über der leitenden Ebene.

Gezeichnet sind nur die Feldlinien von Leiter 1. Wir betrachten also den Fall, dass der Leiter 1 den Leiter 2 stört. Durch die Spiegelung an der Ebene erhält man dieselben Ergebnisse wie bei der Doppelleitung.

$$\text{Es gilt: } C_K = \frac{C_1 \cdot C_2}{\pi \cdot \epsilon} \cdot \frac{h_1 \cdot h_2}{r^2} \quad \text{mit} \quad C_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon}{\ln\left(4 \cdot \frac{h_1}{d_1}\right)} \quad C_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon}{\ln\left(4 \cdot \frac{h_2}{d_2}\right)}$$

Aus den Formeln lässt sich erkennen: Für kleine h_1 und h_2 wird die Koppelkapazität C_K klein. Dies lässt sich auch aus dem Verlauf der Feldlinien erkennen: Wenn wir den Leiter 1 an die Ebene annähern, verlaufen viele Feldlinien zur Ebene und nur wenige zum Leiter 2. Wenn wir die beiden Leiter von der Ebene entfernen, verlaufen viele Feldlinien von Leiter 1 zum Leiter 2.

Wenn man also die beiden Leiter dicht über einer leitenden Platte verlegt, die an Masse angeschlossen ist, verkleinert man die Kopplung zwischen den beiden.

Der Effekt ist technisch nutzbar:

- bei Leiterplatten mit Signalleitung über Ground-Plane. Im allgemeinen Fall ist dies bei Multi-layer-Platinen gegeben.
- bei Flachbandkabel mit Bezugsleiterfolie.
- bei der Verlegung von Kabeln in metallischen Kabelkanälen (Rechnernetz neben 220V-Leitung).
- im Labor auf Versuchsleiterplatten mit Kupferkaschierung.

27.5 Verdrillte Leitungen

Das Verdrillen von Leitungen ist besonders bei niederfrequenten magnetischen Feldern wirksam. Allerdings muss die Schlagzahl beachtet werden:

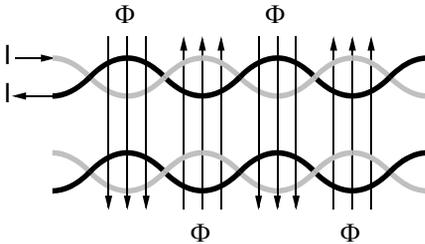


Abb. 27.11: Verdrillte Leiterpaare mit gleicher Schlagzahl.

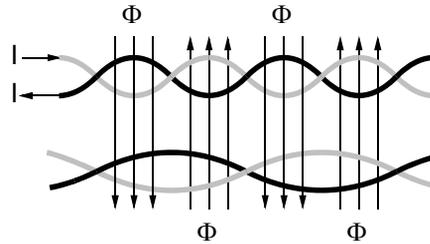


Abb. 27.12: Verdrillte Leiterpaare mit unterschiedlicher Schlagzahl.

In Abb. 27.11 addieren sich sämtliche induzierten Spannungen auf. Das Verdrillen bringt gar nichts. In Abb. 27.12 heben sich die induzierten Spannungen im statistischen Mittel auf. Die Entkopplung beider Leiterpaare ist erreicht.

27.6 Symmetrische Datenübertragung

27.6.1 Prinzip

Das Signal wird auf den beiden Einzeladern eines Leitungspaares gegenphasig übertragen:

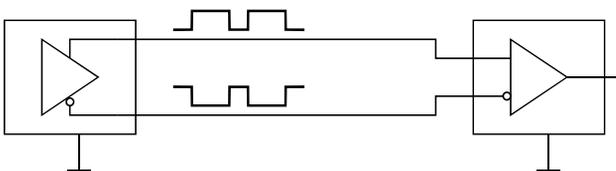


Abb. 27.13: Symmetrische Übertragung.

Aus EMV-Gründen werden die Einzeladern meistens verdrillt:

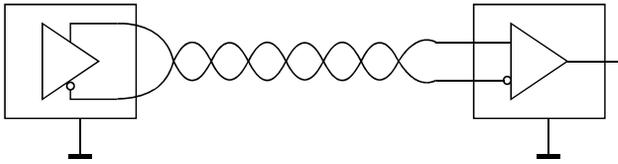


Abb. 27.14: Symmetrische Übertragung mit verdrehten Leitungen.

27.6.2 Eigenschaften

Durch die Gegentaktübertragung und die verdrehten Leitungen erreicht man eine extrem geringe Abstrahlung. Wenn der einzelne Leiter eine Abstrahlung erzeugt, erzeugt der zweite Leiter dieselbe Abstrahlung in entgegengesetzter Richtung. Da nun beide Leiter durch das Verdrehen auf engstem Raum angeordnet sind, heben sich die Felder nahezu vollständig auf.

Die gleiche Aussage gilt für die Störempfindlichkeit. Beide Leiterpaare sind nahezu den gleichen Feldern ausgesetzt und werden deshalb gleichermaßen gestört. Abb. et der Empfänger die exakte Differenz beider Signale, wird die Störung vollständig eliminiert.

Für die Übertragung brauchen wir drei Adern (inklusive Masse) gegenüber herkömmlichen Übertragungen, wo zwei Adern ausreichen.

27.6.3 Grenzen des Verfahrens

Die Grenzen des Verfahrens liegen im erreichbaren Gleichlauf der beiden Gegentakt-Signalleitungen. Beide Impulsflanken kommen nie exakt zum gleichen Zeitpunkt, sondern leicht versetzt.

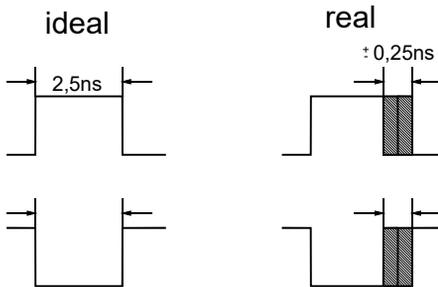


Abb. 27.15: Impulsversatz der Gegentakt-Leitungen.

Die Zahlenangaben in Abb. 27.15 sind bereits Werte eines schnellen Treibers. Für eine streng symmetrische Übertragung müssten beide Flanken exakt gleichzeitig stattfinden. Das ist in der Realität nie genau erreichbar.

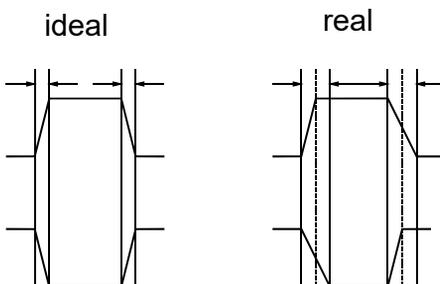


Abb. 27.16: Unterschiedliche Impulsflanken.

27.6.4 Symmetrierung mittels Trafo

Die beste Symmetrierung erhalten wir mit Trafos:

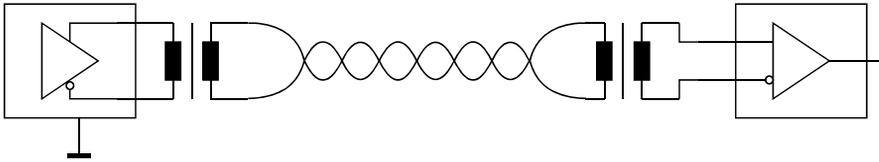


Abb. 27.17: Symmetrierung mit Trafo.

Der Trafo setzt zwar eine gleichstromfreie Leitungskodierung voraus. Dies lässt sich aber ohne gravierende Einschränkung einrichten. Oft reicht ein kleiner SMD-Trafo aus, da die zu übertragende Frequenz genügend groß ist. Insgesamt stellt die Symmetrierung mit Transformatoren eine optimale Lösung dar.

27.6.5 Beispiele

27.6.5.1 Der CAN-Bus

Er entstammt dem Kfz-Bereich und wird dort vorwiegend eingesetzt. Inzwischen findet er auch Einzug in den Industriebereich, wo er etwa zur Überwachung von Produktionsmaschinen eingesetzt wird.

Die Übertragung erfolgt symmetrisch. Die Ausführung des BUS-Kabels beinhaltet die beiden Signalleitungen und zusätzlich die Stromversorgung. Wir haben ein vierpoliges Kabel, wobei Plusversorgung und Masse mit größerem Querschnitt ausgeführt werden, als die beiden Signalleitungen.

Die Störunterdrückung beinhaltet auch die Frequenz Null, also Gleichspannung. Der CAN-Bus ist in gewissen Grenzen in der Lage, Masseversätze zu verkraften. Dies ist für den Einsatz im Kfz von zusätzlicher Bedeutung.

Literatur: Standard-Protokoll von Motorola und Bosch.

27.6.5.2 Der USB-Bus

Die Übertragung erfolgt ebenfalls symmetrisch. Der USB-Bus verbindet den PC mit Peripherie-Geräten. Er hat eine Hierarchische Struktur. Der Host ist der PC.

Die Anzahl der Geräte darf relativ groß sein. Sie wird durch die insgesamt geforderte Datenrate begrenzt.

Der USB-Bus ist jederzeit nachträglich ausbaubar.

Literatur: USB Specification Revision 1.1, Compaq, Intel, Microsoft, NEC.

28 EMV in der Schaltungstechnik

28.1 Bauelemente und Schaltungen unter EMV-Aspekten

28.1.1 Widerstände

Ein Widerstand ist nur für Gleichstrom ein reiner ohmscher Widerstand. Bei Wechselstrom, insbesondere bei höheren Frequenzen, wirken sich parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten aus. Zur Vereinfachung fassen wir die induktiven Anteile zu einer Serieninduktivität und die kapazitiven Anteile zu einer Parallelkapazität zusammen:

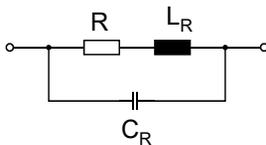


Abb. 28.1: Ohmscher Widerstand mit parasitärer Induktivität L_R und parasitärer Kapazität C_R .

Bei hochohmigen Widerständen R stört C_R , weil darüber ein zusätzlicher Strom fließt. L_R stört praktisch nicht, weil an ihr der Spannungsabfall vergleichsweise klein ist. Bei niederohmigen Widerständen stört die parasitäre Induktivität L_R , da an ihr ein zusätzlicher Spannungsabfall stattfindet. Hier stört C_R nicht, da der Strom durch R viel größer als der Strom durch C_R ist. Wird der Widerstand als Strommess-Shunt verwendet, ist der Einfluss besonders störend, da der zusätzliche Spannungsabfall nicht dem Strom proportional, sondern der Stromänderung proportional ist. Der Shunt liefert also die Spannung

$$u = \alpha \cdot i + \beta \cdot \frac{di}{dt} \quad (28.1.1)$$

Darin ist β unerwünscht, bzw. müsste für eine ordentlich funktionierende Strommessung Null sein.

28.1.2 Kondensatoren

Bei Kondensatoren verwendet man gerne die Serienersatzschaltung mit den parasitären Schaltelementen:

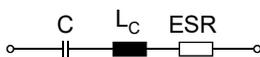


Abb. 28.2: Kondensator mit parasitären Schaltelementen.

Der Ersatzserienwiderstand (ESR) bewirkt, dass der Kondensator für mittlere Frequenzen nicht beliebig niederohmig wird. Für hohe Frequenzen dominiert die parasitäre Induktivität L_C , sodass der Kondensator zur Spule wird.

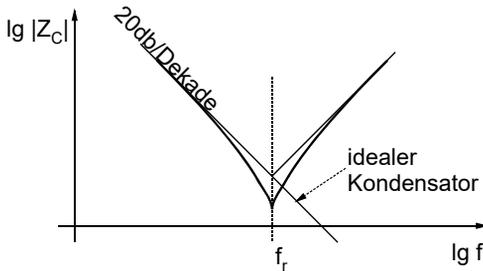


Abb. 28.3: Impedanzverlauf eines realen Kondensators.

Die Resonanzfrequenz f_r wird durch C und L_C bestimmt. Bei der Resonanzfrequenz ist $|Z_C| = \text{ESR}$. Oberhalb der Resonanzfrequenz wird der Kondensator induktiv, ist aber für nicht allzu hohe Frequenzen noch niederohmig. Erst für sehr hohe Frequenzen wird er hochohmig und als Kondensator unbrauchbar. Gerade dieser Fall ist unter EMV-Aspekten, wo ein sehr großer Frequenzbereich betrachtet werden muss, besonders wichtig. Ein Blockkondensator beispielsweise ist nur bis zu einer oberen Frequenz brauchbar. Darüber wirkt er nicht mehr ausreichend.

28.1.3 Induktivitäten

Alle Verluste wie Kupferverluste, Ummagnetisierungsverluste, Verluste durch Abstrahlung werden in R_L zusammengefasst. Alle wirksamen Kapazitäten wie Wicklungskapazitäten, Kapazitäten zwischen Wicklung und Kern etc. werden in C_L zusammengefasst. Dann erhält man das Ersatzschaltbild einer realen Spule:

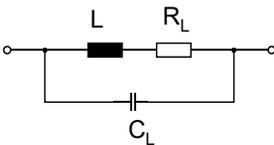


Abb. 28.4: Parasitäre Schaltelemente der Induktivität.

Unter EMV-Aspekten ist die Kapazität C_L gravierend. Von einer Spule würde man erwarten, dass sie für hohe Frequenzen sehr hochohmig wird und damit Störfrequenzen optimal abblockt. C_L sorgt dafür, dass sie das nicht tut.

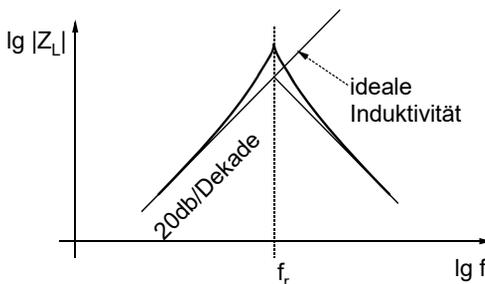


Abb. 28.5: Impedanzverlauf einer realen Spule.

Wenn die Spule beispielsweise als Filterelement eingesetzt ist, müssen wir leider berücksichtigen, dass sie oberhalb f_r kapazitiv wird. Die Filtercharakteristik kommt dann völlig durcheinander. Ein Filter, das für einen mittleren Frequenzbereich sperrt, lässt dann hohe Frequenzen dennoch durch.

28.1.4 Der Operationsverstärker

28.1.4.1 Frequenzverhalten unter EMV-Gesichtspunkten

Das Verhalten eines Operationsverstärkers ist stark frequenzabhängig. Im Datenblatt wird das Verstärkungsbandbreitenprodukt (Gain-Bandwidth) spezifiziert. Es ist die Frequenz, bei der die Leerlaufverstärkung des OP's Eins wird. Für einen Standard-OP liegt der Wert z. B. bei 3 MHz. Wird der OP mit einem Sinussignal von 3 kHz betrieben, hat er eine Leerlaufverstärkung von 1000. Wenn wir die tatsächliche Verstärkung mit der äußeren Beschaltung auf z. B. 10 einstellen, dann haben wir eine gut dimensionierte Schaltung. Alles Bestens? Solange wir die Schaltung bis 3 kHz betreiben – ja! Betreiben wir die Schaltung bis 300 kHz, dann funktioniert sie immer noch einigermaßen. Der OP regelt zwar nicht mehr alle Nichtlinearitäten aus, aber für eine Schaltung mit mäßigen Ansprüchen mag es gerade noch so gehen. Betreiben wir die Schaltung mit einem 3MHz-Sinussignal, geht die Verstärkung auf Eins zurück, die Schaltung wird temperaturabhängig und ist nicht mehr linear, d. h. am Ausgang erscheint ein mehr oder weniger verzerrter Sinus.

Was passiert nun, wenn wir die Schaltung mit höheren Frequenzen als 3 MHz betreiben, was passiert, wenn auf der Versorgungsspannung ein hochfrequenter Ripple überlagert ist? Das Datenblatt schweigt sich hierzu aus. Wir liegen außerhalb der Spezifikation!

Wir hoffen insgeheim, dass sich der OP auch über die 3 MHz als linearer Tiefpass verhält und die hohen Frequenzanteile einfach unterdrückt. Dies ist nicht so! Für Frequenzen in dieser Höhe tritt keinerlei Regelverhalten mehr auf. Wir müssen uns den OP als „Transistorhaufen“ vorstellen, von dem wir nicht wissen, wie er sich verhält. Untersuchungen haben beispielsweise ergeben, dass bei der Beaufschlagung eines OPs mit HF die Offset-Spannung wegläuft. Ein Verhalten, das bei oberflächlicher Betrachtungsweise auf ein defektes Bauteil schließen lassen würde.

Es soll mit diesem Beispiel darauf hingewiesen werden, dass ein Operationsverstärker, der für einen bestimmten Frequenzbereich gebaut ist, nicht einfach mit einer höheren Frequenz betrieben werden kann. Eine höhere Frequenz entsteht auch, wenn wir ein nicht sinusförmiges Signal mit niedrigerer Frequenz anlegen. Es enthält nach Fourier entsprechende Oberwellen.

Als Fazit bleibt uns nur, dass wir sowohl am Eingang, als auch in der Versorgung des OPs sorgfältig darauf achten, dass sich dort keine HF einmischet. Sollten wir welche finden, müssen wir sie durch geeignete Filter abblocken.

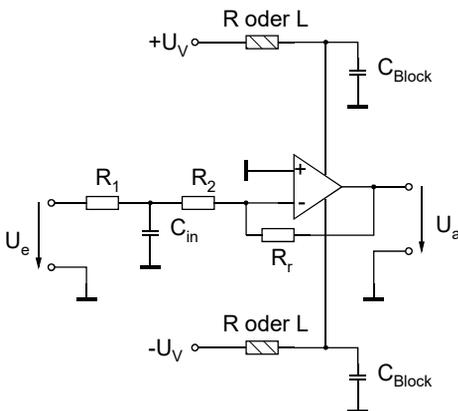


Abb. 28.6: Beispiel für die Filterung der Versorgung und ein Eingangsfilter.

R_1 und R_2 können in der Summe als den verstärkungsbestimmenden Eingangswiderstand genommen werden, da C_{in} für den normalen Arbeitsfrequenzbereich unwirksam ist.

Manchmal wirken auch HF-Störungen auf U_a . Dies würde den OP genauso stören. Dann muss am Ausgang ebenfalls ein Filter vorgesehen werden.

28.1.4.2 Input-Voltage-Range

Bisweilen sind es auch ganz einfache Dinge, die ein Fehlverhalten des OPs hervorrufen. So darf bei manchen Operationsverstärkern (z. B. LM324) der zulässige Eingangsspannungsbereich nicht ungestraft überschritten werden. Beim Unterschreiten des Eingangsbereichs erfolgt eine Vertauschung der Eingänge!

Obwohl dieses spezielle Verhalten bei moderneren OPs nicht mehr auftritt, müssen wir auch dort beim Überschreiten der Spezifikation mit Überraschungen rechnen. Zumindest braucht der OP eine gewisse Erhol-Zeit, wenn wir die Eingangsschaltung übersteuert haben und dies gilt auch für kurze Störimpulse.

28.1.4.3 Schutz der Eingänge

Die Eingänge von Operationsverstärkern und Komparatoren müssen gegebenenfalls vor Überspannung geschützt werden. Die einfachste Möglichkeit ist ein Vorwiderstand:

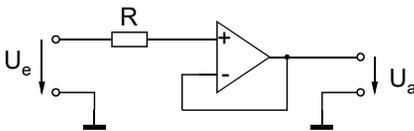


Abb. 28.7: Eingangsschutz durch Vorwiderstand.

Der Widerstand R wird so niederohmig bemessen, dass er für den Normalbetrieb einen vernachlässigbaren Spannungsabfall erzeugt und er wird so hochohmig dimensioniert, dass er im Fall einer Hochspannung an U_e den Eingangsstrom des OPs auf den zulässigen Wert begrenzt.

Der Operationsverstärker hat Eingangsschutzdioden nach Plus und Masse integriert, die etwa 10 mA verkraften. So kann der Widerstand für z. B. für 100V-Eingangsspannung auf 10 k Ω festgelegt werden. Bei einem Bias-Strom von 250 nA fällt an ihm die Spannung von 2,5 mV im Normalbetrieb ab.

Treten nur dynamische Überspannungen auf, kann ein einfaches RC-Glied ausreichend sein:

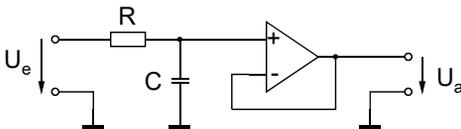


Abb. 28.8: Schutz vor Spannungsspitzen mit RC-Glied.

Bei großen Überspannungen hilft folgende Schaltung:

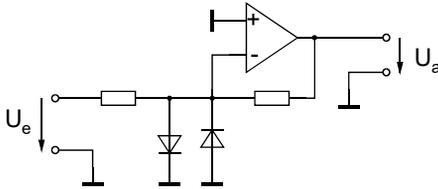


Abb. 28.9: Eingangsschutz beim invertierenden Verstärker.

Die Schaltung in Abb. 28.9 stellt die mit Abstand wirkungsvollste Version dar, denn die antiparallelen Dioden werden bei Überspannung am Eingang sehr schnell leitend und begrenzen die Spannung am invertierenden Eingang auf ca. $\pm 0,6$ V. Im Normalbetrieb liegt an ihnen die Spannung Null, wodurch auch bei extrem schlechten Dioden kein Leckstrom fließt. Die Dioden beeinflussen also den Normalbetrieb überhaupt nicht!

28.1.5 Komparatoren

28.1.5.1 Vorbemerkung

Komparatoren (Spannungsvergleicher) unterscheiden sich bezüglich Operationsverstärker nur in der Ausgangsstufe. Während sie bei Operationsverstärkern linear arbeitet, kennt sie bei Komparatoren nur zwei Zustände: High oder Low. Sie ist digital.

Eingangsseitig unterscheiden sich beide Bauelemente prinzipiell nicht. Deshalb können die Ausführungen in 28.1.4 weitgehend auf die Komparatoren übertragen werden.

28.1.5.2 Der Nullspannungskomparator

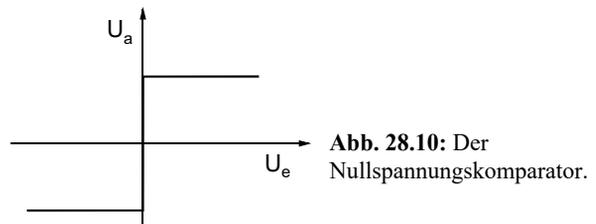
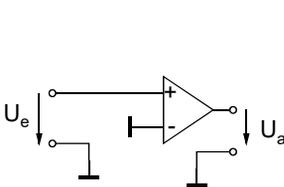


Abb. 28.10: Der Nullspannungskomparator.

Die Ausgangsspannung springt bei der Eingangsspannung Null.

Ist die Eingangsspannung nur minimal verrauscht oder gestört, kommt es bei langsam veränderlicher Eingangsspannung zu Mehrfachumschaltungen im Nulldurchgang:

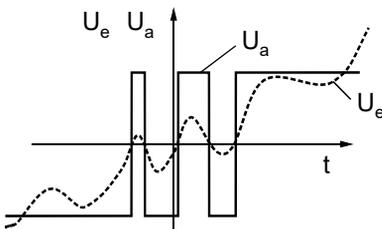


Abb. 28.11: Mehrfachumschaltungen (Prellen) bei verrauschtem Eingangssignal.

28.1.5.3 Der Komparator mit Hysterese

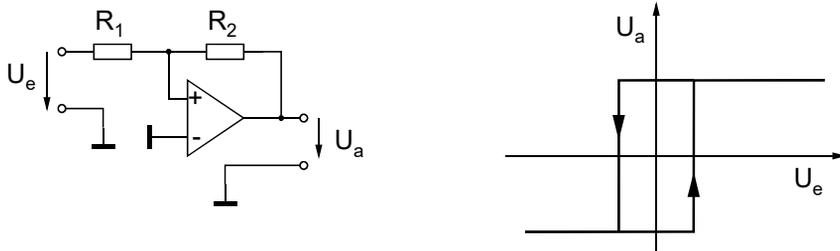


Abb. 28.12: Komparator mit Hysterese, der Schmitt-Trigger.

Er verhält sich wie ein Komparator mit umgeschalteten Schwellen:

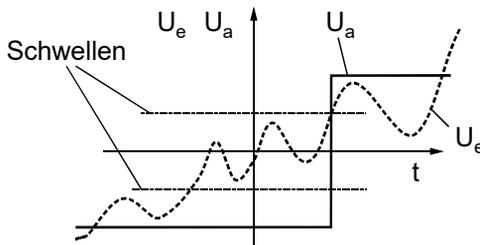


Abb. 28.13: Eingangs- und Ausgangsspannung beim Komparator mit Hysterese.

Wenn die Eingangsspannung von negativen Werten herkommt, muss sie erst die obere Schwelle überschreiten, damit der Ausgang umkippt. Ab dem Moment, wo der Ausgang umgekippt ist, gilt die untere Schwelle. Wird die Eingangsspannung also wieder negativ, muss sie die untere Schwelle unterschreiten, damit der Ausgang wieder auf low kippt. Die Hysterese (der Abstand der Schwellen) lässt sich über das Verhältnis von R_1 und R_2 einstellen und so an die Erfordernisse der Anwendung anpassen.

Die Schaltung vermeidet bei richtiger Dimensionierung zuverlässig Mehrfachumschaltungen und wird deshalb sehr häufig eingesetzt. Einen Nachteil hat sie allerdings: Durch die Schwellen verzögert sich die Erkennung des Nulldurchgangs. Oft ist dies nicht so gravierend. Muss der Nulldurchgang jedoch möglichst genau erfasst werden, kann ein Komparator mit dynamischer Hysterese eingesetzt werden:

28.1.5.4 Komparator mit dynamischer Hysterese

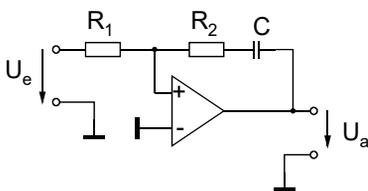


Abb. 28.14: Komparator mit dynamischer Hysterese.

Die Zeitkonstante R_2C wird so eingestellt, dass sie klein im Verhältnis zur Grundwelle des Eingangssignals ist, aber groß in Bezug auf die vorkommenden Störfrequenzen.

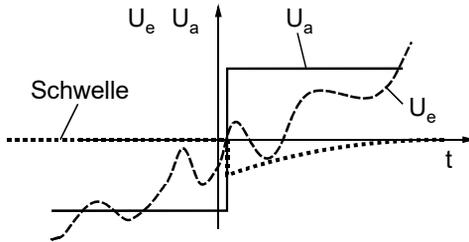


Abb. 28.15: Schwellenverhalten des Komparators mit dynamischer Schwelle.

Abb. 28.15 zeigt den positiven Nulldurchgang der Eingangsspannung. Für den negativen Nulldurchgang verhält sich die Schaltung symmetrisch.

Es bleibt natürlich immer noch ein Fehler, da der Nulldurchgang durch den Rauschteil rein physikalisch nicht mehr genau bestimmt ist. Dennoch kann der Nulldurchgang genauer erfasst werden als mit fester Hysterese.

Wir können das Schaltverhalten auch so beschreiben: Liegt keine überlagerte Störung vor, erfasst die Schaltung den Nulldurchgang exakt. Ist dem Eingangssignal eine Störung überlagert, wird der Nulldurchgang zwar nicht mehr ganz genau erfasst, aber Mehrfachumschaltungen werden sicher vermieden.

28.1.6 Subtrahierverstärker

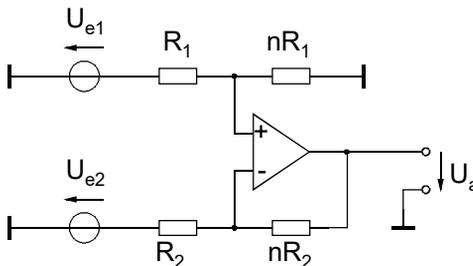


Abb. 28.16: Subtrahierverstärker.

Wenn die Eingangsspannung mit einem unerwünschten Gleichanteil versehen ist, lässt sich dieser mit dem Subtrahierverstärker entfernen. Er bildet die Differenz von U_{e1} und U_{e2} :

$$U_a = n \cdot (U_{e1} - U_{e2}) \quad (28.1.2)$$

Die Differenzbildung funktioniert auch, wenn die Potentialdifferenz eine Wechselspannung darstellt. Allerdings darf die Frequenz der Wechselspannung nicht zu hoch liegen. Zum besseren Verständnis wollen wir die Ausgangsspannung U_a der Schaltung in Abb. 28.16 berechnen. Dazu machen wir folgende Ansätze:

Die Spannung am nicht invertierenden Eingang sei U_P . Für sie gilt:

$$U_P = U_{e1} \cdot \frac{n}{1+n} \quad (28.1.3)$$

Die Spannung am invertierenden Eingang sei U_N . Es gilt:

$$U_N = U_{e2} + \frac{U_a - U_{e2}}{1+n} \quad (28.1.4)$$

Für die Ausgangsspannung gilt bei Berücksichtigung der Eingangs-Offset-Spannung U_O , der Leerlaufverstärkung v und der Gleichtaktverstärkung v_{GL} :

$$U_a = v \cdot (U_D - U_O) + v_{GL} \cdot U_{GL} \quad (28.1.5)$$

$$\text{mit } U_D = U_P - U_N \text{ und } U_{GL} = \frac{U_P}{2} + \frac{U_N}{2} \quad (28.1.6)$$

Zur Lösung setzen wir in die Gl. (28.1.5) die Gleichungen (28.1.6), (28.1.4) und (28.1.3) ein:

$$U_a = v \cdot \left(U_{e1} \cdot \frac{n}{1+n} - \frac{n \cdot U_{e2} + U_a}{1+n} \right) - v \cdot U_O + v_{GL} \cdot \left(\frac{U_{e1}}{2} \cdot \frac{n}{1+n} + \frac{n \cdot U_{e2} + U_a}{2 \cdot (1+n)} \right)$$

$$U_a = \frac{v \cdot n}{1+n} \cdot U_{e1} - \frac{v \cdot n}{1+n} \cdot U_{e2} - \frac{v}{1+n} \cdot U_a - v \cdot U_O + v_{GL} \cdot \frac{U_{e1} \cdot n}{2 \cdot (1+n)} + v_{GL} \cdot \frac{U_{e2} \cdot n}{2 \cdot (1+n)} + v_{GL} \cdot \frac{U_a}{2 \cdot (1+n)}$$

$$U_a \cdot \left(1 + n + v - \frac{v_{GL}}{2} \right) = v \cdot n \cdot (U_{e1} - U_{e2}) - v \cdot (1+n) \cdot U_O + \frac{v_{GL} \cdot n}{2} \cdot (U_{e1} + U_{e2})$$

Und erhalten schließlich:

$$U_a = \frac{1}{\frac{1+n}{v_{GL}} + \frac{v}{v_{GL}} - \frac{1}{2}} \cdot \left[\frac{v}{v_{GL}} \cdot n \cdot (U_{e1} - U_{e2}) - \frac{v \cdot (1+n)}{v_{GL}} \cdot U_O + n \cdot \left(\frac{U_{e1}}{2} + \frac{U_{e2}}{2} \right) \right] \quad (28.1.7)$$

Mit der Näherung

$$\frac{v}{v_{GL}} \gg \frac{1}{2} \text{ und } \frac{v}{v_{GL}} \gg \frac{1+n}{v_{GL}} \Rightarrow v \gg n+1 \quad (28.1.8)$$

folgt aus Gl. (28.1.7):

$$U_a \approx n \cdot (U_{e1} - U_{e2}) - (1+n) \cdot U_O + \frac{v_{GL}}{v} \cdot n \cdot \left(\frac{U_{e1}}{2} + \frac{U_{e2}}{2} \right) \quad (28.1.9)$$

Darin ist $\frac{v}{v_{GL}}$ die Gleichtaktunterdrückung. Für den Fall, dass die Gleichtaktunterdrückung sehr groß ist, wird aus Gl. (28.1.9):

$$U_a \approx n \cdot (U_{e1} - U_{e2}) - (1+n) \cdot U_O \quad (28.1.10)$$

Wir sehen: Nur mit den Näherungen in Gl. (28.1.8) und einer hohen Gleichtaktunterdrückung subtrahiert die Schaltung wirklich. Der Gültigkeitsbereich der Näherungen hängt ganz entscheidend von der Leerlaufverstärkung v des OPs ab und die ist stark frequenzabhängig.

Bei niedriger Arbeitsfrequenz ist Gl. (28.1.10) zulässig. Mit zunehmender Frequenz wird $\frac{v}{v_{GL}}$ kleiner und durch die Gleichtaktaussteuerung erscheint an U_a neben der Differenz der Eingangsspannung auch deren Summe. Je nach eingestellter Verstärkung n wird dies schon bei relativ niedrigen Frequenzen der Fall sein. Und wir erkennen leicht, dass die Schaltung für EMV-relevante Frequenzen (> 1 MHz) nicht mehr als Subtrahierer funktionieren wird.

28.1.7 Digitalschaltungen und Prozessoren

Der Begriff Digitalschaltungen umfasst integrierte Digitalschaltungen wie Gatter, FlipFlops, Zähler usw., programmierbare Digitalschaltungen wie PALs, FPGAs etc. und Prozessoren mit ihrer eventuell vorhandenen Peripherie.

28.1.7.1 Störsicherheit

Ordentlich entwickelte Digitalschaltungen sind von Natur aus sehr störsicher. Tritt eine Störung bei Digitalschaltungen auf, so kann die Ursache meist leicht gefunden werden, denn es gibt nur drei Möglichkeiten, sie zu stören:

- 1) Das Eingangssignal enthält bereits die Störung.
- 2) Der Takt ist gestört.
- 3) Die Versorgungsspannung enthält einen zu großen Ripple.

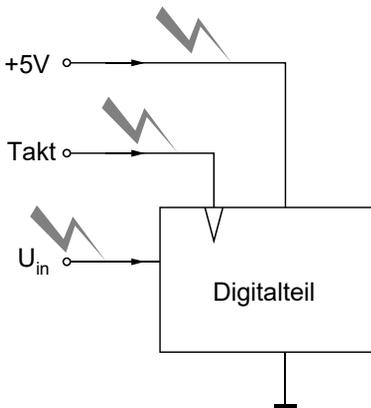


Abb. 28.17: Störungsmöglichkeiten einer Digitalschaltung.

Diese Aussage setzt natürlich voraus, dass die Digitalschaltung in Hinblick auf Laufzeiten und Logik-Pegel richtig entwickelt wurde und dass die Logik-Simulation für alle denkbaren Eingangsgrößen durchgeführt wurde und zu einem stabilen Verhalten des Digitalteils führt.

28.1.7.2 Störungen durch Digitalschaltungen

Digitalschaltungen sind prinzipielle Störquellen. Zwar werden sie gewöhnlich nicht gerade andere Digitalschaltungen stören, sehr wohl aber analoge Schaltungen. Gerade in Schaltungen mit analog und digital gemischten Funktionen ist eine Beeinflussung der Anlogschaltung durch die Digitalschaltung zu erwarten. Dafür gibt es eine Hauptursache. Das ist die gemeinsame Betriebsspannung. Es ist beispielsweise naheliegende, die für den Digitalteil sowieso vorhandene 5V-Versorgung für den Analogteil gleich mit zu benutzen. Der Digitalteil verursacht jedoch einen Ripple auf der 5V-Versorgung, der die Anlogschaltungen beeinflusst. Die Kopplung erfolgt als Widerstandskopplung auf der +5V-Leitung und/oder auf der Masse. Abhilfemaßnahmen können aus Kapitel 14.1 entnommen werden.

Neben der Widerstandskopplung können natürlich auch die anderen Kopplungsarten zur Störung des Analogteils führen. Bei richtiger Dimensionierung und dichter Platzierung der Blockkondensatoren sind sie aber erfahrungsgemäß sehr viel seltener.

28.1.8 Die Leiterplatte

Für die Berücksichtigung von EMV-Aspekten ist die Leiterplatte ein sehr wichtiges und kritisches Bauteil und das Layout kann sehr schwierig sein. Der Grund liegt in der Vielzahl von Anforderungen, die das Layout erfüllen muss. Überlegen wir uns doch mal, was alles berücksichtigt werden muss:

- 1) Fertigungsbelange:
 - Abstände der Bauteile
 - Orientierung der Bauteile
 - Zugänglichkeit für Reparaturen
 - Prüfpunkte
 - Gute Lötbarkeit (Thermals, Größe der Pads, Abstand zu den Vias)
 - Leiterbahnbreite und –abstand
- 2) Kosten:
 - Fläche minimieren
 - Minimale Lagenzahl
 - Möglichst vollautomatische Bestückung
 - Einfache Prüfung
- 3) Qualität:
 - einheitliche Orientierung der Bauelemente
 - Mindestabstände bei höheren Spannungen
 - Mechanische Befestigung von Bauteilen
 - InCircuit-Programmierung von uCs
 - Wärmeabfuhr über Kupferflächen

Die Liste stellt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie soll aber zeigen, dass das Layout einer Leiterplatte eine komplexe Aufgabe darstellt, die vom Schaltungsentwickler selbst bearbeitet werden muss. Einige konkrete Hinweise seien hier aber noch aufgeführt:

28.1.8.1 Massefläche

Um die Widerstandskopplung zu minimieren, wird die Masse sternförmig oder als Fläche verlegt. Letzteres hat sich bei zweilagigen Platinen gut bewährt. Man erreicht durch eine möglichst durchgängige Massefläche eine niederohmige und niederinduktive Verbindung aller Massepunkte. Gleichzeitig wird die kapazitive Kopplung abgeschwächt, da jede Leiterbahn, auch die eines hochohmigen Schaltungsknotens, eine kleine, aber hochwertige Kapazität nach Masse hat. Elektrische Störungen werden dadurch kapazitiv heruntergeteilt. Selbst magnetische Störungen werden durch die Massefläche verringert, wenn die Frequenz entsprechend hoch ist. Liegt die Eindringtiefe bei der entsprechenden Frequenz unter der Dicke der Kupferkaschierung, bilden sich in der Massefläche Wirbelströme aus, die dem Eindringen des Magnetfeldes entgegenwirken. Bei 35 μm Cu beginnt der Effekt bei etwa 10 MHz.

Die Massefläche ist damit mindestens eine gute Alternative zur sternförmigen Masseverlegung. In vielen Fällen ist sie sogar deutlich besser.

In der Leistungselektronik kommt übrigens noch ein Vorteil der Massefläche hinzu: Über die Kupferfläche lässt sich auch gut Wärme abführen. So kann durch ein geschicktes Layout eventuell auf einen Kühlkörper verzichtet werden, wenn die Platine thermisch an das Gehäuse angekoppelt wird.

28.1.8.2 Aufgespannte Flächen minimieren

Die magnetische Kopplung ist umso geringer, je kleiner die aufgespannten Flächen sind. Also muss die Fläche klein gehalten werden. Stellt sich nur noch die Frage: Welche Fläche eigentlich? Nun – die Fläche die der Stromkreis aufspannt, in dem der Störstrom fließt. Aber welcher Störstrom? In der Beantwortung dieser Frage liegt gewöhnlich das Problem, denn wir kennen oft nicht alle Störströme. Hier hilft nur intensives Nachdenken und Zurückgreifen auf Bekanntes. Eine aufwändige aber zielführende Methode besteht darin, dass wir für jeden Schaltungsteil überlegen, welche Ströme wo fließen und welche Frequenzen sie beinhalten. Wir entscheiden, welche der Ströme zu Störungen führen könnten und achten bei der Leiterbahnführung für die störverdächtigen Ströme auf möglichst geringe aufgespannte Flächen.

Umgekehrt prüfen wir stöempfindliche Schaltungsteile darauf hin ab, ob eine nennenswerte Fläche vorliegt, in der magnetische Feldlinien eine Spannung induzieren können und minimieren mit der Leiterbahnführung diese Flächen.

Grundsätzlich sind natürlich große Ströme und geschaltete Ströme verdächtig. Bei mehrlagigen Platinen können wir vielleicht Hin- und Rückleiter übereinanderlegen und so die aufgespannte Fläche klein halten.

28.1.8.3 Masseleitung/-fläche zwischen sich störenden Leiterbahnen

Gegen elektrische Störungen (kapazitive Kopplung) können wir mit zusätzlichen Masseflächen angehen. Z.B. sollte unter einem Quarz eine Massefläche sein und der Quarz liegend bestückt werden.

Bei empfindlichen Leitungen legen wir beidseitig eine Masseleitung parallel. Im Fall von Multilayern können wir zusätzlich eine Massefläche darüber und darunter führen, sodass wir fast eine geschirmte Leitung realisiert haben.

28.1.8.4 Funktionsgruppen zusammenhalten

Die verschiedenen Funktionsgruppen einer Schaltung sollen auf der Platine in sich geschlossen bleiben. Falsch wäre es, wenn z. B. ein Widerstand einer Operationsverstärkerschaltung zwischen digitalen ICs zum Liegen käme. Wir gehen bei der Platzierung der Bauelemente nach dem Schaltplan vor und überlassen das Platzieren bitte nicht ungeprüft irgendeinem Programm.

Auch Auto-Router sind mit Vorsicht zu genießen. Ihr Ergebnis muss sehr genau unter EMV-Aspekten nachgeprüft und entsprechend korrigiert werden.

28.2 Übergang von analog auf digital

28.2.1 Schaltzeiten von analogen und von digitalen Schaltkreisen

Häufig wird eine Spannung mit einem analogen Komparator abgefragt und dann einer digitalen Schaltung zugeführt.

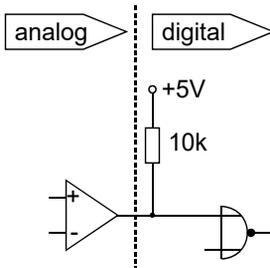


Abb. 28.18: Schnittstelle zwischen analog und digital.

Ein einfacher analoger Komparator hat eine Anstiegszeit von ca. $1 \mu\text{s}$. Ein Logik-Gatter hat eine Anstiegszeit von ca. 10 ns . Wird das Gatter in einer Logik-Schaltung verbaut, „erwartet“ es an seinem Eingang das Signal eines vorgeschalteten Gatters. Die Verhältnisse sehen ungefähr so aus:

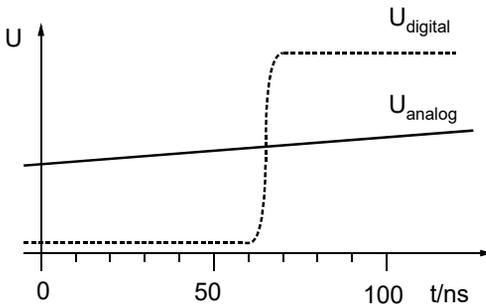


Abb. 28.19: Schaltzeiten von analogen und digitalen Bausteinen im Vergleich.

Die Schaltzeiten sind stark unterschiedlich. Auf die Schaltzeit des Gatters bezogen „kriecht“ dessen Eingangsspannung an der Entscheidungsschwelle zwischen der logischen Null und der logischen Eins vorbei. Kleinste Schwankungen der Eingangsspannung im Bereich der Schwelle führen zu mehrfachen Umschaltungen des Gatters.

28.2.2 Digitalschaltungen mit Schmitttrigger-Verhalten

Abhilfe schafft ein Gatter mit Schmitt-Trigger-Verhalten:

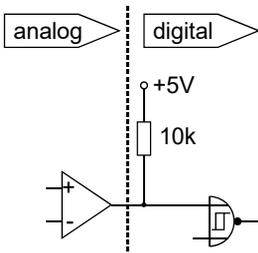


Abb. 28.20: Übergang auf Schmitt-Trigger-Gatter.

Die Verwendung eines Gatters mit Schmitt-Trigger-Verhalten ist dringend geboten. Geeignete Gatter sind: In der 4000er Familie: 40106, in der 74er-Serie: 7414, 74HC14, 74AC14 usw.

28.2.3 Flipflop als Schnittstelle

Das Problem der Mehrfachumschaltungen kann auch mit einem Flipflop gelöst werden. Wenn der Komparator-Ausgang z. B. auf den Set-Eingang eines Flipflops geht, dann kann er das FF nur setzen und nicht zurücksetzen. Wenn er mehrmals den Set-Eingang betätigt, bleibt deshalb das FF immer noch gesetzt. Die Rücksetzung des FFs muss dann durch die Logikschaltung gesteuert werden, in dem z. B. eine Totzeit jegliche Betätigung des FF verbietet und danach die Rücksetzung durch den Komparator wieder frei gegeben wird.

28.2.4 Anschluss an AD-Wandler

Nehmen wir den Fall, dass ein AD-Wandler im Mikro-Prozessor integriert ist. Dann gibt es nur einen Masseanschluss für die analoge und die digitale Welt. Genau auf diesen Massepunkt bezieht sich der AD-Wandler und es bleibt uns nichts anders übrig, als unsere analoge Spannung ebenfalls auf diesen Massepunkt bezogen zu liefern. Genau genommen bräuchten wir eine OP-Schaltung, deren Ausgangsspannung mit floatender Masse zur Verfügung steht. Wir könnten dafür die Subtrahierschaltung in Kapitel 28.1.6 verwenden. Meist genügt aber eine einfachere Lösung:

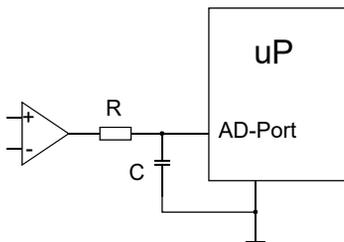


Abb. 28.21: Analog-Signal an AD-Wandler.

Das RC-Glied filtert die Wechselanteile weg und zwar bezogen auf die Messmasse des AD-Wandlers. Die Schaltung funktioniert, solange der Masseversatz zwischen analoger und digitaler Masse ein reiner Wechselanteil ist. In der Praxis trifft das recht gut zu, da der Gleichstrom vom Prozessor niedrig ist und wir – schon aus anderen Gründen – auf eine niederohmige Masseverdrahtung achten. Der Fehler durch den Gleichanteil im Masseversatz ist damit vernachlässigbar.

28.3 Überspannungsschutz

Überspannungen treten bei allen Arten von Netzen auf.

- auf dem 220V-Netz,
- im Bordnetz eines Fahrzeugs,
- auf Rechnernetzen,
- auf Telefonleitungen, Mess- und Steuerleitungen

Die Überspannung tritt in drei Formen auf:

a) Statische Überspannung

Dafür wird ein Toleranzbereich definiert. Beispielsweise kann die Bordspannung bei einem 12V-System bis 16 V ansteigen.

b) Energiereiche Einzelimpulse. Sie werden durch Schaltvorgänge auf dem 230V-Netz verursacht oder treten im Kfz. durch Load-Dump auf.

Als Extremfall ist hier der Blitzeinschlag zu nennen.

c) Periodische Nadeln, die von störenden Verbrauchern erzeugt oder eingestrahlt werden.

Beispiele: Generator, Zündanlage, Thyristorumrichter.

Angeschlossene Verbraucher, Vermittlungen oder andere elektronische Geräte müssen gegen Überspannungen geschützt werden. Je nach Gerät und Sicherheitsanforderung darf entweder die Funktion überhaupt nicht gestört werden oder eine kurzzeitige Funktionsstörung ist erlaubt. In jedem Fall darf eine Überspannung keine bleibenden Schäden verursachen. Ein Blitzeinschlag etwa ist eine so massive Störung, dass häufig die Funktion eines Geräts kurzfristig gestört sein darf. Nach Abklingen der Überspannung muss das Gerät aber wieder einwandfrei arbeiten.

In diesem Kapitel geht es deshalb um die Frage: Wie kann die Schaltung gegen kurzzeitige Überspannungsimpulse geschützt werden?

28.3.1 Schutzelemente

Der direkte Weg ist das Abschneiden der Spannungsspitzen am Eingang. Je nach Überspannungsimpuls bedeutet aber diese Spannungsbegrenzung, dass ein großer oder sehr großer Strom über das Schutzelement fließt. Das Schutzelement muss diese Stromspitze und die damit verbundene Leistung verkraften. Dazu gibt es spezielle Bauteile, die für diese Anforderungen geeignet sind:

- der Varistor oder VDR (Voltage Depending Resistor),
- der gasgefüllte Überspannungsableiter,
- die Suppressordiode und
- die Trisildiode.

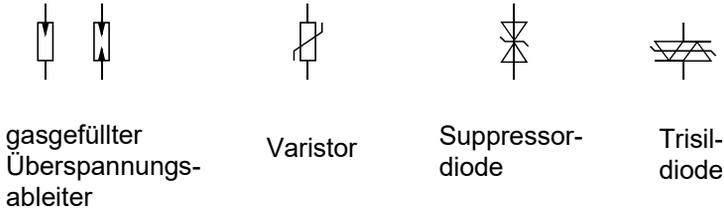


Abb. 28.22: Schaltsymbole von Überspannungsableitern.

Alle hier vorgestellten Überspannungsableiter verhalten sich für positive und negative Spannungen gleich.

Der gasgefüllte Überspannungsableiter ist sehr leistungsfähig. Er kann Impulsströme im 10kA-Bereich verkraften. Von den hier vorgestellten Schutzelementen spricht er am schnellsten an und hat die kleinste Kapazität.

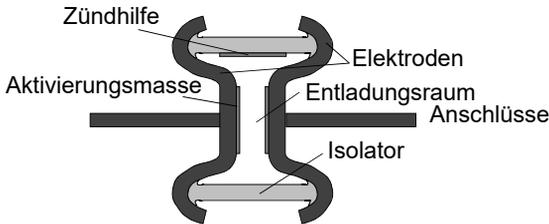


Abb. 28.23: Der gasgefüllte Überspannungsableiter.

Physikalisch gesehen ist er eine Funkenstrecke, die durch die Elektrodenform und die Edelgasfüllung auf die gewünschten elektrischen Eigenschaften getrimmt wurde. Die Ansprechspannung ist relativ ungenau und von der Alterung abhängig. Wegen dem „harten“ Zündvorgang muss er meist in Kombination mit anderen Schutzelementen eingesetzt werden. Dadurch und wegen seines hohen Preises wird er vorwiegend in Spezialanwendungen eingesetzt.

Varistoren bestehen aus SiC- oder ZnO-Scheiben mit z. B. 20 mm Durchmesser. Elektrisch verhalten sie sich wie spannungsabhängige ohmsche Widerstände. Für kleine Spannungen sind sie hochohmig, für große Spannungen niederohmig. Der Übergang erfolgt weich. Sie werden zum Überspannungsschutz in Kfz.-Anwendungen, Telefonanlagen und für 230V-Anwendungen hauptsächlich eingesetzt, da sie über einen großen Temperaturbereich funktionieren und relativ billig sind. Für größere Leistungsbereiche können sie parallelgeschaltet werden. Oder sie können zu MOS-FETs parallelgeschaltet werden, um deren Avalanche-Energie zu begrenzen.

Die Suppressordioden sind im Prinzip hochgenaue, bipolare Zenerdioden. Ihr Einsatzgebiet ist dort, wo eine hohe Genauigkeit der Ansprechspannung gebraucht wird.

Das Trisilelement ist eine Art bidirektionaler Thyristor. Beim Erreichen der Zündspannung zündet es durch und wird niederohmig leitend. Dabei wird die Eingangsspannung kurzgeschlossen. Das Element bleibt so lange leitend, bis der Kippstrom unterschritten wird. Es eignet sich also nicht zur allgemeinen Überspannungsbegrenzung direkt an einem Versorgungsnetz, sondern eher für Sonderanwendungen oder in Kombination mit weiteren Schutzelementen.

Eine weitere Möglichkeit zum Überspannungsschutz besteht in der Verwendung des vorhandenen Leistungstransistors:

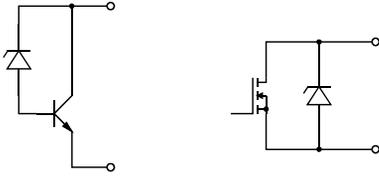


Abb. 28.24: Transistor zur unipolaren Überspannungsbegrenzung.

Beim Bipolartransistor wird eine Zenerdiode zwischen Kollektor und Basis geschaltet. Steigt die Spannung an den Klemmen über die Durchbruchspannung der Zenerdiode an, leitet diese und schaltet den Transistor soweit ein, dass er die Spannung stabilisiert.

Der MOSFET im rechten Teil von Abb. 28.24 enthält die eingezeichnete Avalanche-Diode parasitär auf dem Chip. Sie verhält sich wie eine Zenerdiode. Bei hoher Drain-Source-Spannung wird sie leitend und verkraftet eine spezifizizierte Verlustenergie. Im speziellen Fall kann so allein mit einem MOSFET der Überspannungsschutz erreicht werden.

28.3.2 Prüfschaltung „Blitzeinschlag in unmittelbarer Nähe“

Beim Blitzeinschlag in unmittelbarer Nähe wird ein Gerät mit einem energiereichen Hochspannungsimpuls über die Netzleitung beaufschlagt. Die Schaltung zur Erzeugung des Hochspannungsimpulses sieht so aus:

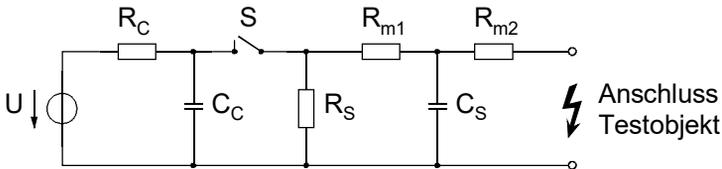


Abb. 28.25: Schaltung zur Erzeugung des energiereichen Hochspannungsimpulses.

U Hochspannungsquelle mit 500 V, 1000 V, 1500 V, 2000 V

R_C Ladewiderstand

C_C Energiespeicherkondensator (20 μF /2000 V)

R_S Widerstand für die Impulsdauer (50 Ω)

R_m Anpasswiderstände ($R_{m1} = 15 \Omega$; $R_{m2} = 25 \Omega$)

C_S Kondensator für die Anstiegszeit ($C_S = 0,2 \mu\text{F}$)

Die Prüfung des Gerätes beginnt mit $U = 500 \text{ V}$. Die Spannung U wird danach in Schritten von 500 V gesteigert, bis die maximal vorgeschriebene Spannung erreicht ist oder das Gerät zerstört wird.

28.4 EMV-gerechte Eingangsschaltung

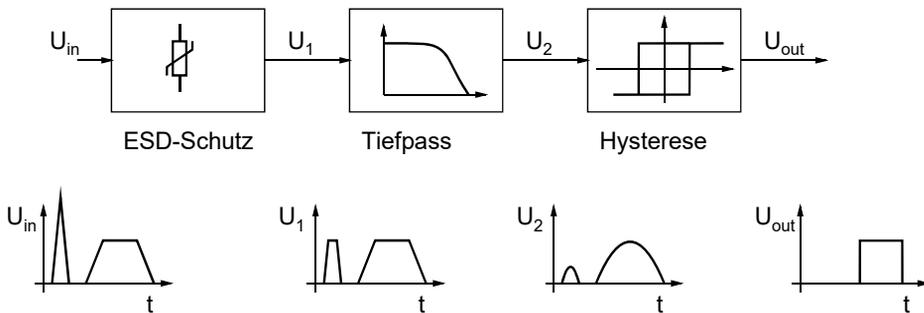


Abb. 28.26: EMV-gerechte Eingangsschaltung.

In Abb. 28.26 sind alle Möglichkeiten aufgeführt, die wir überhaupt haben. Wir werden alle Maßnahmen nur bei extrem EMV-verseuchter Umgebung benötigen. Die einzelnen Schaltungen müssen in ihrer Funktion sehr genau auf das Nutzsignal abgestimmt werden. Der Tiefpass beispielsweise muss so dimensioniert werden, dass er das Nutzsignal gerade noch durchlässt.

Die gleiche Schaltungsstruktur hilft übrigens auch bei Prellen.

28.4.1 Tipps für den Aufbau

- 1) Alle Bauteile, die mit hohen Frequenzen arbeiten, müssen möglichst kompakt zusammengefasst werden und von den anderen (langsameren) Signalen getrennt werden. Die Trennung kann erfolgen: über Buffer (mit möglichst flachen Flanken), Filter, gezielte Leiterbahn/Masseverlegung. Keine Signale unterschiedlicher Zugehörigkeit auf gleichen Chip führen. Verschiedene Gatter auf einem Digital-IC nur für gleiche Frequenzbereiche verwenden.
Falsch: Reset-Logik und Takterzeugung auf demselben Chip.
- 2) Ein-/Ausgangsleitungen filtern.
- 3) Mehrere Oszillatoren auf einer Platine vermeiden, damit die Spektrallinien mehrerer Oszillatoren nicht übereinanderliegen oder sporadisch aufeinander fallen, weil sich dann ihre Beträge addieren. Die Erzeugung mehrerer Frequenzen kann durch Frequenzteilung erfolgen.
- 4) Langsamste und störstärkste Schaltung verwenden.
- 5) Mikroprozessor mit Plausibilitätsabfragen beschäftigen, z. B. erlaubter Adressbereich, Sprung einer Drehzahl, Temperaturänderung etc.
- 6) Anbringung von Abblockkondensatoren nicht vergessen!
- 7) Unbenutzte Gatter: Eingänge auf definiertes Potential legen! Keine Eingänge offenlassen!

28.5 Maßnahmen in der Software

28.5.1 Nichtbeschaltete Interrupteingänge

Trotz Anschluss von Pullup- oder Pulldown-Widerständen müssen die Interruptvektoren definiert und bedient werden. Selbst bei nicht erlaubten Interrupts empfiehlt sich deren Bedienung durch das Programm, wobei mindestens ein RTI nötig ist, um im Störfalle einen Programmabsturz zu verhindern. Das Auftreten von Interrupts, die hardwaremäßig gar nicht angeschlossen sind, deutet auf massive Störungen hin und zeigen dem Programm die Störungen an. Sie können zur Durchführung besonderer Sicherheitsroutinen verwendet werden.

28.5.2 Illegale Op-Codes

Illegale Opcodes oder Zugriffe auf nicht erlaubte Speicherbereiche deuten (bei Ausschluss von Programmfehlern) auf EMV-Störungen hin. Meist wird der zentrale Rechnertakt gestört, was zu falschen Taktimpulsen führt. Dabei kommt es auch zu kurzen Taktimpulsen, die einer zu hohen Quarzfrequenz entsprechen würden. Einzelne Bits oder ganze Wörter werden gestört. Der ganze Ablauf im Rechner kommt außer Kontrolle und der Rechner verhält sich völlig undefiniert. Man erkennt den Zustand auch daran, dass alle Pins undefiniert zwischen Null und Eins hin- und herschalten. Der Adressbus greift dann auf unerlaubte Bereiche zu und wenn der Rechnerchip mit entsprechender Hardware ausgestattet, löst diese Überwachung einen Interrupt-Vektor aus. Ist die Störung vorbei, kann von diesem Interruptvektor ein Notprogramm gestartet werden, das versucht, den ursprünglichen Stand wiederherzustellen oder zumindest gravierende Fehlfunktionen vermeidet. Fehlen solche Abfang-Interrupts, stürzt der Prozessor unweigerlich ab. Er verhält sich absolut undefiniert und behält den Zustand bei bis ein Reset ausgelöst wird.

28.5.3 Watchdogs

Watchdogs sind in sicherheitsrelevanten Geräten unumgänglich. Bei anderen Anwendungen ist ihr Einsatz fraglich. Zum einen muss sichergestellt sein, dass die Watchdog-Funktion nicht gestört wird und damit das ganze System anfälliger wird. Zum anderen muss die Watchdog-Funktion „wasserdicht“ sein, damit man sich darauf verlassen kann. Gibt es nur eine „völlig unwahrscheinliche“ Möglichkeit, den Watchdog zu umgehen, so kann man sicher sein, dass diese Möglichkeit im Zusammenwirken mit Störungen auch eintritt. Hierzu sind sehr genaue Detail-Überlegungen und -Prüfungen nötig.

28.5.4 Plausibilitätsabfragen

Oft hat der Rechner nicht viel zu tun, weil er auf eine Eingabe oder eine Antwort von der Hardware wartet. Er kann dann so programmiert werden, dass er Plausibilitätsüberprüfungen durchführt. Er überprüft Eingangssignale darauf hin, ob sie physikalisch sinnvoll sind. Das Signal eines Temperaturfühlers beispielsweise kann sich nur mit einer bestimmten zeitlichen Geschwindigkeit ändern. Eine schlagartige Temperaturänderung muss eine Fehlmessung, eine Störung sein.

Alle energietragenden Größen wie Drehzahl, Geschwindigkeit, Spannung auf einem Kondensator, Strom in einer Induktivität können sich nicht sprunghaft ändern. Detektiert der Rechner so einen Fall, dann ist das Sensorsignal oder der Rechner gestört.

Bei wichtigen Sensoren kann man den Arbeitsbereich etwas größer wählen als den tatsächlich genutzten Bereich. Meldet der Sensor dann einen Wert außerhalb des üblichen Arbeitsbereichs, muss ein Fehler oder eine Störung vorliegen.

28.5.5 Programme testen

Alle Funktionen eines Programms müssen getestet werden. Ein Programm ist meist so komplex, dass es nicht in seiner Gesamtheit und nicht in allen Kombinationen getestet werden kann. Die einzelnen Funktionen hingegen können für sich getestet und auf ihre Grenzen hin untersucht werden. Dies sollte unbedingt schon bei der Programmentwicklung durchgeführt werden, damit bei EMV-Untersuchungen wenigstens eine gewisse Zuverlässigkeit vorhanden ist.

Zur Auslotung, bis zu welchen Grenzen eine Schaltung in Zusammenspiel mit der Software funktioniert, empfiehlt es sich Testprogramme zu schreiben. Der Aufwand lohnt sich und wir bekommen ein größeres Vertrauen in unser Produkt.

Zum Test von Interrupt-Programmen hat sich folgende Methode bewährt: Beim Einsprung in das Interrupt-Programm wird ein Port gesetzt. Am Ende des Interrupt-Programmes wird der Port wieder zurückgesetzt. Dies kann man für mehrere Interrupt-Programme mit verschiedenen Ports tun. Mit dem Oszilloskop kann man dann sehr genau und bequem überwachen, wann welcher Interrupt erfolgt und wie lange die Abarbeitung dauert. Die Methode hat sich für kritische Echtzeit-Fälle gut bewährt.

28.5.6 Wie störfest ist eine Schaltung?

Um eine quantitativ richtige Antwort auf diese Frage zu bekommen, müssen Messungen in einem entsprechend ausgerüsteten EMV-Labor gemacht werden. Diese sind aufwändig und erst sinnvoll, wenn ein Gerät oder ein Produkt bereits existiert. Oftmals wollen wir schon am Versuchsaufbau überprüfen, ob grundsätzliche EMV-Probleme zu erwarten sind. Vielleicht wollen wir auch nur eine Teilschaltung darauf hin beurteilen, ob das Schaltungskonzept überhaupt geeignet ist. Dann brauchen wir eine ganz einfache Störquelle.

Besonders „gute“ Störer stellen Induktivitäten dar, die mit einem mechanischen Schalter abgeschaltet werden. Die bestromte Induktivität versucht, den Strom weiter fließen zu lassen, was am Schalter zu hohen Spannungen und zur Funkenbildung führt. Der mechanische Schalter ist wichtig, weil er im Unterbrechungsmoment extrem schnell abschaltet, wodurch große Stromänderungen (magnetisches Feld) und große Spannungsänderungen (elektrisches Feld) entstehen. Zusätzlich prellt ein mechanischer Schalter, so dass sich der Vorgang innerhalb weniger ms tausendfach wiederholen kann.

In diesem Sinne ein „guter“ Störer ist die Lötstation am Arbeitsplatz. Wir brauchen sie nur ein- und auszuschalten und können beobachten, wie unsere Schaltung darauf reagiert. Zur Verschärfung können wir noch die Netzleitung über unsere Schaltung legen und, statt am Schalter ein- und auszuschalten, ziehen wir mehrfach den Netzstecker.

28.6 Spezifische EMV-Aspekte bei Schaltreglern

Zum Schluss der EMV-Kapitel seien hier die wichtigsten Punkte für die Entstörung von Schaltreglern wiederholt. Als Schaltungsbeispiel diene der Synchronabwärtswandler. Er findet seinen Einsatz beispielsweise bei der Erzeugung einer sehr niedrigen Versorgungsspannung für einen Prozessor aus einer Gleichspannung. Wir stellen uns vor, dass aus der Bordnetzspannung eines Kraftfahrzeugs eine Spannung von 1,8 V erzeugt werden muss, wobei der Ausgangsstrom bis zu 4 A betragen kann. Ein Abwärtswandler mit Freilaufdiode, wie er in Kapitel 2 vorgestellt worden ist, hätte wegen der Flussspannung der Freilaufdiode und den damit verbundenen Leitungsverlusten einen viel zu schlechten Wirkungsgrad. Deshalb wird anstelle der Freilaufdiode ein zweiter aktiver Schalter eingesetzt, der antisynchron zum eigentlichen Leistungsschalter arbeitet.

28.6.1 Der Synchronabwärtswandler als Beispiel

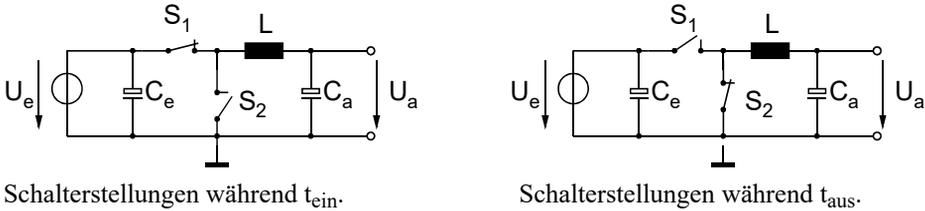


Abb. 28.27: Leistungsteil des Synchronabwärtswandlers.

28.6.2 Eingangs- und Ausgangsfilter

Um die geforderten Grenzen der leitungsgebundenen Störungen einzuhalten, werden sehr hohe Anforderungen an die beide Kondensatoren C_e und C_a gestellt. Eine Abschätzung vorab zeigt schnell, dass die Anforderungen nur mit sehr vielen, parallel geschalteten Kondensatoren erfüllbar wären. Einfacher wird es, wenn eingangs- und ausgangsseitig jeweils ein LC-Filter ergänzt wird.

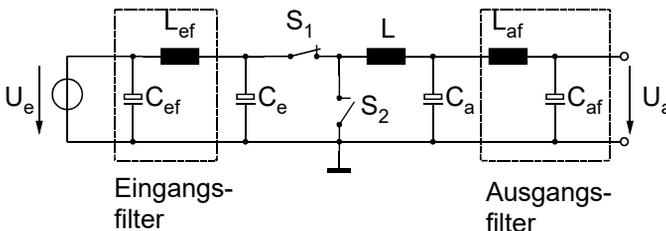


Abb. 28.28: Synchronabwärtswandler mit CLC-Filter am Eingang und Ausgang.

28.6.3 Masseverdrahtung

Abb. 28.28 zeigt den Schaltplan in übersichtlicher Form, ist aber für EMV-Überlegungen ungeeignet. Der Grund liegt darin, dass wir die Leitungen im Schaltplan als ideal leitend interpretieren, sie es aber in Wirklichkeit nicht sind. So ergibt sich zwischen C_e und Masse ein Spannungsabfall, da der Spulenstrom während t_{ein} über S_1 und C_e und von dort nach Masse fließt und in der Zeit t_{aus} über S_2 direkt nach Masse fließt.

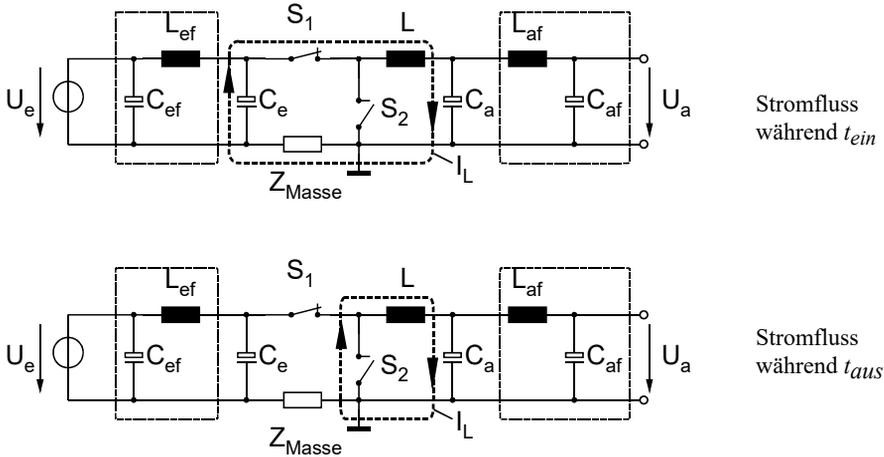


Abb. 28.29: Spannungsabfall an Z_{Masse} .

Um den Spannungsabfall zu vermindern, müssten wir die Masseverbindungen niederohmiger gestalten, also eine flächige Masse verwenden. Dies führt meist zu Multilayer-Platinen, die entsprechend teuer sind. Und selbst dann wird der Effekt nur verkleinert und nicht gänzlich vermieden.

Eine sehr viel wirksamere Lösung erhalten wir mit einer geänderten Masseverdrahtung wie sie in Abb. 28.30 gezeigt wird. Der besagte Spannungsabfall ist zwar immer noch vorhanden, wird aber nur auf der internen Masse wirksam. Nach außen hin entsteht keine Störspannung. Und dies gilt für die Eingangsspannung und die Ausgangsspannung!

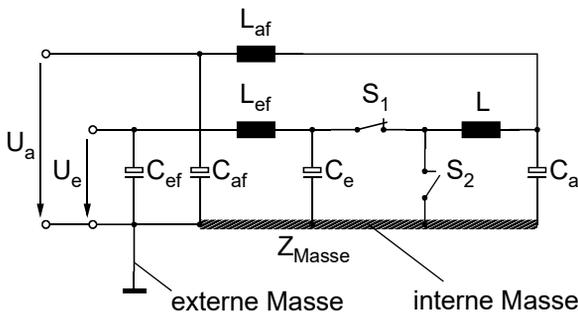


Abb. 28.30: „Richtiger“ Anschluss der EMV-Filter.

29 Kondensatoren und Filter

Bei den klassischen Wandlern werden eingangs- und ausgangsseitig Elkos als Blockkondensatoren verwendet. Sie führen den kompletten Wechselstromanteil des Wandlers und sind dementsprechend belastet. Bei Resonanzwandlern kommen Umschwingkondensatoren hinzu. Sie haben eine kleinere Kapazität, führen aber vergleichsweise noch höhere Ströme. Es kommen Keramik- und vor allem Folienkondensatoren zum Einsatz.

Kondensatoren sind – wie Spulen oder Leistungstransistoren – Bauelemente der Leistungselektronik und müssen genauso sorgfältig ausgesucht und dimensioniert werden. Deshalb wird in diesem Kapitel auf die grundsätzlichen Beziehungen bei den Kondensatoren und auf ihre Werkstoffeigenschaften eingegangen.

29.1 Grundsätzliches

Für einen realen Kondensator gilt allgemein das Ersatzschaltbild:

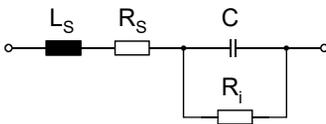


Abb. 29.1: Ersatzschaltbild eines Kondensators.

In L_S werden alle induktiven Anteile zusammengefasst, wie etwa die Induktivität der Anschlussdrähte oder induktive Komponenten, die durch den Folienwickel entstehen.

R_i und R_S können zu einem Widerstand zusammengefasst werden, wobei es gleichwertig ist, ob wir das in einem Parallel- oder Serienwiderstand tun. In der Leistungselektronik hängt die Erwärmung eines Kondensators von der Strombelastung ab. Deshalb bevorzugt der Leistungselektroniker die Serienschaltung und nennt den Widerstand **Ersatz-Serien-Widerstand**, kurz *ESR*. In L_S wird keine Verlustwärme erzeugt.



Abb. 29.2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines realen Kondensators.

Ist der Effektivstrom durch den Kondensator bekannt, so können wir die gesamte Wärmeleistung im Kondensator berechnen:

$$P = I_{\text{eff}}^2 \cdot ESR \quad (29.1.1)$$

Der *ESR* hängt neben anderen Größen auch von der Kapazität des Kondensators ab. Zur Vereinfachung spezifizieren die Kondensatorhersteller den Verlustfaktor $\tan \delta$, der vom Kapazitätswert unabhängig ist. Er hängt nur noch von den verwendeten Materialien (Folie oder Elektrolyt), von der Temperatur und von der Frequenz ab. Aus dem $\tan \delta$ berechnet sich der *ESR* nach der Beziehung:

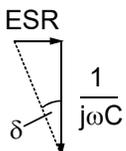


Abb. 29.3: Definition vom $\tan \delta$.

$$ESR = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C} \quad (29.1.2)$$

29.2 Elektrolytkondensatoren

29.2.1 Verlustfaktor von Elektrolytkondensatoren

Der Verlustfaktor von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren hat folgenden typischen Verlauf:

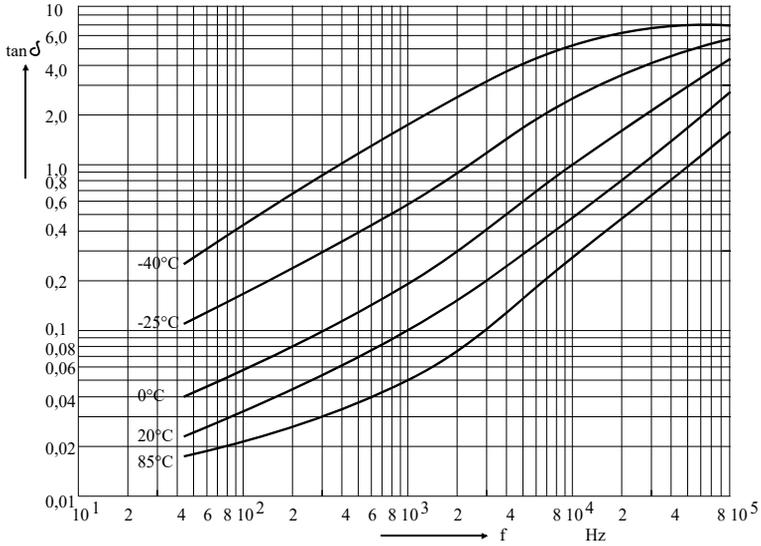


Abb. 29.4: Verlustfaktor von Niedervolt-Elkos. Quelle: Siemens.

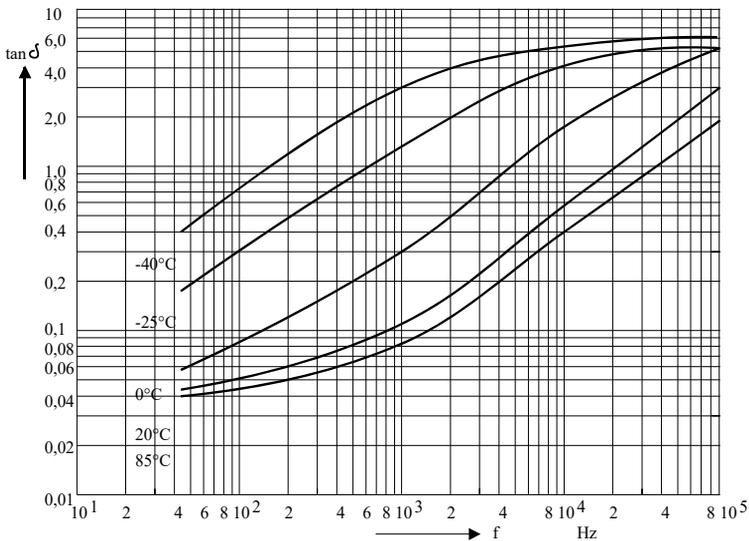


Abb. 29.5: Verlustfaktor von Hochvolt-Elkos. Quelle: Siemens.

Von Niedervolt-Elkos spricht man bei einer Spannungsfestigkeit bis ca. 63 V. Sie erreichen eine prinzipielle hohe Zuverlässigkeit, da bei ihnen der Selbstheilungseffekt auftritt. Sollte es an einer Stelle in der Oxid-Schicht des Aluminiums zum Durchschlag kommen, dann beschädigt der Durchschlag das Material so, dass es anschließend isoliert. Der Elko ist also weiterhin gebrauchsfähig. Bei Elkos mit höherer Spannung tritt der Effekt nicht mehr auf.

29.2.2 Resonanzfrequenz von Elektrolytkondensatoren

Das Ersatzschaltbild in Abb. 29.1 enthält die Induktivität L_S , die zum eigentlichen Kondensator in Serie geschaltet ist. Sie bildet zusammen mit dem eigentlichen Kondensator C einen Serienschwingkreis. Bei höheren Frequenzen tritt Resonanz auf, was im nachfolgenden Abb. dargestellt ist.

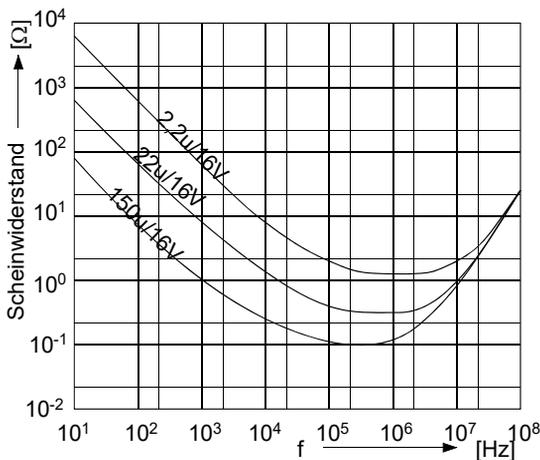


Abb. 29.6: Scheinwiderstand von Elektrolyt-Kondensatoren: Prinzipdarstellung.

In den Minima des Scheinwiderstands liegt die Resonanzfrequenz der Kondensatoren. Unterhalb der Resonanzfrequenz sind sie kapazitiv. Oberhalb der Resonanzfrequenz sind sie induktiv. Das heißt bei hohen Frequenz überwiegt der Scheinwiderstand von L_S gegenüber dem Scheinwiderstand von C .

Wenn der Kondensator bei hohen Frequenzen zur Induktivität wird, so ist er deshalb aber nicht unbrauchbar. Wie Abb. 29.6 zeigt, hat diese Induktivität zunächst einen sehr niedrigen Scheinwiderstand, der erst bei sehr hohen Frequenzen merklich anwächst. Setzen wir also einen Elko als Blockkondensator ein und beaufschlagen ihn mit Frequenzen, die über die Resonanzfrequenz hinausgehen, so wirkt dennoch ein niedriger Scheinwiderstand und die Blockwirkung ist noch da und nach Abb. 29.6 abschätzbar und mit Abb. 29.1 berechenbar.

29.2.3 Wechselstrombelastbarkeit von Elektrolytkondensatoren

Die zulässige Wechselstrombelastbarkeit geben die Hersteller für die verschiedenen Kapazitäts- und Spannungswerte in Tabellen an. Um den richtigen Kondensator auszuwählen braucht man nur den Effektivstrom, mit dem der Kondensator belastet wird. Der Effektivstrom kann berechnet, gemessen oder durch die Schaltungssimulation ermittelt werden. Für die Berechnung sei nachfolgend ein Beispiel angeführt. Für einen einfachen Abwärtswandler soll der Effektivwert I_C berechnet werden:

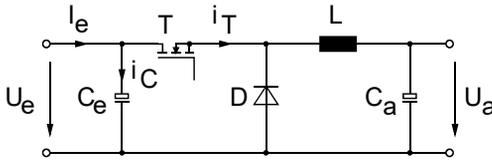


Abb. 29.7: Teilschaltung des Beispielwandlers.

Er hat folgende Stromverläufe:

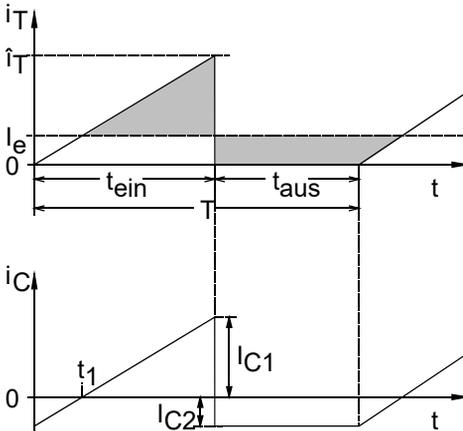


Abb. 29.8: Stromverläufe des Beispielwandlers.

Für die Eingangsseite (U_e , I_e) wird für die Berechnung Stromquellencharakter angenommen, was bei der hohen Arbeitsfrequenz der Schaltregler auch in der Realität gut zutrifft.

Die grauen Flächen im oberen Teilbild von Abb. 29.8 stellen Strom-Zeit-Flächen dar. Jede Fläche entspricht somit einer Ladung, die dem Kondensator zugeführt wird (oberhalb von I_e) oder die vom Kondensator abgeführt wird (unterer Teil). Im stationären Zustand (Ströme ändern sich nicht mehr von Periode zu Periode) muss die dem Kondensator zugeführte Ladung gleich der abgeführten Ladung sein. Dadurch sind beide Flächen gleich groß.

Mit diesem Zusammenhang lässt sich das untere Teilbild von Abb. 29.8 zeichnen.

Aus Abb. 29.8 lassen sich folgende Beziehungen entnehmen:

$$I_e = \frac{\hat{i}_T}{2} \cdot \frac{t_{ein}}{T} = \frac{\hat{i}_T}{2} \cdot v_T \quad \text{mit } v_T = \frac{t_{ein}}{T}$$

$$\Rightarrow \hat{i}_T = \frac{2 \cdot I_e}{v_T} \quad (29.2.1)$$

$$I_{C1} = \hat{i}_T - I_e = 2 \cdot \frac{I_e}{v_T} - I_e = I_e \cdot \left(\frac{2}{v_T} - 1 \right) \quad (29.2.2)$$

$$I_{C2} = I_e \quad (29.2.3)$$

Zur Berechnung von t_1 verwenden wir den Strahlensatz:

$$\frac{t_1}{I_{C2}} = \frac{t_{ein} - t_1}{I_{C1}} \Rightarrow t_1 = \frac{t_{ein}}{1 + \frac{I_{C1}}{I_{C2}}}$$

Gl. (29.2.2) und Gl. (29.2.3) eingesetzt:

$$t_1 = \frac{t_{ein}}{1 + \left(\frac{2}{v_T} - 1\right)} = v_T^2 \cdot \frac{T}{2} \quad (29.2.4)$$

Unser Ziel ist die Berechnung des Effektivstromes I_C . Allgemein gilt für den Effektivwert eines Stromes:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2 dt} \quad (29.2.5)$$

Zur einfacheren Berechnung ermitteln wir zunächst $I^2 T$ und zerlegen das Integral in die Bereiche 0 bis t_1 , t_1 bis t_{ein} und t_{ein} bis T . Damit folgt:

$$I_C^2 \cdot T = \int_0^{t_1} \left(\frac{\hat{i}_T}{t_{ein}} t\right)^2 dt + \int_0^{t_{ein}-t_1} \left(\frac{\hat{i}_T}{t_{ein}} t\right)^2 dt + \int_0^{T-t_{ein}} I_{C2}^2 dt$$

Mit Gl. (29.2.1) und Gl. (29.2.3) folgt:

$$\begin{aligned} I_C^2 \cdot T &= \left(\frac{2 \cdot I_e}{v_T \cdot t_{ein}}\right)^2 \cdot \left(\int_0^{t_1} t^2 dt + \int_0^{t_{ein}-t_1} t^2 dt\right) + I_e^2 \int_0^{T-t_{ein}} dt \\ &\Rightarrow I_C^2 \cdot T = \frac{4 \cdot I_e^2}{v_T^2 \cdot t_{ein}^2} \cdot \left(\frac{t_1^3}{3} + \frac{(t_{ein} - t_1)^3}{3}\right) + I_e^2 \cdot (T - t_{ein}) \\ &\Rightarrow \frac{I_C^2}{I_e^2} = \frac{4}{v_T^4 \cdot T^3} \cdot \left(\frac{t_{ein}^3 - 3t_1 t_{ein}^2 + 3t_{ein} t_1^2}{3}\right) + 1 - v_T = \frac{4}{3v_T} - 4 \frac{t_1}{v_T^2 \cdot T} + 4 \frac{t_1^2}{v_T^3 \cdot T^2} + 1 - v_T \end{aligned} \quad (29.2.6)$$

Gl. (29.2.4) eingesetzt:

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{I_C^2}{I_e^2} &= \frac{4}{3v_T} - 4 \frac{v_T^2 \frac{T}{2}}{v_T^2 \cdot T} + 4 \frac{v_T^4 \frac{T^2}{4}}{v_T^3 \cdot T^2} + 1 - v_T \\ &\Rightarrow \frac{I_C^2}{I_e^2} = \frac{4}{3v_T} - 2 + v_T + 1 - v_T = \frac{4}{3v_T} - 1 \end{aligned} \quad (29.2.7)$$

Oder

$$I_C = I_e \cdot \sqrt{\left(\frac{4}{3v_T} - 1\right)} \quad (29.2.8)$$

Mit Gl. (29.2.8) lässt sich der Kondensatorstrom (Effektivwert) in der konkreten Schaltung berechnen. Zur Verdeutlichung sei $\frac{I_C}{I_e}$ über v_T dargestellt:

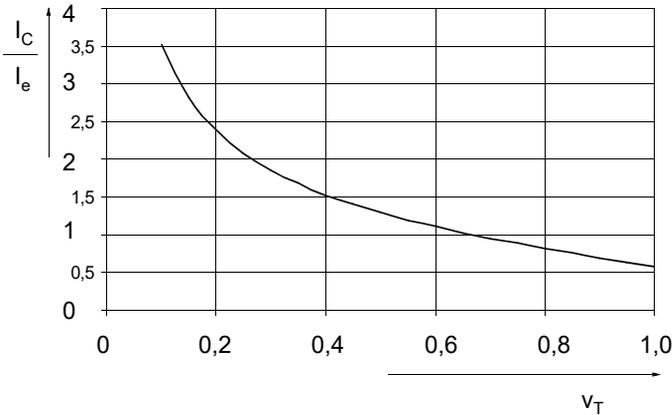


Abb. 29.9: Auf den Eingangsstrom bezogener Kondensatorstrom in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.

Die hier vorgestellte Berechnung erfolgte am Beispiel des Abwärtswandlers und sollte *eine mögliche* Vorgehensweise verdeutlichen. Für andere Wandler-Typen kann entsprechend vorgegangen werden, wobei die prinzipiellen Stromverläufe – wie hier in Abb. 29.8 – bekannt sein müssen.

Die idealisierte Vorgehensweise mag für Leute aus der Praxis unzulässig erscheinen. Es ist jedoch zu beachten, dass alle Zusammenhänge, Spannungs- und Stromverläufe für den Idealfall vollständig bekannt sein müssen, um den Wandler und dessen Arbeitsprinzip zu verstehen. Nachträglich können (und müssen) die realen Eigenschaften immer noch ergänzt werden.

Für das Berechnungsbeispiel in diesem Kapitel ist die Idealisierung vollkommen zulässig. Denn die Ströme sind durch die Induktivität definiert. Der Strom i_L ist die energietragende Größe in L und kann deshalb nicht springen. Die anderen Ströme sind davon abgeleitet. Folglich gilt für sie dasselbe. Überschwinger durch den Schaltvorgang wirken sich in den Stromverläufen praktisch nicht aus und somit macht die idealisierte Berechnung wirklich Sinn.

Unbenommen davon können wir den Wirkungsgrad des Wandlers, der sicherlich unter 100 % liegt, durch einen entsprechend höheren Ansatz für den Strom berücksichtigen.

Wollen wir einen Wandler mit einem Wirkungsgrad von 80 % realisieren, so müssen wir im obigen Beispiel lediglich den Eingangsstrom I_e um 25 % höher ansetzen. Die weiteren Aussagen – etwa Abb. 29.9 – gelten dann auch für die reale Schaltung hinreichend gut.

29.3 Folienkondensatoren

Folienkondensatoren haben deutlich geringere Verluste als Elektrolyt-Kondensatoren. Deshalb werden sie bei höheren Frequenzen anstelle von Elkos eingesetzt.

Bei Resonanzwandlern kommt zusätzlich die Belastung mit bipolaren Spannungen bei gleichzeitig großen Strömen vor, wobei auch dort noch ein guter Wirkungsgrad erreicht werden muss.

Für die Berechnungen können wir wieder auf das vereinfachte Ersatzschaltbild Abb. 29.2 zurückgreifen, da für die Leistungselektronik die Verluste im Serienwiderstand R_S dominieren. Die Vernachlässigung der Induktivität ist zulässig, da in ihr keine Verlustwärme entsteht, die das Bauteil belasten würde. Die alleinige Berücksichtigung des Serienwiderstandes ist erlaubt, da ein eventuell vorhandener Parallelwiderstand in einen Serienwiderstand umgerechnet werden kann. In dem Serienwiderstand sind alle Verlustmechanismen zusammengefasst.

R_S kann aus dem $\tan \delta$ nach Gl. (29.1.2) berechnet werden. Somit unterscheidet sich die Betrachtungsweise von Elkos und Folienkondensatoren prinzipiell nicht. Deutlich Unterschiede gibt es hingegen in den Werten des Verlustfaktors $\tan \delta$.

Die Folienkondensatoren werden mit fünf unterschiedlichen Kunststofffolien als Dielektrikum hergestellt und für jede Sorte gibt es zwei Aufbauarten: Entweder wird Aluminium als Elektroden auf die Kunststofffolie aufgedampft oder es werden Aluminiumfolien zwischen die Kunststofffolien gewickelt.

Zusätzlich gibt es die PKP und die PKT Ausführungen, wo Kunststofffolie und Papier eingesetzt wird.

Typ	Technologie	$\tan \delta$ bei 1 kHz
FKP (KP)	Polypropylen/Aluminiumfolie	$1..3 \cdot 10^{-4}$
MKP	Polypropylen/Aluminium metallisiert	$1..3 \cdot 10^{-4}$
MKC	Polycarbonat/Aluminium metallisiert	$1..3 \cdot 10^{-3}$
MKS	Polyester/Aluminium metallisiert	$6,5 \cdot 10^{-3}$
FKC	Polycarbonat/Metallfolie	$1,5 \cdot 10^{-3}$
FKS	Polyester/Metallfolie	$5,5 \cdot 10^{-3}$
TFM	Polyterephthalsäureester/Aluminium metallisiert	$5..10 \cdot 10^{-3}$
MKT	Polyester/metallisiert	$5 \cdot 10^{-3}$
KT	Polyesterfolie/Metall	$4 \cdot 10^{-3}$
KS	Polystyrolfolie/Metall (Styroflex)	$2..3 \cdot 10^{-4}$
PKP	Papier und Polypropylenfolie/Metall	$1 \cdot 10^{-3}$
PKT	Papier und Polyesterfolie/Metall	$6 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 29.1 Übersicht Folienkondensatoren. Entnommen aus /3/

Die deutlichen Unterschiede der Verlustfaktoren zeigen, dass der Auswahl des Kondensator-Typs eine besondere Bedeutung zukommt. Dies trifft insbesondere für die Resonanzwandler zu, wo die Schwingkreiskondensatoren bei hoher Frequenz mit einem hohen Strom belastet werden. Bei falscher Dimensionierung werden die Kondensatoren nicht nur heiß und erzeugen erhöhte Verluste, sondern sie können sich auch plötzlich aufblasen und eventuell explodieren.

In der Übersichtstabelle Tabelle 29.1 ist der Verlustfaktor nur für eine Frequenz, nämlich für 1 kHz angegeben. Für andere Frequenzen gilt:

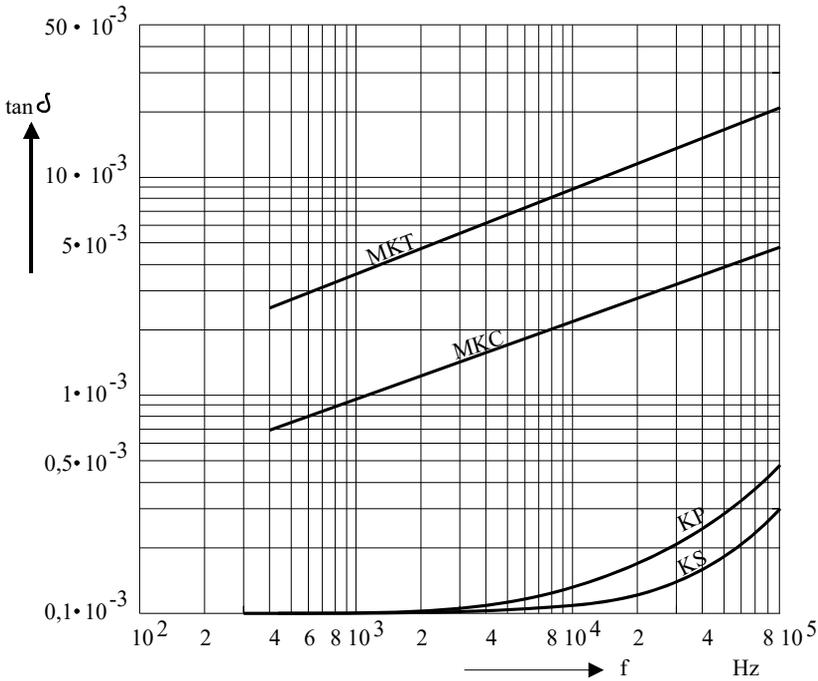


Abb. 29.10: Verlustfaktoren in Abhängigkeit von der Frequenz.

29.4 CLC-Filter

29.4.1 Schaltung

Bei einem Schaltnetzteil wird eingangs- und ausgangsseitig eine möglichst gute Gleichspannung gefordert, die einen recht kleinen Spannungsripple ausweisen muss. Das erfordert große Eingangs- und Ausgangskondensatoren, die in ihrem Bauvolumen unverhältnismäßig groß und teuer werden.

Verwenden wir statt eines dicken Elkos eine CLC-Filterung, können wir häufig eine deutliche Verbesserung erreichen. Der Fall, dass der Ausgangsstrom I_a gefiltert werden muss, sei hier kurz angedeutet:

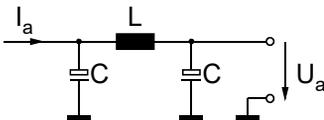


Abb. 29.11: Filter für den Ausgangsstrom.

Die Kondensatoren können im optimierten Fall durchaus unterschiedlich groß sein. Zur Dimensionierung können wir die Filterübertragungsfunktion berechnen und zusammen mit dem Stromripple die Welligkeit der Ausgangsspannung berechnen. Dabei sind die $ESRs$ der Kon-

densatoren zu berücksichtigen. Falls die mathematische Beschreibung zu kompliziert erscheint, können wir die Filterschaltung auch mittels Simulation dimensionieren.

29.4.2 Zahlenbeispiel für ein CLC-Filter

Stellen wir uns exemplarisch den Ausgangskondensator eines Abwärtswandlers vor, der dimensioniert werden soll. Er wird von der Speicherdrossel mit Strom versorgt und wir können den Strom als eingepreßt betrachten. Das berücksichtigen wir in den Schaltbildern durch eine Stromquelle. Es sollen zwei Filterschaltungen verglichen werden, ein einzelner Elko und ein CLC-Filter:

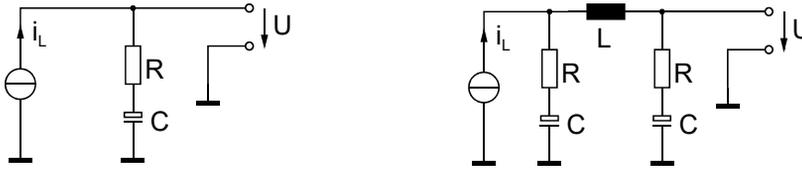


Abb. 29.12: Einzelelko und CLC-Filter im Vergleich. R ist der ESR des Elkos.

Für den Einzelelko gilt:

$$\underline{U} = \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \cdot \underline{I}_L \Rightarrow U = |\underline{U}| = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}{\omega C} \cdot I_L$$

Für $C = 2200\mu\text{F}$ stehend Durchmesser = 16 mm Höhe = 25 mm, $R = 14\text{m}\Omega$, $f = 80\text{kHz}$ und $I_L = 10\text{A}$ (Grundwelle) erhalten wir: $U = 140\text{mV}$.

Für das CLC-Glied gilt:

$$\underline{U} = \frac{\left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \left(j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \underline{I}_L$$

$$\underline{U} = \frac{1}{j\omega C} \frac{1 + 2j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}{2 + 2j\omega RC - \omega^2 LC} \cdot \underline{I}_L$$

$$\Rightarrow U = \frac{1}{\omega C} \sqrt{\frac{\left(1 - \omega^2 R^2 C^2\right)^2 + 4\omega^2 R^2 C^2}{\left(2 - \omega^2 LC\right)^2 + 4\omega^2 R^2 C^2}} \cdot I_L$$

Für $C = 470\mu\text{F}$: stehend Durchmesser 10 mm Höhe 16 mm, $R = 28\text{m}\Omega$, $L = 4,7\mu\text{H}$: 12,9 mm · 13,2 mm · 6,5 mm, $f = 80\text{kHz}$, und $I_L = 10\text{A}$ (Grundwelle) erhalten wir: $U = 3,4\text{mV}$.

Die zweite Lösung hat bei vergleichbarem Bauvolumen erstens eine niedrigere Bauhöhe und zweitens eine deutlich bessere Filterwirkung. Die Dimensionierung erfolgte „intuitiv“ mit Bauteilen, die gängig und lieferbar sind. Für eine Optimierung wollen wir den Frequenzgang des Filterwiderstandes mit einer Excel-Darstellung betrachten. Unsere Arbeitsfrequenz liegt bei 80 kHz. Da in beiden Fällen die Oberwellen keine signifikanten Neuigkeiten liefen, wurde nur der Frequenzbereich bis knapp über 100 kHz gezeichnet.

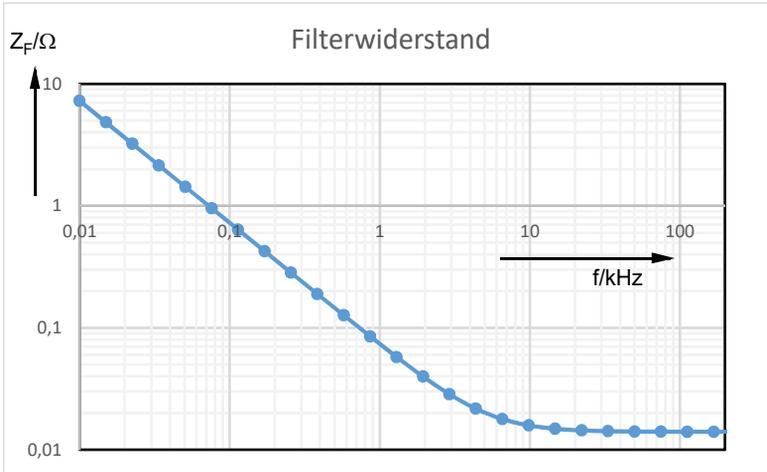


Abb. 29.13: Frequenzgang des Filterwiderstandes für einen einfachen Ausgangselko.

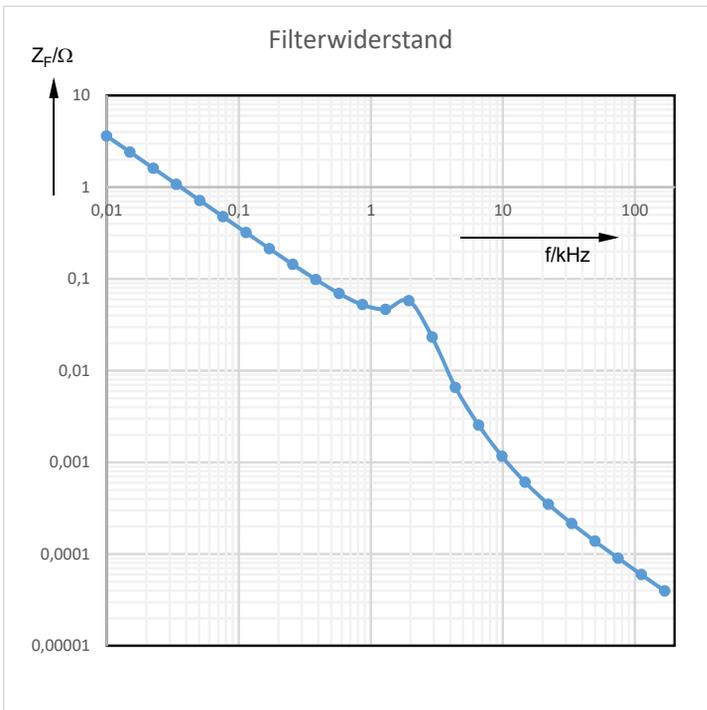


Abb. 29.14: Frequenzgang beim CLC-Filter.

Für hohe Frequenzen nimmt die Dämpfung stark zu. Die Harmonischen können somit in der Praxis vernachlässigt werden. Allerdings wird in Abweichung zu Abb. 29.14 die Dämpfung irgendwann nicht mehr kleiner, weil sie durch den Verlustwiderstand der Spule begrenzt wird und den haben wir in unserer Rechnung als null angenommen.

30 Strommessung

30.1 Einführung

Eine Strommessung wird für unterschiedliche Anwendungen benötigt. In der Antriebstechnik werden die Motorströme nach Betrag und Phase gemessen. Häufig kann dafür ein Stromwandler eingesetzt werden. Bei Schaltreglern müssen Ströme hinreichend genau und schnell gemessen werden. Sie enthalten hohe Frequenzanteile und haben gleichzeitig einen Gleichanteil, der genauso mit gemessen werden muss. Die Strommessung entscheidet dort über das dynamische Verhalten und die Robustheit des Wandlers, etwa bei einem ausgangseitigen Kurzschluss.

Dies soll hier an einem Beispiel erläutert werden. Schaltregler werden mit dem PWM-Signal angesteuert. Dabei stellt sich ein festes Verhältnis zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung ein. Mit einem Spannungsregler wird das Tastverhältnis so geregelt, dass die Ausgangsspannung den gewünschten Wert auch bei Laständerungen beibehält oder zumindest nach einer kurzen Einschwingphase wieder erreicht. Der Strom bleibt dabei unberücksichtigt. Bei speziellen Betriebsbedingungen kann der Strom auf unzulässig hohe Werte ansteigen. Solche Betriebsbedingungen können sein:

- Laden des Ausgangselkos.
- Kurzschluss am Ausgang oder Überlast.
- Reglerüberschwingungen durch starke Laständerungen am Ausgang.
- Fehler in der Schaltung.

Der erste Punkt sei näher erläutert. Ein einfacher Synchronabwärtswandler wird eingangsseitig hart an die Versorgungsspannung angelegt, was z.B. durch einen mechanischen Schalter passiert:

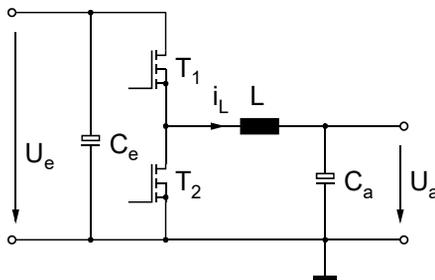


Abb. 30.1: Synchronwandler ohne weitere Schutzmaßnahmen.

Der Eingangskondensator C_e wird dabei mit einem sehr großen Strom aufgeladen, da die Spannungsquelle (Laborkonstanter, Batterie, Netz) niederohmig ist. Dadurch steigt die Spannung U_e sehr schnell an. Der Wandler arbeitet dabei mit einem bestimmten Tastverhältnis und lädt den Ausgangselko C_a auf. Dabei steigt der Strom i_L auf einen sehr hohen Wert an, der die Induktivität L in die Sättigung bringt und die Transistoren zerstört. Zahlenbeispiel: Ein Wandler mit der Topologie in Abb. 30.1 ist für eine Eingangsspannung von 600V ausgelegt. Messungen haben gezeigt, dass der Spulenstrom i_L schon bei einer Eingangsspannung von 60V auf 25A ansteigt. Dabei wurde eine spezielle Drossel verwendet, die bei diesem Strom noch nicht sättigt. Mit der Originaldrossel wäre der Strom durch die Sättigung noch viel größer geworden. Wir können leicht erkennen, dass bei der Eingangsspannung von 600V der Strom größer wird, als der zulässige Peak-Wert der Transistoren von 80A.

Um dieses Problem zu lösen könnten wir eine Softstart-Funktion einbauen, die das Tastverhältnis langsam hochfährt. Dann wäre allerdings ein Kurzschluss am Ausgang noch nicht abgedeckt. Eine robuste Lösung hingegen ist der so genannte „Current mode controlled“ Betrieb. Der Strom dient zur Steuerung des Wandlers. Er wird entweder überwacht oder aber er dient direkt zur PWM-Erzeugung. Voraussetzung dafür ist eine Strommessung. Und mit der wollen wir uns in den folgenden Ausführungen beschäftigen.

30.2 Pfade in denen Strom gemessen wird

Überlegen wir uns doch mal, in welchem Pfad eine Strommessung erfolgen könnte. Wir wollen das der Einfachheit halber wiederum beim Abwärtswandler tun.

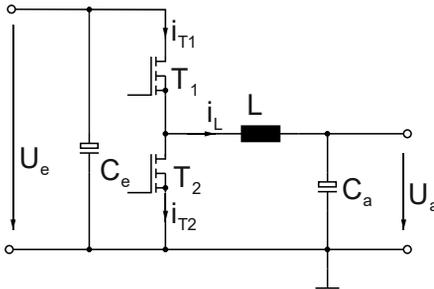


Abb. 30.2: Mögliche Stellen für eine Strommessung.

Der Strom i_{T1} kann natürlich auch im Source-Pfad von T_1 gemessen und der Strom i_{T2} im Drain-Pfad von T_2 .

Der einzige leicht zu messende Strom ist i_{T2} . Er kann mit einem Shunt zwischen der Source von T_2 und Masse eingebaut werden oder wir verwenden den R_{DSon} von T_2 . Allerdings ist i_{T2} nur dann gleich dem Spulenstrom i_L , wenn T_2 leitet, also während t_{aus} . Während t_{ein} würde der Spulenstrom i_L unkontrolliert bleiben.

Der Strom i_{T1} ist schon schwieriger zu messen. Entweder wir messen ihn potentialfrei oder wir messen ihn auf U_e bezogen und übertragen das Ergebnis irgendwie über die Potentialdifferenz U_e nach Masse. Nachfolgend wird hierfür ein „Level Shifter“ beschrieben.

Der Strom i_L kann nur potential getrennt gemessen werden, denn der Pfad in dem er fließt, springt mit der vollen Eingangsspannung und mit einem hohen du/dt . Gleichzeitig ist er gleichstrombehaftet, was die Verwendung eines Stromwandlers erstmal verbietet.

Die Strommessung ist eine schwierig zu lösende Aufgabe und andererseits unumgänglich, um eine sichere Funktion zu gewährleisten. Im Folgenden wollen wir die gängigen Messprinzipien vorstellen und zwei Schaltungsbeispiele vorstellen.

30.3 Magnetische Widerstände

30.3.1 AMR Sensoren

Sie beruhen auf dem anisotropen magnetoresistiven Effekt. Es tritt eine anisotrope Streuung an ferromagnetischen Materialien auf, die von der Raumrichtung abhängt. Der Widerstand einer Schicht mit eigener Magnetisierung ist abhängig vom äußeren Magnetfeld. Weitere Infos bei den Firmen muRata, Sensitec und andere. Wir haben diese Sensoren mangels Anwendungen bisher nicht eingesetzt und sie scheinen im Forschungsstadium zu sein.

30.3.2 GMR Sensoren

Sie beruhen auf dem Riesenmagnetowiderstand. Er tritt in dünnen magnetischen Schichten auf, deren Magnetisierung gegenseitig orientiert ist. Äußere Magnetfelder führen auch hier zu einer Änderung des Widerstandes. Die Sensoren werden als Magnetfeldsensoren in der Automobiltechnik eingesetzt. Wir haben die GMR-Sensoren bisher nicht verwendet. Firmen: Sensitec, NVE Corporation und andere.

30.3.3 Die Feldplatte

In einem Halbleiter werden quer zur Flussrichtung der Ladungsträger leitende Metallisierungen eingebracht. Sie wirken als Äquipotentiallinien. Ohne äußeres Magnetfeld haben sie keinen Einfluss. Beim Anlegen eines Magnetfeldes werden die Ladungsträger aufgrund der Lorentzkraft abgelenkt und durchlaufen einen längeren Weg, was zu einer Widerstandserhöhung führt.

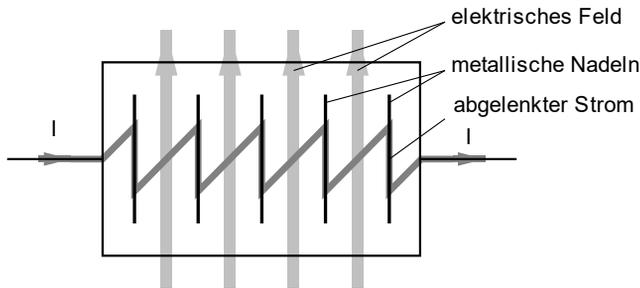


Abb. 30.3:
Feldplatte.

30.4 Stromwandler

Den Stromwandler haben wir bereits in Kap. 24 kennen gelernt und seine Eigenschaften mit dem T-Ersatzschaltbild erklärt. Ein Stromwandler kann von Hause aus nur Wechselstrom messen. Jetzt gibt es aber einen Trick, der bei manchen Anwendungen verwendet werden kann. Sowohl i_{T1} , als auch i_{T2} werden zeitweise zu null. Und immer wenn der Strom null ist, kann der Trafo des Stromwandlers entmagnetisiert werden. Ist er vollständig entmagnetisiert, beginnt die Strommessung von null an. Wenn also der Strom wieder fließt, weil der zugehörige Leistungsschalter leitend geschaltet worden ist, kann der Trafo den Sprung richtig übertragen und der Stromwandler liefert erstmal den richtigen Wert am Ausgang. Da der Strom nach dem Sprung einen Gleichanteil besitzt, darf der Zustand nicht zu lange andauern, was aber bei periodisch arbeitenden Wandlern sowieso sichergestellt ist. Dazu sei ein Schaltungsbeispiel in Abb. 30.4 vorgestellt.

30.4.1 Schaltungsbeispiel

Der eigentliche Stromwandlertrafo ist in Abb. 30.4 mit Trafo1 bezeichnet. Er hat polaritätsabhängig unterschiedliche Abschlusswiderstände. Für positive Ausgangsspannungen leitet die Diode D_1 und die Sekundärseite ist mit R_{15} belastet. Für negative Spannungen ist R_{14} wirksam, der deutlich hochohmige als R_{15} ist. Deshalb entmagnetisiert er für den Fall negativer Spannungen (primärseitig kein Stromfluss) sehr schnell. Die Schaltung kann also extreme Tastver-

30.4.2 Stromwandler mit Analogschalter

In der Schaltung in Abb. 30.4 kann der Stromwandler nur positive Ströme messen. Bei negativen Strömen sperrt D_1 . Der Stromwandler entmagnetisiert und die Ausgangsspannung ist null. Gerade bei modernen Wandlern wie ZVS oder Resonanzwandlern komme auch negative Ströme vor, die wir durchaus messen wollen und müssen. Dann kann die Entkopplung zwischen Messen und Entmagnetisieren nicht einfach mit einer Diode gemacht werden. Wir können beispielsweise Analogschalter verwenden, die immer dann eingeschaltet werden, wenn T_1 in Abb. 30.4 leitet. Die Information zum Ein-/Ausmachen bekommen wir von der Treiberansteuerung als digitales Signal und auch auf die richtige Masse bezogen. Anstelle der Analogschalter können Kleinsignal-FETs verwendet werden wie in Abb. 30.5 gezeigt. Ihre beiden Gates können verbunden werden, da u_2 sehr klein ist.

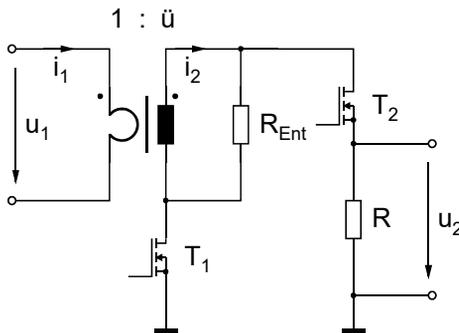


Abb. 30.5: Stromwandler mit MOSFETs für bipolare Ströme.

30.5 Shunt

30.5.1 Widerstand oder R_{DSon}

Bei der Strommessung mit einem Shunt wird der Spannungsabfall an einem Widerstand gemessen. Wenn der Widerstand ein ohmscher Widerstand ist, dann ist die Spannung proportional zum Strom. Und das gilt für Gleichspannung und für Wechselspannung bis zu hohen Frequenzen hin.

Der Shunt kann ein eigens dafür eingebauter niederinduktiver Widerstand sein. Es kann aber auch der R_{DSon} des MOSFETs im eingeschalteten Zustand verwendet werden. Dazu benötigt man natürliche eine Auswerteschaltung, die nicht nur die kleine Spannung im leitenden Zustand des MOSFETs verstärkt, sondern zusätzlich die Zeit ausblendet, in der der MOSFET sperrt.

Aus Verlustleistungsgründen werden wir den Shunt möglichst niederohmig wählen. Das führt dann zu hohen Anforderungen an den nachfolgenden Verstärker. Er benötigt eine sehr kleine Offset-Spannung, eine große Verstärkung und muss zusätzlich schnell genug sein.

30.5.2 Grenzen des Messprinzips

Ein Widerstand hat in der Realität immer auch eine parasitäre Induktivität. Sie wird Eigeninduktivität genannt. Grundlegende Ausführungen hierzu finden Sie auch in den Kapiteln „Widerstandskopplung“ und „induktive Kopplung“.

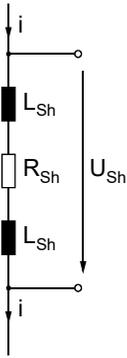


Abb. 30.6: Eigeninduktivität verfälscht das Messsignal durch Widerstandskopplung.

Es gilt: $U_{Sh} = R_{Sh} \cdot i + 2 \cdot L_{Sh} \cdot \frac{di}{dt}$. Der zweite Term liefert ein Fehler im Messsignal.

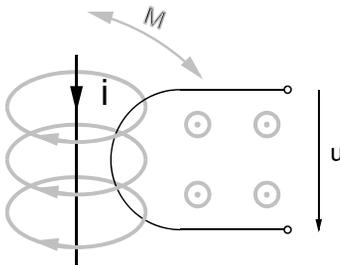


Abb. 30.7: Messstrom induziert eine Fehlspannung durch induktive Kopplung.

Der Strom i induziert mit seinem Magnetfeld die Spannung u im Messkreis. Und es gilt: $u = M \frac{di}{dt}$, wobei die Gegeninduktivität M vom Aufbau (Layout) abhängt.

30.5.2.1 Feldminimierung durch Verdrillen

M kann minimal gemacht werden, wenn die Messleitungen verdrillt werden.

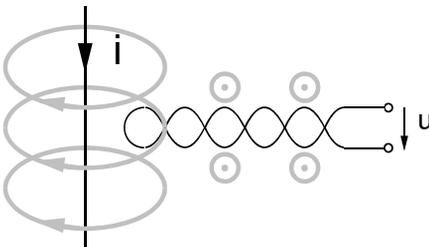


Abb. 30.8: Verdrillte Sensorleitungen minimieren die magnetische Kopplung.

Verdrillte Leitungen können im Layout ebenfalls erreicht werden durch zyklischen Wechsel der Oberseite und der Unterseite oder bei der Zwischenlagen bei Multi Layer.

30.5.2.2 Kompensation durch Leiterbahnführung

Durch die Verdrillung minimieren wir zwar die magnetische Kopplung, doch bleibt die Widerstandskopplung nach Abb. 30.6 unverändert wirksam. Eine gesamte Optimierung können wir erreichen, wenn wir beide Störeinflüsse zulassen und die Anordnung so wählen, dass sie sich in ihren Wirkungen aufheben.

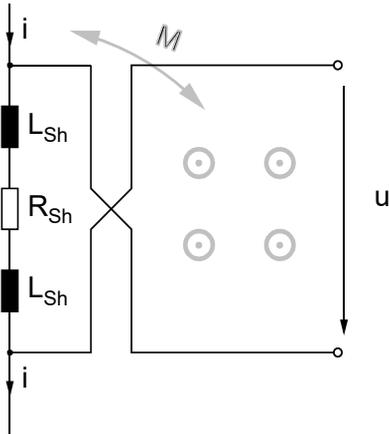


Abb. 30.9: Induktive Kopplung kompensiert Widerstandskopplung.

Unmittelbar am Shunt, am besten direkt unter ihm kreuzen wir die beiden Sensorleitungen und führen sie zum Operationsverstärker so, dass die aufgespannte Fläche gerade so viele Feldlinien herauschneidet, dass die induzierte Spannung betragsmäßig gleich groß wird wie der Spannungsabfall an den parasitären Induktivitäten. Es gilt dann:

$$u = R_{Sh} \cdot i + 2 \cdot L_{Sh} \cdot \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt} \quad (30.1)$$

Die Kompensationsbedingung lautet also: $M = 2 \cdot L_{Sh}$. Darin ist L_{Sh} eine Eigenschaft des Shunts, also bauteilespezifisch und M eine Eigenschaft der Leiterbahnführung. Die Anpassung kann mit einem geeigneten EMV-Programm erfolgen wie etwa mit dem Programm Momentum von der Firma ADS oder durch Layout-Versuche.

30.5.2.3 Kompensation der Eigeninduktivität

Eine weitere Kompensationsmöglichkeit besteht darin, dass wir die Eigeninduktivität nachbilden und ihren Einfluss vom Messsignal subtrahieren. Betrachten wir dazu Abb. 30.6 und fassen die beiden L_{sh} zu einem Bauteil zusammen:

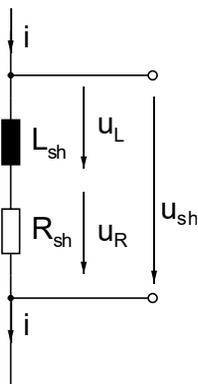


Abb. 30.10: Ersatzschaltbild des Shunts.

Es gilt: $u_{sh} = u_L + u_R$. Die Spannung u_R ist das Messsignal und die überlagerte Spannung u_L ist die Verfälschung oder Störung, die wir eliminieren möchten. Wir können das tun, wenn wir eine weitere Induktivität L_k einbauen, die den gleichen Spannungsabfall hat wie die erste:

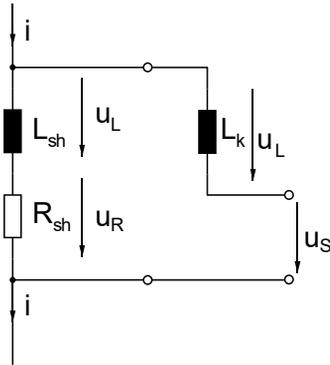


Abb. 30.11: Kompensationsinduktivität.

Die Spannung u_S ist nun gleich der Spannung u_R . Die verfälschende Spannung u_L wurde eliminiert. Und wie bekommen wir die Kompensationsinduktivität L_k ?

Betrachten wir mal den Shunt und sein Magnetfeld:

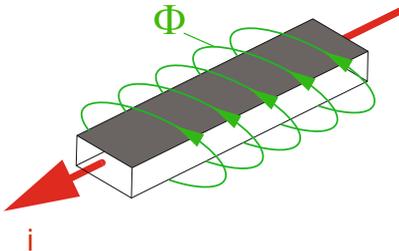


Abb. 30.12: Der Shunt und sein Magnetfeld gemäß der Ersatzschaltung in Abb. 30.10.

Der Strom i erzeugt magnetische Feldlinien wie in Abb. 30.12 gezeichnet. Die Summe der Feldlinien ergibt den magnetischen Fluss ϕ . Der Strom ist mit dem Fluss fest verkoppelt und umgekehrt. Und das gilt auch für die Transienten von i und ϕ . Damit hat $u_L = \frac{d\Phi}{dt}$ bei einem

Sprung von i eine kurze hohe Spitze. Wir könnten sie mit einem Tiefpass wegfiltern, hätten dann aber die Strommessung zu langsam gemacht. Besser ist es, die induzierte Spannung u_L so gut wie möglich zu eliminieren.

Wenn wir die Sensorleitungen parallel und über die ganze Länge des Shunts verlegen, so wie in Abb. 30.13 angedeutet, dann werden sie genau vom gleichen Magnetfeld umschlungen wie der Shunt. Und es wird die gleiche Spannung induziert wie im Shunt. Beide Spannungen u_L in Abb. 30.11 sind gleich und u_S ist gleich u_{sh} .

Wo wir die Sensorleitungen herausführen spielt dabei aus magnetischer Sicht keine Rolle. Sie müssen nur senkrecht zum Strompfad herausgeführt werden. Die nachfolgende OP-Schaltung muss die Differenz bilden und das fällt bei den hohen Frequenzen leichter, wenn eine der beiden Sensorleitungen am kalten Ende des Shunts angeschlossen ist. EMV-mäßig zu beachten ist auch, dass selbst das kalte Ende des Shunts Potentialsprünge macht. Am besten ist es, wenn wir die erste Verstärkerstufe hochfrequenzmäßig vom Rest der Schaltung entkoppeln (Verdrosselung der 5V-Versorgung und der Masse) und die Potentialsprünge auf den Ausgang projizieren. Dort wirken sie sich prozentual weniger aus.

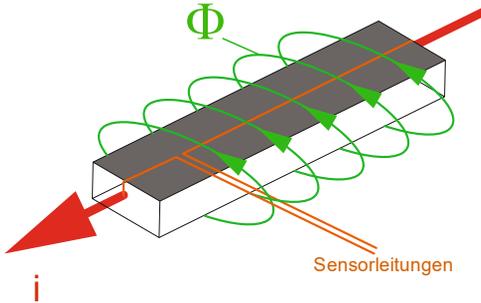


Abb. 30.13: Sensorleitungen im Feld.

Aus zeichnungstechnischen Gründen von der Platinenseite gezeichnet.

Nach den Überlegungen in Kap. 30.5.2 müssen die Sensorleitungen im Bereich der Herausführung aus dem Magnetfeld so dicht wie möglich beieinander liegen oder auf die Ober- und Unterseite der Platine verteilt werden. Je nach Aufbau könnten sie in dem Bereich auch verdreht werden.

30.6 Isolierschaltungen

30.6.1 Level Shifter

Sind wir gezwungen, Ströme unter Potentialsprüngen zu messen, dann können wir mit aufwändigen Level Shifter Schaltungen Ausgangsgröße und Stromversorgung potentialfrei oder quasi potentialfrei realisieren.

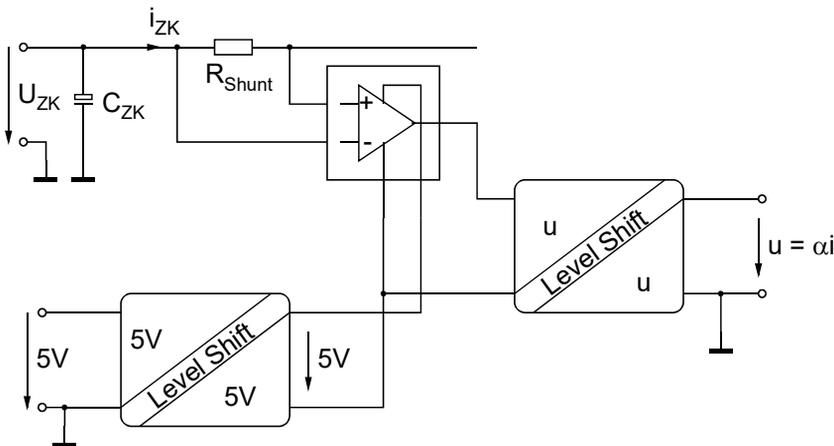


Abb. 30.14: Strommessung mit Shunt auf Hochvoltebene.

30.6.2 Induktive Hilfsspannungsversorgung

Zu Erzeugung einer potentialfreien Versorgungsspannung von z.B. 12V kann ein kleiner Trafo verwendet werden, der mit einer Halbbrücke in Abb. 30.15 die Transistoren T_1 und T_2 und einem Kondensator oder einer Vollbrücke, so wie in Abb. 30.15 gezeichnet angesteuert wird. Der Wandler arbeitet mit der Streuinduktivität des Trafos, wodurch wir vorteilhaft einen Zweikammerspulenkörper einsetzen können. Näheres hierzu finden Sie in Kap. 19. Der Trafo

muss für die Spannung der Potentialtrennung ausgelegt sein und entsprechende Mindestabstände bzw. eine ausreichende Isolationsfestigkeit haben.

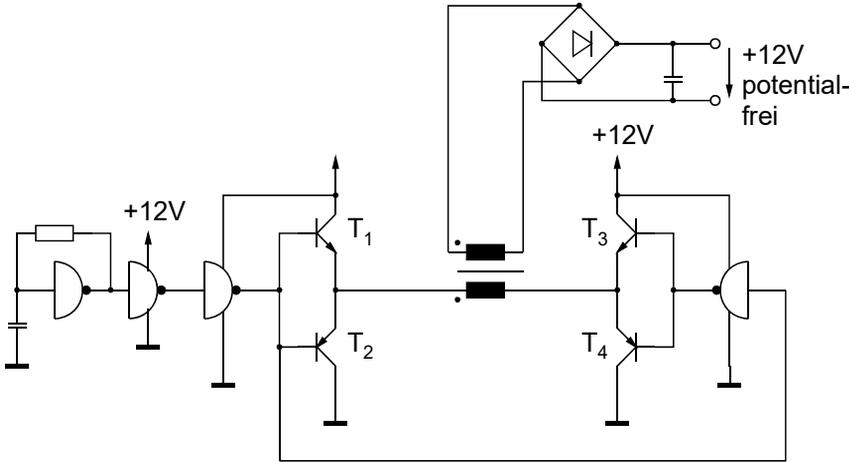


Abb. 30.15: Trafo zur Erzeugung einer potentialfreien Spannungsversorgung.

30.6.3 Kapazitive Hilfsspannungsversorgung

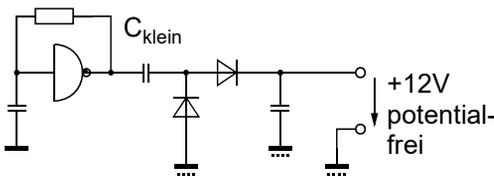


Abb. 30.16: Kapazitiv isolierte Spannungsversorgung. C_{klein} trennt die linke Masse und die rechten \rightarrow unterschiedliche Massen möglich.

Die Schaltung ist eine Ladungspumpe, deren Berechnung in Kap. 1 zu finden ist.

30.6.4 Spannungs-Frequenzwandler

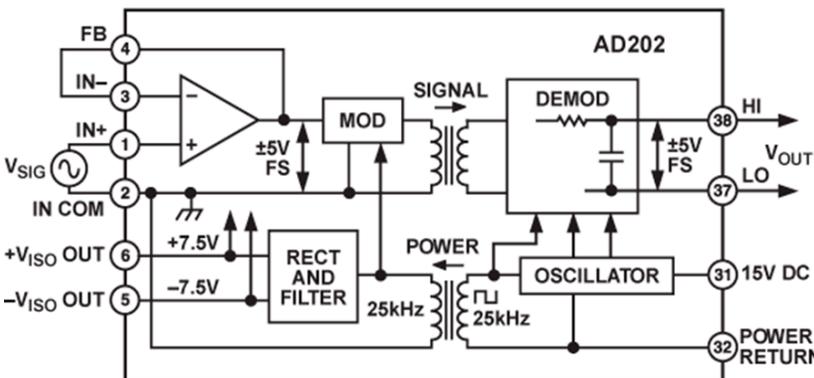


Abb. 30.17: Potentialgetrennte Übertragung mit Spannungsfrequenzwandler.

Zur seriellen Datenübertragung kann ein Spannungs-Frequenzwandler oder ein Frequenz-Spannungswandler verwendet werden, wenn eine Isolierung gefordert wird. Dabei findet die

Isolierung im Frequenzpfad statt, wodurch nur eine Leitung isoliert werden muss. Die eigentliche Isolierung kann ähnlich wie in Kap. 30.6.2 und 30.6.3 induktiv oder kapazitiv erfolgen oder auch mit Opto-Kopplern. Bei allen drei ist allerdings die Übertragungsgeschwindigkeit zu beachten, die bei einer seriellen Übertragung naturbedingt niedrig ist.

30.7 Stromquelle mit Level-Shifter

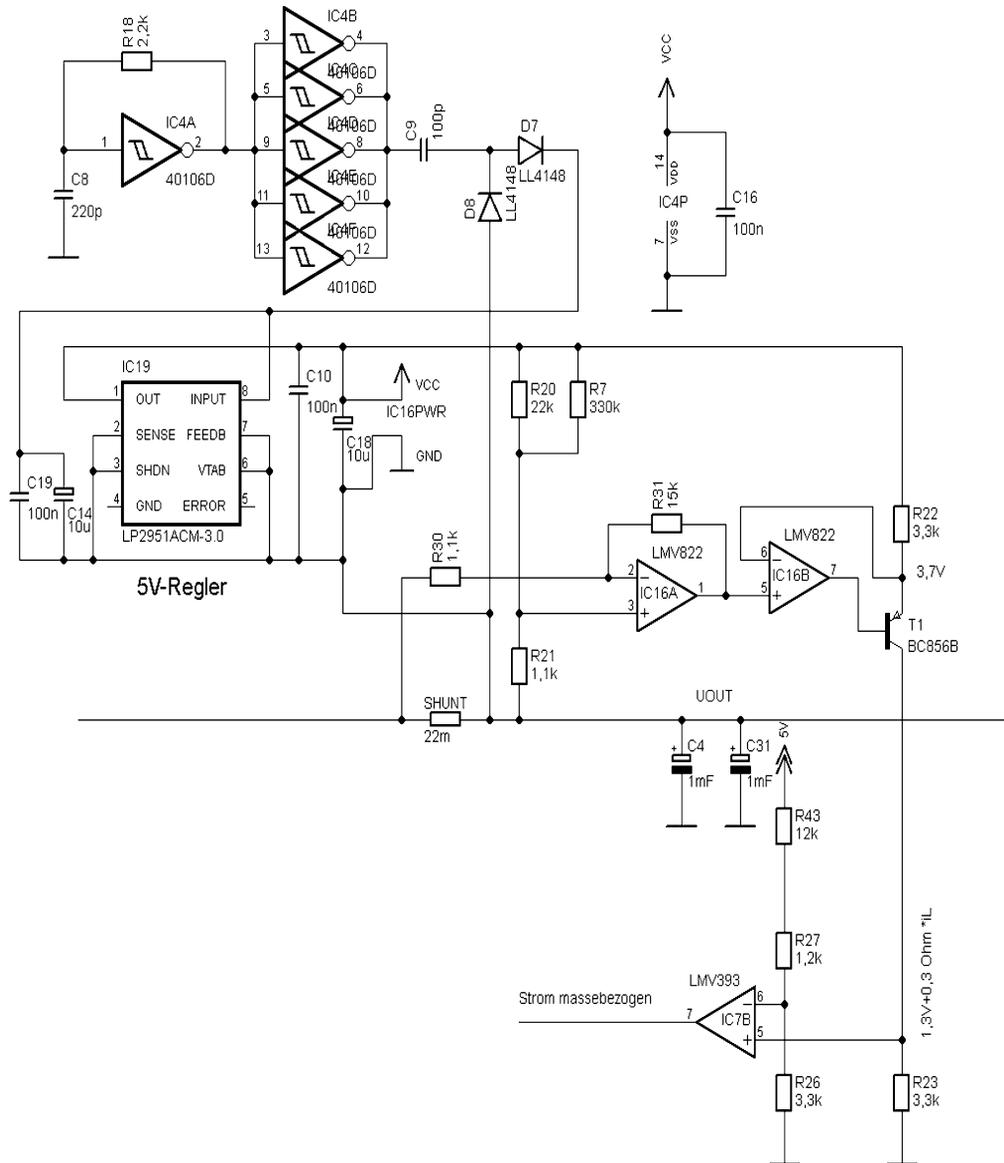


Abb. 30.18: Level Shifter mit Stromquelle.

Der zu messende Strom fließt durch den „Shunt“. Der Spannungsabfall am Shunt wird mit $IC16A$ verstärkt und auf den richtigen Offsetwert gebracht. $IC16B$ arbeitet zusammen mit T_1 als Stromquelle. Der Kollektor von T_1 führt den Strom dieser Stromquelle, der an R_{23} einen massebezogenen Spannungsabfall erzeugt. Diese Spannung wird dem Komparator $IC7B$ zugeführt. Er schaltet beispielsweise den Leistungstransistor ein (Beginn von t_{ein}). Ein zweiter Komparator, der nicht gezeichnet ist, könnte verwendet werden um den Leistungstransistor wieder auszuschalten (Ende von t_{ein}).

Die Spannungsdifferenz um die geschiftet wird, liegt an der Kollektor-Emitter-Strecke von T_1 an. Somit muss für T_1 ein pnp -Typ eingesetzt werden, der die volle Ausgangsspannung des Wandlers kann.

Die Schaltung hat einen universellen Charakter, denn sie arbeitet sehr schnell. Die Ansprechzeit des Komparators wird im Wesentlichen nur durch den Shunt und dessen Parasiten bestimmt. Siehe hierzu Kap. 30.5.2.

30.8 Stromerfassung für PFC-Wandler

30.8.1 Aufgabenstellung

Für PFC-Schaltungen wird häufig der Aufwärtswandler verwendet und im Critical Conduction Mode betrieben, also an der Lückgrenze.

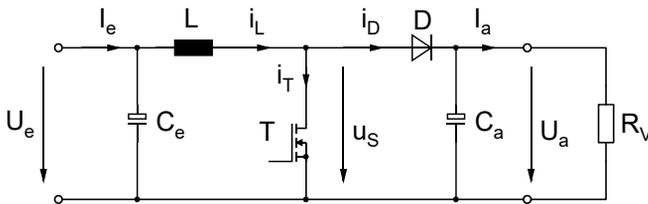


Abb. 30.19: PFC-Eingangsschaltung.

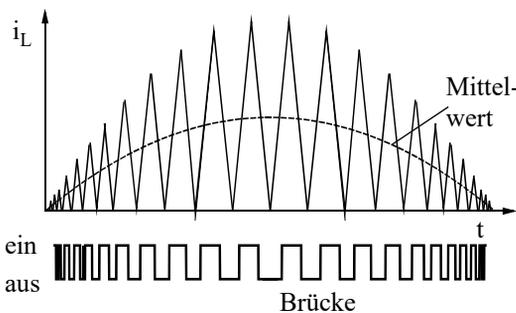


Abb. 30.20: Betrieb an der Lückgrenze (CRM).

T wird mit der t_{ein} -Zeit eingeschaltet und der Spulenstrom i_L erreicht am Ende von t_{ein} seinen Maximalwert. Dann wird T gesperrt und i_L nimmt ab. Genau, wenn er Null erreicht hat, wird T wieder eingeschaltet. Wir benötigen also eine Schaltung, die den Strom null erkennt. Dazu benötigen wir nicht unbedingt eine Strommessung über einen ganzen Strombereich, sondern nur eine Schaltung, die beim Strom null reagiert, etwa einen Impuls erzeugt. Dazu wollen wir nachfolgend drei Varianten vorstellen.

30.8.2 Der Nullstromdetektor

Potentialfrei kann der Stromnulldurchgang mit einem Sättigungstrafo gemessen werden. Bei großen Spulenströmen i sättigt der Kern und u ist Null. Bei kleinen Strömen ($i \approx 0$ A) entsättigt der Kern und es tritt eine große Spannung u auf:

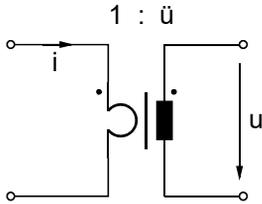


Abb. 30.21: Sättigungstrafo

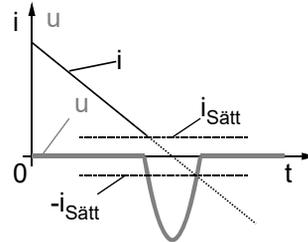


Abb. 30.22: Spannungsimpuls, wenn Kern entsättigt.

Der Spannungsimpuls kann massebezogen mit einer einfachen Komparatorschaltung ausgewertet werden.

Der Sättigungstrafo könnte so dimensioniert werden:

Kern E 8,8; $A_e = 5 \text{ mm}^2$; primär bifilar (2 Drähte parallel gewickelt) 2 Lage à 3 Windungen mit $\varnothing = 0,5 \text{ mm}$ ergibt $N_{\text{prim}} = 6$; sekundär: 1 Lage mit 30 Wdgn, $\varnothing = 0,1 \text{ mm}$.

Aus $Li_{\text{Sätt}} = NA_e \hat{B}$ und $L = N^2 A_L$ folgt:

$$i_{\text{Sätt}} = \frac{A_e \cdot \hat{B}}{N \cdot A_L} = \frac{5 \text{ mm}^2 \cdot 0,4 \text{ T}}{6 \cdot 400 \text{ nH}} = 0,8 \text{ A}$$

Wenn der Spulenstrom kleiner 0,8A wird, beginnt der Spannungsimpuls in Abb. 30.22 und erreicht alsbald die Komparatorschwelle. Sollte das Komparatorsignal zu früh kommen, kann es durch ein RC-Glied verzögert werden.

30.8.3 Berechnung von t_{aus}

Eine zweite Möglichkeit den Stromnulldurchgang zu erhalten, ist die Berechnung der Abnahme des Stromes von dessen Maximalwert bis Null. Wie mit Abb. 30.19 zu erkennen, liegt an der Induktivität L die Ausgangsspannung U_a an und es gilt:

$$U_a = L \frac{\Delta I}{t_{\text{aus}}} \Rightarrow t_{\text{aus}} = \frac{L \cdot \Delta I}{U_a} \quad (30.2)$$

Beim CRM-Betrieb kennen wir den Stromrippel ΔI . Es ist der vom PFC-Regler eingestellte Maximalwert von i_L . Die Ausgangsspannung muss zur Regelung sowieso gemessen werden und ist daher ebenfalls bekannt und die Induktivität kennen wir auch. Somit können wir t_{aus} nach (30.2) berechnen. Falls der μC dafür ungeeignet ist, kann die t_{aus} -Zeit auch mittels Analschaltung berechnet werden:

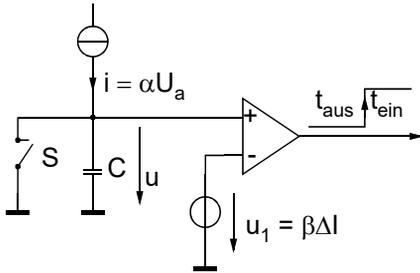


Abb. 30.23: Analogschaltung zur Berechnung von t_{aus} .

Während t_{ein} ist S geschlossen. Zu Beginn von t_{aus} ist $u = 0$ und steigt dann linear an bis $u = u_1$ wird. Dann schaltet der Komparator auf t_{ein} um. Die Stromquelle i ist eine spannungsgesteuerte Stromquelle und zwar von U_a gesteuert.

$$\text{Für } C \text{ gilt: } i = C \frac{du}{dt} = C \frac{\Delta u}{\Delta t} \Rightarrow t_{aus} = C \frac{\Delta u}{i} = C \frac{\beta \cdot \Delta I}{\alpha \cdot U_a}$$

Bei der hohen Ausgangsspannung kann die Stromquelle ein Widerstand sein, der Schalter wird durch einen Transistor realisiert und die Spannung u_1 wird mit einem Spannungsteiler eingestellt.

30.8.4 Stromnullerkennung aus der Spannung an L

Wenn in Abb. 30.19 T gesperrt ist, dann fließt i_L über die Diode D . An L liegt also die Spannung $u_L = U_a - U_e$ an. Der Strom i_L nimmt ab und genau in dem Moment, wo er null wird, sperrt die Diode D . Sie hat in diesem Fall keine oder nur eine sehr kurze Sperrverzugszeit. Danach nimmt die Spannung u_L schnell ab. Dabei bilden L und die Ausgangskapazität von T (und ein paar parasitäre Kapazitäten) einen Schwingkreis. Er führt dazu, dass u_L nicht nur auf null absinkt, sondern auch ins Negative schwingt. So kann z.B. der Nulldurchgang von u_L mit einem einfachen Komparator detektiert werden und sein Ausgangssignal zur Wiedereinschaltung von T verwendet werden.

Die Messung von u_L scheint zunächst nicht so ganz einfach zu sein. Wir könnten ersatzweise u_S verwenden und sie differenzieren, also die Flanke erkennen, die sie am Ende von t_{ein} hat. Das geht, setzt aber eine knifflige Dimensionierung des Differenzierers voraus, da eine PFC-Stufe einen großen Strombereich hat, der praktisch bis auf null heruntergeht. Zumindest würde die Lösung mit Differenzierschaltung nicht robust.

Spendieren wir jedoch eine Hilfswicklung an L , dann können wir u_L schön massebezogen und vor allem zuverlässig messen. Von dieser Lösung machen nahezu alle PFC-ICs Gebrauch. Meist reichen 2 oder 3 Windungen mit dünnem Draht aus, der problemlos hochspannungsisoliert sein kann. Der dünne Draht kann problemlos in die Nuten der Hauptwicklung eingefügt werden und benötigt so keinen zusätzlichen Platz.

Wir könnten für diese Aufgabe natürlich auch einen Stromwandler verwenden. Dann würden wir i_L direkt messen und hätten eine noch zuverlässigere Lösung, die jedoch auch teurer wäre. In mehreren Projekten, auch mit großen Leistungen haben wir die Lösung mit der Hilfswicklung erfolgreich eingesetzt und können sie in jeder Hinsicht empfehlen.

Die PFC-ICs haben eine Komparator-Schwelle über 0V, haben zusätzlich eine zeitliche Verriegelung eingebaut und beinhalten eine Starterschaltung. Die integrierte Überstromerkennung wird nach unseren Erfahrungen nicht benötigt.

Literaturverzeichnis

Allgemeine Elektronik

- 1 Küpfmüller, K.: *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik*, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg 2000
- 2 Nährmann, Dieter: *Das große Werkbuch*, Franzis, ISBN: 3-7723-6546-9
- 3 Tietze, U.; Schenk, Ch.: *Halbleiterschaltungstechnik*, Springer, 11. Auflage, 1999, ISBN: 3-540-64192-0

Leistungselektronik

- 4 Anke, Dieter: *Leistungselektronik*, Oldenbourg, ISBN: 3-486-20117-4
- 5 Beckmann: *Getaktete Stromversorgungen*, Franzis, ISBN: 3-7723-5483-1
- 6 Heumann/Stumpe: *Thyristoren*, B.G. Teubner, ISBN: 3-519-16101-X
- 7 Heumann, K.: *Grundlagen der Leistungselektronik*, Teubner, ISBN: 3-519-46105-6
- 8 Hirschmann, W.; Hauenstein, A.: *Schaltnetzteile*, Siemens, ISBN: 3-8009-1550-2
- 9 Kilgenstein, Otmär: *Schaltnetzteile in der Praxis*, Vogel, ISBN: 3-8023-1436-0
- 10 Lappe, R.; Conrad, H.; Kronberg, M.: *Leistungselektronik*, Springer, ISBN: 3-540-1
- 11 Lappe u. a.: *Leistungselektronik*, Verlag Technik, ISBN : 3-341-00974-4
- 12 Séguier, Guy; Labrique, Francis: *Power Electronic Converter*, Springer, ISBN : 3-540-54974-9
- 13 Zach, Franz: *Leistungselektronik*, Springer-Verlag, ISBN: 3-211-82179-1
- 14 Čuk, Slobodan: 98% Efficient Single-Stage AD/DC Converter Topologies, Issue 4 – June 2011, in the journal „power Electronics Europe“
- 15 Markus Brenner, Master-Thesis am Robert Bosch Zentrum für Leistungselektronik: Realisierung und Untersuchung einer Schaltung zur aktiven Blindleistungskompensation.
- 16 Sepic, Application Report von TI

EMV und Hochfrequenztechnik

- 17 Durcansky, Georg: *EMV-gerechtes Gerätedesign*, 5. Auflage, Franzis, ISBN: 3-7723-5388-6
- 18 Gonschorek, K.H.; Singer, H.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, B.G. Teubner Stuttgart, ISBN: 3-519-06144-9
- 19 Habinger u. a.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Verlag Technik, ISBN: 3-341-00993-0
- 20 Kohling, Anton: *EMV von Gebäuden, Anlagen und Geräten*, vde-Verlag, ISBN: 3-8007-2261-5
- 21 Meinke, Gundlach: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Springer-Verlag, ISBN: 3-540-54717-7
- 22 Meyer, Hansgeorg: *Elektromagnetische Verträglichkeit von Automatisierungssystemen*, Vde-Verlag, ISBN: 3-8007-1511-2
- 23 Peier, Dirk: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Hüthig, ISBN: 3-7785-1774-0

- 24 Rodewald, Arnold: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Vieweg, ISBN: 3-528-14924-8
- 25 Scheibe, Klaus: *Elektromagnetische Verträglichkeit und Europäischer Binnenmarkt*, vde-Verlag, ISBN: 3-8007-1978-9
- 26 Schwab, Adolf J.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer-Verlag, ISBN 3-540-54011-3
- 27 Weber, Alfred: *EMV in der Praxis*, Hüthig, ISBN: 3-7785-2236-1

PFC

- 28 Dalal, Dhaval: Artikel in der Elektronik vom 23. Januar 2007: *Die Wahl der richtigen Leistungskorrekturschaltung*
- 29 O'Loughlin, Mike, TI (Texas Instruments): *350W Two-Phase Interleaved Pre-regulator Design Review*

Regelungstechnik

- 30 Becker, Claus; Litz, Lothar; Siffling, Gerhard: *Regelungstechnik, Übungsbuch*, Hüthig, ISBN: 3-7785-2145-4
- 31 Bode, Helmut: *Matlab in der Regelungstechnik*, B.G. Teubner Stuttgart, Leipzig, ISBN: 3-519-06252-6
- 32 Dörrscheidt, F.; Latzel, W.: *Grundlagen der Regelungstechnik*, B.G. Teubner, ISBN: 3-519-16421-3
- 33 Föllinger, Otto: *Regelungstechnik*, Hüthig, ISBN:3-7785-2336-8
- 34 Gassmann, H.: *Regelungstechnik*, Harri Deutsch, ISBN: 3-8171-1520-2
- 35 Reuter, Manfred: *Regelungstechnik für Ingenieure*, Vieweg, ISBN: 3-528-84004-8
- 36 Schulz: *Regelungstechnik*, Springer, ISBN: 3-540-59326-8

Bus-Spezifikationen

- 37 Bosch: *Controller AreaNetwork*, Version 2.0, Protocol StandardBosch, Motorola
- 38 Lawrenz, Wolffhard: *CAN-Bus*, Hüthig, ISBN: 3-7785-2789-0
- 39 USB: *Specification Revision 1.1*, Compaq, Intel, Microsoft, NEC

Firmenschriften (Application-Notes und Datenblätter)

- 40 *Elkos*: Siemens-Matsushita, Philips, Nippon (Distributor: alfatec), CDE (Distr. CBF), Vishay, Cooper Electronic Technologies 8405 St. Charles Rock Road, St. Louis MO63114-4501, USA
- 41 *Ferrit-Kerne und Zubehör*: Siemens, Rudolf Pack GmbH & Co, Postfach 210209, D-51628 Gummersbach
- 42 *Ferrite Magnetic Design Tool*: EPCOS
- 43 *Ferrite, Datenblätter*: EPCOS
- 44 Altoflex GmbH, Postfach 1130, D-77729 Willstätt
- 45 *ICs*: Intersil, National Semiconductor, International Rectifier, SGS-Thomson, Motorola, Unitrode, Analog Devices
- 46 *PFC*: ON Semiconductor, IR (International Rectifier), STMikroelectronics, Atmel, TI (Texas Instruments), Fairchild, Freescale/Motorola, Unitrode, Infineon
- 47 *Leistungsschalter*: Siemens, Philips, Harris, Siliconix, Hitachi, International Rectifier, Zetex, Temic, APT (Advanced Power Technology), Mitsubishi Electric, IXY

Sachwortverzeichnis

A

abgeglichene Brücke 346
Absorberhalle 349
Abwärtswandler 7
AD-Wandler 270, 333, 353, 385
Aktiver Snubber 282
 A_L -Wert 113, 291, 303
Amplitudenpermeabilität 287
Amplitudenspektrum 351
AMR Sensoren 406
Anlagentechnik 321
Anstiegszeit 384
Arbeitsbereich 74
Arbeitsfrequenz 8, 56
arctan 201
arithmetischen Mittelwert 124, 219
asym. Halbbrückenwandler 118
Aufgespannte Fläche 157, 345,
350, 383, 394
Ausfall von Netzhalbwellen 318
Ausgangsgleichstrom 3
Ausgangskennlinie 189, 205, 217
Ausgangskennlinienfeld 224
Ausgangskennlinienfeld 31
Ausgangskondensator 11, 27
Ausgangssgrenzstrom 57, 95
Ausgangsspannung 119, 217
Ausgangsspgn, mehrere 85
Ausgefüllter Wickelraum 311
Außenschenkeln 309
Avalanche-Energie 228
Avalanchefestigkeit 228
Avallanche-Diode 388

B

Berechnung von t_{aus} 417
Betrags 268
Betragsverlauf 266, 270
Bezugsleiterfolie 370
Bidirektionaler Energiefluss 31
Bipolar-Dioden 238
Blindleistung 1
Blindleistungskonverter 1
Blindstrom 191
Blindstromanteil 180
Blitzeinschlag 388

Blockkondensator 78, 260, 334,
395

Body-Diode 223
boosten 197
Boucherot 185, 278
Breitbandstörer 351
Brücken 108
Brückentransistoren 259
BUS-Kabel 372

C

CAN-Bus 372
CD-Topologie 121
Center Tapped 109
Center Tapped 278
CLC-Filter 402
CMOS-Gattern 244
Continuous Cond. Mode 140
cos ϕ 1
Critical conduction Mode 139,
416
Ćuk 65
Current Doubler 121

D

DA-Wandler 271
DC-Motor 261
Device under Test 238
Diagonaltransistoren 259
Diagonaltransistoren 259
Die Luftspule 283
Dielektrikum 401
Differenzbildung 379
Differenzierer 353
Digital-IC 344
Digitalschaltungen 381
Dimensionierungsbeispiel 86, 110
Dioden-Modus 234
direktabbildende Stromwandler
324
Discontinuous Mode 140
Dissipation-Factor 294
Doppelflusswandler 102
Doppelleitung 369
Drahtdurchmesser 113, 255
Drahtwicklung 290

Drain 223
 dritte Oberwelle 175
 Durchflutung 296
 Durchflutungsgesetz 283
 Durchschlag 397
 Durchsteckmontage 242
 dynamische Hysterese 378
 dynamische Überspannungen 376

E

Effektivstrom 397, 399
 Effektivwert 13, 14, 87, 111, 124, 290
 Eigeninduktivität nachbilden 411
 Eigenversorgung 277
 Eindringtiefe 382
 Einfach-Synchronwandler 35
 Eingangsbandbreite 333
 Eingangsbandbreite 351
 Eingangsbereich 376
 Eingangselko 332
 Eingangsgleichstrom 3
 Eingangskapazität 243
 Eingangsschaltung 389
 Eingangsschutzdioden 376
 Eisenquerschnitt 88
 Elektrolyt-Kondensator 396
 Elkos 395
 EMC 327
 EMV 327
 EMV-Messung 349
 Energieerhaltungssatz 67
 energietragende Größe 65, 400
 Entmagnetisierungswicklung 94
 Ersatzkapazitäten 346
 Ersatzschaltbild 292, 299, 374
 ESB des MOSFET 225
 ESB des Stromwandlers 322
 ESB eines Kondensators 395
 Ersatzschaltung 373
 Ersatzschaltung einer Diode 128
 Ersatzschaltung einer Spule 292
 ESR 12, 13, 373, 403
 Eta Stromwandler 324

F

FACT 244
 Fast-Advanced-CMOS 244
 Fehlstellenanalyse 358
 Feldlinien 283, 309, 345, 369

Feldlinienbild 345
 Feldlinienlänge 283
 Feldplatte 407
 Ferritkern 285, 295
 Ferritmaterialien 288
 Filterung 375
 Flächengleichheit 88
 Fluss 284
 Flusssichte 88, 284
 Folienkondensatoren 400
 Folienwicklung 306
 Fourier-Reihen 353
 Freifeldmessung 349
 Freigabemessung 349
 Frequenzbereich 187, 357
 Frequenzgang 404
 Frequenzlinien 351
 Funkenstrecke 387
 Funkenüberschlag 339
 Funktionsgruppen 383

G

galvanischer Trennung 260
 GaN Transistoren 233, 234
 Gate 223
 Gate-Ladung 227
 Gate-Source-Kapazität 227
 Gate-Strom 234
 Gate-Vorwiderstände 394
 Gegeninduktivität 298
 Gegeninduktivität 343, 410
 Gegentaktwandler 103, 104, 105,
 108, 110, 121,
 122, 215
 Geschalteter Widerstand 272
 Gleichanteil 67
 Gleichspannungstransformator 34
 Gleichtaktunterdrückung 380
 GMR Sensoren 407
 Grenzkurve 27, 83
 Ground-Plane 370
 Grundfrequenz 355
 Grundwelle 174
 Güte 294

H

Halbbrücke 108
 Harmonische 137
 hartes Schalten 156

Hauptinduktivität 78, 197
High-Side 261
High-Side-Treiber 246
Hilfsschaltung 277
Hochspannungsimpuls 388
Hysterese 378
Hysterese-Kurve 286, 287

I

IGBT 231
Impedanzverlauf 374
Impulstransformator 247
Impulsübertrager 248, 259
Impulsversatz 371
Induktionsgesetz 283
induktive Kopplung 410
Induktivität 284, 374
Integrationszeit 353
Integrierer 272, 353
interleaved 102, 146
internen Stromversorgung 85
Interruptvektoren 390
Invers-Diode 108, 223
Inverswandler 53
Isolationsfolie 242, 306

K

Kabelkanäle 370
kapazitiver Kopplung 338
Kelvin-Pin 229
Kernverluste 89, 113, 287, 289
Kernvolumen 302
Klammer 242
kleinen Wandler 277
Koerzitivfeldstärke 286
Kollektorstrom 245
Kommutierung 8, 78
Kommutierungsvorgang 350
Komparator 377, 384
Kompensationsinduktivität 412
Kompensationsstromwandler 323
Kondensatoren 373
Kondensatorstrom 11, 88, 112
Koppelimpedanz 368
Koppelkapazität 339, 369
Kopplung 251
Kopplungsarten 327
Kopplungsfaktor 299
Kopplungspfade 327

Kühlkörper 242, 341
künstliche Masse 367
Kupferfolie 306
Kupferkaschierung 370
Kupferlackdraht 75
Kupferwiderstand 113, 290
kurzgeschlossener Tastkopf 346
kurzschlussfest 278

L

Ladungspumpe 414
Lastsprung 93
LC-Netzwerk 173
LC-Umschwingkreis 20
LC-Wandler 173
leerlaufsicher 204
Leistungsanpassung 297
Leistungsfaktor 135, 136
Leistungsfaktorkorrektur 139
Leistungsschalter 223, 243
Leistungsteil 110
leitende Ebene 336, 365, 369
Leiterbahnführung 333
Leiterplatte 382
leitfähige Ebene 365
Leitungspaar 370
Level Shifter 413, 415
Literaturverzeichnis 419
Litze 303
LLC-Wandler 197
Logic-Level-MOSFET 244
Logiksignal 243
Lorentzkraft 407
Low-Side 261
Lückgrenze 26
Luftspalt 286, 309

M

magnetisch gekoppelte Spule 72
magnetische Feldstärke 284
magnetische Kopplung 343
magnetischen Widerstand 314
magnetischer Fluss 283
magnetischer Kreis 283
Magnetisierungskurve 285
Magnetisierungsstrom 120
Magnetisierungsstrom 92, 255,
297, 301
magneto-resistiven Effekt 406

Maschengleichung 71
Massefläche 382, 383
Masseverbindungen 393
Masseversatz 385
Messkreis 331, 332
Messprinzip 352
Messschaltung 338
Mikrocontroller 51, 270
Mikro-Prozessor 385
Mindestluftstrecke 307
Mitteljoch 309
MOSFET 223
Multilayer 370
Multi-Parallel-Wandler 35
Multiplex-Schaltung 250
Multiplizierer 224

N

negative Ausgangsspannung 53
negativer Ausgangsstrom 33
Netzteil 363
Neukurve 285
N-Kanal 223
Normierte Ausgangsspannung 9
normierter Ausgangsstrom 208
Normierter Eingangsstrom 208
Normierung 97
Nullstromdetektor 417
Nutzsignal 352

O

Oberwellen 136, 137, 351
offener Tastkopf 342
Offset-Spannung 375
ohmsche Verluste 290
Opcode 390
Operationsverstärker 375
Optokoppler 244, 278
Ortskurve 293

P

parasitäre Induktivitäten 409
PCB 256
performance factor 136
Periodendauer 8
Permeabilität 287
PFC 135, 364
PFC-Drossel 311
PFC-Netzteil 74

PFC-Schaltungen 74, 141, 416
Phasenverlauf 201, 266, 268, 270
PI-Regler 264, 265, 274
P-Kanal 223
Planarkern 256
Plateau 160
Plausibilitätsüberprüfungen 390
PLL 49
pn-Übergang 238
Polaritätswechsel 215
Potentialtrennung 4, 71, 77, 91, 247, 248, 320
power factor 136, 191
Primärsteuerung 252, 253
Primärsteuerung 252, 253
Primärstrom 112
Primärwicklung 113
Pulsbreitenmodulator 263
Push-Pull 244
PWM-Erzeugung 50, 263
PWM-Generator 51, 105
PWM-Signal 243, 263, 271

Q

Güte Q 176, 185, 201
Quarz 340
Quarz-Oszillator-Schaltung 340
Querschnittsfläche 283

R

R-2R-Netzwerk 271
RC-Filter 333
RDSon 224, 234
Rechner 333
Rechnertakt 390
Rechteckimpuls 354
Rechtecksignal 174
Referenzspannung 264
Regelabweichung 264
Regelung 263, 264
Regeneration 254
rekuperieren 159, 282
Remanenzinduktion 286
Reset 85
Resonanz 65
Resonanzfrequenz 374, 397
reverse current 238
Reverse recovery 112
reverse recovery time 238

- Riesenmagnetowiderstand 407
 Ringspule 283
 RLC-Messbrücke 292
- S**
- Sägezahngenerator 263
 Sättigung 105, 301, 318
 Sättigungsdrossel 309
 Sättigungstrafo 417
 Schalenkern 290
 Schaltbild des Transformators 295
 Schaltverhalten 233
 Schaltverluste 153, 154, 243
 Schaltvorgang 153, 239
 Schaltzeiten 260, 384
 Scheinleistung 135
 Schirmwicklung 341
 Schlagzahl 370
 Schmitt-Trigger 244, 378, 385
 Schnittstelle 384
 Schutz der Eingänge 376
 Schutzelemente 386
 Schwingkreis 65
 Sekundärwicklung 113
 Selbstheilungseffekt 397
 Selbstinduktionsspannung 295
 Sensefet 229
 Sensor 338
 Sensorleitungen im Feld 413
 Sensorzellen 230
 Sepic-Wandler 1
 Serienschwingkreis 397
 Shoot Through 70
 Shunt 335, 373
 SiC Dioden 233
 Signalquelle 365
 Signalsenke 365
 Silizium-Karbid 241
 Sinus-Puls-Wandler 211
 Skin-Effekt 304
 Skip-Mode 182, 204
 SMD-Shunt 336
 SMD-Trafo 372
 SMD-Übertrager 248
 Snubber-Networks 158, 240
 soft recovery 240
 Source 223
 Sourcekreis 334
 Spannungs-Frequenzwandler 414
 spannungsgesteuerter Widerstand 224
 Spannungsrippel 402
 Spannungssenke 34
 Spannungsspike 157
 Spannungszeitfläche 72, 78, 92
 Spannungszeitwandler 142
 Speicherelko 135, 138, 363
 Spektrallinien 351
 Spektrum 355
 Sperrphase 78
 Sperrstrom 238, 239
 Sperrverzugszeit 113, 238
 Sperrwandler 77
 Spiegelung 369
 Spike-Catcher 129
 Spitze-Spitze-Wert 11
 Spule 290
 Spulenkörper 290
 Spulenstrom 110
 Spulenstrom 193
 stationärer Zustand 9
 sternförmige Masseführung 331
 steuerbarer Widerstand 224
 Störempfindlichkeit 352
 Störersatzschaltung 366
 Störkreis 330, 331, 332
 Störspannung 393
 Störspektrum 351
 Störstrom 347, 383
 Strahlungskopplung 347
 Streuersatzschaltbild 297
 Streufaktor σ 215, 299
 Streufeld 309
 Streuflüsse 298
 Streuinduktivität 77, 130, 197, 215, 313
 Streupfad 314
 Stromänderung 111
 Strombelastung 68, 123
 Stromeffektivwerte 36
 Stromentlastung 46
 Strommesspfad 3
 Strommessung 2, 218, 404
 Stromnullerkennung 143, 418
 Strompfad 350
 Stromspitzen 317
 Stromüberlagerung 46
 Stromwandler 319, 407

- Stromwandler im Querschnitt 326
 Stromw. mit Analogschalter 409
 Stromwandlertrafo 3
 Stromwelligkeit 168
 Subtrahierer 264
 Subtrahierverstärker 379
 Suppressordiode 386
 Symmetrie 365
 Symmetrierung 108, 365
 symmetrische Ansteuerung 105
 symmetrische Datenübertragung 370
 Synchronabwärtsdrlr 236, 392
 Synchrongleichrichter 129
 Synchronisation 46
- T**
- Tastverhältnis 8, 87
 t_{aus} (Transistor sperrt) 8
 t_{ein} (Transistor leitet) 8
 TEMPFET 231
 t_{Fluss} 17
 Thomson'sche Schwingungsgleichung 67
 Threshold-Voltage 161, 225, 226
 TOPFET 231
 Totzeit 215
 Trafo 372
 Trafogleichstrom 120
 Trafostrom 120
 Transformator 88, 91, 295
 Transformierender Gegentaktwandler 114
 trapezförmig 87
 Trapezverlauf 360
 Trap-Funktion 340
 Treiber 243
 Treiber-ICs 246
 Treiberschaltungen 243
 Treiberstrom 243
 Trisildiode 386
- U**
- U_{Batt} 236
 Übersetzungsverhältnis 78, 79, 303
 Überspannung 376, 386
 Überspannungsableiter 387
 Überspannungsfestigkeit 228
 Überspannungsimpuls 386
 Ummagnetisierungsverluste 89, 287, 288
 Umschaltsschwelle 244
 Umschaltzeit 243
 Umschwingkondensator 20, 21, 160
 Umschwingkreis 21
 Umschwingvorgang 66
 ungleiche Wickelhöhe 313
 Unsymmetrien 105
 USB-Bus 372
- V**
- variable Arbeitsfrequenz 25
 Varistor 228, 386
 VDR 129
 verbesserte Freilaufdiode 236
 verdrehte Leitungen 370, 371, 410
 Verkopplung 330
 Verluste 89
 Verlustenergie 20
 Verlustfaktor 294, 402
 Verlustwinkel 294
 Verpolschutzdiode 237
 Verschiebungsfaktor 136
 Verteilter Luftspalt 310
 vertikale Komponent 309
 Verzerrungen 4
 vieradriges Kabel 345
 Vierfach-Synchronwandler 43, 52
 Vierleitermesstechnik 336
 Vollbrücke 108, 259
- W**
- Watchdog 390
 Wechselstrombelastbarkeit 397
 weiches Schalten 156, 159
 weißes Rauschen 351
 Wickelraum 290, 303
 Wicklungsaufbau 307
 Wicklungsfenster 75, 88, 112
 Wicklungsraum 89
 Wicklungssinn 295
 Wicklungsübersetzung 296
 Wicklungsvorgang 303
 Widerstand oder R_{DSon} 409
 Widerstandskopplung 330

Wiedereinschalten 212
Windungslänge 88
Windungszahl 283
Wirbelströme 309
Wirbelstromverluste 287
Wirkfaktor 136, 192
Wirkleistung 135
Wirkstrom 4

Z

ZCS 173
Zeigerdiagramm 2, 4, 181, 196,
209, 296
Zeitbereich 357
Zero Voltage Switching 70, 130
Zündfunke 339
Zündkerze 339
Zusatzstrom 297
ZVS 159, 173, 191, 200, 208
ZVS 70
Zweifach-Synchronwandler 39
Zweikammerwicklung 312
Zwischenkreis-Elko 138
Zwischenkreiskondensator 2

15V-Erzeugung 279
2 Ausgangsspannungen 281
20dB/Frequenzdekade 200
20dB/Frequenzdekade 200
20dB/Frequenzdekade 200
3. Harmonische 175