

Messtechnik der Akustik

Michael Möser

Messtechnik der Akustik



Springer

Professor Dr.-Ing. Michael Möser
Technische Universität Berlin
Institut für Strömungsmechanik und
Technische Akustik
Einsteinufer 25
10587 Berlin
Deutschland
Moes0338@mailbox.tu-berlin.de

ISBN 978-3-540-68086-4 e-ISBN 978-3-540-68087-1
DOI 10.1007/978-3-540-68087-1
Springer Heidelberg Dordrecht London New York

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

© Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2010

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

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

Einbandentwurf: WMXDesign GmbH, Heidelberg

Gedruckt auf säurefreiem Papier

Springer ist Teil der Fachverlagsgruppe Springer Science+Business Media (www.springer.com)

Vorwort

Schon die in der Geschichte der Naturwissenschaft außerordentlich bedeutsame, fast schon materialistisch anmutende Forderung des großen Albert Einstein, bei der Beschreibung und Behandlung der physikalischen Natur ausschließlich messbare und damit auch überprüfbare Größen zu benutzen, zieht als eine Konsequenz unmittelbar die Frage nach den Messmethoden und den Messmitteln nach sich. Das gilt natürlich auch und gerade für die mit Physik und Technik innig zusammenhängende ingenieurwissenschaftliche Disziplin der Akustik, und schon diese Überlegung bietet ausreichenden Anlass für ein Buch über akustische Messtechnik.

Weitere gute Gründe kommen hinzu. Längst ist z.B. der Lärm als Umweltgift identifiziert, und das macht die Festlegung von Grenzwerten für Immissionen, Emissionen und (u.a.) für das akustische Rückhaltevermögen – die Dämmung – von Bauteilen wie Türen, Fenster, Decken, Schalldämpfer und viele andere mehr erforderlich; und fraglos muss eine jeweils dem Zweck angemessene Messung zweifelsfrei über Einhaltung oder Überschreitung von Grenzen Auskunft geben können. Auch muss der mit Akustik befasste Ingenieur nicht nur Prognosen und Maßnahmen gegebenenfalls auf Messungen stützen oder - um nur ein weiteres Beispiel zu nennen - den Erfolg oder Misserfolg von Planungen durch Messung nachweisen. Und schließlich muss sich auch die Forschung stets auf geeignet gewählte Messungen abstützen können, und glaubwürdig und nachvollziehbar zu sein. Es gibt also viele gute Gründe dafür, mit dem vorliegenden Buch die akustischen Messverfahren und die zugehörige Messtechnik in den Vordergrund der Betrachtung zu stellen.

Der Dank des Herausgebers gilt natürlich zuallererst den Autoren der einzelnen Kapitel, denen dieses Werk ja in Wahrheit zu verdanken ist. Die Tätigkeit des Herausgebers ist mehr koordinierender, einordnender Natur und selbst nicht eigentlich wirklich produktiv. Manchmal besteht die Hauptaufgabe des Herausgebers sogar lediglich in der Mahnung an ohnedies schon anderweitig hoch belastete Autoren, doch einen Teil ihrer Schaffenskraft dem Fortschritt des Buches zu widmen. Ende gut, Alles gut: es ist ein wirklich interessantes und höchst geachtenswertes Buch entstanden.

Ein mindestens ebenso herzlicher Dank gebührt Judith Kokavec, die nicht nur das Kapitel über die Modalanalyse verantwortet. Darüber hinaus hat sie in hervorra-

gender Weise zur Entstehung des ganzen Buches beigetragen, indem sie mit großem Engagement und viel persönlichem Einsatz aus den Einzelbeiträgen ein einheitliches Buch zusammengesetzt hat.

Berlin,
Juni 2009

M. Möser

Inhaltsverzeichnis

1	Wandler für Luftschallmessungen	1
	Dr.-Ing. Erhard Werner	
1.1	Luftschall als Phänomen und Untersuchungsobjekt	1
1.1.1	Schallquellen	2
1.1.2	Schallfelder	4
1.1.3	Signalgrößen und Bereiche	4
1.1.3.1	Schalldruck	5
1.1.3.2	Schallschnelle	5
1.1.3.3	Schallintensität	6
1.1.3.4	Weitere Schallgrößen	6
1.2	Allgemeine Einflüsse auf das Schallfeld	6
1.2.1	Einflüsse der Raumeigenschaften	7
1.2.2	Klimatische und sonstige Einflüsse	7
1.3	Mikrofoneinfluss und Kalibrierung	8
1.3.1	Rückwirkung des Sensors auf das Schallfeld	8
1.3.2	Akustische Effekte innerhalb des Sensors	9
1.3.3	Effekte bei der Umwandlung der Schallgrößen	10
1.3.3.1	Lineare Verzerrungen	10
1.3.3.2	Nichtlineare Verzerrungen	10
1.3.3.3	Eigenstörsignale	11
1.3.4	Kalibrierung	11
1.4	Anforderungen an Mikrofone	14
1.4.1	Messmikrofone	14
1.4.1.1	Mikrofone für den Audibereich	14
1.4.1.2	Mikrofone für Infraschall	15
1.4.1.3	Mikrofone für Ultraschall	16
1.4.2	Mikrofone für den Allgemeingebrauch	16
1.4.3	Mikrofone für sonstige Anwendungen	17
1.4.4	Datengarantie	18
1.5	Wandlerprinzipien	19
1.5.1	Wandler mit Membran	21

1.5.1.1	Induktive Wandler	22
1.5.1.2	Elektrodynamische Mikrofone	23
1.5.1.3	Magnetische Mikrofone	25
1.5.1.4	Kapazitive Wandler	26
1.5.1.5	Niederfrequenz-Kondensatormikrofon	26
1.5.1.6	Hochfrequenz-Kondensatormikrofon	29
1.5.1.7	Piezowandler	29
1.5.1.8	Optische und sonstige Wandler	30
1.5.2	Membranlose Schallwandler	31
1.5.2.1	Thermoelektrische Wandler	31
1.5.2.2	Optische und sonstige Wandler	32
1.5.3	Akustisch wirksame Konstruktionselemente	33
1.5.3.1	Mehrfacheingänge (Mehrwegeempfänger)	33
1.5.3.2	Fokussierende Bauteile	35
1.5.3.3	Interferenzrohre	36
1.5.3.4	Sonden	36
1.5.3.5	Weitere externe Elemente	37
1.6	Beispiele aus Klein- und Großserienherstellung	38
1.6.1	Dynamische Druckmikrofone	39
1.6.1.1	Reportagemikrofon MD 21	39
1.6.1.2	Sondenmikrofon MD 321	40
1.6.2	Dynamische Richtmikrofone	41
1.6.2.1	Studio-Richtmikrofon MD 441	41
1.6.2.2	Zweiwegemikrofon D 222	42
1.6.2.3	Bändchenmikrofon M 130	43
1.6.3	Niederfrequenz-Kondensatormikrofone	44
1.6.3.1	Großmembranmikrofon M147 Tube	44
1.6.3.2	Kleinmikrofon MK 6/CMC 6	45
1.6.4	Hochfrequenz-Kondensatormikrofone	46
1.6.4.1	Studiomikrofon MKH 800	46
1.6.5	Mess-Kondensatormikrofone	47
1.6.5.1	Freifeldkapsel 4133	47
1.6.6	Thermisches Mikrofon Microflown Scanning Probe 0°	48
1.6.7	Optisches Mikrofon MO 2000	49
1.6.8	Infraschall-Mikrofone	50
1.6.8.1	Breitband-Hochfrequenzmikrofon MKH 110	50
1.6.8.2	Tieftonmikrofon Model 50	51
	Literaturverzeichnis	52
2	Schallpegelmesstechnik und ihre Anwendung	55
	Dr.-Ing. Joachim Feldmann	
2.1	Allgemeines, Aufgaben	55
2.1.1	Schallimmission	55
2.1.2	Schallemission	56
2.2	Mess- und Bewertungsgrößen	56

2.2.1	Schallstärke	56
2.2.2	Frequenzbewertung	57
2.2.3	Zeitbewertung	57
2.2.4	Maximalpegel	60
2.2.5	Taktmaximalpegel	60
2.2.6	Mittelungspegel, Wirkpegel	61
2.2.7	Stichprobenverfahren zur Ermittlung des Mittelungspegels	64
2.2.8	Schalldosis, Schallexpositionspegel	65
2.2.9	Messdauer	66
2.2.10	Zeitliche Messdurchführung	67
2.2.11	Messprotokoll	67
2.2.12	Beurteilungsgrößen	68
2.2.13	Spezielle Beurteilungsgrößen	70
2.3	Messgeräte	70
2.3.1	Schallpegelmesser	71
2.3.1.1	Schallpegelmesser Klasse 1, Messgenauigkeit $\pm 0,5$ dB	71
2.3.1.2	Schallpegelmesser Klasse 2, Messgenauigkeit ± 1 dB	71
2.3.1.3	Schallpegelmesser Klasse 3, Messgenauigkeit $\pm 1,5$ dB	71
2.3.1.4	Integrierende Messgeräte (Klasse 1 und 2) ...	71
2.3.1.5	Sonstige Eigenschaften	72
2.3.2	Klassierende Messgeräte	73
2.3.3	Datenerfassung	73
2.3.4	Frequenzfilter	73
2.4	Erfassung und Beurteilung der Geräuschemission	74
2.4.1	Allgemeines	74
2.4.2	Geräte, Maschinen, Baugruppen u.ä.	74
2.4.2.1	Hüllflächen- oder auch Freifeldverfahren	74
2.4.2.2	Hallraumverfahren	75
2.4.2.3	Kennzeichnung technischer Schallquellen	76
2.4.3	Maschinen und Geräte zur Verwendung im Freien	78
2.4.4	Wasserinstallation, haustechnische Anlagen	78
2.4.5	Mobile Schallquellen	79
2.4.5.1	Straßenfahrzeuge	80
2.4.5.2	Schienenfahrzeuge	81
2.4.5.3	Wasserfahrzeuge	84
2.4.5.4	Luftfahrzeuge	85
2.4.6	Ausgedehnte Anlagen, Straßen	89
2.4.6.1	Punktquelle über dem Boden	90
2.4.6.2	Endlich lange Linienschallquelle (Züge, Förderanlagen, lange Baustellen, dicht befahrene Straßen usw.)	90

	2.4.6.3	Flächenschallquellen (Fabrikhallenwände, Gebäudetore etc.)	91
2.5		Erfassung und Beurteilung der Geräuschimmission	92
	2.5.1	Am Arbeitsplatz	92
	2.5.2	Gewerbe- und Industrielärm	96
	2.5.2.1	Allgemeines	96
	2.5.2.2	Erfassung und Beurteilung (TA Lärm)	96
	2.5.2.3	Tieffrequente Geräusche	99
	2.5.3	Baulärm	100
	2.5.4	Verkehrslärm	101
	2.5.4.1	Straßen-, Schienen- und Schiffsverkehr	101
	2.5.4.2	Luftfahrzeuge	103
		Literaturverzeichnis	106

3	Einmessung und Verifizierung raumakustischer Gegebenheiten und von Beschallungsanlagen		115
	Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Ahnert und Dipl.-Phys. Stefan Feistel		
3.1	Einteilung, Zuordnung		115
3.2	Messverfahren		116
	3.2.1	Klassische Schallpegelmessung und –bewertung	116
	3.2.2	Messmethoden basierend auf Fourieranalyse	117
	3.2.2.1	Grundlagen	117
	3.2.2.2	Klassische Anregung	120
	3.2.2.3	Sweep-Verfahren	122
	3.2.2.4	MLS-Technik	123
	3.2.2.5	Noise-Applikation	124
	3.2.2.6	TDS-Verfahren und -Technik	127
	3.2.2.7	Messverfahren mit frei wählbaren Anregungssignalen	127
	3.2.2.8	Messparameter	131
3.3	Raumakustische Messungen		136
	3.3.1	Vorbemerkung	136
	3.3.2	Festlegung der Messorte	137
	3.3.3	Messung der raumakustischen Gegebenheiten	137
	3.3.4	Zeitgrößen	140
	3.3.5	Frequenzgrößen	142
	3.3.6	Wasserfalldarstellung	142
	3.3.7	Spezielle Anwendungen	143
	3.3.7.1	Filterung und Mittelung	143
	3.3.7.2	In Situ Messungen des Schallabsorptionsgrades	145
	3.3.7.3	Messung von Scattering-Koeffizienten	146
	3.3.7.4	Modenanalyse	148
3.4	Anwendung in der Beschallungstechnik		149
	3.4.1	Elektrische Überprüfung	149
	3.4.1.1	Subjektive Kontrolle	149

3.4.1.2	Elektrisches Einmessen	151
3.4.2	Akustisches Einmessen der Beschallungsanlage	151
3.4.2.1	Vorbemerkung	151
3.4.2.2	Ermittlung der Schallpegelverteilung	152
3.4.2.3	Maximaler Schalldruckpegel	154
3.4.2.4	Messung des Wiedergabefrequenzganges ...	154
3.4.2.5	Ermittlung der Sprachverständlichkeit STI ...	156
3.4.2.6	Rauhigkeiten und Fehlortung	158
3.4.2.7	Subjektive Beurteilung	159
3.4.3	Weitere Messungen	160
3.4.3.1	Alignment-Messungen	160
3.4.3.2	Rückkopplungstest	161
3.4.3.3	Polungstest	161
3.5	Messtechnik	161
3.5.1	Hardwarelösungen	162
3.5.2	Softwarelösungen	163
3.6	Schlussbemerkungen	165
	Literaturverzeichnis	165
A	Anlage zu Kapitel 3: Raumakustische Kriterien	167
A.1	Nachhallzeit T	167
A.2	Bassverhältnis BR	172
A.3	Energiekriterien	172
A.3.1	50-ms-Anteil, D_{50} für Sprache	173
A.3.2	Deutlichkeitsmaß C_{50} für Sprache	173
A.3.3	Artikulationsverlust AL_{cons} für Sprache	174
A.3.4	Speech Transmission Index STI und STIPa ...	175
A.3.5	Schwerpunktzeit t_s	177
A.3.6	Echokriterium EK	178
A.3.7	Klarheitsmaß C_{80} für Musik	179
A.3.8	Interauraler Kreuzkorrelationskoeffizient IACC	180
A.3.9	Stärkemaß G	181
A.3.10	Seitenschallgrade Lateral Efficiency LE, Lateral Energy Fraction LF und Lateral Fraction Coefficient LFC	182
	Literaturverzeichnis	183
4	Bauakustische Messungen	185
	Dr.-Ing. Heinz-Martin Fischer	
4.1	Allgemeine Hinweise	185
4.2	Aufgabenstellungen und Methodik der bauakustischen Messtechnik	186
4.2.1	Aufgabenstellungen der bauakustischen Messtechnik ...	186
4.2.2	Methodik der bauakustischen Messtechnik	187
4.2.2.1	Emission	187
4.2.2.2	Transmission	188

	4.2.2.3	Immission	190
	4.2.3	Messtechnische Größen und Kenngrößen	190
4.3		Bauakustische Mess- und Berechnungsverfahren in der Normung	192
	4.3.1	Nationale und internationale Normen	192
	4.3.2	Europäische Berechnungsverfahren für den baulichen Schallschutz	193
	4.3.2.1	Übersicht und Methodik der EN 12354	193
	4.3.2.2	Luftschalldämmung zwischen Räumen nach EN 12354-1	194
	4.3.2.3	Trittschalldämmung zwischen Räumen nach EN 12354-2	198
	4.3.2.4	Luftschalldämmung gegen Außenlärm nach EN 12354-3	200
	4.3.2.5	Schallübertragung von Räumen ins Freie nach EN 12354-4	201
	4.3.2.6	Geräusche haustechnischer Anlagen nach EN 12354-5	201
4.4		Messung der Luftschalldämmung und Luftschallübertragung	203
	4.4.1	Grundprinzip der Schalldämmungsmessung	203
	4.4.2	Kennzeichnende Größen zur Beschreibung der Schalldämmung und des Schallschutzes	206
	4.4.2.1	Definition und Anwendung der Kenngrößen ..	206
	4.4.2.2	Frequenzabhängigkeit der Kenngrößen	209
	4.4.2.3	Einzahlangaben und Spektrum- Anpassungswerte für Schalldämmung und Schallschutz	209
	4.4.3	Schalldämmung als Bauteil- und Systemeigenschaft	211
	4.4.3.1	Schalldämmung als Bauteileigenschaft	211
	4.4.3.2	Schalldämmung als Systemeigenschaft	219
	4.4.4	Prüfstände für die Messung der Luftschalldämmung	240
	4.4.5	Vorgehen bei der Messung der Luftschalldämmung	245
	4.4.5.1	Messung der Luftschallpegel	245
	4.4.5.2	Messung der Nachhallzeit	258
	4.4.5.3	Messung des Verlustfaktors	260
	4.4.6	Laborverfahren zur Messung der Luftschalldämmung ...	263
	4.4.6.1	Messung der Luftschalldämmung von Bauteilen in Prüfständen	263
	4.4.6.2	Luftschalldämmung kleiner Bauteile und Elemente	263
	4.4.6.3	Verbesserung der Luftschalldämmung durch Vorsatzschalen	264
	4.4.7	Messung der Luftschalldämmung in Gebäuden	267
	4.4.7.1	Messung der Luftschalldämmung nach dem Standardverfahren	268

4.4.7.2	Besonderheiten bei Messungen der Schalldämmung in Gebäuden	271
4.4.7.3	Kurzprüfverfahren für Messungen in Gebäuden	272
4.4.7.4	Messung der Luftschalldämmung von Außenbauteilen an Gebäuden	273
4.4.8	Alternative Verfahren zur Messung der Luftschalldämmung	276
4.4.8.1	Neue Messverfahren nach ISO 18233	277
4.4.8.2	Bestimmung der Schalldämmung mit Schallintensitätsmessungen	277
4.4.9	Flankierende Luftschallübertragung	278
4.5	Messung der Trittschalldämmung und Trittschallübertragung	279
4.5.1	Grundprinzip der Messung der Trittschalldämmung	280
4.5.2	Das Norm-Hammerwerk und seine Anregeeigenschaften	284
4.5.3	Alternativen zum Norm-Hammerwerk	286
4.5.3.1	Grundsätzliche Fragestellungen zur Anwendung des Norm-Hammerwerks	287
4.5.3.2	Genormte Körperschallquellen zur Messung der Trittschalldämmung	288
4.5.3.3	Nicht genormte Schallquellen zur Körperschallanregung	292
4.5.4	Kennzeichnende Größen zur Beschreibung der Trittschalleigenschaften von Bauteilen und des Trittschallschutzes in Gebäuden	295
4.5.4.1	Trittschallpegel im Prüfstand und in Gebäuden	295
4.5.4.2	Frequenzabhängigkeit des Trittschallpegels ...	297
4.5.4.3	Einzahlangaben und Spektrum-Anpassungswerte für den Trittschallpegel	297
4.5.4.4	Weitere Kenngrößen zur Beschreibung trittschalldämmender Eigenschaften	298
4.5.5	Trittschalldämmung als Bauteil- und Systemeigenschaft .	301
4.5.5.1	Bauteileigenschaften	302
4.5.5.2	Systemeigenschaften	304
4.5.6	Prüfstände für die Trittschalldämmung	305
4.5.7	Vorgehen bei der Messung der Trittschalldämmung	307
4.5.7.1	Messmethoden zur Trittschallmessung	307
4.5.7.2	Messgrößen und Messgeräte	307
4.5.7.3	Körperschallanregung der Decke	307
4.5.7.4	Messung des Trittschallpegels	308
4.5.7.5	Messung der Nachhallzeit	309
4.5.7.6	Fremdgeräuschkorrektur und flankierende Luftschallübertragung	309
4.5.7.7	Messung des Verlustfaktors	311
4.5.7.8	Messung des Trittschallpegels bei tiefen Frequenzen	311

4.5.7.9	Besonderheiten bei Trittschallmessungen in Gebäuden	311
4.5.7.10	Kurzprüfverfahren für Trittschallmessungen in Gebäuden	312
4.5.8	Messung der Trittschallminderung	313
4.5.8.1	Grundprinzip der Messung der Trittschallminderung	313
4.5.8.2	Trittschallminderung auf massiven Decken ...	314
4.5.8.3	Einzahlangaben für die Trittschallminderung .	316
4.5.8.4	Trittschallpegelminderung auf leichten Bezugsdecken	317
4.5.8.5	Kurzprüfverfahren für die Trittschallminderung	319
4.5.9	Flankierende Trittschallübertragung	319
4.5.9.1	Flankierende Übertragung bei der Trittschallmessung	319
4.5.9.2	Norm-Flankentrittschallpegel durchlaufender Bauteile	320
4.5.10	Gehschall	323
	Literaturverzeichnis	324

5 Messung der Schalleistung..... 335

Prof. Dr.-Ing. Michael Möser

5.1	Einleitung	335
5.1.1	Schallfeld im Freien	335
5.1.2	Schallfeld in Räumen	336
5.1.3	Körperschall-Leistung	337
5.2	Schallenergie, Schalleistung und Schallintensität	337
5.3	Schallleistungspegel und Schallintensitätspegel	340
5.4	Leistungstransport bei fortschreitenden oder stehenden Wellen ...	341
5.4.1	Fortschreitende Wellen	341
5.4.2	Stehende Wellen	341
5.4.3	Teilweise Reflexion	344
5.5	Hüllflächen-Verfahren	345
5.5.1	Normen	348
5.6	Hallraum-Verfahren	348
5.6.1	Normen	349
5.7	Intensitäts-Messverfahren	350
5.7.1	Beschreibung des Verfahrens	353
5.7.2	Zeitbereichsverfahren	355
5.7.3	Frequenzbereichsverfahren	355
5.7.3.1	Monofrequente Signale	355
5.7.3.2	Signale mit beliebigem Frequenzinhalt	356
5.7.4	Messfehler und Grenzen des Verfahrens	359
5.7.4.1	Hochfrequenter Fehler	359
5.7.4.2	Tieffrequenter Fehler	360

5.7.5	Normen	363
	Literaturverzeichnis	363
6	Akustische Antennen	365
	Prof. Dr.-Ing. Ulf Michel und Prof. Dr.-Ing. Michael Möser	
6.1	Akustische Antenne für ebene Wellen	366
6.1.1	Äquidistante Mikrofon-Anordnungen	366
6.1.2	Einfluss der Wellenlänge	371
6.1.3	Wichtung der Mikrofon-signale	374
6.2	Akustische Antenne für Kugelwellen	376
6.2.1	Kugelwellen	376
6.2.2	Akustische Antenne im Zeitbereich	378
6.2.3	Akustische Antenne im Frequenzbereich	379
6.2.4	Akustische Antenne mit Kreuzspektren	379
6.2.5	Abtastbedingungen für Auswertung im Zeitbereich	382
6.2.6	Richtcharakteristik einer akustischen Antenne	385
6.3	Analyse von Antenneneigenschaften am Beispiel eines Linien-Arrays	386
6.3.1	Hauptkeule, Nebenkeule, Gitterkeule für Punktquellen ..	386
6.3.2	Einfluss des Mikrofonabstandes im Verhältnis zur Wellenlänge	388
6.3.3	Einfluss einer seitlichen Quellposition	389
6.3.4	Mikrofonabstand zur Vermeidung von Gitterkeulen	390
6.3.5	Einfluss eines Fokusfehlers	391
6.4	Zweidimensionale und dreidimensionale Arrays	392
6.4.1	Kreuz-Array und X-Array	392
6.4.2	Nichtredundante Arrays	393
6.4.3	Ring-Array	394
6.4.4	Spiral-Array	397
6.4.5	Kugel-Array	400
6.4.6	Notwendigkeit von frequenzabhängigen Unter-Arrays ...	402
	6.4.6.1 Lineare Schachtel-Arrays	403
	6.4.6.2 Messungen an spurgebundenen Fahrzeugen und Straßenfahrzeugen	404
	6.4.6.3 Überflugmessungen	404
6.5	Einsatz in Windkanälen	406
6.5.1	Emissionskoordinaten	406
6.5.2	Geschlossener Windkanal	408
6.5.3	Offener Windkanal	409
6.6	Bewegte Quellen	410
6.7	Verbesserte Auswerteverfahren	411
6.7.1	Vernachlässigung der Leistungsspektren der Mikrofon-signale	411
6.7.2	Verbesserte Auswertung von Kreuz- und X-Arrays	413
6.7.3	Orthogonales Beamforming	414

6.8	Inverse Verfahren	416
6.8.1	Entfaltung mit simulierten Richtcharakteristiken	416
6.8.2	Entfaltung mit CLEAN-SC	418
6.8.3	Approximation der Kreuzspektralmatrix, SEM	418
6.8.4	Quellen mit nicht kugelförmiger Richtcharakteristik, SODIX	419
6.9	Einfluss von Wänden	420
6.9.1	Ebene Wand	420
6.9.1.1	Montage der Mikrofone auf der Wand	420
6.9.1.2	Antenne über dem Boden	421
6.9.2	Zwei Wände im Winkel von 90 Grad	422
6.10	Anforderung an Mikrofone und Präzision der Mikrofonpositionen	422
	Literaturverzeichnis	423
7	Körperschall-Messtechnik	427
	Dr.-Ing. Joachim Feldmann	
7.1	Einführung	427
7.2	Körperschall-Messgrößen	428
7.3	Messwandlerprinzipien	432
7.3.1	Auslenkungswandler	432
7.3.1.1	Mechanischer Taster	432
7.3.1.2	Wirbelstromwandler	433
7.3.2	Schwingschnellewandler	434
7.3.2.1	Elektrodynamischer Wandler	434
7.3.2.2	Elektromagnetischer Wandler	435
7.3.2.3	Laser-Dopplervibrometer	436
7.3.3	Beschleunigungswandler	437
7.3.3.1	Elektromagnetischer Wandler	437
7.3.3.2	Piezoelektrischer Wandler	438
7.3.3.3	Kapazitiver Wandler	439
7.3.3.4	Piezoresistiver Wandler	440
7.4	Piezoelektrische Wandler	441
7.4.1	Beschleunigungssensor	441
7.4.1.1	Piezoelektrischer Effekt	441
7.4.1.2	Piezoelektrische Materialien	442
7.4.1.3	Elektromechanische Betrachtungen	442
7.4.1.4	Übertragungseigenschaften von Beschleunigungssensoren und Einfluss der Signalaufbereitung	446
7.4.1.5	Phasengang	451
7.4.1.6	Linearität und Amplitudendynamik	452
7.4.1.7	Verhalten bei transienten Schwingungen	452
7.4.1.8	Querempfindlichkeit	456
7.4.1.9	Konstruktionsvarianten	457
7.4.1.10	Ankopplungseinflüsse	458

7.4.1.11	Umgebungseinflüsse	464
7.4.1.12	Kalibrierung	468
7.4.2	Mechanisches Filter	469
7.4.3	Kraftsensor	470
7.4.3.1	Aufbau	470
7.4.3.2	Frequenzverhalten	470
7.4.3.3	Signalaufbereitung	474
7.4.3.4	Bauformen	474
7.4.3.5	Ankopplung	474
7.4.3.6	Kalibrierung	475
7.4.4	Impedanzmesskopf	475
7.4.5	Drehmomentsensor	479
7.5	Drehschwingungen	479
7.6	Körperschallintensität	483
7.6.1	Theoretische Grundlagen	483
7.6.2	Messtechnische Realisation	485
7.6.3	Anwendungsbeispiel	487
7.7	Schwingerregung	488
7.7.1	Elektrodynamischer Schwingerreger	488
7.7.1.1	Funktionsweise	488
7.7.1.2	Übertragungsverhalten	489
7.7.1.3	Ankopplungsfragen	493
7.7.2	Impulshammer	493
7.7.2.1	Aufbau	493
7.7.2.2	Frequenzgang	494
7.7.2.3	Kalibrierung	494
7.7.2.4	Anmerkungen zur Signalverarbeitung	496
	Literaturverzeichnis	496
8	Modalanalyse	499
	Dipl.-Ing. Judith Kokavec	
8.1	Anwendungsgebiete	499
8.2	Idee und Grundlagen der Modalanalyse	500
8.2.1	Schwingungen und Moden	500
8.2.2	Annahmen über das System	501
8.2.3	Übertragungsverhalten einer Struktur	502
8.2.4	Analytische Modelle	503
8.2.5	Modalmodelle	504
8.3	Analytische Schwingungsuntersuchungen	505
8.3.1	SDOF System – Der Einmassenschwinger	505
8.3.2	MDOF Systeme	508
8.4	Experimentelle Modalanalyse	517
8.4.1	Die Randbedingungen (Lagerung)	517
8.4.2	Auswahl der Messpunkte (Diskretisierung)	518

8.4.3	Anregungsarten und Messung der Übertragungsfunktionen	519
8.4.3.1	Anregung mit dem Shaker	520
8.4.3.2	Anregung mit dem Impulshammer	520
8.4.4	Modalparameter ermitteln	521
8.4.4.1	SDOF-Verfahren	522
8.4.4.2	MDOF-Verfahren	527
8.4.5	Modellbildung	529
8.4.6	Darstellung der Ergebnisse	530
8.5	Beispiele aus der Praxis	531
8.5.1	Balken	531
8.5.2	Komplexe Strukturen	532
	Literaturverzeichnis	535
9	Digitale Signalverarbeitung in der Messtechnik	537
	Prof. Dr. Michael Vorländer	
9.1	Signale und Systeme	539
9.2	Impulsantwort und Übertragungsfunktion	540
9.2.1	Der Begriff der Faltung	540
9.2.2	Übertragungsfunktion	542
9.3	Fouriertransformation	542
9.4	Digitalisierung von Messsignalen	544
9.4.1	Abtasttheorem	545
9.5	Diskrete Fourier-Transformation DFT	547
9.6	Fast Fourier Transformation FFT	548
9.6.1	Mögliche Fehler	550
9.7	Digitale Filter	551
9.7.1	IIR-Filter	553
9.7.2	FIR-Filter	554
9.8	Echtzeit-Frequenzanalyse	555
9.9	Messung von Übertragungsfunktionen und Impulsantworten	556
9.10	2-Kanal-FFT-Technik	559
9.10.1	Generierung von angepassten Messsignalen	560
9.10.2	Messung bei stochastischen Signalen	563
9.11	Direkte (aperiodische) Entfaltung	565
9.12	Maximalfolgen	566
9.12.1	Maximalfolgen – „MLS“	567
9.12.2	Hadamard-Transformation	569
9.13	Fehlerquellen der digitalen Messtechnik	571
9.13.1	Störgeräusche	572
9.13.2	Nichtlinearitäten	572
9.13.3	Zeitvarianzen	572
	Literaturverzeichnis	575

10	Messung von Schallabsorption und Luftschall-Impedanz	577
	Prof. Dr.-Ing. Michael Möser	
10.1	Einleitung	577
10.2	Grundbegriffe und Größen	578
10.3	Messungen im Kundtschen Rohr	580
10.3.1	Schallausbreitung im Kundtschen Rohr	583
10.3.2	Mini-Max-Verfahren	585
10.3.3	Wellen-Trennung	591
10.3.4	Bedeutung des schrägen Einfalls	592
10.3.5	Normen	594
10.4	Messung des Absorptionsgrades im Hallraum	595
10.5	In-situ-Messverfahren	596
	Literaturverzeichnis	597
11	Psychoakustische Messtechnik	599
	Dr.-Ing. Christian Maschke und Dr.-Ing. André Jakob	
11.1	Einleitung	599
11.2	Warum eine gehörgerechte Messtechnik?	599
11.3	Grundlagen einer gehörgerechten Schallanalyse	600
11.3.1	Hörschwelle	601
11.3.2	Verdeckungseffekte	602
11.3.3	Frequenzgruppen und Erregung	603
11.3.4	Lautstärkewahrnehmung in Abhängigkeit von der Schallereignisdauer	606
11.4	Psychoakustische Kenngrößen elementarer Wahrnehmungskomponenten	607
11.4.1	Kenngrößen der Hörempfindung „Lautstärkewahrnehmung (sound intensity perception)“	607
11.4.1.1	Lautstärkepegel (Loudness level)	607
11.4.1.2	Lautheit (Loudness)	609
11.4.1.3	Lautheit nach Zwicker (Zwicker Loudness)	610
11.4.2	Kenngrößen der Hörempfindung „Tonhöhenwahrnehmung (pitch perception)“	613
11.4.2.1	Verhältnistönhöhe (Ratio Pitch)	613
11.4.2.2	Tonhaltigkeit, Ausgeprägtheit der Tonhöhe (pitch strength)	614
11.4.3	Hörempfindung „Schärfe (sharpness)“	615
11.4.3.1	Berechnung der Schärfe	615
11.4.4	Hörempfindung „Rauhigkeit (Roughness)“	618
11.4.4.1	Berechnung der Rauhigkeit	619
11.4.5	Hörempfindung „Schwankungsstärke (fluctuation strength)“	622
11.4.5.1	Berechnung der Schwankungsstärke	622
11.4.6	Hörempfindung „Klanghaftigkeit (tonality)“	623

	11.4.6.1 Berechnung der Klanghaftigkeit	623
11.5	Psychoakustische Kenngrößen komplexer Wahrnehmungskomponenten	625
	11.5.1 Lästigkeit, Belästigung (annoyance)	627
	11.5.1.1 Unbeeinflusste Lästigkeit (unbiased annoyance)	627
	11.5.1.2 Berechnung der unbeeinflussten Lästigkeit ...	628
	11.5.1.3 Psychoakustische Lästigkeit (psychoacoustic annoyance)	629
	11.5.1.4 Berechnung der psychoakustischen Lästigkeit	629
	11.5.2 Wohlklang (sensory pleasantness)	630
	11.5.2.1 Berechnung des sensorischen Wohlklangs	630
11.6	Binaurales Hören	631
	11.6.1 Lateralisation (lateralization)	631
	11.6.1.1 Interaurale Zeit- und Intensitätseffekte	631
	11.6.2 Lokalisation (localization)	632
	11.6.2.1 Bewegungen von Kopf und Quelle	633
	11.6.2.2 Spektrale Einflüsse des Außenohres	633
	11.6.2.3 Azimut, Elevation und Distanz	634
	11.6.3 Interaurale Korrelation (interaural correlation)	637
	11.6.4 Binaurale Lautheit (binaural loudness)	638
	Literaturverzeichnis	639
12	Messungen in Strömungen	643
	Dr. Wolfgang Neise	
	12.1 Einleitung	643
	12.2 Mikrofone und Sensoren für Schall- und instationäre Druckmessungen in Strömungen	645
	12.2.1 Mikrofonvorsätze für Schallmessungen bei überlagerter Strömung	645
	12.2.2 Sensoren für instationäre Wanddruckmessungen	649
	12.2.3 Sondenmikrofone	651
	12.2.4 Mikrofonvorsatz zur Unterdrückung der turbulenten Druckschwankungen in einer Kanalströmung	654
	12.2.5 Vergleich verschiedener Windschirme	658
	12.2.6 Kohärenzverfahren nach Chung [12.15]	659
	12.2.7 Bemerkung zur Schnellemessung bei überlagerter Strömung	661
	12.3 Grundlagen der Schallausbreitung in Strömungskanälen	661
	12.3.1 Schallausbreitung in schallharten Rechteckkanälen mit gleichförmiger Strömungsgeschwindigkeit	663
	12.3.2 Schallausbreitung in runden Kanälen mit gleichförmiger Strömungsgeschwindigkeit	667
	12.4 Schallleistungsbestimmung in Strömungskanälen	669
	12.4.1 Vorbemerkung	669

12.4.2	Beschreibung der grundlegenden akustischen Problematik	670
12.4.2.1	Axiale Stehwellen im Kanal und akustische Belastung	670
12.4.2.2	Höhere akustische Moden bei der Schallausbreitung im Messkanal	672
12.4.2.3	Unterdrückung der turbulenten Druckschwankungen	673
12.4.2.4	Unterscheidung zwischen Schall- und turbulenten Druckschwankungen	675
12.4.3	Beschreibung des genormten Kanalverfahrens ISO 5136 [12.43] für runde Messkanäle	680
12.4.4	Schallleistungsmessungen in Strömungskanälen mit Rechteckquerschnitt	687
12.5	Akustische Modenanalyse in Strömungskanälen	690
12.5.1	Vorbemerkung	690
12.5.2	Entstehung höherer akustischer Moden durch Rotor-Stator- und Rotor-Rotor-Wechselwirkungen	691
12.5.3	Radialmodenanalyse für tonale Schallkomponenten	692
12.5.4	Radialmodenanalyse mit Impuls-Schiebe-Methode	696
12.5.5	Modenanalyseverfahren zur Bestimmung der modalen Schallleistung und der Gesamtschallleistung	699
12.5.6	Modenanalyseverfahren für breitbandige Spektralkomponenten	701
12.6	Messungen hydrodynamischer Druckschwankungen in freien Strömungen	705
12.6.1	Vorbemerkung	705
12.6.2	Messungen hydrodynamischer Druckschwankungen im Freistrah	705
12.6.3	Messungen hydrodynamischer Druckschwankungen in turbulenter Rohrströmung	706
	Literaturverzeichnis	708
	Sachverzeichnis	713

Mitarbeiterverzeichnis

Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Ahnert
ADA Acoustic Design Ahnert
Arkonastr. 45-49
13189 Berlin
E-mail: wahnert@ada-acousticdesign.de

Dipl.-Phys. Stefan Feistel
AFMG Technologies GmbH
Arkonastr. 45-49
13189 Berlin
E-mail: sfeistel@afmg.eu

Dr.-Ing. Joachim Feldmann
Technische Universität Berlin
Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik
Einsteinufer 25
10587 Berlin
E-mail: joachim.feldmann@tu-berlin.de

Dr.-Ing. Heinz-Martin Fischer
Hochschule für Technik Stuttgart
Studiengang Bauphysik
Schellingstr. 24
70174 Stuttgart
E-mail: heinz-martin.fischer@hft-stuttgart.de

Dr.-Ing. André Jakob
Technische Universität Berlin
Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik
Einsteinufer 25
10587 Berlin
E-mail: andre.jakob@tu-berlin.de

Dipl.-Ing. Judith Kokavec
Technische Universität Berlin
Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik
Einsteinufer 25
10587 Berlin
E-mail: judith.kokavec@tu-berlin.de

Dr.-Ing. Christian Maschke
FBB-Maschke
Pücklerstr. 30
10997 Berlin
E-mail: post@fbb-maschke.de

Prof. Dr.-Ing. Ulf Michel
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt in der Helmholtz-Gemeinschaft
Institut für Antriebstechnik
Abteilung Triebwerksakustik
Müller-Breslau-Str. 8
10623 Berlin
E-mail: ulf.michel@dlr.de

Dr.-Ing. Michael Möser
Technische Universität Berlin
Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik
Einsteinufer 25
10587 Berlin
E-mail: moes0338@mailbox.tu-berlin.de

Dr. Wolfgang Neise
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt in der Helmholtz-Gemeinschaft
Institut für Antriebstechnik
Abteilung Triebwerksakustik
Müller-Breslau-Str. 8
10623 Berlin
E-mail: wolfgang.neise@dlr.de

Prof. Dr. Michael Vorländer
RWTH Aachen
Institut für Technische Akustik
52056 Aachen
E-mail: mvo@akustik.rwth-aachen.de

Dr.-Ing. Erhard Werner
Tannenweg 16
29693 Hademstorf
E-mail: erhard.werner@t-online.de

Kapitel 1

Wandler für Luftschallmessungen

Dr.-Ing. Erhard Werner

Von den in milliardenfach im Einsatz befindlichen akusto-elektrischen Wandlern für Luftschall wird nur ein sehr kleiner Teil für Messungen im engeren Sinne eingesetzt. Die weitaus größte Anzahl dient der Umsetzung von Sprache oder Musik in elektrische Signale, sei es für Telefonzwecke, zur Beschallung größerer Auditorien oder zur Speicherung für spätere Wiedergabe oder Bearbeitung. Obwohl die dafür überwiegend verwendeten Mikrofone nicht den strengen Anforderungen für Normen [1.1] oder für andere als akustische Messaufnehmer genormte Erzeugnisse genügen, können sie zumindest für Überwachungen und ähnliche Zwecke auch im messtechnischen Sinne eingesetzt werden. Auf Grund der Herstellung in großen Serien sind sie deutlich kostengünstiger als weitaus enger spezifizierte Spezialmikrofone. Die Kenntnis der bestehenden Grenzen und der möglichen Erweiterungen der Leistungsfähigkeit von Mikrofonen für den Allgemeingebrauch [1.2] lässt auch die Abschätzung auf eine Verwendbarkeit für messtechnische Aufgaben zu. Aus diesem Grund ist diesen Mikrofonen trotz des enger gefassten Titels ein großer Teil dieses Kapitels gewidmet.

1.1 Luftschall als Phänomen und Untersuchungsobjekt

Als physikalischer Reiz für den Gehörsinn spielt Luftschall eine so herausragende Rolle, dass sich die Menschen schon in einer Zeit ihre Gedanken darüber gemacht haben dürften, als sie über Höhlenmalereien hinaus keine dauerhaften Dokumentationen hinterlassen konnten. Der Weg von der Urzeit bis zu den heutigen Möglichkeiten der Messtechnik und Datenverarbeitung ist insbesondere an Leistungen einzelner herausragender Denker und Wissenschaftler gebunden. Aus frühen Vermutungen zu Art und Verarbeitung des Schalls wurden weit später Hypothesen und Theorien, die mit der Entwicklung der Messtechnik erst in jüngster Zeit zu überprüften Erkenntnissen aus vielen wissenschaftlichen Untersuchungen führten.

Tannenweg 16, 29693 Hademstorf, E-mail: erhard.werner@t-online.de

Die technische Umsetzung von Sprache, Musik und Geräuschen in elektrische Signale zur Information und Kommunikation sowie für Übertragungen und Aufzeichnungen ist nur etwas mehr als 100 Jahre alt und immer noch in ständiger Weiterentwicklung.

Über den Umfang der menschlichen Gehörleistung hinaus erstreckt sich die Beschäftigung mit Luftschall heute weit in den Infraschall- und den Ultraschallbereich und in Signalstärken weit unterhalb der menschlichen Hörschwelle und oberhalb der Schmerzgrenze. Diese Ausweitung erfasst die akustischen Signale anderer Lebewesen, technischer oder natürlicher Schallquellen und auch die gezielte Anwendung hoher Schalldrücke für technische und medizinische Zwecke.

Der menschliche Hörsinn erstreckt sich über viele Stationen von der Schallaufnahme bis zur akustischen Empfindung. Für jedes Element dieser Kette gibt es inzwischen eine Vielzahl von technischen Nachbildungen. Je nach den gewählten Schnittstellen geht dabei die Ähnlichkeit zum biologischen Ausgangsobjekt mehr oder weniger verloren. Die folgenden Abschnitte dieses Kapitels beschränken sich auf den Übergang von Luftschall in ein elektrisches Ausgangssignal. Im Vergleich zum menschlichen Gehör entspricht diese Stufe – allerdings mit einer Reihe von bedeutsamen Zugeständnissen und Abweichungen – dem Signalweg vom Außenohr bis zum Ausgang des Gehörnervs.

1.1.1 Schallquellen

Schall von unbelebten Naturquellen ist besonders von geologischen Vorgängen (Erdbeben, Meteoriteneinschlag) und Wetterereignissen (Donner) bekannt. Zur gezielten Erzeugung durch Lebewesen stehen neben den Sprachorganen unzählige Hilfsmittel natürlichen und technisch geschaffenen Ursprungs zur Verfügung. Für die Charakterisierung des Schalls werden überwiegend Begriffe verwendet, die sich am Hörvermögen des Menschen orientieren. Daher werden Frequenzen unterhalb 16 Hz als Infraschall und solche oberhalb 16 kHz als Ultraschall bezeichnet. Beispiele für den Spektralumfang einiger Schallquellen aus der extrem großen Vielfalt zeigt Bild 1.1.

Viele dieser Quellen gliedern sich in individuelle Varianten mit unterschiedlichen Grenzen auf. Manche Spektren sind entfernungsabhängig. Das Hörvermögen vieler Lebewesen geht zudem oft über den Spektralbereich ihrer Schallerzeugung hinaus.

Eine Unterscheidung nach dem Signaltyp ist für die Auswahl von Sensoren ebenfalls von Bedeutung. Geräusche mit unharmonischen und unperiodischen Spektren treten häufig als Begleiterscheinung von physikalischen Ereignissen wie Explosionen, Einstürzen oder Vulkanausbrüchen auf. Schall mit harmonischen Spektren als Darbietungsform wird dagegen überwiegend beabsichtigt und möglichst ohne Nebensignale erzeugt (Musik, Sprechtheater), die ohnehin zur eigentlichen Aufgabe nicht beitragen. Über die einseitig gerichtete Darbietung hinaus dient schließlich die Erzeugung von Schallsignalen der – mindestens – bidirektionalen Kommunikation.

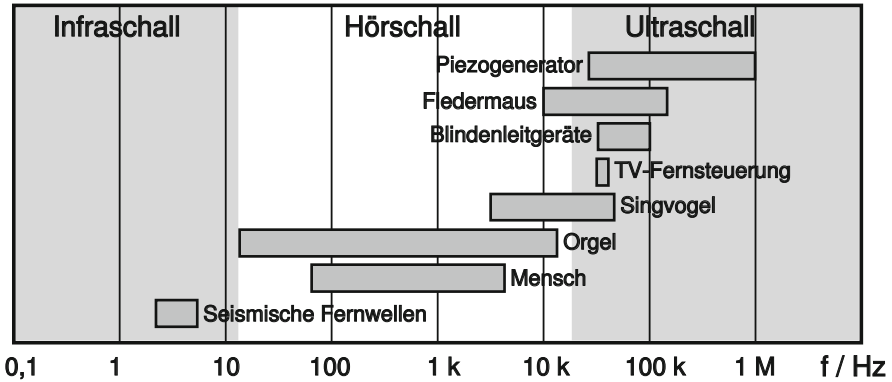


Abb. 1.1 Spektralbereich einiger Luftschallquellen

Starken Einfluss auf die Anforderungen an Luftschallwandler hat die Stärke des Schallsignals, die als Hörereignis meist als Lautstärke angegeben, außerhalb dieses Bezugs jedoch besser mit dem Schalldruck beschrieben wird. Bild 1.2 zeigt einige Beispiele für den Bereich des menschlichen Gehörs von der Hörschwelle bis zur Schmerzgrenze mit Ergänzungen unterhalb und oberhalb dieser Pegel. Die Entfernungsabhängigkeit des Schalldrucks von der Quelle erfordert Angaben zum Messabstand und - bei unsymmetrischen Quellen - auch zur Ausrichtung.

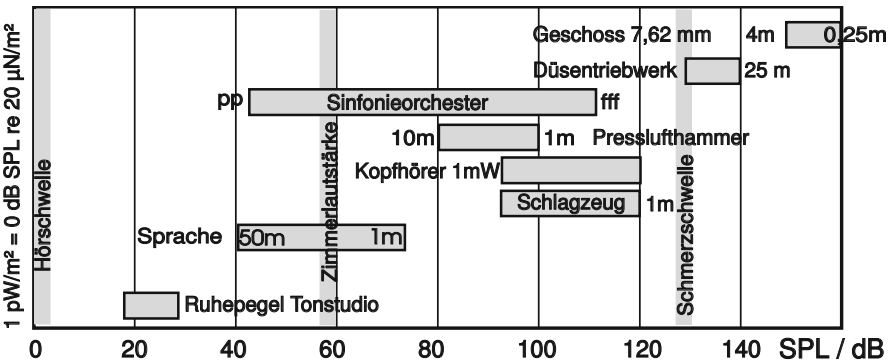


Abb. 1.2 Schalldruck einiger Luftschallquellen

Ähnlich viele Varianten wie das Zeitsignal oder der spektrale Inhalt bietet auch die Geometrie der Schallquelle. Das Sirren einer Mücke kommt aus einem sehr kleinen Volumen, während die abstrahlende Oberfläche eines Kontrabasses eine Fülle unterschiedlicher akustischer Daten liefert. An einem einzigen Punkt aufgenommene Schallsignale lassen in solch einem Fall nicht einmal eine ausreichende akustische Beschreibung in seiner näheren Umgebung zu.

Die Verschiedenartigkeit der interessierenden Signale kann genauer durch gezielte Auswahl der Sensoreigenschaften erfasst werden. Da die Anforderungen je nach dem Ziel der Messung stark variieren, sind im allgemeinen universell einsetzbare Sensoren nicht verfügbar.

1.1.2 Schallfelder

Die Grundgrößen Schalldruck und Schallschnelle an einem beliebigen Ort im Schallfeld hängen von den Eigenschaften der Quelle und denen des Raumes ab. Wegen der äußerst komplexen Geometrie der meisten Quellen und der dadurch ungleichförmigen Verteilung der Schallerzeugung wird ihre Beschreibung vorzugsweise auf einfache Grundformen und Summen daraus zurückgeführt.

Zwei bevorzugte Grundformen sind die in der Ebene gleichförmig angeregte Schallwand und die Punktschallquelle. Die von der Schallwand ausgehende ebene Welle wird überwiegend zur Beschreibung der Übertragungsfunktion von Mikrofonen herangezogen, zumal sie auch hinreichend mit dem Schallfeld der Kugelschallquelle bei größerer Entfernung des Messortes vom Quellenort übereinstimmt.

Wenn Begrenzungen des Raumes oder darin enthaltene Objekte eine freie Ausbreitung im homogenen Medium verhindern, verändert sich das Schallfeld in vielfältiger Weise. Für die theoretische Bestimmung dieser Änderungen stehen inzwischen verschiedene Rechenprogramme zur Verfügung, die mit den heutigen schnellen Rechnern auch komplexe Strukturen verarbeiten können. Die Programme beruhen auf unterschiedlichen Ansätzen und liefern je nach Vorgabe und Rechenaufwand hinreichende Übereinstimmung mit gemessenen Vergleichswerten.

Neben den beiden genannten Basisschallfeldern mit freier Schallausbreitung steht mit dem Diffusfeld ein Sonderfall für den reflektierenden Raum zur Verfügung, auf den sich ebenfalls einige Auswertungen stützen.

1.1.3 Signalgrößen und Bereiche

Für die Beschreibung des Schalles an einem Messort genügen die beiden Größen Druck und Schnelle. Dennoch listet allein der Anfangsabschnitt über akustische Grundgrößen aus dem Kapitel 801 des elektrotechnischen Wörterbuchs [1.3] fast 50 Begriffe auf. Nur einige davon sind direkt mit geeigneten Sensoren messbar. Die zusätzliche Vielfalt entsteht insbesondere bei der Beschreibung des zeitlichen und räumlichen Verlaufs der Schallgrößen sowie durch Leistungs- und Energiedaten. Solche Daten werden überwiegend aus den beiden Grundgrößen berechnet.

Zur Beschreibung der Signale stehen alle gängigen Funktionen im Zeit- oder Frequenzbereich zur Verfügung. Die Geometrie der Quelle und des umgebenden Raumes bestimmt das vorzugsweise zu verwendende Koordinatensystem. Der zeitliche Verlauf gibt vor, ob Beschreibungen im Zeitbereich sinnvoll sind oder ob Transfor-

mationen, meist als Spektrum im Frequenzbereich, vorzuziehen sind. Darüber hinaus stehen stochastische Methoden beispielsweise für Rauschsignale zur Verfügung.

Die nachstehende Auswahl umfasst die Basisgrößen und einige der daraus abgeleiteten Größen, soweit diese häufiger benötigt und gegebenenfalls von erhältlichen Messeinrichtungen mit integrierter Datenverarbeitung ermittelt werden.

1.1.3.1 Schalldruck

Die weitaus größte Anzahl akustischer Untersuchungen im Schallfeld basiert auf Messungen des Schalldrucks über die mit ihm verbundene Kraftwirkung auf eine Fläche bekannter Größe. In der genormten Definition für den Augenblickswert wird die Differenz zwischen dem Gesamtdruck in einem Punkt und dem dort herrschenden statischen Druck genannt ([1.3], 801-01-19). Für viele Anwendungen wird nicht der Augenblickswert, sondern der Effektivwert über ein bestimmtes Zeitintervall angegeben und allgemein als Schalldruck bezeichnet ([1.3], 801-01-20). Der Wert von 1 Pascal ($1 \text{ Pa} = 1 \text{ N/m}^2$) liegt im logarithmischen Pegelmaß um 94 dB über der definierten menschlichen Hörschwelle ($20 \mu\text{Pa}$ bzw. 0 dB).

Signale unterhalb der Hörschwelle von extrem entfernten oder energetisch schwachen Quellen erfordern Messeinrichtungen hoher Selektivität, um nicht durch Fremdgeräusche verdeckt zu werden. Im Hochpegelbereich allerdings werden Schalldrücke oberhalb der Schmerzgrenze des Gehörs von etwa 120 dB bereits durch Silvester-Feuerwerkskörper in unmittelbarer Nähe des Kopfes erzeugt. Messungen bei hohen Schalldrücken sind unter anderem notwendig für die Beurteilung von Gehörschutzeinrichtungen.

1.1.3.2 Schallschnelle

Ersetzt man im NEWTONschen Kraftgesetz

$$F = m \cdot a \quad (1.1)$$

die Masse m durch das Produkt aus Dichte ρ und Volumen eines differentiellen Luftbereichs der Fläche dA und Dicke dx , die Kraft durch das Produkt aus Druckdifferenz und Fläche und die Beschleunigung a durch die Ableitung der Schnelle v nach der Zeit, so erhält man nach Umstellung und Integration über die Zeit daraus die nach EULER benannte Gleichung

$$v = - \int \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} dt \quad (1.2)$$

Sie zeigt, dass über die Druckdifferenz die Schnellekomponente in Messrichtung berechnet werden kann. Der Größtwert in Richtung des Druckgradienten kann entweder über ein Suchverfahren oder über die Messung in ausreichend vielen Koordinaten bestimmt werden. Auf dieser Differenzmessung basieren die meisten Sen-

soren zur Schnellebestimmung. Vom Abstand der beiden Drucksensoren hängen Messgenauigkeit und nutzbarer Frequenzbereich ab. Wandler für eine direkte Erfassung der Schnelle stehen zwar auch zur Verfügung, sind aber häufig auch nur mit Einschränkungen nutzbar.

Dem Druckbereich des Gehörfelds im ebenen Schallfeld entspricht ein Bereich für die Schnelle von etwa 50 nm/s bis 50 mm/s! Bei derart niedrigen Werten kann daher bereits Wind mit sehr geringer Geschwindigkeit zu erheblichen akustischen Störungen führen. Auch dieser Grund spricht für die Schnellebestimmung aus der Druckdifferenz.

1.1.3.3 Schallintensität

Die Schallintensität als Produkt von Druck und Schnelle ist besonders als Zwischengröße zur Ermittlung der abgestrahlten Leistung störender Quellen von Interesse. Aktuelle Messeinrichtungen bedienen sich programmierter Verfahren, die alle notwendigen Operationen mit den Messdaten der beiden Grundgrößen zur Berechnung der Intensität durchführen.

1.1.3.4 Weitere Schallgrößen

Die Bestimmung der akustischen Leistung zur Lärmbeurteilung von Maschinen oder anderen Quellen wurde bereits erwähnt. Zur Begrenzung von Gesundheitsschäden im Bereich solcher Quellen sind Aussagen über die auf das Gehör wirkende Dosis in der Bewertung über Pegel und Einwirkungsdauer erforderlich. Für Lärmarebeitsplätze sind Grenzen festgelegt [1.4], die individuell durch Dosimeter überwacht werden können.

Eine Vielzahl weiterer Größen stammt aus dem Bereich der Raum- und Bauakustik. Neben Werten, die den akustischen Eigenschaften von Materialien zugeordnet werden, sind Aussagen über das Verhalten von Räumen insbesondere für musikalische und kommunikative Anwendungen wichtig. Hier ist besonders die Nachhallzeit eine oft zur Beurteilung herangezogene Größe. Sie wird aus dem Abklingen des Schalldrucks im Raum bestimmt, der mit einer spezifizierten Messquelle erzeugt wird [1.5].

1.2 Allgemeine Einflüsse auf das Schallfeld

Die am Ort der Messung vorliegenden Werte für die Schallfeldgrößen unterscheiden sich in einer realen Umgebung meist erheblich von denen, die sich dort bei freier Schallausbreitung einstellen würden. Wenn diese realen Werte Ziel der Messung sind und alle Einflussgrößen unverändert bleiben, sind Einzelheiten über die Beziehungen zur Schallquelle meist vernachlässigbar. Von Bedeutung wird dieser Zusam-

menhang aber, wenn aus den Ergebnissen einer realen Feldmessung auf diejenigen geschlossen werden soll, die bei geänderten Bedingungen zu erwarten sind. Die bereits erwähnten Rechenprogramme erlauben die Eingabe komplexer Schallquellen und akustischer sowie geometrischer Daten für die Umgebung. Die Genauigkeit des so erstellten Modells geht direkt in die Nutzbarkeit des Ergebnisses ein.

1.2.1 Einflüsse der Raumeigenschaften

Die Beschreibung der Schallfelder von Musikinstrumenten oder Lautsprechern wird meist für ungehinderte Abstrahlung im freien Raum angegeben. Diese Annahme entspricht zwar nicht den Bedingungen im tatsächlichen Einsatz, jedoch ist damit ein neutraler Vergleich der Eigenschaften möglich. Es gibt zwar auch Ansätze, einen „realen“ Raum zu spezifizieren, jedoch streuen die Ergebnisse bei Wiederholungen in mehreren Räumen nach den gleichen Vorgaben weit stärker als bei Messungen im reflexionsfreien Raum.

Wände, Decke und Fußboden sowie Gegenstände innerhalb des Raumes beeinflussen das Schallfeld. Ihre Wirkungen, insbesondere im Hinblick auf Reflexion und Absorption, sind durch die Abmessungen, den Aufbau des Materials sowie dessen akustische Eigenschaften bestimmt. Selbst unauffällige Veränderungen dieser Umgebung können das akustische Ergebnis deutlich beeinflussen. So kann beispielsweise eine Orchesteraufnahme desselben Musikstücks an zwei verschiedenen Tagen trotz gleicher Leistung der Musiker verschieden klingen, wenn inzwischen eventuell ungenutzte Scheinwerfer entfernt wurden oder der Zuhörerraum unterschiedlich besetzt ist.

1.2.2 Klimatische und sonstige Einflüsse

Beim allgemeinen Einsatz von Mikrofonen sind Einflüsse der Klimabedingungen auf Schalldruck und Schallschnelle überwiegend vernachlässigbar. Wissenschaftliche Untersuchungen und damit verbundene Präzisionsmessungen müssen Druck, Temperatur und Feuchte zumindest protokollieren. Es ändern sich sowohl die Übertragungseigenschaften der Luft als auch die der im Raum vorhandenen Materialien. Wie weit die Auswirkung dieser Änderungen von Bedeutung ist, hängt von der jeweiligen Aufgabenstellung ab.

Neben den klimatischen Einflüssen sind auch Änderungen von Materialeigenschaften zu berücksichtigen, die andere Ursachen haben. Beispielsweise können Alterungseffekte chemischen oder physikalischen Ursprungs Auswirkungen auf das Schallfeld haben. Häufig liegen mehrere Gründe gleichzeitig vor, so dass deren Beitrag im einzelnen schwer zu bestimmen ist.

1.3 Mikrofoneinfluss und Kalibrierung

1.3.1 Rückwirkung des Sensors auf das Schallfeld

Wie die Begrenzungen des Raumes oder einzelne Objekte wirkt auch das zur Aufnahme eingesetzte Mikrofon als Störkörper für das Schallfeld. Die Einflüsse solcher Störkörper auf Druck und Schnelle lassen sich am besten in möglichst einfach definierten Schallfeldern darstellen. Sowohl theoretisch als auch durch messtechnischen Nachweis sind starre Kugeln, Würfel oder Zylinder und ähnliche geometrisch gut beschreibbare Objekte schon vor der Verfügbarkeit von Digitalrechnern untersucht worden.

Alle aus der Wellenlehre bekannten Effekte wie Beugung, Streuung, Brechung oder Dämpfung können vom Störkörper ausgehen. Je nach Winkel zwischen der Wellenfront und dem „Hinderniss“ ergeben sich an dessen Oberfläche Überhöhungen oder Dämpfungen zwischen mehr als dem dreifachen und weniger als einem Zehntel des ursprünglichen Wertes. Ein Beispiel [1.6] aus der umfangreichen Literatur für einen zylindrischen Störkörper zeigt Bild 1.3.

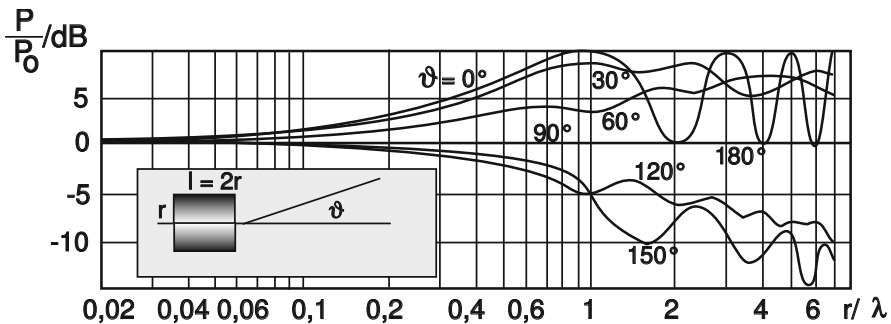


Abb. 1.3 Schalldruckänderung an einem zylindrischen Hindernis¹

Für die Sensorfläche des Mikrofons kann näherungsweise auf die Ergebnisse für Kreisscheibe, Zylinder oder Kugel zurückgegriffen werden. Die Daten aus dem vorgenannten Bild sind allerdings nur näherungsweise gültig, da die Sensoroberfläche nicht ideal schallhart ist und sich außerdem durch die Beschallung bewegt. Dennoch kann die Wirkung des Mikrofons wie die einer Sekundärschallquelle betrachtet werden, die eine Kugelwelle vom Mikrofonstandort abstrahlt. Deren Einfluss auf das ursprüngliche Schallfeld wird bei ausreichend großem Abstand vom Mikrofon vernachlässigbar. Merkbliche Beeinflussungen der Primärschallquelle sind nur bei größter Nähe zum Mikrofon und äußerst ungünstigen Verhältnissen der Abmessungen und Massen zu erwarten.

¹ Mit Erlaubnis unter Rückgriff auf [1.6], Copyright 1938, Acoustical Society of America

Das Wandlersystem eines Mikrofons ist in den meisten Fällen nur ein kleiner Teil der Gesamtkonstruktion. Ein akustisch durchlässiger Korb und ein Griff bilden eine Mindestergänzung für ein Handmikrofon. Der Einfluss all dieser Teile sowie gegebenenfalls von mit dem Mikrofon zusammen eingesetztem Zubehör (Halterungen, Windschutzkörbe usw.) geht in dessen Übertragungsverhalten ein.

1.3.2 Akustische Effekte innerhalb des Sensors

Zu den unter 1.3.1 beschriebenen Effekten, die das Mikrofon in seiner Gesamtheit nach außen bewirkt, addieren sich weitere aus dem Innenbereich. Soweit sie unabhängig von der Positionierung des Mikrofons in Schallfeldern beliebiger Geometrie und Stärke sind, können diese Effekte in die Daten für das Übertragungsmaß einbezogen werden. Wenn aber eine Richtungsabhängigkeit vorliegt, gibt das Ausgangssignal keine zuverlässige Aussage über den wahren Schalldruck am Messort. Bei Richtmikrofonen kann eine solche Abhängigkeit bereits über einen zweiten Schallweg erreicht werden (vgl. 1.5.3).

Die im Datenblatt angegebene Richtcharakteristik gilt nur für das bei deren Messung verwendete Schallfeld. Ein Rückschluss aus dem Ausgangssignal auf den Schalldruck des einwirkenden Schallfeldes ist daher nicht möglich, wenn das Schallfeld in seinen Eigenschaften und/oder die Richtung des Mikrofons zur Schallausbreitung unbekannt sind. Die Verwendung von Richtmikrofonen zur Ermittlung von Schalldruckwerten ist daher besonders in komplexen Schallfeldern nur mit entsprechenden Absicherungen möglich. Als spezifizierte Ausnahme ist die ebenfalls als Richtmikrofon wirkende Anordnung zweier Druckkapseln zur Ermittlung der Schnellekomponente in Achsrichtung (vgl. 1.1.3) zu erwähnen.

Artefakte bei der akustischen Reaktion können durch Überlagerungen von Nutzschaallkomponenten von unterschiedlichen Ausbreitungswegen oder durch Signale aus fremden Quellen wie Luftströmungen, bewegten mechanischen Teilen und externen mechanischen Anregern in das Gesamtsignal auftreten.

Wind erzeugt im allgemeinen erst dann einen akustischen Beitrag, wenn mechanische Hindernisse zu Turbulenzen und periodischen Druckschwankungen führen. Ungünstige Ausbildung und Dimensionierung von Stützteilen in einem Mikrofon kann solchen Störschall verursachen. Einem unter solchen Bedingungen ermittelten Lautstärkewert ist nicht zu entnehmen, welcher Anteil durch den Wind hinzugefügt wurde. Mit geeigneten Schutzvorrichtungen (vgl. 1.5.3) können diese Geräusche allerdings erheblich reduziert werden.

Der Luftstoß bei Explosivlauten wie „p“ oder „t“ erzeugt das als „Pop“ bekannte Störsignal. Auch gegen diese Artefakte sind wirksame Zusatzmaßnahmen möglich (vgl. 1.5.3).

Namhafte Mikrofonhersteller überprüfen ihre Erzeugnisse unter anderem auch auf mechanische Störgeräusche. Jedes bewegliche Element der Konstruktion kann entweder durch Justierungsabweichungen oder übergroße Auslenkung mit anderen Bauteilen in Berührung kommen und auf diese Weise zusätzlichen Störschall er-

zeugen. Auch wenn eine sorgfältige Qualitätskontrolle derartige Fehler ab Werk ausschaltet, sind sie dennoch im harten Tageseinsatz möglich, z.B. durch Stoß oder Fall auf einen harten Untergrund.

Als letzter Fremdeinfluss sei hier der Körperschall genannt. Externe mechanische Anregungen können sich auf das Wandler-System übertragen und eine Reaktion auslösen, die von einer Beschallung nicht zu unterscheiden ist. Die Wahl eines gegen Beschleunigungskräfte gering empfindlichen Wandler-Systems, eine optimale Dimensionierung und Materialauswahl sowie externe Zusatzelemente (1.5.3) halten die Körperschallempfindlichkeit niedrig.

1.3.3 Effekte bei der Umwandlung der Schallgrößen

Die Verarbeitungsstufen von der Sensoroberfläche bis zum Kabelanschluss können nur innerhalb mikrofonspezifischer Grenzen das anregende Schallsignal korrekt in ein elektrisches Ausgangssignal abbilden. Die Ursache liegt bei den mechanischen und elektrischen Bausteinen, deren Verhalten sowohl pegel- als auch frequenzabhängig sein kann. Die Auswirkungen zeigen sich in linearen und nichtlinearen Verzerrungen sowie in Eigenstörsignalen.

1.3.3.1 Lineare Verzerrungen

Sowohl im akusto-mechanischen Teil eines Mikrofons als auch in der Umwandlung mechanischer in elektrische Größen und in zusätzlichen elektrischen Schaltkreisen sind Abhängigkeiten einzelner Parameter von der Frequenz die Ursache für Amplituden- und Phasenänderungen im Spektrum des Ausgangssignals. Da die beschreibenden Differentialgleichungen auch für den mechanischen Teil ein elektrisches Ersatzschaltbild ermöglichen, enthält das Gesamtschaltbild für ein Mikrofon Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten und gegebenenfalls auch aktive Bauelemente.

Lineare Verzerrungen können in der Audioanwendung von Mikrofonen durchaus erwünscht sein. Für messtechnische Aussagen müssen sie entweder durch nachfolgende elektrische Maßnahmen ausgeglichen oder durch rechnerische Korrektur der gemessenen Werte korrigiert werden.

1.3.3.2 Nichtlineare Verzerrungen

Zusätzlich erzeugte Signalanteile durch nichtlineare Eigenschaften sind nur selten vom Nutzanteil zu trennen. In den meisten Anwendungen können aber die Betriebsbedingungen für das Mikrofon so gewählt werden, dass die Einflüsse von Nichtlinearitäten zumindest nicht hörbar sind, auch wenn sie messtechnisch noch nachgewiesen werden können.

Mechanisch bewegte Teile eines Wandlersystems tragen häufig durch nichtlineare Federeigenschaften zu den Verzerrungen bei. Unsymmetrisches Verhalten anderer Bauteile sowie Inhomogenitäten bei elektrischen und magnetischen Feldern müssen ebenfalls berücksichtigt werden.

Die elektrische Nachverarbeitung ist beim heutigen Stand der Schaltungstechnik extrem linear möglich. Im Hinblick auf ein Optimum zwischen großem Dynamikbereich und verfügbarer Stromversorgung [1.7] ist jedoch auch hier eine Grenze gesetzt.

1.3.3.3 Eigenstörsignale

Von allen Eigenstörsignalen, die beim Betrieb eines Mikrofons zu verfälschten bis unbrauchbaren Ausgangswerten führen können, ist das Eigenrauschen passiver und aktiver Bauelemente eine auch für die Angabe im Datenblatt vorgesehene Größe. Bei passiven Wandlern ist im wesentlichen auf Widerstandsrauschen zu achten, jedoch können auch mechanische Bauteile oder Quellen potentieller Energie Beiträge liefern. Der Stromfluss in aktiven Wandlern sorgt für Rauschanteile, die besonders bei Halbleitereinsatz deutliche Unterschiede zum thermischen Rauschen aufweisen. Die angegebenen Rauschwerte können daher je nach eingesetztem Messverfahren deutliche Unterschiede aufweisen. Damit sich das Nutzsignal im geforderten Maße vom Rauschen abhebt, muss die Umwandlung des akustischen Signals mit einem ausreichend großen Übertragungsfaktor erfolgen.

1.3.4 Kalibrierung

Der vom Hersteller publizierte Frequenzgang für ein Mikrofon wird bei Mikrofonen für den Allgemeingebrauch überwiegend für die freie ebene Welle angegeben [1.2]. Um sicherzustellen, dass alle in 1.3.1 beschriebenen Einflüsse in diesem Amplituden-Übertragungsmaß erfasst werden, muss das Schallfeld der Messanlage hinreichend dem Idealfall entsprechen. Zur Überprüfung der in der Norm genannten Bedingungen sollten Mikrofone eingesetzt werden, die den Anforderungen an Gebrauchs-Normalmikrofone [1.8] genügen.

Bewährte Mikrofontypen liegen bei den Schlussmessungen nach der Fertigung in ihren Technischen Daten eng beisammen. Daher findet man im allgemeinen im Datenblatt die typischen Werte. Toleranzbereiche geben Hinweise auf die möglichen Abweichungen von diesen Werten. Für besonders hochwertige Mikrofone werden häufig auch die individuellen Messergebnisse mitgeliefert, was eine Kalibrierung im weiteren Sinne (betriebsinterne Kalibrierung) darstellt.

Eine allgemein nutzbare Kalibrierung setzt den Vergleich mit rückführbaren Bezugsgrößen voraus und ist für Messmikrofone unverzichtbar. Die anwendbare Norm für Messmikrofone enthält zwei grundsätzliche Gruppen. Dabei werden die strengsten Forderungen an die Laboratoriums-Normalmikrofone gestellt [1.1]. Die-

se müssen sowohl in einer Druckkammer [1.9] als auch im Freifeld [1.10] nach dem als Reziprozitätsmethode bezeichneten Verfahren kalibrierbar sein, bei dem sie als Sender und auch als Empfänger betrieben werden.

Die Ebene unterhalb der Laboratoriums-Normalmikrofone wird durch die Gebrauchs-Normalmikrofone dargestellt. Sie bilden die Basis für Messeinrichtungen hoher Genauigkeit, mit denen wiederum akustische Messgeräte aller Art kalibriert werden können. In den Anforderungen an diese Mikrofone [1.8] werden verschiedene Klassen definiert. Diese unterscheiden sich hauptsächlich in der oberen Grenzfrequenz des Übertragungsbereichs. Am unteren Ende ist jeweils bei der Frequenz $f_1 = 10 \text{ Hz}$ eine Grenzabweichung von 2 dB gegenüber dem Übertragungsmaß bei der Referenzfrequenz f_0 zulässig (Bild 1.4). Dieselbe Aufweitung gilt jeweils bei $f_2 = 8000 \text{ Hz}$, 16000 Hz und 32000 Hz . Innerhalb des Bereichs von $2f_0$ bis $0,25f_2$ liegt die zulässige Abweichung bei nur 0,5 dB!

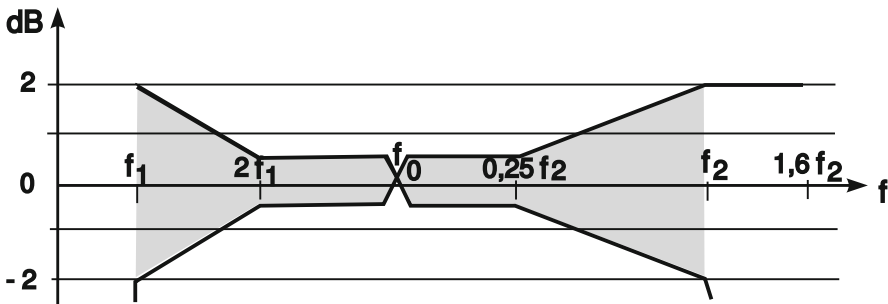


Abb. 1.4 Grenzübergänge für Gebrauchs-Normalmikrofone (nach [1.8])

Anders als bei Laboratoriums-Normalmikrofonen gibt die Norm für Gebrauchs-Normalmikrofone das Wandlerprinzip nicht vor. Dem Verfasser sind aber neben Kondensatormikrofonen mit permanenter oder externer Polarisation keine weiteren Realisierungen bekannt. Die Kalibrierung der Gebrauchs-Normalmikrofone darf auch durch Vergleich mit einem Laboratoriums-Normalmikrofon oder mit Schallkalibratoren erfolgen.

Das Übertragungsmaß für Messmikrofone wird je nach Verwendung für Druck-, Freifeld- oder Diffusfeldbedingungen angegeben. Die Bedingungen einer Druckkammer lassen sich für Kondensatormikrofone auch durch eine elektrostatische Anregung ersetzen. Dahingehend optimierte Messmikrofone weisen über ihren gesamten Einsatzbereich nahezu konstante Empfindlichkeit auf (Bild 1.5)

Für Anwendungen im Freifeld werden die Messmikrofone auf möglichst ebenen Frequenzgang in Achsrichtung optimiert. Wegen der bereits beschriebenen Erhöhung des insgesamt wirkenden Druckes (s. 1.3.1) müssen daher gegenüber dem Druckübertragungsmaß bzw. der gleichwertigen Aktuatoranregung bei höheren Frequenzen Korrekturen vorgenommen werden. Für eine große Messkapsel (trotz der international gültigen Maßeinheiten hat sich für solche Kapseln die Zollbezeich-

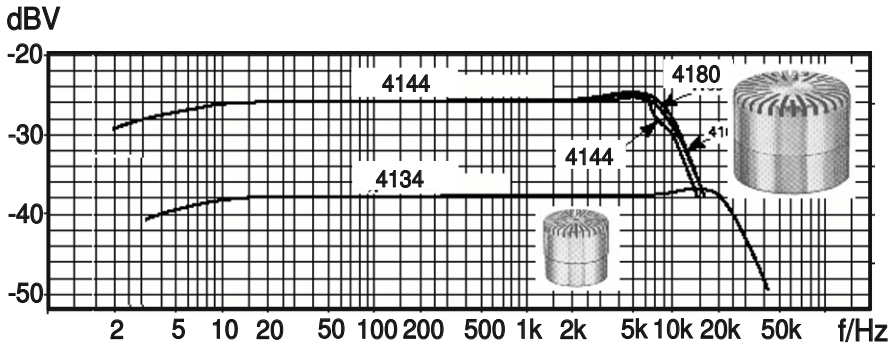


Abb. 1.5 Typischer Frequenzgang von Druckmikrofonen bei elektrostatischer Anregung²

nung als Begriff gehalten) wird diese Korrektur bereits unter 1000 Hz notwendig (Bild 1.6).

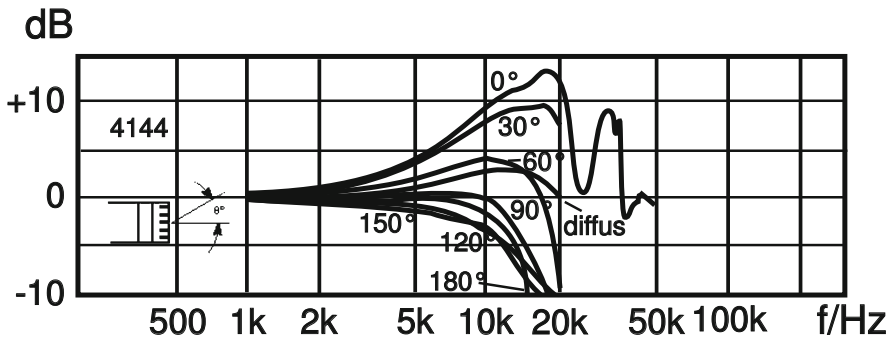


Abb. 1.6 Korrekturwerte Freifeldübertragungsmaß / Aktuator²

Die Ähnlichkeit der Kurven mit den Ergebnissen in Bild 1.3 ist offensichtlich, auch wenn gegenüber dem starren Störkörper das Mikrofon mit zunehmender Frequenz stärkere Dämpfungen zeigt.

Eine Kalibrierung auf Grund gesetzlicher Vorgaben durch eine dafür zugelassenen Einrichtung, z.B. der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt PTB ist die Eichung. Die Eichpflichtigkeit technischer Geräte ist national und international gesetzlich geregelt [1.11, 1.12].

² Abb. 1.5 und 1.6 nach Unterlagen und mit Genehmigung der Firma Brüel & Kjær

1.4 Anforderungen an Mikrofone

Wegen der großen Unterschiede der Signalarten kann ein Mikrofon nicht in allen Parametern Bestwerte erreichen, da manche Forderungen auch entgegengesetzt wirken. Es ist daher angebracht, zur Messung jeweils die dafür ausreichend optimierten Aufnehmer zu verwenden.

1.4.1 Messmikrofone

Während Laboratoriums- und Gebrauchs-Normalmikrofone vorwiegend zur Kalibrierung herangezogen werden, sind Messmikrofone im allgemeineren Sinn überall und in großer Stückzahl zu finden, wo akustische Daten gesammelt und archiviert werden. Wenn sie von der nachfolgenden Verarbeitungseinrichtung trenn- und austauschbar sind, muss die Schnittstelle hinreichend definiert sein. Häufig allerdings bilden die Sensoren mit dem Baustein zur Signalverarbeitung eine nicht trennbare Einheit. Dann gelten die Anforderungen für die Messeinrichtung als Ganzes.

Beispiele für die Verwendung von Messmikrofonen in akustischen Messeinrichtungen sind Schallpegelmesser, Geräuschanalysatoren, Lärmdosimeter und akustische Ortungseinrichtungen.

1.4.1.1 Mikrofone für den Audiobereich

Mit Rücksicht auf die herausragende Bedeutung für den Gesundheitsschutz gegenüber Lärm ist die größte Zahl an Messmikrofonen für Anwendungen im Audiobereich im Einsatz. Je nach Verwendung der Messergebnisse sind unterschiedliche Anforderungen zu erfüllen.

Für Schallpegelmesser sind verschiedene Genauigkeitsklassen und weitere Spezifikationen festgelegt [1.13, 1.14]. Die gemessenen Augenblickswerte bilden die Basis für weitere Signalverarbeitungen. Dazu gehören die Spektralanalyse des Schallsignals und die Bestimmung von verschiedenen Mittelungen über den Zeitverlauf sowie von Extrem- und Integralwerten mit und ohne spektrale und zeitliche Bewertungen.

Während die meisten Schallpegelmesser in größerer Entfernung von der Schallquelle verwendet werden, sind für die Kalibrierung oder Prüfung von Kopfhörern Messeinrichtungen in unmittelbarer Nähe zur Quelle spezifiziert, die weitgehend das Ohr nachbilden sollen [1.15] oder zumindest eine definierte Ankopplung des Kopfhörers ermöglichen [1.16].

Eine besondere Messaufgabe haben die in automatischen Blutdruckmessgeräten eingesetzten Mikrofone. Sie müssen die Werte beim Übergang von der akustischen Absperrung des Pulses zu seiner Hörbarkeit als systolischen Blutdruckwert und auch die untere Grenze als diastolischen Blutdruck so bestimmen wie sie mit einem üblichen Stethoskop durch Abhören ermittelt werden. Neben den beiden so ermit-

telbaren Blutdruckwerten liefert die Schaltungselektronik auch die Pulsfrequenz, indem sie die Periodizität des Schallsignals auswertet. Trotz der Begrenzung der Messung auf drei spezifische Werte ist eine große Genauigkeit und Wiederholbarkeit gefordert, um fehlerhafte diagnostische Schlussfolgerungen zu vermeiden. Als Medizinprodukte unterliegen auch Blutdruckmessgeräte gesetzlichen Regelungen [1.17, 1.18]. Die technischen Anforderungen sind in europaweit geltenden Normen festgelegt [1.19].

Im Zusammenhang mit Analysen der Schallabstrahlung von Maschinen steht die Aufgabe, Ort und Stärke des dort erzeugten Geräusches zu bestimmen. Damit sollen sowohl Fehlerquellen festgestellt als auch Änderungswirkungen beurteilt werden. Neben der hier nicht zum Thema gehörenden Körperschallkopplung zwischen Maschinenteil und Ohr waren Sondenmikrofone lange Zeit dafür im Einsatz (s. 1.6.1). Damit war es möglich, die Schalleintrittsöffnung auch an schwer zugängliche Messpunkte zu bringen und die eigentlichen Wandler dennoch von gefährdenden Einflüssen fernzuhalten. Für heutige Miniaturwandler in mikromechanischer Bauweise gelten viele der damaligen Einschränkungen nicht mehr. Die mehrdimensionale Analyse von Geräuschquellen kann inzwischen durch den Einsatz von Wandlerarrays und gleichzeitiger Überlagerung eines Kamerabildes erheblich beschleunigt und aussagekräftiger gemacht werden.

1.4.1.2 Mikrofone für Infraschall

Im Frequenzbereich unterhalb des menschlichen Gehörsinns entstehen Schallwellen hoher Intensität u.a. durch seismische Ereignisse, Vulkanausbrüche oder auch durch militärische Aktionen bis hin zum Atombombentest. Aus wissenschaftlichen und politischen Gründen ist die Ortung und Registrierung solcher Ereignisse ein Grundanliegen vieler Nationen [1.20].

Der Frequenzgang der meisten für den Audiobereich konzipierten Mikrofone fällt unterhalb 100 Hz oder spätestens bei 20 Hz steil ab. Dieses ist entweder vom Konzept her gewollt oder durch die Eigenschaften des gewählten Prinzips bedingt. Nur für einige Wandlerarten lässt sich der Frequenzbereich durch geeignete Maßnahmen sinnvoll nach unten erweitern. Besonders dafür geeignet ist das Kondensatormikrofon in der Nieder- und Hochfrequenz-Schaltungsvariante. Die Auswertung der Kapazitätsänderung durch den Schalldruck ist grundsätzlich bis zum Frequenznullpunkt möglich, so lange ausreichender mechanischer Antrieb der Membran vorhanden ist. Um Einflüsse von Änderungen des barometrischen Druckes zu vermeiden, wird jedoch auf die Einbeziehung von 0 Hz verzichtet. Durch einen definierten engen Zugang zur Rückseite der Membran kann das untere Ende des Übertragungsbereichs nach unten bis auf wenige hundertstel Hertz festgelegt werden!

Das Streben nach ständiger Verbesserung in Genauigkeit, Langzeitstabilität und Reproduzierbarkeit hat besonders bei Infraschallmikrofonen aus wissenschaftlichen Instituten zu Varianten der Kapazitätsauswertung geführt, die von den Anbietern aus urheberrechtlichen Gründen nicht detailliert beschrieben werden.

Die anfänglichen Aufbauten mit Hitzdrahtempfängern und barometrischen Sensoren [1.21] wurden zwar etwa 50 Jahre verwendet und weiterentwickelt, sind jedoch dann dem leistungsfähigeren kapazitiven Verfahren gewichen.

1.4.1.3 Mikrofone für Ultraschall

Die Abnahme des Schalldrucks in wachsender Entfernung von der Quelle ist nicht nur eine Folge der geometrischen Ausbreitung, sondern auch durch Absorption in der Luft bedingt. Bei konstantem Dämpfungskoeffizienten α ergibt sich eine exponentielle Abnahme des Schalldrucks mit dem Weg durch das Medium. Einen wesentlichen Anteil an der Dämpfung haben Kohäsionskräfte, die der Bewegung der Materie im Schallfeld entgegenwirken. Sie gehen mit dem Quadrat der Frequenz in den Exponenten ein (s. [1.22], S. 38). Daher ist die Nutzung hoher Schallfrequenzen in der Luft auf relativ kurze Entfernungen beschränkt. Für die Auswertung von Echos zur Erkennung kleiner Hindernisse sind allerdings entsprechend hohe Frequenzen erforderlich. Fledermäuse nutzen die eigenen reflektierten Ultraschallsignale zur Hindernisortung im Dunkeln. Viele Tiere, die keine derartige akustische Ortung einsetzen, können dennoch weit höhere Frequenzen als der Mensch hören. Signalpfeifen im Ultraschallbereich sind Hundebesitzern als Hilfsmittel bekannt. Technisch wurde der Bereich bis etwa 40 kHz lange Zeit für die Fernsteuerung der Funktionen von Fernsehgeräten eingesetzt, bis Infrarot und Funk die akustische Technik ablösten. Eine messtechnische Anwendung findet Ultraschall zur Abstandsmessung über die Echolaufzeit bis zu etwa 30 m Entfernung.

Von verschiedenen Ansätzen mit Ultraschall als Träger für Audiosignale ist ein Verfahren geblieben, mit dem gezielte Richteffekte erreicht werden [1.23]. Dabei werden Schalldrücke erzeugt, die im Audibereich als gefährlich gelten. Unter anderem wegen der seit Jahrzehnten gesammelten Erfahrungen mit der Wirkung von Ultraschall weit höherer Intensität zur medizinischen Diagnostik werden die erzeugten Luftschalldrücke nicht als Risiko eingestuft. Die messtechnische Erfassung von Schallfeldern im Ultraschallbereich ist dennoch eine Daueraufgabe, um weitere Erkenntnisse zu gewinnen und Anwendungen klassifizieren zu können.

Da Ultraschall in Luft meist nicht weit oberhalb des Audibereichs verwendet wird, eignen sich für die Messung besonders Kondensatormikrofone, die bei kleinem Membrandurchmesser und entsprechender mechanischer Spannung optimal abgestimmt werden können.

1.4.2 Mikrofone für den Allgemeingebrauch

Die weitaus größte Zahl an Mikrofonen wird nicht für Messzwecke im engeren Sinne eingesetzt, sondern für Sprache oder Musik. Das elektrische Ausgangssignal wird dann zur unmittelbaren Verarbeitung in Kommunikations- oder Beschallungsanlagen verwendet oder für spätere Nutzung aufgezeichnet. Neben den Wandlern für

Sprachkommunikation [1.24] werden Mikrofone für den Allgemeingebrauch [1.2] ebenfalls millionenfach jährlich gefertigt und gekauft. Bei angepassten Anforderungen können preiswerte und dennoch zuverlässige Modelle auch für Mess- und Überwachungsaufgaben eingesetzt werden. Die Beschreibungen der verschiedenen Typen können dabei helfen, in Verbindung mit den in den Datenblättern angegebenen Eigenschaften auf die Eignung für die jeweilige Aufgabenstellung zu schließen.

1.4.3 Mikrofone für sonstige Anwendungen

Der historische Aufbau eines Telefons durch Philip Reis [1.25] führte zur weltweiten Einrichtung von Telefonnetzen mit in die Milliarden gehenden Stückzahlen von häuslichen und öffentlichen Sprechstellen. Die dafür benötigten Mikrofone waren viele Jahrzehnte als Kohlekapseln ausgeführt. Eine enge Spezifikation durch die meist staatlichen Organisationen sorgte für die Einhaltung der notwendigen Daten im praktischen Betrieb und für eine schnelle Austauschmöglichkeit im Schadensfalle.

Im Zuge der Zunahme elektronischer Lösungen mit integrierten Wandlern haben sich die Anforderungen stärker auf die Schnittstelle der vollständigen Geräte zum Telefonnetz verlagert. Die festen Vorgaben an den Frequenzgang des Mikrofons sind damit nur noch in den Fällen erforderlich, wo ein Austausch der Wandler vorgesehen ist. Die für Wandler in Telekommunikationsanlagen international gültige Norm [1.24] beschreibt daher in allgemeinerer Form wichtige Kennwerte und die zur Bestimmung notwendigen Messverfahren.

In ähnlicher Weise wie im Fernsprecbereich hat sich der Mikrofoneinsatz in Hörhilfen entwickelt. Ausgehend von mehrteiligen Einrichtungen mit Kohlemikrofonen und Röhrenverstärkern war erst mit der Erfindung des Transistors und der Verwendung von magnetischen und piezoelektrischen Wandlern eine deutliche Verkleinerung möglich. Heutige Hörgeräte können mit extrem kleinen Mikrofonen auf Elektretbasis und Nutzung mikromechanischer Methoden sowie hochintegrierter Schaltkreise nahezu vollständig im Gehörgang Platz finden. Die Vielzahl von Spezifikationen und Messverfahren für diese Anwendung ist ebenfalls international in einer Grundnorm [1.26] und dazu gehörenden Normenteilen festgehalten.

Neben den in sehr großen Stückzahlen eingesetzten Mikrofonen für möglichst natürliche Sprach- und Musikübertragung gibt es viele weitere Anwendungen, bei denen die Eigenschaften oft zwischen Gerätehersteller und Mikrofonlieferant individuell vereinbart werden. Als abschließendes Beispiele seien erwähnt die Mikrofone in beruflich genutzten Kommunikationsanlagen (z.B. für Piloten oder Rennfahrer). Bei diesen steht eine gute Verständlichkeit in stark lärmgestörter Umgebung im Vordergrund. Dabei muss der Sprecher nicht unbedingt klanglich korrekt wiedergegeben werden, wenn damit das Hauptziel besser erreicht wird, wie dieses zum Beispiel bei Kehlkopfmikrofonen der Fall ist.

1.4.4 Datengarantie

Besonders bei technischen Erzeugnissen stellen sich die Frage, mit welcher Genauigkeit die Eigenschaften angegeben werden und unter welchen Bedingungen und wie lange sie eingehalten werden. Insbesondere bei kommerzieller Nutzung und in rechtlichen Angelegenheiten ist eine garantierte Zuverlässigkeit der Daten zwingend. Das Gesetz über Einheiten im Messwesen [1.11] befasst sich nur mit der grundsätzlichen Zuständigkeit für die Verwendung der Einheiten und der Bestimmung der dafür erforderlichen Normalien durch die Physikalisch-Technische Bundesanstalt. Verbindliche Forderungen zur Genauigkeit und zur Gültigkeitsdauer der Daten physikalischer Messeinrichtungen sind für eichpflichtige Geräte in der Eichordnung [1.27] beschrieben. Unter der Vielzahl der aufgeführten Messgeräte ist der Akustikbereich mit Schallpegelmessgeräten vertreten. Die Umsetzung der Europäischen Messgeräte Richtlinie [1.12] soll Erleichterungen für die Hersteller bringen [1.28], ohne jedoch die Forderungen an eichpflichtige Geräte abzuschwächen.

Für die bereits beschriebenen Normalmikrofone (s. 1.3.4) wird sowohl die erlaubte Abweichung der Daten als auch die Langzeitstabilität in der Norm angegeben.

Bei den meisten industriell oder auch handwerklich hergestellten Mikrofonen entscheidet der Hersteller, welche Daten er mit von ihm gewählten Toleranzen zusichert. Im Bereich hochwertiger Erzeugnisse liegen die zugesicherten Abweichungen meist unterhalb ± 3 dB, obwohl die Streuung in der Produktion oft noch deutlich geringer ist. Die in der Zeit der HiFi-Anlagen entstandene Qualitätsnorm für Mikrofone [1.29] erlaubt im engeren Übertragungsbereich Abweichungen vom Sollfrequenzgang bis maximal $\pm 2,5$ dB. Die volle Ausnutzung dieser Toleranzen in entgegengesetzten Richtungen kann allerdings dazu führen, dass zwei Exemplare des gleichen Modells für den Anwender nicht ohne Korrektur oder überhaupt nicht austauschbar sind. Daher müssen bei höheren Anforderungen auch verschärfte Spezifikationen erfüllt werden, sei es durch ein entsprechend angebotenes oder durch Sondervereinbarung zwischen Anbieter und Nutzer ausgemessenes und selektiertes Erzeugnis.

Die im Datenblatt angegebenen Werte gelten für festgelegte Messbedingungen. Insbesondere größere klimatische Abweichungen können diese Daten erheblich beeinflussen. Die Angabe des Betriebsbereichs gibt keine Auskunft über die zu erwartenden Änderungen, sondern garantiert nur die Funktion des Mikrofons. Abhängig vom Wandlerprinzip und der Produktqualität können die Abweichungen je nach Anwendungsfall hinnehmbar oder inakzeptabel sein. Aus naheliegenden Gründen sind Einzelheiten über das Verhalten kostengünstiger Mikrofone außerhalb der Normalbedingungen nur selten zu bekommen. Bei Qualitätserzeugnissen ist aber zumindest meist sichergestellt, dass die Änderungen reversibel sind.

Für die Langzeitstabilität der Daten steht abgesehen von den erwähnten Sonderfällen nur die Erfahrung mit Mikrofonen, die von namhaften Herstellern über Jahrzehnte gefertigt und von den Anwendern ebenso lange genutzt werden. Dabei haben sich besonders die robusten Tauchspulmikrofone ausgezeichnet

1.5 Wandlerprinzipien

Zur Umwandlung des Schalls in ein elektrisches Signal stehen viele physikalische Effekte zur Verfügung. Aus sehr unterschiedlichen Gründen sind nur wenige davon in der mehr als einhundertjährigen Geschichte des Mikrofons zur Anwendung gekommen. Eine Auswahl bekannter Lösungen ist in Bild 1.7 dargestellt.

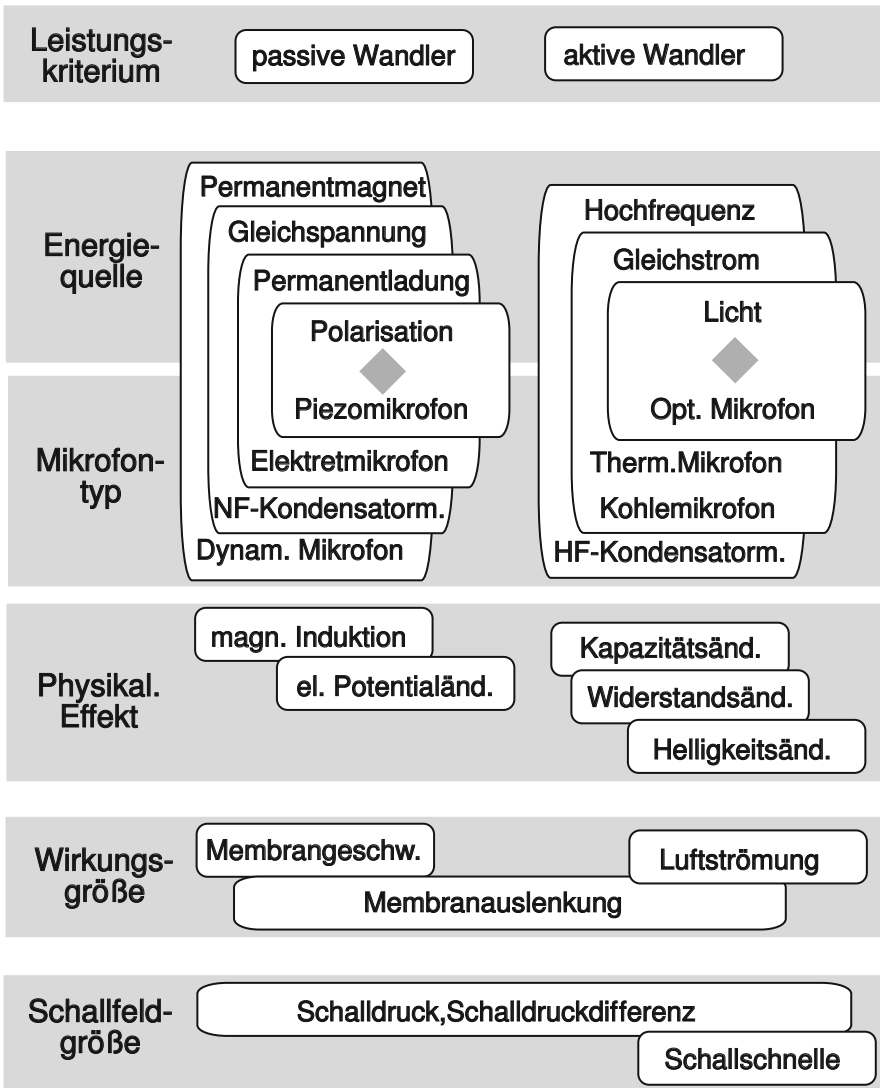


Abb. 1.7 Mikrofontypen und Zuordnungsmöglichkeiten

Wegen der Vielfalt an Prinzipien und Funktionen lassen sich Mikrofone auf unterschiedlichste Weise in Gruppen zusammenfassen. Die gewählte Zusammenstellung lehnt sich an alte und häufig modifizierte Veröffentlichungen an. Die sechs genannten Zuordnungen stellen dabei nur eine der vielen Möglichkeiten dar.

Die oberste Gruppe bezieht sich auf die zur Wandlung erforderliche Leistung. Als passiv werden diejenigen Mikrofone bezeichnet, denen keine Leistung zur Signalwandlung zugeführt werden muss. Dabei ist der Leistungsbedarf für eine Nachverarbeitung des elektrischen Signals wie beim Kondensatormikrofon nicht einbezogen. Aktive Wandler dagegen benötigen auch für die Signalwandlung externe Leistungsquellen. Bei kleinem Leistungsbedarf sind dafür Primärzellen gut geeignet. Bei längeren Betriebszeiten sind aufladbare Zellen wirtschaftlicher oder der Anschluss an Netzgeräte und genormte zentrale Speisequellen [1.7].

Die Auflistung der Energiequellen in der zweiten Zuordnung berücksichtigt die Tatsache, dass auch bei passiven Mikrofonen für die Umwandlung des Schalls in ein elektrisches Signal eine Quelle für potentielle Energie benötigt wird. Im Vergleich dazu nahmen die mechanischen Mikrofone aus der Phonographen- und frühen Schallplattenzeit die Leistung für die Arbeit des Schreibstichels aus dem Schallfeld. Permanente Energiequellen wie Dauermagnete, Elektretfolien oder Piezokristalle ersparen externes Zubehör, das auch bei theoretisch unbelastetem Ausgang zum Wandler begrenzte Nutzungsdauer hat oder eine eigene Betriebsleistung benötigt.

Aus der Art der Nutzung der Energiequellen ergeben sich die darunter dargestellten unterschiedlichen Mikrofontypen. Diese umfassen ebenfalls nicht alle bisher bekannten Möglichkeiten. Manche sind nicht aufgeführt, da sie bislang ohne Bedeutung blieben und häufig nur über Patentanmeldungen oder Labormuster bekannt wurden, wie etwa die Nutzung von Tunneleffekten oder von ionisierenden Energiequellen. Dieses gilt auch für Varianten des optischen Mikrofons, bei denen die Lichtfrequenz moduliert wird. Andere wie das magnetische Mikrofon sind nicht aufgeführt, da sie schon vor Jahrzehnten durch bessere Lösungen abgelöst und damit bedeutungslos wurden. Einzelheiten zu den Mikrofontypen werden nachstehend in den entsprechenden Unterabschnitten angegeben.

In einer vierten Zuordnungsgruppe sind die physikalischen Effekte gelistet, die der Wandlung in ein elektrisches Signal zugrunde liegen und direkt mit den Hilfsenergiequellen zusammenwirken. Wegen der überwiegend mehrstufigen Wandlung vom Schalldruck bis zum elektrischen Signal sind manche Zuordnungen wie Widerstands-, Kapazitäts- und Helligkeitsänderung auch für die nächste Gruppe vertretbar.

Diese bezeichnet die Auslöser der genannten Effekte als Wirkungsgrößen. Im Rahmen der aufgenommenen Mikrofontypen beschränken sie sich auf Membranschwindigkeit, Membranauslenkung und auf die Luftströmung.

Die Auflistung schließt mit der Angabe zur bestimmenden Schallfeldgröße. Druck und Druckdifferenz sind die maßgeblichen Parameter aller auf Membranverwendung basierenden Lösungen. (Genau genommen ist selbst das „Druck-“Mikrofon mit Membran ein Druckdifferenznehmer, wobei allerdings der Schalldruck auf der abgewandten Seite auf dem Wert Null gehalten wird und somit die Differenz stets dem frontseitigen Druck entspricht.) Mit dem Einschluss der Druckdifferenz

ergibt sich auch die nicht dargestellte weitere Einteilungsmöglichkeit in Mikrofone mit und ohne Richtwirkung. Daneben ist das thermoelektrische Mikrofon der Sonderfall, für den mit der Schallschnelle eine gerichtete Schallfeldgröße den Wandlungseffekt bestimmt.

1.5.1 Wandler mit Membran

Von wenigen Ausnahmen abgesehen arbeiten alle Mikrofone in der ersten Verarbeitungsstufe mit einer Membran und ähneln damit dem menschlichen Ohr. Die Membran wird durch die auf sie wirkende Kraft aus ihrer Ruheposition ausgelenkt. Bei einseitiger Beschallung ist diese Kraft am größten. Sie verschwindet, wenn die Membran im Schallfeld von beiden Seiten dem gleichen Druck ausgesetzt ist. Eine identische Bewegung der Membran mit der Luftpartikelbewegung scheidet wegen der Dichteunterschiede und der konstruktiven Möglichkeiten aus.

In der Umsetzung der Antriebskraft in die Membranbewegung folgen alle Mikrofone denselben Grundgleichungen; die Werte der eingehenden Daten können sich jedoch bauartabhängig erheblich unterscheiden.

Wird die Membran einseitig mit einem schalldichten Volumen als Druckaufnehmer abgeschlossen, so erhält man ein schwingungsfähiges System mit einem Energieaustausch zwischen der Kompression der eingeschlossenen Luft und den bewegten Massen. Unter Berücksichtigung einer geschwindigkeitsproportionalen Dämpfung gilt für die Auslenkung x der Membran und ihre zeitlichen Ableitungen in der einfachsten Darstellung die bekannte Differentialgleichung

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = f(t) \quad (1.3)$$

Die antreibende Kraft $f(t)$ ist dem Schalldruck innerhalb der genannten Grenzen (s. 1.3.1) proportional. Die Masse m enthält neben der Membran und ihrer damit verbundenen Bauteile auch mitschwingende Luftanteile, deren Menge von der jeweiligen konstruktiven Ausführung abhängt. Zusammen mit der elastischen Verformung der Membran wirkt die eingeschlossene Luft als Feder, in der Gleichung durch die Federkonstante k berücksichtigt. Der Dämpfungsbeiwert b wird meist gezielt durch geeignetes Material erhöht, da die natürliche Dämpfung von Membran und angeschlossenem Volumen im allgemeinen sehr gering ist und zu schmalbandigen Resonanzkurven und entsprechend eingeschränkter Übertragungsbandbreite führt.

Wegen der Gleichartigkeit der Bewegungs-Differentialgleichung mit der elektrischen Schwingkreise können die mechanischen Größen durch elektrische Analogien ersetzt werden. Dabei ergeben sich mehrere Möglichkeiten, die besonders ausführlich von REICHARDT [1.30] beschrieben sind. Im Bild 1.8 ist die Variante mit der Übertragung der Kraft in die elektrische Spannung und der Schnelle in den Strom dargestellt.

$$f(t) = m \frac{dv}{dt} + b v(t) + k \int v(t) dt$$

$$e(t) = L \frac{di(t)}{dt} + R i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

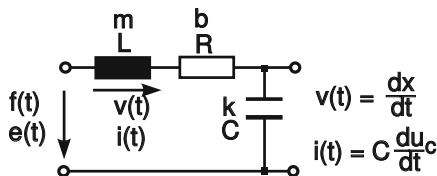


Abb. 1.8 Membransystem, Bewegungsgleichung und Analogie

Die als Lösung der mechanischen wie der elektrischen Differentialgleichung bekannten Resonanzkurven für die Auslenkung und Geschwindigkeit der Membran gelten für reale Mikrofone nur so weit wie neben den mechanischen Grundelementen alle weiteren Komponenten vernachlässigbar sind. Über die Modellrechnung hinaus sind daher Messungen an Entwicklungsmustern unumgänglich. Besonders bei Frequenzen deutlich oberhalb der Resonanz sind die mechanischen Vereinfachungen nicht mehr zulässig, und für tiefe Frequenzen verringert eine konstruktive Öffnung zur Rückseite den Membrantrieb. Durch sie wird einerseits eine Verschiebung der Membranruhelage bei Änderung des Luftdrucks vermieden und zum anderen bei Mikrofonen für den Audiobereich bewusst eine Reaktion auf störende Fremdsignale unterhalb des Hörbereichs unterdrückt. In der entsprechenden elektrischen Ersatzschaltung kann dieser Druckausgleich durch die Parallelschaltung einer Induktivität berücksichtigt werden.

Ein größerer Zugang von der Rückseite der Membran lässt auch Schallfeldanteile aus dem zu nutzenden Spektralbereich wirksam werden. Die als Antrieb bleibende Druckdifferenz kann durch eine geeignete Dimensionierung der akustischen Wege für definierte Richtcharakteristiken genutzt werden. Ein gleichwertiger Sonderfall ist die Differenzbildung mit zwei getrennten Druckwandlern, die als Mittel zur Bestimmung der Schnelle beschrieben wurde (s. 1.1.3). Durch die Kombination mehrerer Wandler für unterschiedliche Schallwege und Frequenzbereiche (Mehrwegeempfänger s. 1.5.3) lassen sich so Richtmikrofone herstellen, die selbst bei extremen Schallquellenbedingungen und unter starkem Störschalleinfluss eingesetzt werden können.

1.5.1.1 Induktive Wandler

Der im Induktionsgesetz (1.4) beschriebene Zusammenhang zwischen

$$e(t) = - \frac{d\Psi}{dt} \quad (1.4)$$

der zeitlichen Änderung eines magnetischen Flusses $\Psi(t)$ und der in einer Leiterschleife um diesen Fluss induzierten Spannung $e(t)$ erlaubt mehrere konstruktive Lösungen, um aus der Bewegung der Membran eine elektrische Spannung zu erzeugen. Davon wurden aber nur die magnetischen und die elektrodynamischen Mikrofone zur Serienreife gebracht und industriell in großen Stückzahlen hergestellt.

Alle induktiven Wandler sind überall vorteilhaft einsetzbar, wo eine Stromversorgung aktiver Mikrofone hinderlich oder nicht verfügbar ist.

1.5.1.2 Elektrodynamische Mikrofone

Die im Jahre 1877 für Werner von Siemens [1.31] patentierte Konstruktion legte den Grundstein für unzählige Mikrofone, die als dynamische oder Tauchspulmikrofone bezeichnet werden und noch heute für den Allgemeingebrauch eine herausragende Stellung einnehmen. Ihr Funktionsprinzip wird am deutlichsten in der Schreibweise des Induktionsgesetzes für die elektrische Feldstärke E , die in einem mit der Geschwindigkeit v bewegten Leiter in einem Magnetfeldes mit der Flussdichte B erzeugt wird.

$$E = v \times B \quad (1.5)$$

Das allgemein geltende Vektorprodukt darf durch die die skalaren Maximalwerte ersetzt werden, da für maximale Wirkung die Leiterbewegung und die Magnetfeldrichtung konstruktiv senkrecht zueinander ausgerichtet sind. Löst man die Bewegungsgleichung (1.3) für die Amplitude V der Geschwindigkeit $v(t) = dx/dt$ und periodische Anregung

$$f(t) = F \cdot e^{j\omega t} \quad (1.6)$$

mit der Frequenz $f = \omega/(2\pi)$ und multipliziert mit der Leiterlänge l , so erhält man die Amplitude U der Leerlauf-Ausgangsspannung des dynamischen Mikrofons als Funktion der Antriebskraft, der Frequenz und der mechanischen Parameter zu

$$U = F \cdot B \cdot l \frac{\omega/m}{\sqrt{(\omega^2 - k/m)^2 + (b/m)^2 \omega^2}} \quad (1.7)$$

Der Frequenzgang (Bild 1.9) fällt beiderseits der Resonanzstelle ($\omega_0^2 = k/m$) ab.

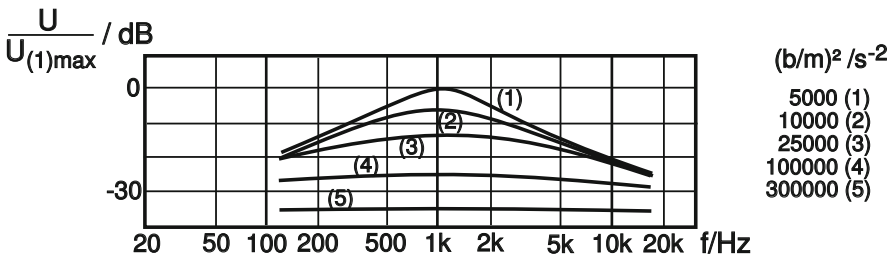


Abb. 1.9 Dynamisches Mikrofon, Dämpfung und Bandbreite

Für einen Teilbereich um diese Frequenz ist die Übertragungsfunktion nahezu frequenzunabhängig. Dieser Bereich kann durch stärkere Dämpfung so ausgedehnt werden, dass er für Sprache oder Musik ohne weitere Frequenzgangkorrekturen ausreicht. Wenn konstantes Übertragungsmaß von 100 Hz bis 10000 Hz verlangt wird,

führt dieses jedoch zu Empfindlichkeitsverlusten von mehr als 30 dB. Mit zusätzlichen Resonanzen am oberen und unteren Ende des Übertragungsbereichs kann dieser Verlust deutlich geringer gehalten werden. Als Nachteil können die damit verbundene Welligkeit im Amplitudengang und die zusätzlichen Wechsel im Phasengang angesehen werden. Für klangliche Ausgewogenheit wird die Hauptresonanz überwiegend in den spektralen Schwerpunkt des Audiosignals gelegt. Den schematischen Aufbau eines dynamischen Mikrofons zeigt Bild 1.10.

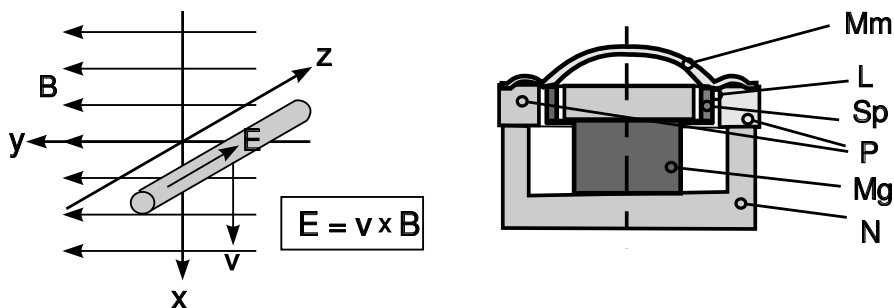


Abb. 1.10 Dynamisches Mikrofon, Funktionsprinzip und Aufbau

Die für eine möglichst große Spannung erforderliche Leiterlänge l ist raumsparend in mehreren Lagen einer zylindrischen Spule Sp untergebracht. Die Spule ist so mit der Membran Mm verbunden, dass sie in ihrem gesamten Bewegungsbereich einem möglichst konstanten magnetischen Fluss ausgesetzt ist. Auf diese Weise werden Signalverzerrungen klein gehalten. Für die gleichmäßige Flussdichte im Bereich der Spule sorgt die Optimierung der Gestaltung des Luftspaltes L zusammen mit dem weichmagnetischen Napf N und den integrierten oder zusätzlichen Polschuhen P . Ein möglichst energiereicher Magnet Mg erlaubt Luftspaltinduktionen bis zu etwa 1 Tesla.

Das verfügbare Luftspaltvolumen setzt Grenzen für die Spulendimensionierung. Zwar führen extrem dünne Spulendrähte zu großen Leiterlängen und damit hohen Spannungen, jedoch steigt damit der Spulenwiderstand. Für die Erfordernisse im professionellen Einsatz sind überwiegend Spulenwiderstände von 200 Ω eingeführt. Im Amateurbereich und bei kurzen Leitungslängen vom Mikrofon zum nächsten Anschluss wurden auch Mikrofone mit deutlich höherer Impedanz verwendet. Damit konnten auch unempfindlichere Verstärkereingänge genutzt werden.

Von Einfluss auf die abgegebene Spannung und den Frequenzgang ist auch die Belastung des Ausgangs. Die in Gl. (1.7) angegebene Übertragungsfunktion geht davon aus, dass in der Spule kein Strom fließt. Da insbesondere komplexe Last unerwartete Klangverfärbungen zur Folge haben kann, wird gegenüber früherer Praxis heutzutage fast ausschließlich mit Abschlussimpedanzen gearbeitet, die dem Leerlauf nahe genug kommen. Ein Innenwiderstand von 200 Ω erleichtert diese Aufgabe.

Ein typisches Beispiel für charakteristische Daten dynamischer Mikrofone gibt Tabelle 1.1. Nur einige davon findet man in veröffentlichten Datenblättern. Ande-

re sind im Rahmen der Entwicklung und Produktion für den Hersteller wichtig. Zusätzlich sind berechnete (gerundete) Werte aufgeführt, um Unterschiede zwischen Schall- und Membranbewegungsgrößen deutlich zu machen. Besonders in

Tabelle 1.1 Datenbeispiel für ein dynamisches Mikrofon

Schallfeld ebene Welle	1 Pa, 1 kHz		
Partikelamplitude	380 nm	Partikelschnelle	2,4 mm/s
<i>Techn. Daten (typisch)</i>			
Empfindlichkeit	2 mV/Pa	Membrandurchmesser	40 mm
Spulenwiderstand	200 Ω	Spulendurchmesser	25 mm
Luftspaltinduktion	0,7 T	Spulendrahtdicke	25 μm
Ersatzgeräuschpegel A	ca. 27 dB		
<i>berechnete Werte (x, v für 1 Pa, 1 kHz)</i>			
		Spulendrahtlänge	5,5 m
Membranamplitude x	80 nm	Membrangeschwind. v	0,5 mm/s

den Abmessungen der Membran und in der Gestaltung des Magnetsystems können die verschiedenen Fabrikate und Modelle weit auseinanderliegen, um die jeweiligen Anforderungen der Nutzer optimal zu erfüllen. Die meisten hochwertigen dynamischen Mikrofone sind äußerst robust und halten ihre Daten über viele Jahre ein. Manche werden daher seit Jahrzehnten unverändert gefertigt.

1.5.1.3 Magnetische Mikrofone

Die erste Patentanmeldung für ein magnetisches Mikrofon ist fast 20 Jahre älter (Meucci, USA 1871) als jene für das dynamische Prinzip. Die mechanische Trennung von Membran und Spule vermeidet die besonderen konstruktiven Anforderungen bei mitbewegter Spule. Magnetische Mikrofone nutzen die Induktionswirkung über die Veränderung des magnetischen Flusses in einer unbewegten Spule entsprechend der Grundform (Gl. (1.4)) des Induktionsgesetzes.

Die Änderung des Flusses mit der Bewegung der Membran wird entweder durch eine ferromagnetische Membran M_m (Bild 1.11) selbst oder über einen Koppeltstift zwischen einer magnetisch unwirksamen Membran und einem Eisenanker A als Luftspaltänderung im magnetischen Kreis erzeugt, der mit dem Napf N oder einem Joch J geschlossen wird. Damit wird der vom Magneten M_g auf die Spule S_p wirkende Anteil ebenfalls geändert und die entsprechende Spannung in ihr induziert.

Die Spule eines magnetischen Mikrofons kann großzügig ausgelegt werden, da sie nicht mitbewegt wird. Eine große Induktionsänderung wird durch einen möglichst kleinen Ruheluftspalt erreicht. Es müssen aber Maßnahmen getroffen werden, dass die Membran bei großem Hub nicht anschlägt und sich gegen die Magnetkraft nicht wieder löst.

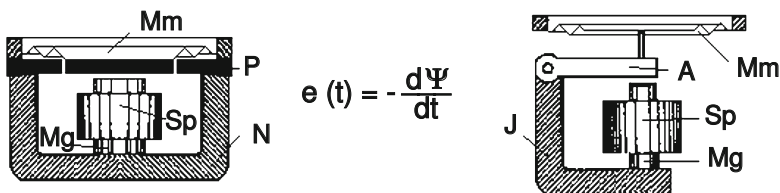


Abb. 1.11 Magnetisches Mikrofon, Funktionsprinzip und schem. Aufbau

Magnetische Mikrofone haben bei schweren Membranen aus ferromagnetischem Material häufig einen eingeschränkten Übertragungsbereich und ausgeprägte Resonanzen, sie lassen sich aber in sehr kleinen Abmessungen herstellen. Aus diesem Grund waren sie lange Zeit für Hörgeräte die beste Lösung, bevor sie von Piezo- und später von Elektretmikrofonen abgelöst wurden.

1.5.1.4 Kapazitive Wandler

Gestaltet man die Membran als faltenfrei gespannte leitfähige Folie, so kann sie zusammen mit einer von ihr isolierten metallischen Gegenelektrode als Kondensator eingesetzt werden, dessen Kapazität C sich bei Bewegung im Schallfeld ändert. Da die bestimmende Luftspaltänderung Δd im Nenner der Kapazitätsgleichung

$$C = \frac{\varepsilon A}{d_0 + \Delta d} \quad (1.8)$$

(A : Membranfläche, ε : Dielektrizitätskonstante, d_0 : Ruheluftspalt)

steht, ist die Kapazität der Membranauslenkung $x = -\Delta d$ nur für kleine Hübe proportional. In Sonderfällen muss darauf Rücksicht genommen werden.

Für die Umsetzung der Kapazitätsänderung in ein elektrisches Ausgangssignal werden überwiegend die Schaltungsvarianten mit konstanter Kondensatorladung oder mit Hochfrequenz betriebenen Kondensator verwendet.

1.5.1.5 Niederfrequenz-Kondensatormikrofon

Sorgt man für eine konstante Ladung Q auf der als Kondensator ausgeführten Mikrofonkapsel, so zeigt die Beziehung

$$U = \frac{Q}{C} = Q \frac{d_0 + \Delta d}{\varepsilon A} \quad (1.9)$$

dass in diesem Fall die Spannung linear der Luftspaltänderung Δd folgt. Wird die Ladung Q über eine externe Spannung U_p zugeführt, ergibt eine Umformung der Gleichung, dass die erzeugte Wechselspannung im Verhältnis zu dieser „Polarisationsspannung“ der relativen Kapazitätsänderung durch die Auslenkung gleich ist. Eine hohe Gleichspannung liefert somit eine hohe Empfindlichkeit, jedoch mit dem Risiko, dass bei zu großer Auslenkung die statische Anziehung der beiden Elektroden zum Anschlagen der Membran führen kann. Dieses hat je nach Bauart einen Kurzschluss mit Ladungsausgleich oder dauerhaftes „Kleben“ bis zum Abschalten zur Folge.

In gleicher Weise wie die Herleitung für dynamische Mikrofone ergibt sich die Amplitude der Auslenkung x der Membran aus Gl. (1.3) und in Verbindung mit Gl. (1.8) und (1.9) die Amplitude der erzeugten Signalspannung zu

$$U = F \cdot \frac{U_p}{d_0} \frac{1/m}{\sqrt{(\omega^2 - k/m)^2 + (b/m)^2 \omega^2}} \quad (1.10)$$

Die Lösung besagt, dass unterhalb der Resonanzfrequenz ein konstanter Übertragungsfaktor möglich ist. Bei geeigneter Dimensionierung der Dämpfung kann dieser Bereich bis an die Resonanzfrequenz heran ausgedehnt werden. Im Gegensatz zum dynamischen Mikrofon wirkt sich die Dämpfungsänderung nicht auf den Übertragungsfaktor unterhalb der Resonanz aus. Diese wird daher an das obere Ende des Nutzbereichs gelegt. In Bild 1.12 sind Beispiele für die Ausgangsspannung bei verschiedenen Dämpfungen angegeben.

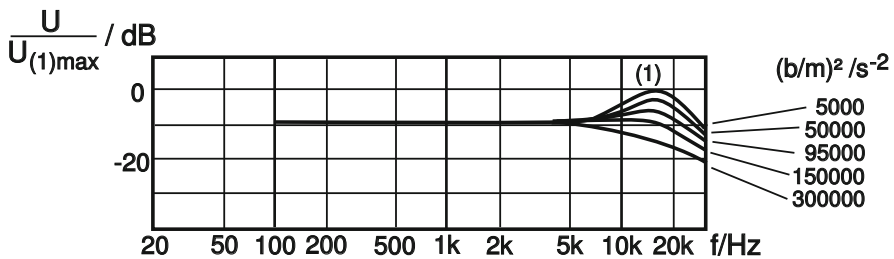


Abb. 1.12 NF-Kondensatormikrofon, Dämpfung und Bandbreite

Die technische Realisierung hochwertiger NF-Kondensatormikrofone war erst möglich, als geeignete passive und aktive Bauelemente zur Verfügung standen. Der Idealfall einer konstanten Ladung kann allerdings nicht erreicht werden. Selbst ein extrem hoher Widerstand R in Reihe mit einer externen Spannungsquelle U_p (Bild 1.13) erlaubt kleinste Ströme bei Änderung der Kapazität. Auch die Belastung des Mikrofonausgangs mit der Eingangsimpedanz angeschlossener Verstärker muss gegebenenfalls berücksichtigt werden. Im Bild ist allerdings nur der zur Abtrennung der Gleichspannung verwendete Kondensator C_a eingezeichnet.

Die links gewählte Darstellung der Mikrofonkapsel als kapazitiver Spannungsgenerator wirkt wie die rechts abgebildete Reihenschaltung aus Wechselspannungs-

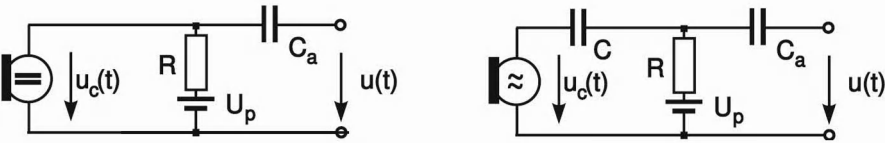


Abb. 1.13 NF- Kondensatormikrofon, Schaltungssprinzip

quelle und Kapselkapazität C . Die Spannung am Widerstand R fällt daher zu tiefen Frequenzen ab. Eine tiefe Grenzfrequenz erfordert sehr große Widerstände im Gigaohm-Bereich, da die Kapselkapazitäten meist nur bei einigen zehn Picofarad liegen.

Die nachteilige Belastung der Spannung $u(t)$ konnte erst ausreichend reduziert werden, als geeignete Elektronenröhren zur Verfügung standen. Daher liegt das Geburtsjahr für NF-Kondensatormikrofone mit 1917 [1.32] vier Jahrzehnte hinter dem des elektrodynamischen Prinzips. Bis zum industriell gefertigten Mikrofon für den Einsatz beim noch jungen Rundfunk verging ein weiteres Jahrzehnt.

Die notwendigen hohen Widerstände erfordern auch extrem gute Isolationsmaterialien zwischen Membran und Gegenelektrode. Besonders durch Feuchtigkeit fielen daher in den Anfangsjahren viele Kondensatormikrofone aus. Sie konnten allerdings meist nach Trocknung wieder eingesetzt werden.

Anders als beim dynamischen Mikrofon lässt sich ohne Kenntnis der Verstärkung durch die Schaltung beim Kondensatormikrofon nicht auf Membranauslenkung und Geschwindigkeit schließen. Für eine Ausführung mit reinem Impedanzwandler gibt Tabelle 1.2 Hinweise auf übliche Größen. Mit der Entwicklung neuer Materialien

Tabelle 1.2 Datenbeispiel für ein übliches NF-Kondensatormikrofon

Schallfeld ebene Welle	1 Pa, 1 kHz		
Partikelamplitude	380 nm	Partikelschnelle	2,4 mm/s
Techn. Daten (typisch)			
Empfindlichkeit	20 mV/Pa	Membrandurchmesser	10 mm
Kapselkapazität	15 pF	Verstärkung	0 dB
Polarisationsspannung	150 V		
Ersatzgeräuschpegel A	ca. 20 dB		
berechnete Werte(x, v für 1 Pa, 1 kHz)			
		Membranabstand	150 µm
Membranamplitude x	20 nm	Membrangeschwind. v	0,1 mm/s

und hochwertiger elektronischer Bauelemente wurde das Kondensatormikrofon in NF-Schaltung so weit verbessert, dass es heute nahezu ausschließlich für höchste Anforderungen im Bereich der Messtechnik eingesetzt wird. Dieses gilt ebenso für die Varianten mit permanenter Ladung, die auch als Elektretmikrofone bekannt wurden.

1.5.1.6 Hochfrequenz-Kondensatormikrofon

Beim Betrieb der Kondensatorkapsel an einer Wechselspannungsquelle kann auch die Änderung des kapazitiven Widerstandes bei bewegter Membran schaltungstechnisch ausgewertet werden. Die Betriebsfrequenz wird weit oberhalb des Schallfrequenzbereichs gewählt, um einerseits keine Wechselwirkung mit diesem zu bekommen und andererseits eine niedrige Impedanz zu erhalten, für die weder Last- noch Isolationsprobleme auftreten.

Von den unterschiedlichen Möglichkeiten haben sich wegen der erreichbaren Qualität Schaltungen durchgesetzt, bei denen die Kondensatorkapsel Teil eines Detektorkreises ist (Bild 1.14). Die von einem hochstabilen Oszillator erzeugte Arbeitsfrequenz wird sowohl der Mikrophonkapsel als auch der Detektorschaltung zugeführt und in dieser ähnlich der bei FM-Rundfunkempfängern bekannten Demodulationstechnik die Niederfrequenz gewonnen.

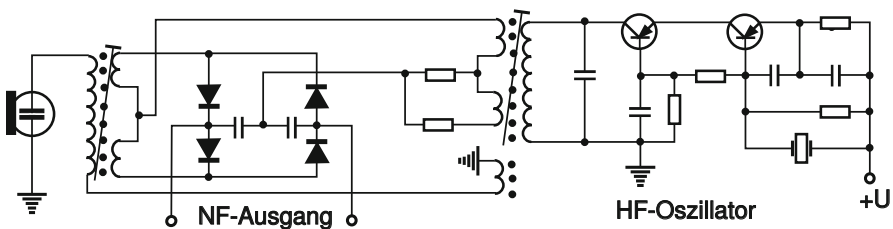


Abb. 1.14 HF- Kondensatormikrofon, Schaltungsauszug (Sennheiser)³

In der weiteren Verarbeitung der Signale bis zur Steckverbindung des Mikrofons bestehen zwischen HF- und NF- Variante keine prinzipbedingten Unterschiede.

1.5.1.7 Piezowandler

Bereits 1820 beschrieb Becquerel, dass bei mechanischer Verformung bestimmter Materialien auf den Oberflächen elektrische Potentiale erzeugt werden. Dieser Piezoeffekt wurde durch besondere Formgebung und Anbringen zweier Elektroden als Mikrofon erst genutzt, nachdem die Kristalle des Rochelle-Salzes sich als geeignet erwiesen [1.33]. Allerdings neigt dieses Material dazu, durch Wasseraufnahme unbrauchbar zu werden. Daher wurden erst mit der Entwicklung beständiger piezokeramischer Werkstoffe wie Bariumtitanat Mikrofone mit langer Nutzungsdauer hergestellt.

Im Mikrofon wird das Piezoelement meist durch Biegung angeregt. Dieses kann sich direkt als eine Schicht Piezomaterial Pz auf der Membran Mm befinden oder davon getrennt über ein mit dieser verbundenes mechanisches Koppellement (Treibstift Tr) angeregt werden (Bild 1.15). Die erste Möglichkeit wurde besonders

³ mit Genehmigung der Firma Sennheiser

in der automatischen Fertigung von Sprechkapseln für Telefonapparate eingesetzt [1.34].

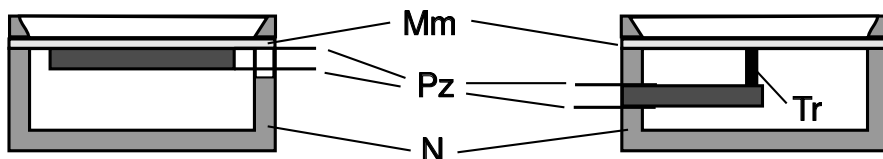


Abb. 1.15 Wandler mit Piezomembran (l) und Koppelelement (r)

Piezomikrofone sind wie Kondensatormikrofone kapazitive Quellen. Ihre Impedanz ist zwar deutlich niedriger, jedoch sind weiterhin nur kurze Anschlussleitungen zulässig, um hohe Frequenzen durch die Leitungskapazität nicht zu sehr abzuschwächen.

Durch die kleine Bauform wurde es möglich, die akustisch mäßigen magnetischen Mikrofone in Hörgeräten abzulösen. Mit dem Übergang zum Elektretprinzip endete aber auch diese Nutzung. Bei Fernsprechkapseln geht der Einsatz zurück, da bei großen Ausführungen dynamische Kapseln konkurrieren und in der Massenproduktion die kleinen Elektretwandler Einzug gehalten haben, die auch in Mobiltelefonen verwendet werden.

1.5.1.8 Optische und sonstige Wandler

Induktive und kapazitive Mikrofone setzen der Optimierung des Schwingungsverhaltens der Membran prinzipbedingte Grenzen. Diese entfallen, wenn die Membranbewegung mit optischen Mitteln erfasst wird. Wird ein Lichtstrahl auf eine verspiegelte Membran gerichtet, so kann deren Bewegung auf verschiedene Art optisch ausgewertet werden (Bild 1.16). Die Änderung der Lichtmenge auf dem Sensor *S* kann beispielsweise durch Veränderung der erfassten Lichtfleckgröße (a) und damit der Beleuchtungsstärke, durch Strahlverschiebung (b, c) und damit Veränderung der beleuchteten Fläche oder durch Ausnutzen der Änderung des Reflektionsfaktors erreicht werden [1.35, 1.36]. Auch Modulationsmöglichkeiten der Phase von Laserlicht und deren Auswertung durch Interferenz mit einem Referenzstrahl sind untersucht worden [1.37, 1.38].

Trotz des Einsatzes modernster Technologien und fertigungstechnisch reizvoller Aspekte erreichten die elektroakustischen Daten bis auf Ausnahmen (s. 1.6.7) nicht die für eine ausreichende Nutzbarkeit erforderlichen Werte. Dieses gilt ebenso für die Vielzahl von Vorschlägen zur Nutzung anderer Effekte, die in der nationalen und internationalen Patentliteratur zu finden sind oder bereits nach Gesprächen zwischen Erfindern und Herstellern fallen gelassen wurden.

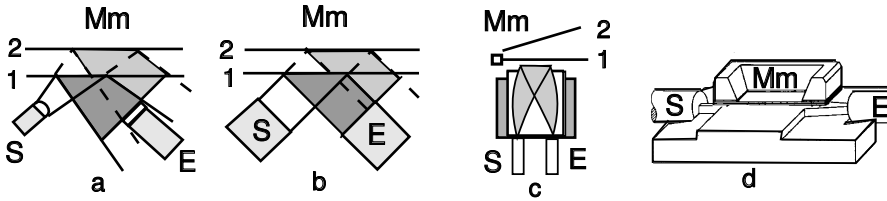


Abb. 1.16 Akusto-optische Intensitäts- (a-c) und Phasenmodulation (d)

1.5.2 Membranlose Schallwandler

Das mit Membranen aufgebaute Schwingungssystem lässt sich nur bei präziser Dimensionierung und durch Auswahl langzeitstabiler Materialien der wirksamen Bauteile für eine definierte und reproduzierbare Reaktion auf Schalldruck oder Schallschnelle nutzen. Ein System ohne bewegliche Teile überspringt diese mechanische Hürde. Als physikalisch realisierbare Alternativen haben sich die abkühlende Wirkung der bewegten Luft auf erwärmte Sensoroberflächen und auch die Strömungsdetektion mit Hilfe elektromagnetischer Strahlung, insbesondere Licht, erwiesen. Den Vorzügen der membranlosen Messung stehen allerdings auch hier verfahrensbedingte Grenzen der Einsetzbarkeit und insbesondere auch der Wirtschaftlichkeit gegenüber.

1.5.2.1 Thermoelektrische Wandler

Der Kühleffekt strömender Luft auf eine warme Oberfläche kann grundsätzlich auch in der Wechselströmung mit der Schallschnelle erzeugt werden, auch wenn sich die thermischen Vorgänge gegenüber konstanter Gleichströmung unterscheiden. Wegen sehr großer thermischer Zeitkonstanten der verfügbaren Detektoren konnten höhere Audiofrequenzen lange Zeit nicht erreicht werden.

Im anemometrischen Prinzip wird die Abkühlung eines mit konstanter Leistung beheizten Drahtsensors über die Temperaturmessung an diesem zur Bestimmung der Strömungsgeschwindigkeit ausgewertet. Die Umsetzung in ein elektrisches Signal ist über den mit der Temperatur veränderlichen Widerstand oder durch den Einsatz von Thermoelementen möglich. Hinreichend große Signale erfordern allerdings Strömungsgeschwindigkeiten, die im Bereich der Schallschnelle oft nicht erreicht werden. Darüber hinaus ist bei Verwendung eines einzelnen Sensors und reiner Wechselströmung keine Unterscheidung zwischen positiver und negativer Halbwelle möglich. Dieser Mangel kann mit zwei benachbarten Sensoren durch Auswertung der Differenzwirkung überwunden werden, wodurch die Anordnung richtungsempfindlich im Sinne einer Achtercharakteristik wird.

Aus den genannten Gründen wurden die Möglichkeiten anfänglich mehr qualitativ als quantitativ für Infraschall genutzt, um beispielweise Geschütze akustisch zu orten [1.21].

Mit aktuellen mikromechanischen Verfahren können heute extrem kleine Strukturen hergestellt werden, deren Anordnung als Differenzwandler auch den thermischen Besonderheiten bei geringen Amplituden der Schallschnelle im Audibereich folgen kann [1.39]. Die thermischen Verhältnisse sind dabei weit komplexer als beim vereinfachten Anemometermodell, jedoch erhält man kalibrierfähige Wandler, die auch den ganzen Audibereich überstreichen können [1.40]. Neben den Vorteilen, auf einem Chip sehr gut übereinstimmende Teilsensoren zur Richtungsbestimmung herstellen zu können, können auch mikroelektronische Schaltkreise in den Herstellungsprozess einzubezogen werden. Die geringen Abmessungen verringern auch die Rückwirkungen auf das Schallfeld und ebenso die Einflüsse der Schallfeldgeometrie auf die Übertragungsfunktion. Einsatzmöglichkeiten werden vor allem in der Messung der Schallintensität gesehen, wofür Kombinationen aus Druck- und thermischem Schnellesensor angeboten werden.

1.5.2.2 Optische und sonstige Wandler

Zur Messung der Strömungsgeschwindigkeit von Gasen und Flüssigkeiten sind verschiedene Verfahren bekannt, die ohne das Einbringen von „Messmaterie“ in das Medium arbeiten. Bei solchen Verfahren entfällt die mechano-akustische Rückwirkung des Sensors auf das Schallfeld vollständig. Einflüsse der durch das Verfahren in das Schallfeld eingebrachten Messleistung können dagegen im allgemeinen vernachlässigt werden.

Besonders ist hier die Laser-Doppler-Anemometrie zu nennen, bei der die Frequenzverschiebung des Lichtes bei der Reflexion am bewegten Medium ausgewertet wird. Die Apparaturen für das Verfahren sind allerdings sehr kostspielig und ziemlich groß. Ansätze für eine Anwendung als Mikrofon im Audibereich sind daher nicht bekannt. Das Verfahren wurde in der Elektroakustik allerdings mehrfach zur Untersuchung der Eigenschwingungen von Membranen eingesetzt.

Vorschläge für eine Auswertung der mit der Luftdichte sich ändernden Reflexion und damit der Lichtintensität wurden als „schlierenoptisches“ Mikrofon zum Patent angemeldet [1.41, 1.42]. Als Anwendung wurde beispielsweise die Messung der Schalldrücke im Abgasstrahl von Strahltriebwerken vorgeschlagen. Große Abmessungen und der Einsatz hochwertiger Verarbeitungsgерäte kennzeichneten diese Versuchsaufbauten.

Die strahlentechnische Markierung eines definierten Messvolumens und die Erfassung seiner Bewegung mit entsprechenden Detektoren wurde ebenfalls vorgeschlagen. Auch die Ionisierung durch Hochfrequenz, die beim Lautsprecher gelegentlich eingesetzt wurde [1.43], hat zu keiner entsprechenden Lösung als Mikrofon geführt. Sofern die Anregungen überhaupt bis zum Laborstadium gelangten, waren sie meist in den Eigenschaften den üblichen Mikrofonen deutlich unterlegen oder für die Realisierung zu teuer.

1.5.3 Akustisch wirksame Konstruktionselemente

Die Grundaufgabe einer Reaktion auf Schallsignale kann schon mit wenigen Bauelementen gelöst werden. Um dieser Reaktion einen wunschgemäßen Verlauf zu geben, sind fast immer zusätzliche Elemente erforderlich. Neben der Beeinflussung der mechanischen Eigenschaften des schwingenden Systems kann auch eine Vielzahl akustisch wirkender Maßnahmen eingesetzt werden. Sie werden zum großen Teil im Hinblick auf eine definierte Richtwirkung genutzt.

1.5.3.1 Mehrfacheingänge (Mehrwegeempfänger)

Die zur Schnellemessung eingesetzte Anordnung zweier Druckwandler mit festem Abstand (s. 1.1.3) liefert das gleiche Differenzsignal wie ein Wandler mit nur einer Membran, deren Vorder- und Rückseite jeweils über die halbe Entfernung zu den beiden Bezugspunkten P_1 und P_2 um die gleiche Zeit verzögert von den dort herrschenden Schalldrücken angeregt wird (Bild 1.17).

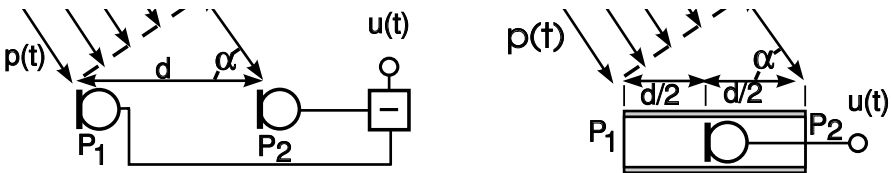


Abb. 1.17 Äquivalente Anordnung zur Druckdifferenzmessung

Je nach Phasenunterschied der Signale an beiden Eingängen kann die Differenz erheblich schwanken. Beträgt der entsprechende Wegunterschied ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge, verdoppelt sich der Wert gegenüber der Schalldruckamplitude des Freifeldes; bei geradzahligem Vielfachen wird die Differenz zu Null. Dieser störende Kammfiltereffekt kann vermieden werden, wenn der Wegunterschied kürzer bleibt als dem ersten Minimum bei der höchsten zu nutzenden Frequenz entspricht. Eine solche Dimensionierung hat allerdings sehr kleine Druckdifferenzen bei tiefen Frequenzen zur Folge. Diese Antriebsverluste können gegebenenfalls durch geeignete Dimensionierung mechanischer Resonanzen oder durch elektrische Entzerrung z.B. bei hochwertigen Richtmikrofonen hinreichend ausgeglichen werden.

Die Darstellung der Amplitude des Differenzsignals bezogen auf den Schalldruck im freien Schallfeld und den Einfallswinkel ϑ des Schallfeldes im Polardiagramm ergibt für die oben abgebildete Anordnung eine Achtercharakteristik. Aus dieser Grundanordnung lassen sich aber daneben auch andere Richtdiagramme ableiten (Bild 1.18), die in der Praxis ihren festen Platz gefunden haben. Dazu muss das Differenzsignal mit dem Summensignal bzw. dem praktisch gleichwertigen Signal einer der beiden Kapseln nach geeigneter Wichtung zusammengefasst werden. In

der Richtcharakteristik kann dieses auch als Summierung von Kugel und Acht mit variierbaren Anteilen gelesen werden. Auf das Maximum normiert stellt die Gleichung

$$r(\vartheta) = |1 - d + d \cos(\vartheta)| \quad (1.11)$$

den Betrag des resultierenden Richtungsfaktors $r(\vartheta)$ in Abhängigkeit vom Einfallswinkel und der gewählten Summierung dar. Die abgebildeten vier Charakteristiken Kugel, Acht, Niere und Superniere sind besonders häufig im Einsatz. Dabei erfolgt die Wahl je nach Aufgabenstellung bei der Schallaufnahme.

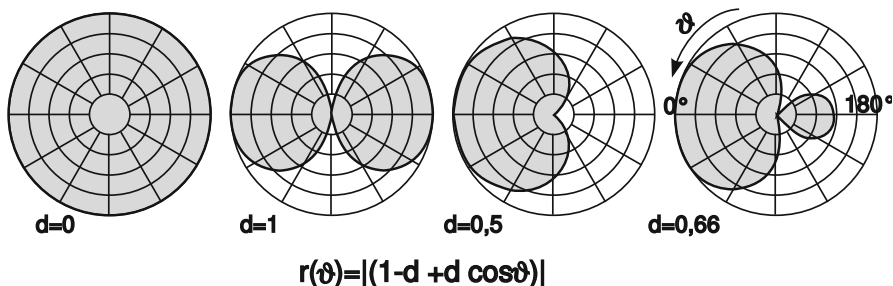


Abb. 1.18 Richtcharakteristiken bei unterschiedlicher Summierung

An Stelle zweier Druckwandler können auch bei einem einzigen Wandler mit zwei akustischen Einlässen die gleichen Variationen erzielt werden. Dazu müssen die Laufzeiten von den beiden Eingängen durch Änderung der Weglängen veränderlich gemacht und auch die Druckamplituden entsprechend beeinflusst werden. Da akustische und mechanische Wege nicht gleich sein müssen, ergeben sich auf diese Art einschließlich schaltungstechnischer Maßnahmen eine Vielzahl von Beeinflussungsmöglichkeiten.

Mit weiteren akustischen Eingängen kann sowohl die Form des Richtungsdiagramms beeinflusst als auch eine Veränderung der Übertragungsfunktion in der Hauptrichtung erreicht werden. Die mechanische Ausführung für ein dynamisches Mikrofon mit mehreren Eingängen E1 bis E3 und ein elektrisches Ersatzschaltbild dafür zeigt Bild 1.19.

Eine Gegenmaßnahme zur Frequenzabhängigkeit der Schalldruckdifferenz auf beiden Membranseiten ist ein rückwärtiger Einlass, dessen Verzögerung mit wachsender Frequenz abnimmt. Eine Realisierung dafür wurde als „variable D“ [1.45] bekannt und patentrechtlich geschützt.

Richtmikrofone werden in den meisten Fällen im freien Schallfeld kalibriert. Ein Rückschluss vom Ausgangssignal auf den realen Schalldruck erfordert zwingend die Kenntnis der Schalleinfallrichtung und je nach Anforderung auch der Schallfeldcharakteristik. Bei unveränderlichen Quellen kann die Einfallrichtung durch Schwenken bis zum Maximalwert entsprechend der Richtcharakteristik gefunden werden. Alternativ können Mikrofonanordnungen mit verschiedenen festen

Achsausrichtungen benutzt und deren Ausgangssignale getrennt registriert werden [1.46].

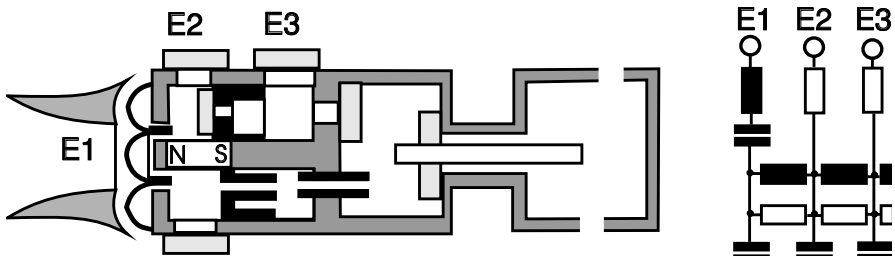


Abb. 1.19 Mehrwegewandler und Ersatzschaltbild⁴

1.5.3.2 Fokussierende Bauteile

Eine erhebliche akustische Signalverstärkung bei gleichzeitiger Zunahme der Richtwirkung lässt sich durch Fokussierung analog zu den optischen Methoden erreichen. Damit wird die Schallleistung aus einem größeren Querschnitt auf die kleine Fläche der Membran konzentriert, wobei allerdings auch Störeffekte durch Summierung unterschiedlich verzögerter Signale/Echos entstehen können.

Für Luftschall wird die für Linsen charakteristische unterschiedliche Verzögerung der Strahlenwege nicht durch den Einsatz von Material mit höherem Brechungsindex sondern durch die Zwangsführung der einfallenden ebenen Welle in leitungsähnlichen Gebilden erreicht. Die Summe aus der Vielzahl neuer Quellen von den Austrittsstellen vereint sich in einem akustischen Brennpunkt. Bei Mikrofonen sind Anwendungen akustischer Linsen nicht üblich, jedoch findet man sie in umgekehrter Wirkung oft als Diffusor bei sonst zu stark bündelnden Hochtonlautsprechern.

Ebenfalls selten in der Mikrofonanwendung sind Exponentialtrichter, die aber im Einzelfall im höheren Frequenzbereich für mehr Antrieb sorgen können. Ein Beispiel für die Anwendung zur Anhebung des Frequenzbereichs oberhalb 7 kHz ist das Mikrofon in Abb. 1.19.

Weit verbreitet, jedoch in der Anwendung mehrheitlich auf Vogelstimmen und ähnliche Spektren beschränkt, sind Parabolspiegel als Mikrofonzubehör mit mechanischen Befestigungsmöglichkeiten für unterschiedliche Durchmesser. Das Bündelungsmaß steigt mit dem Verhältnis des Spiegel-Durchmessers zur Wellenlänge und kann daher starke Amplitudenänderungen mit der Frequenz zur Folge haben.

⁴ Mit Erlaubnis unter Rückgriff auf [1.44], Copyright 1971, Funkschau

1.5.3.3 Interferenzrohre

Die Entstehung von Elementarwellen beim Schalldurchtritt durch kleine Öffnungen lässt sich für besonders starke Richtwirkung nutzen. Durch eine optimierte Anordnung von Löchern entlang eines Rohres und eine ebenso gezielt dimensionierte Beeinflussung der Durchmesser und Dämpfungsmaterialien [1.47] überlagern sich im Rohrinernen die zur Mikrofonmembran laufenden Teilwellen in der erforderlichen Art (Bild 1.20).

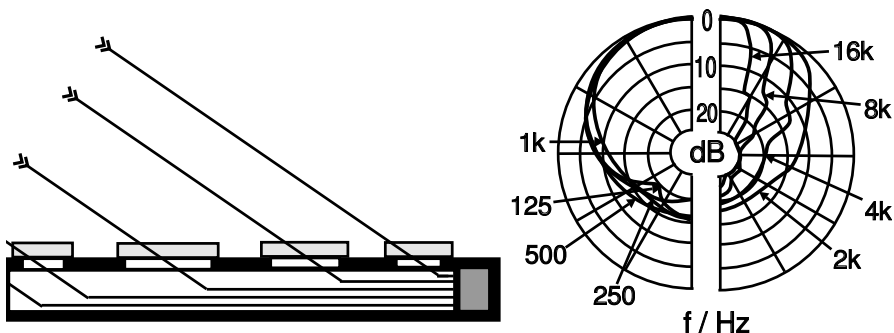


Abb. 1.20 Interferenzrohr und Richtcharakteristik

Mit größerer Länge und erhöhter Zahl der Teilwellen steigt das Verhältnis der frontal aufgenommenen Leistung aus dem Schallfeld zur Leistung aus einem diffusen Schallfeld (Bündelungsgrad). Dabei treten jedoch vermehrt Nebenzipfel im Richtdiagramm auf, deren Welligkeit durch Optimierung der Lochverteilung und der jeweils verwendeten Dämpfungen verringert werden kann. Die mit steigender Frequenz deutlich zunehmende Richtwirkung kann bei der Anwendung für hochwertige Tonaufnahmen zu hörbaren Verfärbungen des akustischen Hintergrunds führen. In der Anwendung für künstlerische Zwecke ist daher ein sorgfältiges Gleichgewicht zwischen der gewünschten Richtwirkung und unerwünschten Nebeneffekten notwendig.

In der Messtechnik können Mikrofone mit hoher Richtwirkung vorteilhaft genutzt werden, wenn Schallquellen geortet werden sollen und ein hoher Grundgeräuschpegel andere Methoden scheitern lässt.

1.5.3.4 Sonden

Für Messungen an schwer zugänglichen oder thermisch oder anders belasteten Schallquellen können übliche Wandlerbauarten zu groß sein oder beschädigt werden. In diesem Fall kann eine größere Entfernung zwischen Schalleintritt und Mikrofonsystem Abhilfe schaffen. Ein akustisch passend dimensioniertes Rohr aus widerstandsfähigem Material dient als Sonde, die auf kurzen Abstand zur Schallquelle

gebracht werden kann. Zum Messen in unmittelbarer Nähe der Quelle werden keine Richtwirkungseigenschaften benötigt. Wegen der geringen Durchmesser der Sonden werden auch Unterschiede zwischen Freifeld- und Druckübertragungsmaß im allgemeinen vernachlässigbar. Die Kalibrierung kann daher in einer Druckkammer erfolgen. Das Übertragungsmaß ist bei passender Wahl der Rohreigenschaften und reflexionsarmem Übergang zur Mikrofonkapsel weitgehend konstant.

1.5.3.5 Weitere externe Elemente

Besondere Betriebsbedingungen erfordern weiteres Zubehör, das einen Einfluss auf das Übertragungsverhalten haben kann.

Störsignale durch starken Wind können eine Verwertung des Nutzsignals verhindern. Eine deutliche Verbesserung wird mit Hüllen aus Seide, porösem Schaumstoff oder langflorigem Material erreicht. Solche Windschützer dämpfen bei besonders großer Wirkung aber auch die hohen Frequenzen. Außerdem können ihre großen Abmessungen auch die Richtcharakteristik verändern. Technische Daten für den Einsatz sollen daher zusammen mit dem benutzten Mikrofon angegeben werden.

Eine Verwendung von Mikrofonen im Außenbereich erfordert oft auch einen Schutz gegen Regen. Sofern nicht schon die Windschirme dafür vorbereitet sind, müssen zusätzliche Schutzeinrichtungen ebenfalls auf ihre Auswirkungen auf die Übertragungseigenschaften zusammen mit dem gewählten Mikrofon geprüft werden.

Dem Windschutz ähnlich in der Verwendung von Gewebeschichten zwischen Quelle und Mikrofon sind Poppschutz-Schirme. Sie sollen allerdings unerwünschte Reaktionen des Mikrofonsystems auf die Stoßanregung durch Explosivlaute von Sprechern unterdrücken. Außerhalb dieses Einsatzes haben sie keine Bedeutung.

Gegen die Störungen durch Einkopplungen von Körperschall gibt es für viele Mikrofone speziell auf solche Anregungen abgestimmte Halterungen. Tief abgestimmte Federn und absorbierende Dämpfungen bringen deutliche Verbesserungen. Grundsätzlich sollte allerdings die Wahl eines für Körperschall wenig empfindlichen Mikrofons im Vordergrund stehen. Je nach Bauart können auch derartige und andere Halterungen Einfluss auf das am Mikrofon ankommende Signal haben.

1.6 Beispiele aus Klein- und Großserienherstellung

Die große Vielfalt der Anwendungen sowie die dafür extrem unterschiedlichen Stückzahlen haben zu einem schwer überschaubaren weltweiten Angebot geführt. Einzelstücke von Kleinstfirmen, Kleinserien aus Fertigungslabors und Großserien aus Teil- und Vollautomation sind weltweit in Gebrauch. Die nachfolgende Auswahl berücksichtigt hauptsächlich Hersteller aus dem europäischen Raum, die seit vielen Jahrzehnten bewährte Erzeugnisse liefern. Eine entsprechende Auswahl lässt sich jedoch ebenso für andere technisierte Kontinente treffen. Im Rahmen der zunehmenden Globalisierung vermischen sich die ursprünglich vorhandenen Schwerpunktbereiche einzelner Spezialfirmen. Über die Beispiele hinausgehende Informationen sind in großer Zahl aus der Fachpresse und über das Internet zu bekommen. Dieses gilt auch für ergänzende Technische Daten, die aus Gründen der Übersichtlichkeit bei den Beispielen nicht vollständig übernommen wurden.

Eine sehr geringe Menge an Technischen Daten ruft ebenso wie ein Übermaß vielstimmige Kritik aus den Reihen der Anwender hervor. Die Ursache liegt in den Unterschieden der Nutzung und der Schallquellen. Diese sind so vielfältig, dass bisherige Ansätze zur Festlegung anwendungsbezogener Datenangaben nur in Ausnahmefällen wie bei Fernsprechkapseln oder der inzwischen kaum mehr genutzten HiFi-Norm zu brauchbaren Ergebnissen geführt haben. Drei Beispiele aus unzähligen vielen Möglichkeiten sollen die Situation veranschaulichen.

Für den wissenschaftlichen Nachweis eines akustischen Ereignisses mit geringer spektraler Breite und sehr niedrigem Schallpegel muss ein Wandler eingesetzt werden, der diese beiden Größen optimal bedient. Dabei können andere Eigenschaften wie Baugröße, Gewicht, Leistungsaufnahme, große Aussteuerbarkeit und eventuell auch Verzerrungseigenschaften zweitrangig sein. Gegebenenfalls muss aber sichergestellt sein, dass Nachverarbeitungen zur Signalanalyse nicht durch Eigenschaften des Wandlers behindert werden.

Bei Schallaufnahmen im Freien sind oft unvermeidbare Störquellen vorhanden. Die Möglichkeit, mit dem Mikrofon nahe an die Quelle zu gehen, ist häufig nicht vorhanden. Dann lassen sich die Störanteile nur ausreichend unterdrücken, wenn Mikrofone mit großer Richtwirkung eingesetzt werden. In der praktischen Anwendung bei Filmproduktionen fällt die Wahl meist auf Rohrrichtmikrofone, die mit Hilfe von Hub- und Schwenkeinrichtungen bis auf einige Meter an die Quellen herangefahren werden und dennoch außerhalb des Bildes bleiben.

Im Gegensatz zu den Bedingungen im Freien lassen sich im Studiobereich die Mikrofone sehr nahe bei den Quellen anbringen. Externe Störgeräusche sind zudem baulich hinreichend gedämpft. Der Schallpegel bei der geringen Aufnahmeentfernung ist so groß, dass auch die sogenannten Kleinmembranmikrofone problemlos eingesetzt werden können. Die Wahl solcher kleiner Wandler erfolgt auch häufig im Hinblick auf die Wechselwirkung zwischen Membrangröße und Richtcharakteristik.

1.6.1 Dynamische Druckmikrofone

1.6.1.1 Reportagemikrofon MD 21

Dieses Mikrofon ist ein Beispiel für die Langlebigkeit hochwertiger dynamischer Mikrofone. Es wurde schon 1953 zur Hannover-Messe vorgestellt und ist noch heute in Produktion. Es wird vorwiegend für Interviews und Reportagen sowie als Stützmikrofon bei Musikaufnahmen verwendet. Es kann wegen seiner konstanten Übertragungseigenschaften auch für messtechnische Überwachungsaufgaben eingesetzt werden. Als Folge seiner großen Abmessungen wird im Polardiagramm bereits ab 1 kHz der Richtungseinfluss sichtbar. Eine deutliche Bevorzugung des Frontalschalls beginnt aber erst bei Frequenzen, die im Sprachspektrum geringere Bedeutung haben.

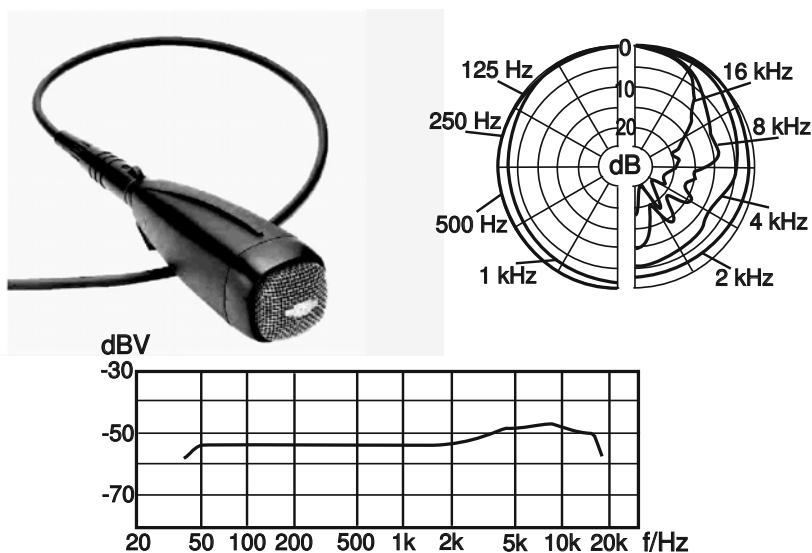


Abb. 1.21 Reportagemikrofon MD 21 (Sennheiser)⁵

Technische Daten MD 21	
Richtcharakteristik	Kugel
Übertragungsbereich	40 ... 18000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	1,8 mV/Pa $\pm$ 2,5 dB
Nennimpedanz	200 Ω
Abmessungen in mm	137 x 65 x 67
Gewicht	ca. 280 g

⁵ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Sennheiser

1.6.1.2 Sondenmikrofon MD 321

Mikrofone wie das MD 321 ermöglichten gegenüber den davor üblichen Körperschallmethoden erheblich verbesserte Analysen von Geräuschquellen. Insbesondere bei Geräuschen an Maschinen war damit die Fehlerbestimmung im Hinblick auf Ort und Art sicherer. Die Luftschallabnahme in unmittelbarer Nähe zur Oberfläche ermöglichte mit der Körperschallankopplung als Ergänzung häufig eine ausreichende Aussage allein über den Höreindruck ohne weitere Aufzeichnung und technische Signalanalysen. Aus diesem Grunde wurde auch eine Ausführung MD 321 V mit eingebautem Verstärker und Kopfhörerausgang angeboten.

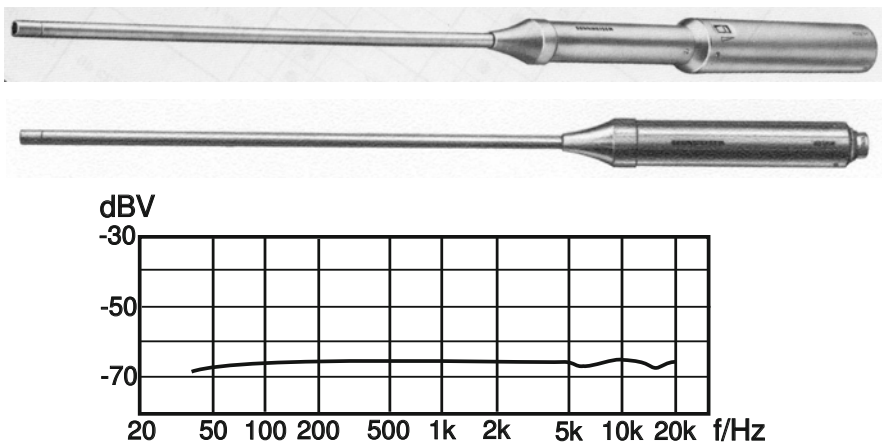


Abb. 1.22 Sondenmikrofon MD 321 (oben 321 V) (Sennheiser)⁶

Technische Daten MD 321 (MD 321 V)	
Richtcharakteristik	Kugel
Übertragungsbereich	40 ... 20000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	0,45 mV/Pa ± 3 dB
Nennimpedanz	200 Ω
Abmessungen in mm (V)	25(33) Ø × 440 (589)
Gewicht	ca. 290 (560) g

⁶ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Sennheiser

1.6.2 Dynamische Richtmikrofone

1.6.2.1 Studio-Richtmikrofon MD 441

Die Entwicklung dieses Mikrofons war mit technischen Forderungen verbunden, die vor fast 40 Jahren als kaum erfüllbar galten. Bei sehr kleinem Membrandurchmesser sollte ein Richtmikrofon geschaffen werden, das nicht nur eine große Ausgangsspannung abgab, sondern auch mit einem einzigen System diese im Bereich 30 Hz bis 20000 Hz nahezu konstant hielt. Die Lösung gelang in einer Optimierung aus Werkstoffen sowie akustischen und elektrisch wirksamen Elementen [1.45]. Das Mikrofon ist seitdem in Produktion und im professionellen Einsatz weit verbreitet.

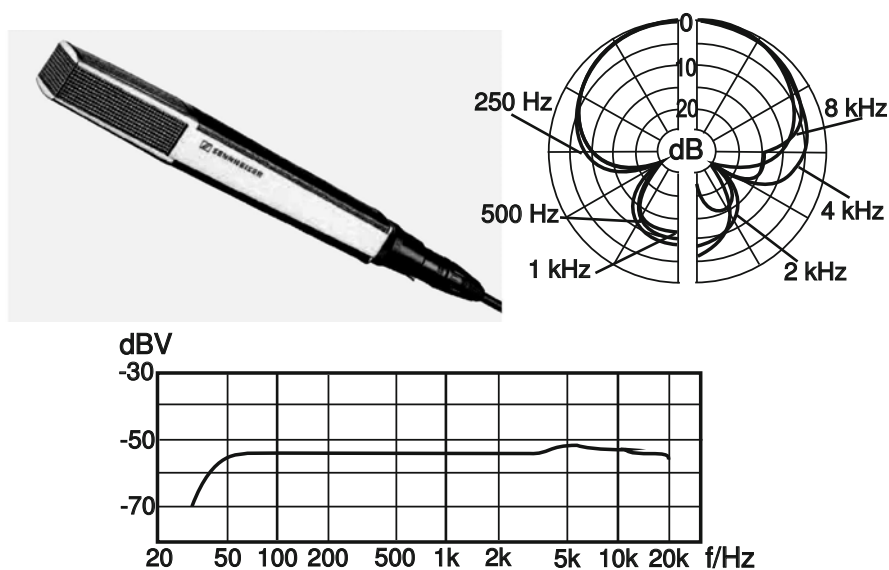


Abb. 1.23 Studio-Richtmikrofon MD 441 (Sennheiser)⁷

Technische Daten MD 441	
Richtcharakteristik	Superniere
Übertragungsbereich	30 ... 20000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	2 mV/Pa $\pm$ 3 dB
Nennimpedanz	200 Ω
Abmessungen in mm	257 $\times$ 33 $\times$ 36
Gewicht	ca. 450 g

⁷ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Sennheiser

1.6.2.2 Zweiwegemikrofon D 222

Die für breitbandige Lautsprecherlösungen häufig eingesetzte Aufteilung des Audiobereichs zur Ansteuerung spektral getrennter Einzelsysteme ist für Mikrofone selten vorgenommen worden. Das D 222 enthält je eine Wandlerkapsel für den Hochton- und den Tieftonbereich. Damit wird bei mäßiger Dämpfung der Teilsysteme der gewünschte große Übertragungsbereich erzielt. Der Hersteller hat durch Optimierung der Schallweglänge zu beiden Kapseln außerdem den „Naheffekt“ verringert, der eine starke Betonung der tiefen Frequenzen bei geringem Abstand der Schallquelle zur Mikrofoneinsprache bewirkt.

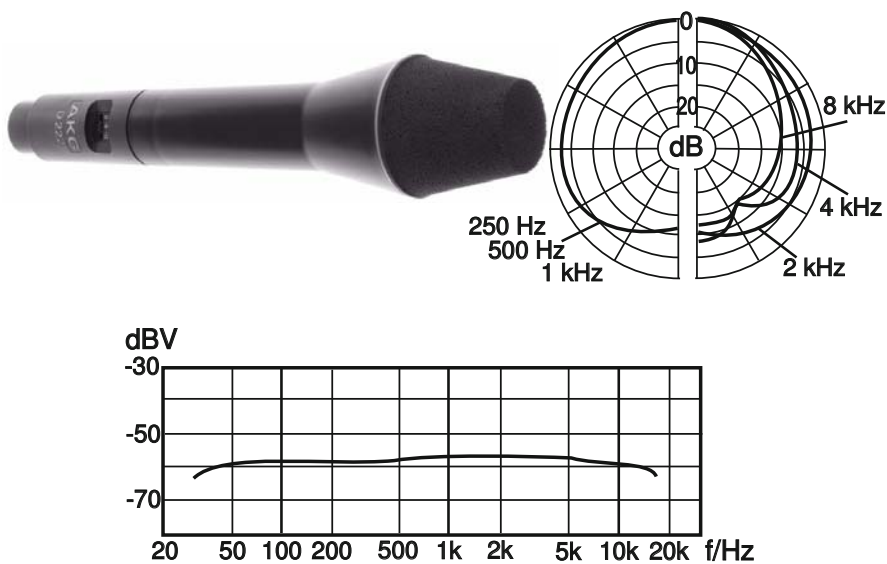


Abb. 1.24 Zweiwegemikrofon D 222 (AKG)⁸

Technische Daten D 222	
Richtcharakteristik	Niere
Übertragungsbereich	20 ... 18000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	1,5 mV/Pa
Nennimpedanz	320 Ω
Abmessungen in mm	45 ∅ × 205
Gewicht	240 g

⁸ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma AKG

1.6.2.3 Bändchenmikrofon M 130

Die geringe Masse und hervorragendes Auslenkungsverhalten eines dünnen Metallbändchens versprachen gute Eigenschaften für dynamische Mikrofone nach diesem Prinzip. Mechanische Probleme und die notwendige Transformation der extrem kleinen induzierten Spannung behinderten zunächst die Realisierung. Umfangreiche Veränderungen führten schließlich zu anwendungsgerechten Ausführungen. Von den wenigen noch verfügbaren Typen zeigt das M 130 die durch die Bauform bevorzugte symmetrische Achter-Richtcharakteristik.

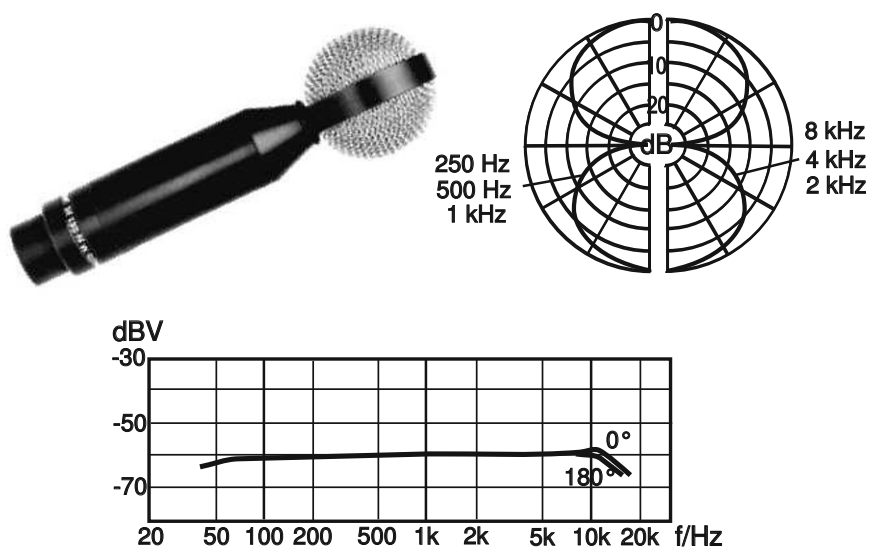


Abb. 1.25 Bändchenmikrofon M 130 (beyerdynamic)⁹

Technische Daten M 130	
Richtcharakteristik	Acht
Übertragungsbereich	40 ... 18000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	1 mV/Pa
Nennimpedanz	200 Ω
Abmessungen in mm	38,5 $\varnothing$ $\times$ 128
Gewicht	150 g

⁹ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma beyerdynamic

1.6.3 Niederfrequenz-Kondensatormikrofone

1.6.3.1 Großmembranmikrofon M147 Tube

Die technologischen Grenzen zu Beginn der Kondensatormikrofonentwicklung führten zu Kapseln mit großem Membrandurchmesser und daran angeflanschem Gehäuse für den seinerzeit sehr großen Röhrenverstärker. Trotz des Siegeszuges der Miniaturisierung und der Halbleitertechnologie haben sich einzelne Modelle mit großen Kapseln und Röhrenschaltungen behauptet, wobei allerdings der neueste Stand der Technik eingesetzt wird. Zu ihnen gehört das M 147, das als Niere eingestuft ist, jedoch mit ansteigender Frequenz den Bereich von einer breiten Niere über die Superniere bis in die Nähe einer Acht durchläuft.

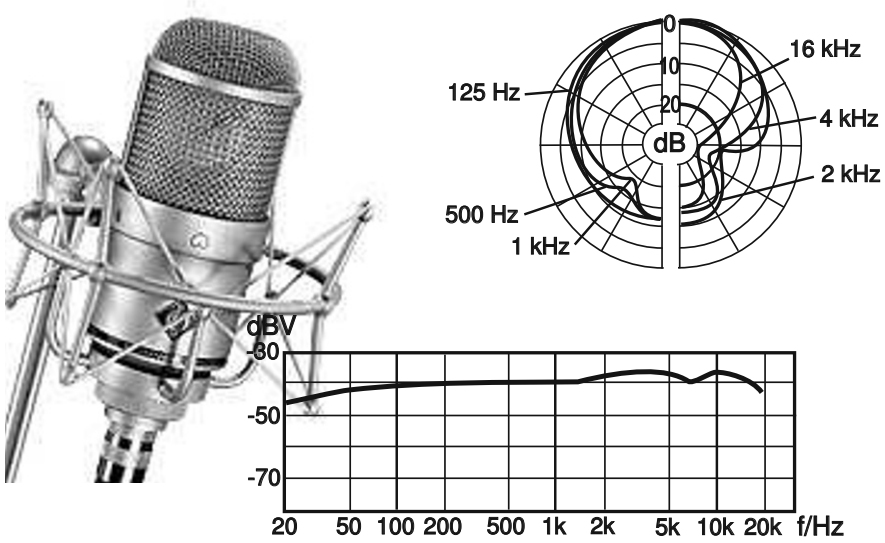


Abb. 1.26 Großmembranmikrofon M 147 (Neumann)¹⁰

Technische Daten M 147 Tube	
Richtcharakteristik	Niere
Übertragungsbereich	20 ... 20000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	20 mV /Pa
Nennimpedanz	50 Ω
Ersatzgeräuschpegel (A-bewertet, DIN IEC 60651)	12 dB
Abmessungen in mm	57 Ø × 142
Gewicht	460 g

¹⁰ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Georg Neumann

1.6.3.2 Kleinmikrofon MK 6/CMC 6

Mikromechanische Verfahren gestatten die Herstellung von Kondensatormikrofonen mit Membrandurchmessern von wenigen Millimetern. Wegen der meist damit verbundenen Erhöhung des Eigenrauschens werden derart kleine Mikrofone überwiegend in kürzestem Abstand von der Quelle eingesetzt. Ein für Studienzwecke optimal niedriger Eigenrauschpegel kann auch schon bei Membrandurchmessern ab etwa 12 mm erreicht werden. Zu diesem Abmessungsbereich gehört das Modularsystem Colette, aus dem hier die Kapsel MK 6 ausgewählt wurde. Sie hat die Besonderheit, dass die Richtcharakteristik mit nur einer Einzelmembrankapsel durch mechanische Umschaltung verändert werden kann.

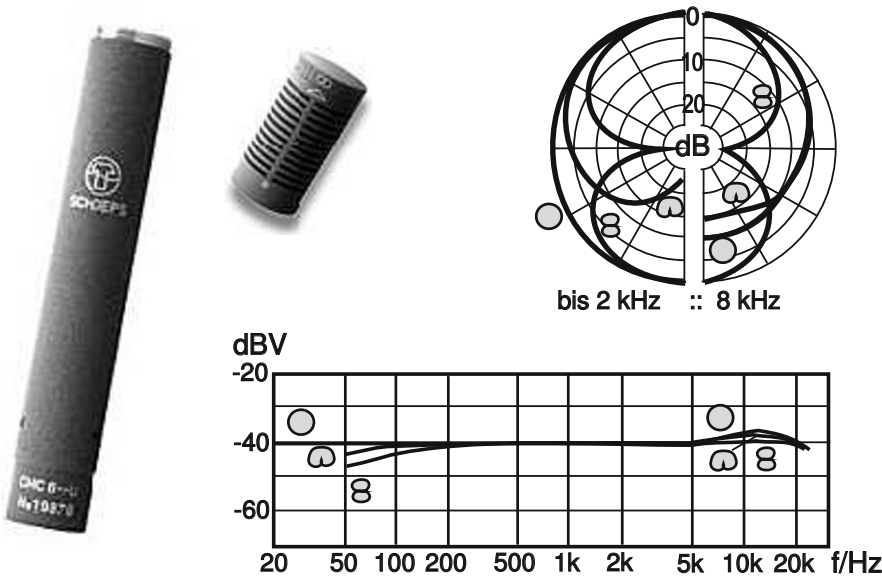


Abb. 1.27 Kapsel MK 6 mit Mikrofonverstärker CMC 6 (Schoeps)¹¹

Technische Daten MK 6/CMC 6	
Richtcharakteristik mechanisch umschaltbar	Kugel/Niere/Acht
Übertragungsbereich	20(40) ... 16000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	10 mV/Pa
Nennimpedanz	25 (P12) / 35 (P48) Ω
Ersatzgeräuschpegel (A-bewertet, DIN IEC 60651)	15/17/19 dB
Abmessungen in mm	20 ∅ × 39 +113 (CMC)
Gewicht	23+68 (CMC) g

¹¹ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Schoeps

1.6.4 Hochfrequenz-Kondensatormikrofone

1.6.4.1 Studiomikrofon MKH 800

Wegen ihrer Betriebssicherheit auch bei extrem ungünstigen Umgebungsbedingungen wurden Kondensatormikrofone in Hochfrequenzschaltung zunächst überwiegend für den Außeneinsatz bevorzugt. Für akustische Überwachungsanlagen wurden nur kleine Stückzahlen benötigt. In großer Zahl wurden Ausführungen mit mittlerer bis starker Richtwirkung (Interferenz-Richtrohre) bei Filmproduktionen eingesetzt.

Fortschritte bei elektronischen Komponenten und die Einführung symmetrischer Wandlerkapseln ermöglichten Funktionsvariationen, die bis dahin den Kondensatormikrofonen in Niederfrequenzschaltung vorbehalten waren. Ein Beispiel für die aktuellen Möglichkeiten ist das MKH 800, das herausragende Eigenschaften in Übertragungsmaß und Eigenrauschen bietet und darüber hinaus die Umschaltung zwischen fünf Richtcharakteristiken ermöglicht.

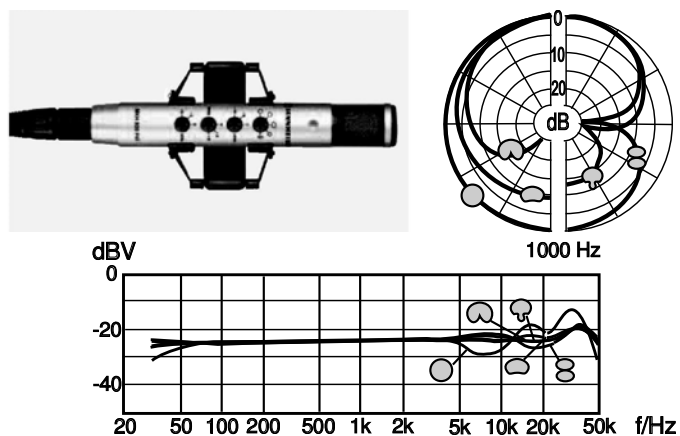


Abb. 1.28 MKH 800 (Sennheiser) (Polardiagramme für 1000 Hz)¹²

Technische Daten MKH 800	
Richtcharakteristik umschaltbar in 5 Stufen	Kugel...Niere...Acht
Übertragungsbereich	30 ... 50000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	40 mV/Pa ± 1 dB
Nennimpedanz	150 Ω
Ersatzgeräuschpegel (A-bewertet, DIN IEC 60651)	10 dB
Abmessungen in mm	27 Ø × 176
Gewicht	135 g

¹² Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Sennheiser

1.6.5 Mess-Kondensatormikrofone

1.6.5.1 Freifeldkapsel 4133

Wegen der sehr unterschiedlichen Anforderungen bei Luftschallmessungen ist das Programm der Hersteller von Messmikrofonen überwiegend modular aufgebaut. Die Verwendung des Niederfrequenzprinzips vereinfacht die Trennung zwischen Wandlerkapsel und nachfolgender Signalverarbeitung. Die dargestellte Kapsel 4133 stammt aus einem Sortiment von insgesamt 17 unterschiedlich spezifizierten Messkapseln.

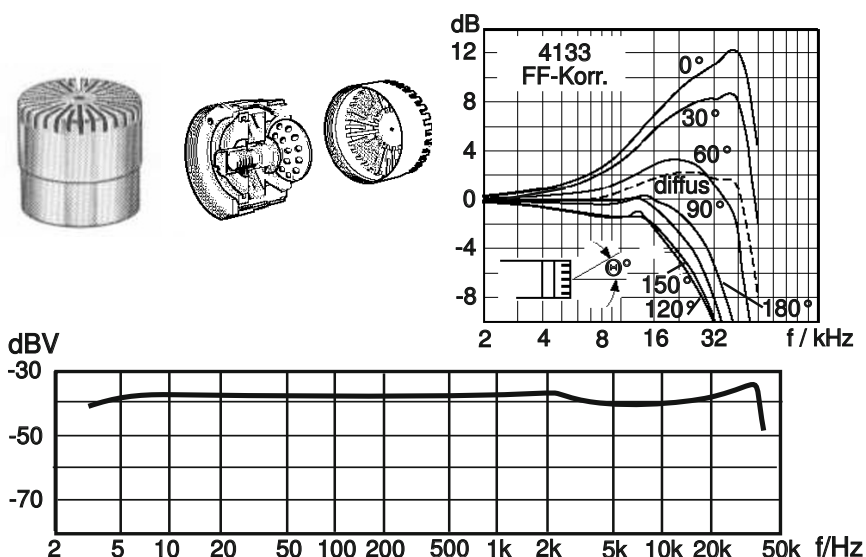


Abb. 1.29 Freifeld-Messkapsel 4133 (Brüel&Kjær)¹³

Technische Daten 4133	
Richtcharakteristik	Kugel
Übertragungsbereich	4 ... 40000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	12,5 mV/Pa
Kapselkapazität	18 pF
Ersatzgeräuschpegel (A-bewertet, DIN IEC 60651)	20 dB
Abmessungen in mm(mit Schutzgitter)	13,2 $\varnothing$ $\times$ 12,6

¹³ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Brüel&Kjær, DK

1.6.6 Thermisches Mikrofon Microflown Scanning Probe 0°

Dieser Schnellesensor ist das Basiselement aus einer Gruppe von Messmikrofonen, die auch Kombinationen mit Druckwandlern zur Intensitätsbestimmung und Dreifachanordnungen für simultane dreidimensionale Erfassung enthält. In mikro-mechanischer Fertigung hergestellte Platinsensoren von etwa 1 mm Länge in Doppelanordnung ergeben eine achtförmige Richtcharakteristik und in Verbindung mit der Auswerteschaltung phasenrichtige Polarität des Ausgangssignals.

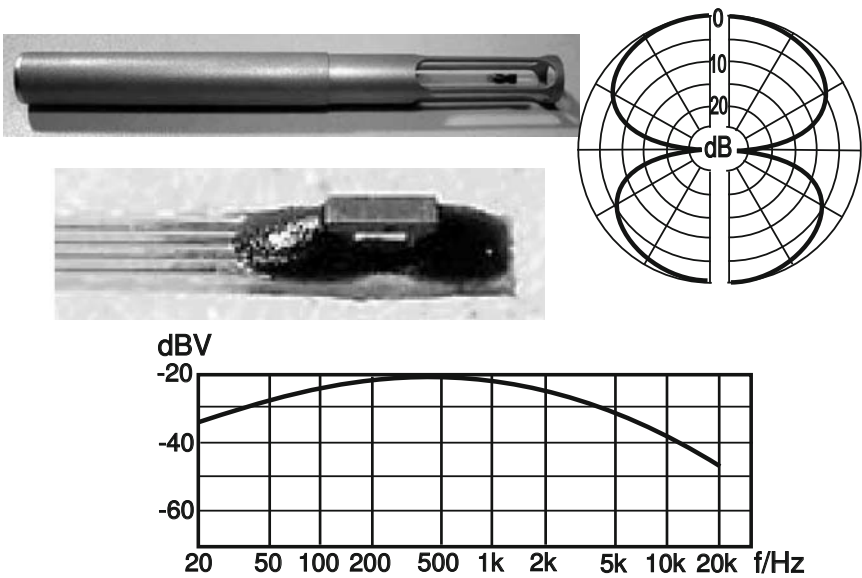


Abb. 1.30 Microflown Schnellesensor (Microflown)¹⁴

Technische Daten Microflown 1/2''	
Richtcharakteristik	Acht
Übertragungsbereich	1 ... 20000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	100 mV/Pa
Störabstand (1 Hz Bandbreite @ 1 kHz)	92 dB
Abmessungen in mm	12,7 Ø × 130
Gewicht	40 g

¹⁴ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Microflown

1.6.7 Optisches Mikrofon MO 2000

Ähnlich wie bei den thermischen Mikrofonen sind Umsetzungen der vielfältigen Forschungsergebnisse zu marktgängigen Erzeugnissen auch beim optischen Prinzip bisher kaum zu finden. Das mit faseroptischer Intensitätsmodulation arbeitende Mikrofon MO 2000 findet insbesondere Anwendung in Kernspintomografen und in explosionsgefährdeter Umgebung, weil der Sensorkopf wegen seiner Lichtleiterverbindung mit der elektronischen Nachverarbeitung keine Reaktion mit Messmagnetfeldern zeigt und weil auch keine weiteren metallischen Teile oder stromführende Verbindungen bis zum Anschluss eingesetzt sind. Im abgesetzten opto-elektrischen Wandler ist die nachfolgende Verstärkung sowohl um +20 und +40 dB als auch stufenlos mit ± 15 dB einstellbar.

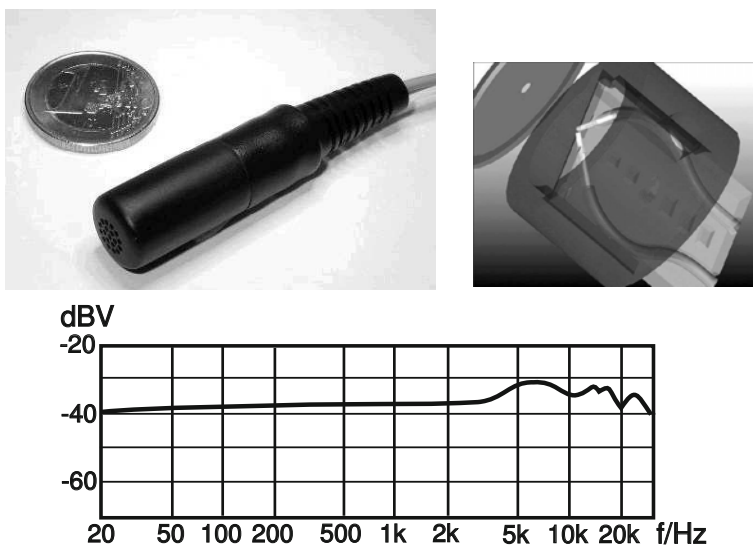


Abb. 1.31 Optisches Mikrofon MO 2000 (Sennheiser)¹⁵

Technische Daten MO 2000 H	
Richtcharakteristik	Kugel
Übertragungsbereich	20 ... 40000 Hz ± 6 dB
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	15 mV/Pa bei $v = 0$ dB
Nennimpedanz (Ausgang MO 2000CU unsym./sym.)	330/660 Ω
Ersatzgeräuschpegel (A-bewertet, DIN IEC 60651)	> 50 dB
Abmessungen Mikrofonkopf in mm	12,7 $\varnothing \times 38$
Gewicht (mit 3 m fester Anschlussleitung)	ca. 40 g

¹⁵ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Sennheiser

1.6.8 Infraschall-Mikrofone

1.6.8.1 Breitband-Hochfrequenzmikrofon MKH 110

Eine Erweiterung des Frequenzbereichs vom Audioband bis weit in den Infraschall hinein wurde durch geeignete Dimensionierung der Schaltung und des akustischen Zugangs zur Membranrückseite beim Hochfrequenz-Kondensatormikrofon MKH 110 und seiner Variante MKH 110-1 erreicht. Die Technischen Daten entsprechen dieser Erweiterung und den Möglichkeiten eines Mikrofons mit kleiner Membran.

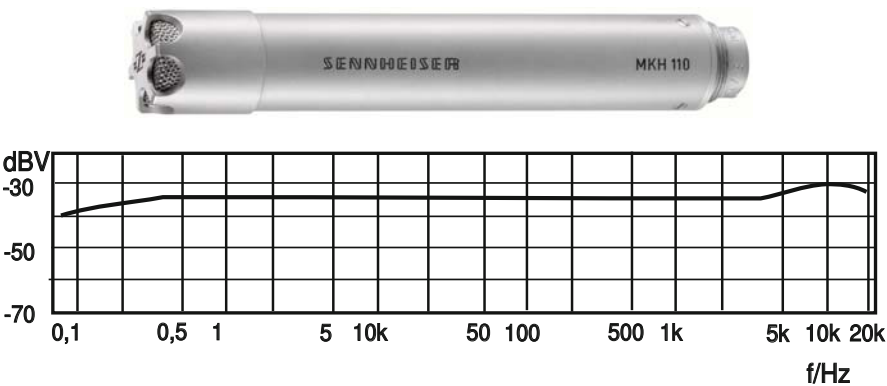


Abb. 1.32 Hochfrequenzmikrofon MKH 110 (-1) (Sennheiser)¹⁶

Technische Daten MKH 110 (-1)	
Richtcharakteristik	Kugel
Übertragungsbereich	1 (0,1) ... 20000 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 kHz)	20 (2) mV/Pa
Nennimpedanz	90 Ω
Ersatzgeräuschpegel (DIN 45590)	31 (47) dB
Abmessungen in mm	20 ∅ × 126
Gewicht	90 g

¹⁶ Foto und Messkurven mit Genehmigung der Firma Sennheiser

1.6.8.2 Tieftonmikrofon Model 50

Beim Verzicht auf den Audiobereich darf die Membranfläche erheblich vergrößert werden. Die Wellenlänge der interessierenden Signale beträgt dann 15 m und mehr. Infolgedessen kann das für 0,02 bis 50 Hz einsetzbare Modell 50 von Chaparral Physics mit dem stattlichen Außendurchmesser von 25 cm arbeiten. Der in den Technischen Daten angegebene Übertragungsfaktor sagt wie bei allen Mikrofonen mit elektronischer Verstärkung nichts über den Wandlerwirkungsgrad. Wichtiger für die Aufnahme kleinster Schalldrücke ist der Wert des Eigenrauschens mit einem äquivalenten Schalldruck von 5 mPa bzw. 1 mPa je nach Filterbandbreite.

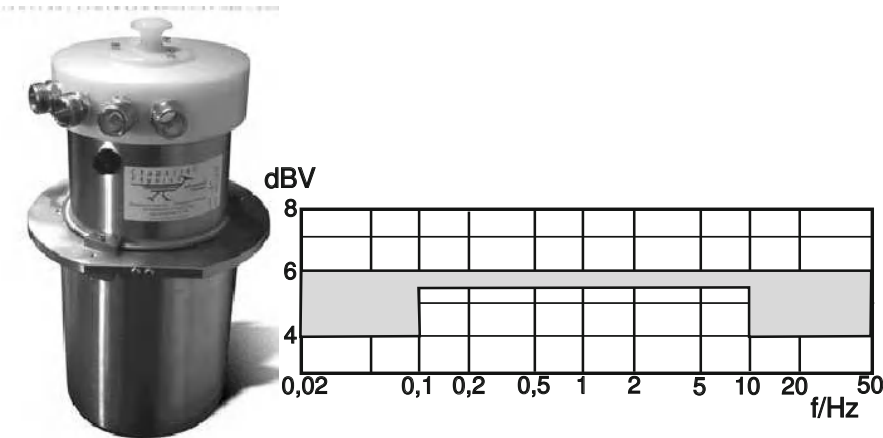


Abb. 1.33 Tieftonmikrofon Model 50 (Chaparral Physics)¹⁷

Technische Daten Model 50	
Richtcharakteristik	Kugel
Übertragungsbereich	0,02 ... 50 Hz
Freifeld-Leerlaufübertragungsfaktor (1 Hz) schaltbar	2 (0,4) V/Pa
Nennimpedanz	150 Ω
Ersatzgeräuschpegel 0,02 ... 50 Hz (0,5 ... 2 Hz)	48 (34) dB
Abmessungen in mm	250 Ø × 420
Gewicht	8000 g

¹⁷ Foto und Toleranzkurven mit Genehmigung der Firma Chaparral Physics, Copyright University of Alaska

Literaturverzeichnis

Normen, Gesetzeswerke und Fachbücher sind Änderungen durch Neuausgaben, Ergänzungen oder Ersatz unterworfen. Im Hinblick darauf sollte bei der Nutzung von Einzelheiten solcher Literaturstellen stets die neueste Ausgabe herangezogen werden.

- [1.1] DIN EN 61094-1: *Messmikrofone – Teil 1: Anforderungen an Laboratoriums-Normalmikrofone*. Deutsche Fassung EN 61904-1: 1994
- [1.2] DIN EN 60268-4: *Elektroakustische Geräte -Teil 4: Mikrofone*. Deutsche Fassung EN 60268-4:2004
- [1.3] IEC 60050-801(1994-08): *International Electrotechnical Vocabulary*. Chapter 801 Acoustics and electroacoustics: 1994
- [1.4] *Technische Anleitung zum Schutz gegen Lärm (TA Lärm)* vom 26. August 1998, GMBI. Nr. 26 vom 28.08.1998, S. 503 ff.
- [1.5] ISO 3382:Ed.2: *Acoustics - Measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters*. 1997
- [1.6] MULLER, G.G.; BLACK,R.; DAVIS, T.E.: *The Diffraction Produced by Cylindrical and Cubical Obstacles and by Circular and Square Plates*. J. Acoust. Soc. A. Vol. 10, 1938, July, S. 6 – 13
- [1.7] DIN EN 61938, AUSGABE 1997-07: *Audio-Video- und audiovisuelle Anlagen - Zusammenschaltungen und Anpassungswerte*. Deutsche Fassung EN 61938: 1997
- [1.8] DIN EN 61094-4, AUSGABE: 1996-05: *Meßmikrofone - Teil 4: Anforderungen an Gebrauchs-Normalmikrofone*. Deutsche Fassung EN 61094-4:1995
- [1.9] DIN EN 61094-2: *Messmikrofone - Teil 2: Primärverfahren zur Druckkammer-Kalibrierung von Laboratoriums-Normalmikrofonen nach der Reziprozitätsmethode*. Deutsche Fassung EN 61904-2: 1993
- [1.10] DIN EN 61094-3: *Messmikrofone - Teil 3: Primärverfahren zur Freifeld-Kalibrierung von Laboratoriums-Normalmikrofonen nach der Reziprozitätsmethode*. Deutsche Fassung EN 61904-3: 1995
- [1.11] *Gesetz über Einheiten im Messwesen*. 22.2.1985 BGBl I 1985, S.408 und Änderungen v. 25.11.2003 BGBl I 2304 und v. 31.10.2006 BGBl I 2407 (Nr. 50)
- [1.12] *Richtlinie 2004/22/EG* vom 31. März 2004 des Europäischen Parlaments und des Rates über Messgeräte, ABl. L Nr. 135 vom 30.04.2004 S. 1
- [1.13] DIN EN 61672, AUSGABE 2003-10: *Schallpegelmesser - Teil 1: Anforderungen*. Deutsche Fassung EN 61672-1:2003
- [1.14] DIN 45657, AUSGABE 2005-03: *Schallpegelmesser - Zusatzanforderungen für besondere Messaufgaben*. 2005
- [1.15] DIN EN 60318-1: *Elektrotechnik - Simulation des menschlichen Kopfes und Ohres, Teil 1: Ohrsimulator zur Kalibrierung von supra-auralen Kopfhörern*. (1999-09)
- [1.16] DIN EN 60318-3: *Elektrotechnik - Simulation des menschlichen Kopfes und Ohres, Teil 3 : Akustischer Kuppler zur Kalibrierung von supra-auralen Audiometrie-Kopfhörern*. (1999-09)
- [1.17] *Gesetz über Medizinprodukte*. BGBl I, 1994, 1963
- [1.18] *Richtlinie 93/42/EWG* des Rates vom 14. Juni 1993 über Medizinprodukte, ABl. L 169 vom 12.7.1993, S. 1...43
- [1.19] DIN EN 1060-1, AUSGABE 1995-12. *Nichtinvasive Blutdruckmessgeräte Teil 1: Allgemeine Anforderungen*. Deutsche Fassung EN 1060-1: 1995
- [1.20] *2006 Infrasound Technology Workshop*, Fairbanks 25.-28. September 2006, Proceedings, Geophysikalisches Institut, University of Alaska, Fairbanks 2006
- [1.21] DANIEL L.; OSBORNE, A: *Myopic History of Infrasound Sensors*. Proc. Infrasound Technology Workshop, Fairbanks, Alaska, September 2006
- [1.22] *Wissensspeicher Ultraschalltechnik*. Federf. R.Millner, Fachbuchverlag Leipzig, 1987

- [1.23] *Audiobeam*. Sennheiser Produktinformation, www.sennheiser.com
- [1.24] DIN EN 61842, AUSGABE 2002-11: *Mikrofone und Kopfhörer für Sprachkommunikation*. Deutsche Fassung EN 61842: 2002
- [1.25] *Vorahnungen zum Fernsprechen und das erste wirkliche Telefon von Philipp Reis*. Nachrichtent. Z. 29 (1976), H.2, S. 102 – 104
- [1.26] DIN EN 60118-0, AUSGABE 1994-04: *Hörgeräte, Teil 0: Messung der elektroakustischen Eigenschaften*. Deutsche Fassung EN 60118-0: 1993
- [1.27] *Eichordnung*. BGBl I 1988, 1657
- [1.28] *Glos begrüßt die Umsetzung der Europäischen Messgeräterichtlinie*. Pressemitteilung des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie vom 22.12.2006
- [1.29] IEC 60581-5 (1981-01): *High fidelity equipment and systems: Minimum permormance requirements*. Part 5: Microphones: 1981
- [1.30] REICHARDT, W.: *Grundlagen der Elektroakustik*. 3. Auflage, Leipzig 1960
- [1.31] *Telephone und Rufapparate mit magnetischer Gleichgewichtslage der schwingenden Theile*. Siemens & Halske, Deutsches Patent Nr. 2355, 14.12.1877
- [1.32] WENTE, E.C.: *A condenser transmitter as a uniformly sensitive instrument for the absolute measurement of sound intensity*. Phys. Rev., vo. 10, S. 39 – 63, Juli 1917
- [1.33] SAWYER, C.B.: *The use of Rochelle Salt crystals for electrical reproducers and microphones*, Proc. IRE, Vol 19, pp. 2020-2029, Nov.1931
- [1.34] *Electro-acoustic transducer*. United States Patent 5030872, 1991
- [1.35] GARTHE, D.: *Faser und integriert-optische Mikrofone auf der Basis intensitätsmodulierenden Membranabtastrung*. Fortschritte der Akustik, DAGA 1992, S. 693 – 696
- [1.36] SCHNEIDER, U.: *Intensitätsmodulierendes faser-optisches Mikrofon*. Fortschritte der Akustik, DAGA 1992, S.689 – 692
- [1.37] SCHNEIDER, U.; SCHELLIN, R.: *Integriert-optisches phasenmodulierendes Mikrofon mit mikromechanischem Wandler aus Silizium*. Fortschritte der Akustik, DAGA 1993, S. 498 ff.
- [1.38] SCHNEIDER, U. u.A.: *Integriert-optisches Silicium-Mikrofon mit Zweiplatten-Wellenleiter als Phasenmodulator*. Fortschritte der Akustik, DAGA 1994, S. 589 – 592.
- [1.39] DE BREE, H.-E.: *An Overview of Microflow Technologies*. Acta Acustica Vol. 89 ,Nr.1, S. 163 – 72, Stuttgart 2003
- [1.40] JACOBSEN, F.; JAUD, V.: *A note on the calibration of pressure-velocity sound intensity probes*. J. Acoust. Soc. Am. 120 (2), August 2006, S. 830 – 837
- [1.41] MORTENSON, J.H.: *Optical microphone*. US patent application 06/466,612, 1983
- [1.42] NEUBAUER ET AL.: *DFVLR, Verfahren und Vorrichtung zur quantitativen Messung von Schalldrücken in Gasen*. Offenlegungsschrift DE 3013776 A1, 1981
- [1.43] BÜRCK, W.: *Der Ionenlautsprecher und sein Wirkungsgrad bei tiefen Frequenzen*. Funkschau 1952, H. 10, S. 189
- [1.44] WARNING, P. F.: *Neues Studio-Richtmikrofon breitbandig mit nur einem System*, Funkschau 1971, H.8, S.219 – 221
- [1.45] WIGGINS, A.M.: *Unidirectional microphone utilizing a variable distance between the front and back of the diaphragm*. J. Acoust. Soc.Am., Vol. 26, S. 687 – 692, September 1954
- [1.46] GERZON, M.; PERIPHONY, A.: *With-Height Sound Reproduction*. Journal AES, Volume 21 Number 1 S. 2...10; January/February 1973
- [1.47] ANDERT, T.; SIMAK, E.: *Interferenzrichtmikrofon mit berechenbarer Richtcharakteristik*. Acustica, Vol 53, S. 19 – 25, Stuttgart 1983

Kapitel 2

Schallpegelmessstechnik und ihre Anwendung

Dr.-Ing. Joachim Feldmann

2.1 Allgemeines, Aufgaben

2.1.1 Schallimmission

Die Hauptaufgabe der akustischen Messtechnik im Immissionsschutz besteht in der Ermittlung einer repräsentativen Lärmbelastung an einem Einwirkungsort, z.B. einem Arbeitsplatz oder einem Wohnraum. Ziel dabei ist, eine komplizierte Geräuschsituation in möglichst einfachen Kenngrößen abzubilden. Solche Kenngrößen müssen Aussagen über Störwirkung und Zumutbarkeit des Lärms ermöglichen. Folgende Geräuschgruppen sind im allgemeinen zu erfassen:

- Lärm am Arbeitsplatz
- Gewerbe- und Industrielärm in der Nachbarschaft
- Baustellenlärm in der Nachbarschaft
- Verkehrslärm (Straße, Schiene, Wasser)
- Fluglärm
- Gaststätten- und Freizeitlärm.

Der Vergleich der Mess- und daraus abgeleiteten Beurteilungsgrößen mit den in den Rechtsverordnungen, Verwaltungsvorschriften oder anderen Regelwerken angegebenen Immissionsrichtwerten, erlaubt eine Beurteilung der Geräuschsituation und gibt Aufschluss über notwendige Schallschutzmaßnahmen.

2.1.2 Schallemission

Besonders zu Planungszwecken und Prognoseberechnungen müssen oftmals für die Beurteilung von Immissionssituationen auch Grunddaten von typischen Geräuschquellen in Betrieben und Industrien erfasst werden. Bei solchen Emissionsmessungen wird i.a. der Schallleistungspegel bestimmt. Die akustischen Daten können aber auch zur Ermittlung Geräusch bestimmender Schallquellen und für die Analyse geräuschrelevanter Betriebszustände von Anlagen verwendet werden. Sie dienen weiterhin der Festlegung von Lärminderungsmaßnahmen direkt an der Quelle, zum Garantienachweis von Herstellerangaben an Maschinen und zur Nachprüfung der Wirksamkeit durchgeführter Maßnahmen.

2.2 Mess- und Bewertungsgrößen

Die Messtechnik hat die schwierige Aufgabe, objektive Kenngrößen zu ermitteln, die letztendlich das subjektive Lärmempfinden des Menschen näherungsweise charakterisieren sollen. Dieses geschieht anhand von drei physikalischen Parametern:

- Schallstärke
- Frequenzinhalt
- Zeitstruktur

2.2.1 Schallstärke

Ausgangsbasis stellt die quadrierte Größe des zeitlichen Verlaufs des Schalldrucks $p^2(t)$ in $[\text{N}^2/\text{m}^4]$ oder $[\text{Pa}^2]$ dar, also eine intensitäts- bzw. leistungsproportionale Größe. Als Maß für die Schallstärke gilt allgemein die Wurzel aus dem quadratischen Mittelwert, der sog. Effektivwert des Schalldrucks:

$$p_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T p^2(t) dt} \quad [\text{Pa}] \quad (2.1)$$

mit T Beobachtungszeit (theoretisch $T \rightarrow \infty$).

Die logarithmierte Form des effektiven Schalldrucks heißt, wie allgemein bekannt, Schalldruckpegel L_p in der Einheit Dezibel:

$$L_p = 10 \lg \frac{p_{\text{eff}}^2}{p_0^2} = 20 \lg \frac{p_{\text{eff}}}{p_0} \quad [\text{dB}] \quad (2.2)$$

mit dem international standardisierten Bezugsschalldruck $p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$.

Der Schalldruckpegel darf nicht mit dem sog. Lautstärkepegel verwechselt werden. Es existieren nämlich zwei gebräuchliche Skalen, die das subjektive Lautstärkeempfinden kennzeichnen: die Lautheit, S in [Sone] und der dazugehörige Lautstärkepegel, L_S in [Phon]. Zwischen beiden Größen besteht der folgende Zusammenhang [2.23]

$$S = 2^{(L_S - 40)/10} \quad [\text{Sone}] \quad (2.3)$$

Nur für eine Frequenz von 1000 Hz stimmen die Zahlenwerte des Lautstärkepegels mit der objektiven Größe, dem Schalldruckpegel, überein. Es gibt verschiedene Ansätze, den Lautstärkepegel aus Messwerten zu berechnen [2.8, 2.19, 2.22]. Für die praktische Messtechnik haben sich diese Verfahren nicht generell durchsetzen können, so dass weiterhin i.a. mit dem Schalldruckpegel und den in den folgenden Abschnitten angegebenen Bewertungen gearbeitet wird. Allgemein gilt bei mittelstarken Schalldrücken: eine Verdopplung der empfundenen Lautstärke entspricht einer Schalldruckpegelzunahme von etwa 10 dB(A).

2.2.2 Frequenzbewertung

Es existieren in der Messtechnik Bewertungen, die dem Verhalten des menschlichen Gehörs Rechnung tragen sollen, s. [2.32]. Hinsichtlich der Frequenzabhängigkeit ist die sog. A-Bewertungskurve am meisten verbreitet, Abb. 2.1. Der auf diese Weise über der Frequenz bewertete effektive Schalldruckpegel heißt dann L_{pA} in dB(A) (Anmerkung: der Index p wird im folgenden weggelassen). Die Kurve C entspricht einer weitgehend linearen Bewertung etwa zwischen 100 Hz und 5000 Hz, während die sog. Z- oder auch „Zero“-Kurve für keine Bewertung steht. Bewertungskurven B und D, wie sie in der Literatur zu finden sind, sind kaum noch gebräuchlich, die Kurve D wurde früher in Verbindung mit Fluglärm verwendet.

Die messtechnische Umsetzung erfolgt in der Form, dass das gemessene Schalldrucksignal über ein elektrisches Filter mit der entsprechenden Bewertungskurve geleitet wird.

2.2.3 Zeitbewertung

Um den Effektivwert nach Gl. 2.1 richtig bestimmen zu können, muss die Integrations- bzw. Beobachtungszeit groß gegenüber der größten im Schallsignal vorkommenden Periodendauer sein, theoretisch unendlich. In der Praxis wird deshalb der Effektivwert nur näherungsweise bestimmt, indem ein mit der Messzeit mitlaufender, sog. gleitender quadratischer Mittelwert gebildet wird. Anschaulich bedeutet dieses, dass das quadrierte, zeitlich schwankende Schallsignal mittels eines elektrischen Trägheitsgliedes (RC-Glied) mit einer bestimmten Zeitkonstanten τ geglättet – Zeit bewertet – wird:

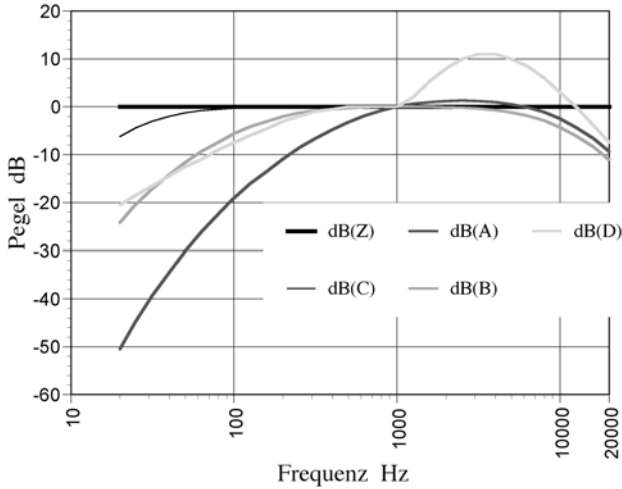


Abb. 2.1 Frequenz- Bewertungskurven für Schallpegelmessungen

$$p_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_{t'=0}^t p^2(t-t') \cdot e^{-t'/\tau} dt'} \quad [\text{Pa}] \quad (2.4)$$

mit t' laufende Zeitkoordinate, t momentaner Zeitpunkt.

Je nach Größe der Zeitkonstanten τ bleibt eine Restwelligkeit übrig, mit der der gleitende Mittelwert (Anzeigewert) um den wahren Effektivwert schwankt, Abb. 2.2. (schematisch), dabei lässt sich der Zusammenhang zwischen der zeitlichen Struktur eines Signals und den zeitlichen (dynamischen) Eigenschaften des Gehörs bei der Lautstärkebildung annähern. Drei Zeitbewertungen sind international normiert:

- S = „Slow“ (langsam, träge)
- F = „Fast“ (schnell, flink)
- I = „Impulse“ (Impuls).

Damit erhält beispielsweise der effektive A-bewertete Schalldruckpegel drei weitere mögliche Kennzeichnungen:

L_{AS} , L_{AF} oder L_{AI} in dB(AS), dB(AF) oder dB(AI).

(Anmerkung: Anstelle (AS), (AF) oder (AI) wird meistens nur (A) geschrieben).

Zeitbewertung „Slow“, Zeitkonstante $\tau = 1 \text{ s}$

Diese relativ große Zeitkonstante liefert ein dem wahren Effektivwert angenähertes Messergebnis mit geringer Restwelligkeit, Abb. 2.3 zeigt die Wirkung der Zeitkonstanten auf einen idealen Pegelsprung. Früher hatte die relativ träge „Slow“-bewertete Schallpegelanzeige den Vorteil, dass sie sicher abzulesen war. Diese Zeit-

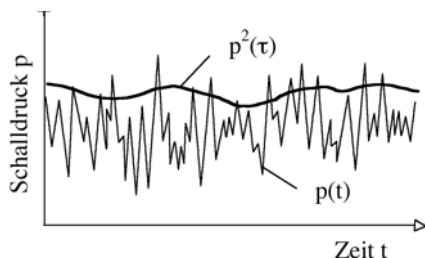


Abb. 2.2 „Glättende“ Wirkung einer Zeitbewertung τ bei der Bildung des gleitenden Effektivwertes (schematisch)

bewertung ist nur für Schallereignisse sinnvoll, die relativ gleichmäßig (stationär) sind und die keine Impulse enthalten. Bei solchen Signalen ist auch subjektiv der Effektivwert für den Lautstärkeindruck Maß gebend.

Zeitbewertung „Fast“, Zeitkonstante $\tau = 0,125$ s

Bei dieser Zeitkonstanten ist die Bewertung weniger träge, der angezeigte Mittelwert kann stärker um den wahren Effektivwert schwanken, die „Anzeige“ ist dementsprechend ungenau, Abb. 2.3. Die Zeitbewertung „Fast“ ermöglicht aber die richtige Anzeige und die bessere Erkennung schnell aufeinander folgender Schallereignisse, sie ist für das sog. Taktmaximalverfahren der TA Lärm [2.87] vorgeschrieben.

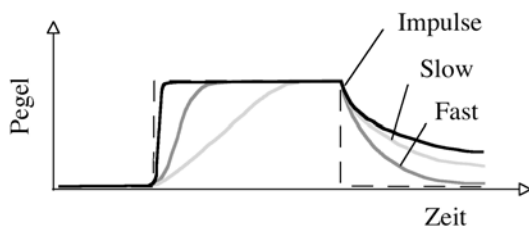


Abb. 2.3 Effekt der Zeitbewertungskonstanten auf einen Pegelsprung (schematisch)

Zeitbewertung „Impulse“

Hier werden zwei verschiedene Zeitkonstanten angewendet: schnelles Einschwingen mit 0,035 s und langsames Abklingen mit 1,5 s, Abb. 2.3. Plötzlich auftretende Schallereignisse (z.B. Knalle) werden durch die Trägheit des Gehörs mit einer zeitlichen Verzögerung von etwa 0,025 ... 0,075 s wahrgenommen. Die Anstiegszeit-

konstante von 0,035 s soll dieser subjektiven Lautstärkebildung von impulshaltigen Geräuschen entsprechen. Die lange Zeitkonstante des Abklingens berücksichtigt die Störwirkung kurzer Schallereignisse, früher galt auch das Argument eines „besseren Ablesens“ von solchen Messwerten an einem Anzeigeinstrument.

Geräte, die Schallimpulse richtig messen, heißen Impulsschallpegelmesser. Anmerkung: Mit der Zeitbewertung „Fast“ lassen sich Impulse nur näherungsweise richtig messen. Die Unterschiede können bis zu 5 dB, in Ausnahmefällen bis zu 8 dB betragen. Aus diesem Grund erhält in Zusammenhang mit der Beurteilung, die Messgröße L_{AF} bei impulshaltigen Geräuschen einen sog. Impulsschlag, wenn L_{AI} aus technischen Gründen nicht erfasst werden kann.

Schallpegelmesser bieten meist als weitere Messgröße auch die Anzeige des momentanen, absoluten Spitzenpegels an (Zeitbewertung „Spitze“ oder „Peak“), dabei wird eine nicht genormte, sehr schnelle Zeitbewertung von $50 \cdot 10^{-6}$ s angewendet. Diese Anzeigeart ist im allgemeinen mit einer Messwertspeicherschaltung zum „Ablesen“ verbunden.

2.2.4 Maximalpegel

Darüber hinaus können Schallpegelmesser i.a. immer auch den Maximalpegel des gleitenden Effektivwertes während einer Messung erfassen

$L_{\max}$ oder $L_{A \max}$.

Diese Maximalwertanzeige ist meistens für alle Zeitbewertungen („Slow“, „Fast“, „Impulse“) wählbar. Die Anzeige lässt sich entweder manuell oder automatisch zurücksetzen. In dieser Messstellung lässt sich z.B. der maximale Vorbeifahrpegel als zeitbewerteter A-Schalldruckpegel ermitteln, der durch ein Kraftfahrzeug, einen Eisenbahnzug oder ein Flugzeug verursacht wird.

2.2.5 Taktmaximalpegel

Der Taktmaximalpegel kann als Näherung für den Impulsschallpegel betrachtet werden, seine Benutzung ist in der TA Lärm [2.87] vorgeschrieben. Bei diesem Verfahren wird der Zeitverlauf des Schalldrucksignals laufend in gleichlange Zeitintervalle (Takte) zerlegt und zwar 5 s bei Nachbarschaftslärm und 3 s bei Arbeitsplatzlärm. Der in jedem Intervall auftretende Maximalwert des Schalldruckpegels in der Frequenzbewertung „A“ und der Zeitbewertung „Fast“ wird registriert. Die entsprechende Größe heißt dann L_{AFT} in dB(A(FT)). Dieses Verfahren wird hauptsächlich in Deutschland angewendet.

2.2.6 Mittelungspegel, Wirkpegel

DIN 45641 [2.24]: „Mittelungspegel und Beurteilungspegel zeitlich schwankender Schallvorgänge“. ISO 1996 Beschreibung, Beurteilung und Messung von Umweltlärm Teile 1-3 [2.81]. Taktmaximalverfahren TA Lärm [2.87].

Die in der Praxis auftretenden Geräusche sind über einen längeren Zeitraum betrachtet nie so gleichmäßig und gleich geartet, dass ihre Charakterisierung durch den Frequenz- und Zeit bewerteten Schalldruckpegel alleine ausreichen würde. In Montagehallen, im Straßenverkehr oder beim Nachbarschaftslärm können größere Schwankungen des gleitenden Effektivwertes mit Pegelunterschieden von 30 dB und mehr auftreten, so dass keine eindeutigen Einzelwerte mehr anzugeben sind.

Abb. 2.4 zeigt als Beispiel den zeitlichen Schalldruckpegelverlauf an einer Straße. Um auch solche zeitlich und in ihrem Charakter schwankenden Schallvorgänge mit einem repräsentativen Einzahlwert beschreiben zu können, wird nach DIN 45641 [2.24] vom gleitenden Mittelwert eine Art Langzeit-Effektivwert gebildet, der sog. Mittelungspegel L_m

$$L_m = 10 \lg \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T 10^{L(t)/10} dt \right\} \quad [\text{dB}] \quad (2.5)$$

mit $L(t)$ Zeit – und Frequenz bewerteter Schalldruckpegel als Funktion der Zeit T repräsentativer Mittelungszeitraum.

Bei der praktischen Berechnung des Mittelungspegels über einen längeren Zeitraum liegen oftmals einzelne konkrete Pegelwerte vor, so dass die Integration durch eine Summation ersetzt werden kann:

$$L_m = 10 \lg \left\{ \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n t_i \cdot 10^{L_i/10} \right\} \quad [\text{dB}] \quad (2.6)$$

mit L_i Zeit – und Frequenz bewerteter Schalldruckpegel im Zeitintervall t_i , n Anzahl der Zeitintervalle, $T = \sum_{i=1}^n t_i$ gesamter Mittelungszeitraum.

Gl. 2.6 ist besonders dann geeignet, wenn der Mittelungspegel über verschiedene, relativ lange Zeitabschnitte mit jeweils annähernd konstantem Schalldruckpegel berechnet werden soll.

Als Messgrößen für den Schalldruckpegel ergeben sich nun weiterhin folgende mögliche Größen, wobei generell, mit Ausnahme beim Taktmaximalverfahren, auch eine Mittelung von Pegelzeitverläufen mit einer anderen als der A-Bewertung oder gänzlich ohne Frequenzbewertung möglich ist:

$$L_{Sm}, L_{Fm}, L_{Im}$$

bzw. speziell im Immissionsschutz

$$L_{ASm}, L_{AFm}, L_{AIm}, L_{AFTm}$$

Beim Pegel L_{AFTm} handelt es sich um den Mittelungspegel nach dem Taktmaximalverfahren, er heißt zur Unterscheidung Wirkpegel [2.87].

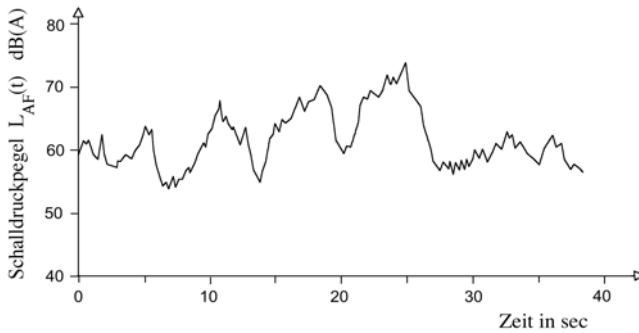


Abb. 2.4 Schallpegelzeitverlauf an einer befahrenen Strasse

In den einzelnen Mess- und Beurteilungsvorschriften ist meistens vorgeschrieben, welche der angegebenen Mittelungsgrößen verwendet werden sollen. Grundsätzlich sollte man aber die folgenden Zusammenhänge kennen. Für den Mittelungspegel gilt:

$$L_{Sm} = L_{Fm} = L_{eq} \text{ oder } L_{ASm} = L_{AFm} = L_{Aeq}.$$

Mittelt man den Zeit- bewerteten Schalldruckpegel über einen ausreichend langen Zeitraum, gleichen sich die Schwankungen der Größen um den Effektivwert aus, man erhält annähernd den wahren Effektivwert. Diese Größe wird auch als energieäquivalenter Dauerschallpegel L_{eq} bzw. L_{Aeq} bezeichnet und zwar deshalb, weil sie angibt, um wie viel ein schwankendes Geräusch in seiner Störwirkung einem gleich bleibenden Geräusch äquivalent ist, dessen Pegel gleich dem Mittelungspegel des zeitlich schwankenden Geräusches ist. Der L_{eq} bzw. L_{Aeq} hat den Vorteil, dass er sich für verschiedene Schallereignisse wiederum energetisch mitteln lässt:

$$\overline{L_{eq}} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 10^{L_{eq,i}/10} \right\} \quad [\text{dB}] \quad (2.7)$$

mit $L_{eq,i}$ einzelne Mittelungspegel, n Anzahl der Einzelpegel.

Für Gl. 2.5, Gl. 2.6 bzw. Gl. 2.7 gilt weiterhin, dass eine halbierte Einwirkdauer oder ein 3 dB höherer Schalldruckpegel den gleichen Mittelungspegel verursachen oder – zehn Lärmereignisse von einer Minute Dauer den gleichen Mittelungspegel zur Folge haben, wie das Einwirken mit gleichem Pegel von zehn Minuten Dauer, sog. Energieäquivalenz. Diese Abhängigkeiten können aber auch anders festgelegt sein. Sie sind über den sog. Halbierungsparameter q bestimmt (Genauerer s. [2.24]).

Außerdem gilt für gleichmäßige Geräusche ohne plötzliche Änderungen, deren Pegelschwankungen kleiner als 5 dB/s sind:

$$L_{Sm} = L_{Fm} = L_{Im} \text{ oder } L_{ASm} = L_{AFm} = L_{AIm}.$$

Für kurzzeitige Geräusche und Geräusche mit Impulsen gilt aber:

$$L_{Sm} = L_{Fm} \neq L_{Im} \text{ oder } L_{ASm} = L_{AFm} \neq L_{AIm}.$$

Die Impulsbewertung führt auf einen umso höheren Mittelungspegel, je impuls-

haltiger das Geräusch ist. Man nennt dieses vom Effektivwert abweichende Ergebnis auch überenergetische Mittelung. Sie entspricht aber eher der subjektiven Lautstärkewahrnehmung von impulshaltigen Geräuschen, die zwischen dem Effektivwert und dem Spitzenwert liegt („Quasispitzenwert“). L_{Im} bzw. L_{AIm} ist somit auch ein Maß für die Impulshaltigkeit von Geräuschen. Werden solche Geräusche nur über die Größe L_{Fm} bzw. L_{AFm} ermittelt, muss ein sog. Impulszuschlag vorgesehen werden, der den Unterschied praktisch ausgleicht und der je nach Regelwerk bis zu 6 dB betragen kann.

Das was für L_{AIm} gilt, gilt sinngemäß auch für den mittleren Taktmaximalpegel L_{AFTm} , der ebenfalls der subjektiven Impulswahrnehmung Rechnung trägt. Näherungsweise gilt deshalb:

$$L_{AIm} \cong L_{AFTm}.$$

Kurzzeitige Impulsspitzen unter 0,2 s Dauer werden durch die Zeitbewertung „Fast“ beim Taktmaximalverfahren allerdings unterbewertet. Eine Messung mit einer Takt-dauer von 3 s stimmt i.a. besser mit L_{AIm} überein, als die Ermittlung mit einer Takt-dauer von 5 s. Abb. 2.5 zeigt abschließend eine schematische Darstellung der Wirkung verschiedener Mittelungsverfahren anhand eines schwankenden Geräuschsignals.

Das Konzept des Mittelungspegels ist nicht unumstritten. Abb. 2.6 zeigt, dass die unterschiedlichsten Schallsignale mit vollkommen verschiedenen subjektiven Belästigungswirkungen den gleichen Mittelungspegel aufweisen können. Insbesondere die Eigenschaft, dass besonders störende herausragende kurze Einzelereignisse nur unvollkommen durch den Mittelungspegel abgebildet werden, hat dazu geführt, dass in einigen Regelwerken mehr Gewicht auf den Maximalpegel gelegt wird. So gibt beispielsweise die TA Lärm vor, dass der Immissionsrichtwert in der Nacht nur kurzzeitig um nicht mehr als 20 dB(A) überschritten werden darf, bei Geräuschquellen innerhalb von Gebäuden liegt diese Grenze bei 10 dB(A).

Zu der Problematik im Folgenden ein Rechenbeispiel. Ein Schallereignis besteht aus vier kurzen Pegelspitzen von 100 dB und jeweils 15 s Dauer, also insgesamt 1 min Bezogen auf einen Beurteilungszeitraum von 8 Stunden ergibt sich mit der Einwirkdauer ein Mittelungspegel, der wegen

$$\Delta L = 10 \lg \frac{1}{480} \cong -27 \text{ dB}$$

um 27 dB kleiner ist als der Einzelpegel, also 73 dB beträgt. Liegen weitere Geräusche in den Zwischenzeiten zwischen den Einzelereignissen vor, so tragen diese zum Mittelungspegel nur unwesentlich (weniger als 1 dB) bei, solange sie mindestens 6 dB unter dem Mittelungspegel bleiben, hier also 67 dB. Es ist also für den Mittelungspegel – und hier offenbart sich eine weitere Schwäche – vollkommen egal, ob ein störender Schalldruckpegel in den Zwischenzeiten 40, 50, 60 oder sogar 67 dB beträgt. Aus diesem Grund gab es in den zurück liegenden Jahren mehr oder weniger erfolgreiche Bestrebungen, auch die Ruhe in den Zwischenzeiten zu berücksichtigen. Der Ruhezeitenzuschlag der TA Lärm mag ein erster Schritt in diese Richtung sein.

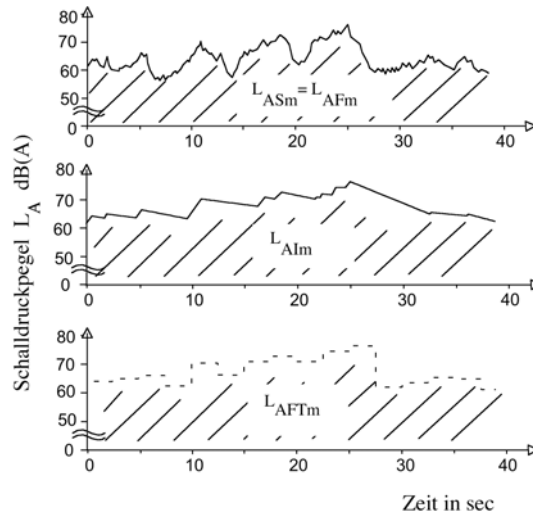


Abb. 2.5 Schematische Darstellung verschiedener Pegelmittelungen (schraffierte Flächen unter den Kurven entsprechen dem jeweiligen Mittelungspegel)

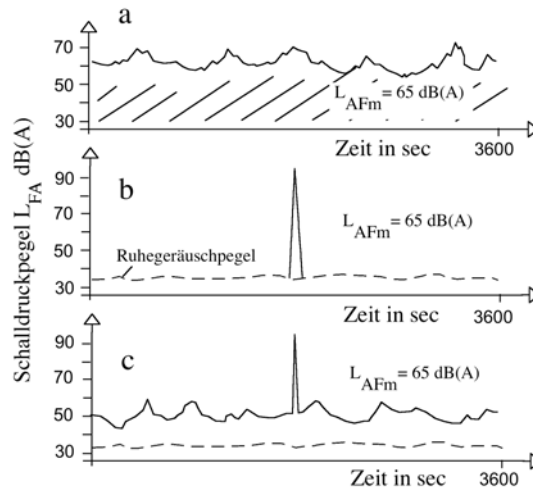


Abb. 2.6 Pegelverlauf dreier Lärmsituationen mit gleichem Mittelungspegel: a) 2000 PKW/Std. bei 50 km/h; b) ein D-Zug/Std. mit 160 km/h; c) ein D-Zug/Std. mit 160 km/h + 200 PKW/Std. bei 50 km/h (nach [2.4])

2.2.7 Stichprobenverfahren zur Ermittlung des Mittelungspegels

Als weitere Art zur Gewinnung eines Mittelungspegels kennt man das dem Taktmaximalverfahren ähnelnde Stichprobenverfahren, das besonders bei automatischen Auswertungen – im einfachsten Fall ein Pegelhäufigkeitszähler (Klassiergerät) –

eingesetzt wird und als Zusatzinformation die statistische Häufigkeitsverteilung bestimmter Pegelwerte (Schwankungsbreite) liefert [2.24, 2.26, 2.27, 2.31].

Bei diesem Verfahren wird der bewertete Schalldruckpegel eines Schallereignisses in regelmäßigen Zeitabständen abgefragt und der jeweilige Messwert in 1 dB, 2,5 dB oder 5 dB breite Pegelklassen eingeordnet. Die Anzahl der Messwerte in jeder Pegelklasse wird aufsummiert. Der Mittelungspegel lässt sich dann folgendermaßen berechnen:

$$L_m = 10 \lg \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n N_i \cdot 10^{L_i/10} \right\} \quad [\text{dB}] \quad (2.8)$$

mit L_i Messwerte in der i -ten Pegelklasse, N_i Anzahl der Pegelwerte in der i -ten Klasse, n Anzahl der ausgewerteten Klassen, $N = \sum_{i=1}^n N_i$ Gesamtzahl der Zählungen.

Der Theorie zufolge ist für die Bildung dieser Art von Mittelungspegeln eine genügend große Anzahl (mehr als 100) von unabhängigen Proben von Messwerten erforderlich. Angaben über Fehler findet man im Anhang der DIN 45641 [2.24]. Die Zeitabstände für die Stichprobenentnahme (Abfragehäufigkeit) sind von der Art der gewünschten Mittelungspegel abhängig. Sie betragen:

- 0,1 ... 0,2 s für Messwerte, die A- und „Fast“-bewertet sind
- 1 s für Messwerte, die „Impulse“ und A-bewertet sind und, wie bereits erwähnt
- 3 ... 5 s für das Taktmaximalverfahren.

Das statistische Verfahren liefert dann aus der Summenhäufigkeit auch die sog. Überschreitungspiegel, das sind gemittelte Anteile, die während eines bestimmten Prozentsatzes der Mittelungsdauer erreicht oder überschritten werden. Im Allgemeinen interessieren diejenigen Pegel, die in 95% der Gesamtzeit (Maß für das Grundgeräusch) oder aber in 1% der Gesamtzeit (Maß für Geräuschspitzen) auftreten, auch Perzentile genannt. Die entsprechenden Pegel erhalten dieses Merkmal als Index, also beispielsweise L_{95} oder L_1 .

2.2.8 Schalldosis, Schallexpositionspiegel

Die Schall- oder auch Lärmdosis AE in $[\text{Pa}^2\text{h}]$ ist ein Maß für das im Beobachtungszeitraum T einwirkende Lärmquantum und folgendermaßen definiert:

$$AE = \int_0^T p_{AF}(t)^2 dt \quad [\text{Pa}^2\text{h}] \quad (2.9)$$

mit $p_{AF}(t)^2$ A- und Fast-bewertetes Schalldruckquadrat (DIN EN 61672-1 [2.32]).

Gl. 2.9 besagt, dass das bewertete, der Schalleistung proportionale Schalldruckquadrat über eine längere Zeit aufintegriert (aufsummiert) wird. Die Schalldosis ist demnach eine energieproportionale Größe. Sie ist umso größer, je höher der Schalldruckpegel und je länger die Einwirkdauer T ist.

Die Lärmdosis wird z.B. für einen Arbeitsplatz oder für einen Arbeiter, der sich an verschiedenen Arbeitsplätzen aufhält, über eine ganze Arbeitsschicht von 8 Stunden ermittelt. Bezieht man den ermittelten Wert auf die maximal zulässige tägliche Lärmbelastung, kann man die Lärmdosis in Prozent angeben.

Umrechnungen in den L_{Aeq} sind möglich. Eine Lärmdosis von 1 Pa²h entspricht bei einer achtstündigen Einwirkdauer einem L_{Aeq} von 85 dB(A).

Beim Schallexpositionspegel L_{AE} (auch Sound Exposure Level (SEL)), wird die gesamte Schallenergie eines Lärmereignisses auf einen Zeitraum von 1 s bezogen und als Pegel angegeben. Die auf diese Weise ermittelte Größe entspricht ebenfalls einer Lärmdosis und wird zur Beurteilung einzelner relativ kurzer Schallereignisse, wie überflüge, LKW-Vorbeifahrten oder Gesenkschmiedevorgänge angewendet. Theoretisch gilt folgende Definition:

$$L_{AE} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{p_A(t)}{p_0} \right)^2 dt \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.10)$$

mit T_0 Bezugsintegrationszeit 1 s, p_A nur A-Bewertung, keine Zeitbewertung.

Praktisch wird aber eine andere Gleichung angewendet, nämlich:

$$L_{AE} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{T_0} \int_0^T 10^{L_{Aeq}/10} dt \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.11)$$

mit T_0 Bezugsintegrationszeit 1 s, L_{Aeq} Mittelungspegel des A-bewerteten Schalldrucks (i.a. L_{AFm}), T Dauer des Ereignisses, über das der L_{Aeq} gebildet wurde.

Die Umrechnung zwischen L_{AE} und dem L_{Aeq} geschieht demnach in der folgenden einfachen Weise:

$$L_{AE,T_0} = L_{Aeq,T} + 10 \lg \frac{T}{T_0} \quad [\text{dB(A)}]. \quad (2.12)$$

Auf diese Art wird auch der sog. Ereignispegel bei Eisenbahnlärm gebildet, wobei dann die Bezugszeit T_0 eine Stunde beträgt.

2.2.9 Messdauer

Unter Messdauer (Messzeit) versteht man die zeitliche Dauer einer ununterbrochenen Messung. Das Messergebnis muss als repräsentativ für das Schallereignis gelten, auch wenn dieses über die Messdauer hinaus mit annähernd gleichem Pegelverlauf anhält. Der Mittelungspegel muss für die entsprechende Einwirkdauer kennzeichnend sein.

Die Messdauer kann bei relativ konstanten oder periodisch wiederkehrenden Geräuschen relativ kurz sein; bei unregelmäßig schwankenden Geräuschen muss sie entsprechend lang sein, u. U. sogar so lang wie die gesamte Einwirkdauer. An-

gaben über die Messdauer findet man meistens in den Vorschriften und Richtlinien, z.B. in der DIN 41641 [2.24], VDI 2058 [2.73] oder in der TA Lärm [2.87].

2.2.10 Zeitliche Messdurchführung

Der Zeitpunkt der Durchführung von Messungen kann von großem Einfluss auf das Ergebnis sein, das gilt besonders für Immissionsmessungen. Er muss so gewählt sein, dass die kennzeichnende Geräuschwirkung erfasst wird. Folgende Einflüsse sind u. U. zu berücksichtigen:

- Art des Geräusches und zeitlicher Ablauf
- Stärke und Auftreten von Fremdgeräuschen; die Messung sollte nicht durchgeführt werden, wenn der Pegelunterschied zwischen dem zu beurteilenden Geräusch und dem Fremd- oder auch Störgeräusch kleiner als 3 dB ist. Bei Unterschieden bis etwa 10 dB ist eine Pegelkorrektur vorzunehmen.
- Wetterlage und Windeinfluss; im Freien sollte nicht gemessen werden bei Regen, Schneefall, starkem Nebel und Windstärken über etwa 5 m/sec. Auch hierzu gibt es Angaben in Vorschriften. Angabe in der TA Lärm z.B.: Messung bei „vorherrschender Wetterlage“.

2.2.11 Messprotokoll

Ein sehr wichtiger Teil jeder Messung ist die sorgfältige Aufzeichnung der Messbedingungen und der Resultate. Ein guter Messbericht sollte wenigstens folgende Informationen enthalten:

- Eine Darstellung der Messsituation, die die wesentlichen Ortsverhältnisse und Abmessungen zeigt (z.B. Lage des Immissions- und Emissionsortes, Größe des Raumes oder Maschinenabmessungen), Aufstellungsorte der Mikrofone und des Gegenstandes, der untersucht werden soll
- Normen, gemäß denen die Messungen durchgeführt werden
- Typ und Seriennummern bei Maschinenmessungen
- Kalibriermethode
- Verwendete Frequenz und Zeitbewertung (Messgrößen)
- Art des Geräusches (impulsiv, andauernd, tonhaltig usw.)
- Hintergrundgeräuschpegel
- Umgebungsbedingungen (Art des Schallfeldes, Angaben zu Wind und Wetter)
- Daten bezüglich des zu messenden Gegenstandes
- Datum und Ort der Messung

In einigen Regelwerken sind Protokoll-Vordrucke für Messungen oder Prognoserechnungen vorgegeben.

2.2.12 Beurteilungsgrößen

DIN 45645 Teil 1 und Teil 2 [2.25]: „Einheitliche Ermittlung des Beurteilungspegels für Geräuschimmissionen“.

Wie allgemein bekannt ist, sind die Wirkungen von Geräuschen auf den Menschen, wie z.B. Hörschäden, Kommunikationsstörungen, Leistungsstörungen, Störungen der Erholung und der Freizeit oder Schlafstörungen, nicht nur von der Höhe des Schalldruckpegels, sondern auch vom Charakter des Geräusches und von der Einwirkdauer abhängig.

Wie zahlreiche Untersuchungen gezeigt haben, eignet sich der Mittelungspegel recht gut zur quantitativen Erfassung und Charakterisierung zeitlich schwankender Geräusche, wobei im Immissionsschutz als Basis für die Beurteilung von Lärmwirkungen speziell der Mittelungspegel $L_{ASm} = L_{AFm} = L_{Aeq}$ Anwendung findet. Er wird unter Verwendung von Zuschlägen („Strafpunkten“) für Ton- und/oder Impulshaltigkeit und für die Dauer der tatsächlichen Einwirkung zum sog. Beurteilungspegel L_r in dB(A) umgerechnet. Der Beurteilungspegel stellt somit ein Maß für die durchschnittliche Geräuschimmission während einer bestimmten Beurteilungszeit T_r dar. Die Ermittlungsvorschrift lautet folgendermaßen

$$L_r = L_{Aeq,T} + 10 \lg \frac{T}{T_r} + K_I + K_T + K_R + K_S \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.13)$$

mit K_I Impulszuschlag in dB, K_T Tonhaltigkeitszuschlag in dB, K_R Ruhezeitenzuschlag in dB, K_S Zuschlag für bestimmte Geräusche und Situationen, T Zeitraum, für den der Mittelungspegel gilt (i.a. Einwirkdauer des Geräusches), T_r Beurteilungszeitraum.

Die Zuschläge liegen je nach Auffälligkeit zwischen 3 und 6 dB. Sie werden jeweils in den Richtlinien vorgeschrieben, so gelten die Zuschläge K_T , K_R und K_S beispielsweise nicht zur Beurteilung von Arbeitsplatzlärm (vgl. [2.25]).

Der *Tonzuschlag* berücksichtigt den Umstand, dass, wenn sich Einzeltöne deutlich hörbar aus dem Geräusch hervorheben, mit einer erhöhten Belästigung zu rechnen ist. Speziell bei der Beurteilung der Gehörschädlichkeit wird allerdings kein Tonzuschlag angewendet. Der Tonzuschlag kann mit Hilfe der DIN 45681 [2.29] ermittelt werden.

Der *Impulszuschlag* ist praktisch die Differenz aus

$$K_I = L_{AIm,T} - L_{Aeq,T} \quad [\text{dB}] \quad (2.14)$$

mit $L_{AIm,T}$ = A- und „Impulse“-bewerteter Mittelungspegel über den Zeitraum T . Eine vorliegende Messung von $L_{AIm,T}$ schließt demnach den Impulszuschlag mit ein, so dass sich Gl. 2.13 entsprechend Gl. 2.14 vereinfacht. Im Prinzip bieten alle modernen Schallpegelmesser die Möglichkeit, L_{AIm} bzw. $L_{AIm,T}$ zu messen. In der TA Lärm [2.87] wird dieser Pegel durch den Wirkpegel nach dem Taktmaximalverfahren ersetzt.

Wenn während der Beurteilungszeit Geräusche mit verschiedenem Charakter, also auch mit verschiedenen Mittelungspegeln bzw. Zuschlägen auftreten, lautet das

allgemeine Bildungsgesetz für den Beurteilungspegel

$$L_r = 10 \lg \left\{ \frac{1}{T_r} \sum_{i=1}^n T_i \cdot 10^{L_{Aeq,i} + K_{I,i} + K_{T,i} + K_{R,i} + K_{S,i} / 10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.15)$$

mit $L_{Aeq,i}$ Mittelungspegel im Teilzeitraum T_i , $K_{I,i}$, $K_{T,i}$, $K_{R,i}$, $K_{S,i}$ entsprechende Zuschläge im Zeitintervall T_i , n Anzahl der Teilzeiträume, $T_r = \sum_{i=1}^n T_i$ i.a. gesamte Beurteilungszeit.

Unter Berücksichtigung unterschiedlicher Lärmschutzbedürfnisse sind in den verbindlichen Richtlinien und Vorschriften (vgl. auch [2.25]) folgende Beurteilungszeiten T_r angegeben.

Geräuschimmissionen am Arbeitsplatz

$T_r = 8$ Std. für eine Arbeitsschicht (ist die Schicht länger als 8 Std., kann die Einwirkdauer T bzw. $T = \sum_{i=1}^n T_i$ größer als T_r werden).

Alle anderen Geräuschimmissionen

Werktags:

Tageszeit 6 – 22 Uhr:

$T_{r, \text{Tag}} = 16$ Std.

davon 7 – 19 Uhr:

$T_{r1} = 12$ Std. $K_R = 0$ dB

bzw. 6 bis 7 Uhr (Morgen) und 19 – 22 Uhr (Abend): $T_{r2} = 4$ Std. $K_R = 6$ dB

Nachtzeit 22 – 6 Uhr: $T_{r3} = 8$ Std. $K_R = 0$ dB

bzw. die lauteste Nachtstunde zwischen 22 und 6 Uhr: $T_{r4} = 1$ Std. $K_R = 0$ dB

Sonn- und Feiertags:

Tageszeit 7 – 22 Uhr: $T_{r1} = 15$ Std. $K_R = 6$ dB

Nachtzeit 22 – 7 Uhr: $T_{r3} = 9$ Std. $K_R = 0$ dB

bzw. die lauteste Nachtstunde zwischen 22 und 7 Uhr: $T_{r4} = 1$ Std. $K_R = 0$ dB

Als Maß gebender Beurteilungspegel für einen ganzen Werktag gilt dann:

$$L_{r, \text{Werktags, 6-22 Uhr}} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{16} \left(12 \cdot 10^{L_{r1}/10} + 4 \cdot 10^{(L_{r2}+6)/10} \right) \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.16)$$

Diese Regelung bedeutet, dass bei Geräuschimmissionen in den Zeiten von 6 bis 7 Uhr und 19 bis 22 Uhr das erhöhte Schutzbedürfnis durch den sog. *Ruhezeitenzuschlag* von 6 dB berücksichtigt wird, das gleiche gilt auch für Sonn- und Feiertage für den gesamten Tag. Bei dieser Art von Zuschlägen müssen immer die relevanten Regelwerke beachtet werden. Wenn L_{r2} mindestens 3 dB kleiner als L_{r1} ist, kann $L_{r, \text{Tag}} \cong L_{r1}$ gesetzt werden (die Zahl im Index bezieht sich auf die Beurteilungszeit).

Als Maß gebender Beurteilungspegel für die Nacht gilt allgemein:

$$L_{r, \text{Nacht}} = L_{r3},$$

außer, wenn L_{r4} um 4 dB oder mehr größer ist als L_{r3} . In solchen Fällen ist

$$L_{r, \text{Nacht}} = L_{r4}.$$

Manchmal werden $L_{r, \text{Tag}}$ und $L_{r, \text{Nacht}}$ zu einem 24-Std.-Beurteilungspegel zusammen gefasst, beispielsweise für den Werktag:

$$L_{r, 24h} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{24} \left(12 \cdot 10^{L_{r1}/10} + 4 \cdot 10^{(L_{r2}+6)/10} + 8 \cdot 10^{L_{r3}/10} \right) \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.17)$$

2.2.13 Spezielle Beurteilungsgrößen

Spezielle Beurteilungsgrößen werden z.B. für den Straßenverkehrslärm (s. DIN 18005 [2.78], RLS-90 [2.91], Bundesfernstraßengesetz, Verkehrslärm-Schutzverordnung [2.89]), für Eisenbahnlärm (Schall 03 [2.92]) oder für den Fluglärm (Fluglärmsgesetz, DIN 45643 [2.84]) verwendet. International sind darüber hinaus noch weitere Größen geläufig:

Noise-Rating (NR) Kurven: Ursprünglich verwendete Geräusch-Beurteilungskurven nach alter ISO 1996. NR-Kurven sind eine Schar nicht paralleler Grenzkurven, mit denen das Oktavspektrum des gemessenen A- bewerteten Schalldruckpegels verglichen wird. Diese Kurven legen mehr Gewicht auf die höheren Frequenzen, um die größere Störwirkung in diesem Bereich besser zu berücksichtigen. Die kennzeichnende N-Zahl ergibt sich aus dem höchsten gemessenen Oktavwert innerhalb der Kurvenschar.

Day-Night-Level (LDN): Der LDN ist ein äquivalenter Dauerschallpegel, bei dem die Lärmanteile während der Nachtzeiten um 10 dB schärfer bewertet werden.

Noise-Pollution-Level (LNP): Der äquivalente Dauerschallpegel wird durch einen Term erweitert, der die statistische Standardabweichung σ des Momentanpegels berücksichtigt

$$L_{NP} = L_{eq} + 2,56 \cdot \sigma \quad [\text{dB}] \quad (2.18)$$

Bei einer Gauß'schen Pegelverteilung lässt sich für den Schwankungsanteil auch die Differenz der Perzentile $L_{10} - L_{90}$ verwenden. Der Zweck dieser Operation besteht darin, die größere Lästigkeit statistisch stark schwankender Geräusche zu berücksichtigen. Andere statistische Verfahren sind unter den Bezeichnungen *Noise and Number Index (NNI)* und *Traffic Noise Index (TNI)* bekannt [2.8, 2.17].

2.3 Messgeräte

Die Schallpegelmessung erfolgt insbesondere beim Immissionsschutz mit Schallpegelmessern. Die Anforderungen sind in international einheitlichen Normen festgelegt (DIN EN 61672 (Teile 1 – 3) [2.32], DIN EN 61183 [2.33], DIN 45657 [2.31]), dabei gibt es vier Klassen in der Anzeigegenauigkeit der Messwerte.

2.3.1 Schallpegelmesser

Schallpegelmesser der Klasse 0 sind reine Laborgeräte und werden als Bezugsnormale verwendet. Für den praktischen Betrieb unterscheidet man drei Klassen:

2.3.1.1 Schallpegelmesser Klasse 1, Messgenauigkeit $\pm 0,5$ dB

Mit solchen sog. Präzisionsschallpegelmessern können exakte Bestimmungen von Immissionen sowie Emissionen durchgeführt werden. Dabei kann man i.a. folgende technische Mindestausstattung erwarten:

- Frequenzbewertung: A, C sowie Z (linear 5 Hz ... 20 kHz)
- Zeitbewertung: F, S, I, Spitze
- Anzeige: Effektiv, Spitze, Maximalwert, Messwerthalteschaltungen.

Die Geräte haben außerdem Ausgänge, über die sich die Messsignale abnehmen und weiterverarbeiten lassen. Darüber hinaus bieten sie die Möglichkeit zur simultanen Frequenzanalyse, meistens in Oktav- oder Terzbändern.

2.3.1.2 Schallpegelmesser Klasse 2, Messgenauigkeit ± 1 dB

Diese Geräte eignen sich für die Überwachungen von Betriebszuständen technischer Anlagen sowie für die überschlägige Bestimmung von Emissionsdaten. Sie besitzen oft nur eine A-Frequenzbewertung und eine „Fast“- bzw. „Slow“-Zeitbewertung, eignen sich also nicht immer für die Messung impulshaltiger Geräusche.

2.3.1.3 Schallpegelmesser Klasse 3, Messgenauigkeit $\pm 1,5$ dB

Schallpegelmesser dieser Klasse eignen sich lediglich für sog. Orientierungsmessungen, sie sind in keinem Fall eichfähig.

2.3.1.4 Integrierende Messgeräte (Klasse 1 und 2)

Integrierende Schallpegelmesser oder Lärmdosimeter (für den Arbeitsschutz) stehen ebenfalls auf dem Markt zur Verfügung. Sie bilden während einer laufenden Messung die verschiedenen möglichen Mittelungspegel, wobei die Messzeit vorgegeben werden kann (manchmal bis 99 Std.). Auch lassen sich Kurzzeitmittelungspegel über der Zeit aufzeichnen, was besonders bei der Lärmüberwachung eine wichtige Eigenschaft darstellt.

2.3.1.5 Sonstige Eigenschaften

Moderne Geräte, sog. Universal-Schallpegelmesser, verbinden meistens alle Eigenschaften miteinander. Man kann nach einer Messung alle relevanten Größen abfragen bzw. auslesen, einschließlich Ergebnisse nach dem Taktmaximalverfahren, i.a. mit der Genauigkeitsklasse 1.

Eine große Zahl von Schallpegelmessern der Klasse 1, die auf dem Markt angeboten werden, sind Bauart geprüft und damit eichfähig. Schallpegelmesser müssen von der PTB (Physikalisch Technische Bundesanstalt) zugelassen sein, wenn sie für folgende Zwecke verwendet werden:

- Durchführung öffentlicher Überwachungsaufgaben
- Erstellung von Gutachten für gerichtliche Verfahren oder andere amtliche Zwecke
- Erstellung von anerkannten Prüfzeugnissen.

Für amtliche Immissionsmessungen gemäß §26 BImSchG sind nur bestimmte zugelassene Stellen berechtigt; diese Stellen werden von der jeweiligen, für den Immissionsschutz zuständigen Landesbehörde in einer Liste bekannt gegeben.

Die allgemeine Kalibrierung von Schallpegelmessern erfolgt mit einem Schallkalibrator gemäß DIN EN 60942 [2.34], dabei wird ein in der Amplitude und Frequenz definiertes Schalldrucksignal auf das Mikrofon des Messsystems gegeben und die Anzeige entsprechend eingestellt. Diese Art der Überprüfung der Genauigkeit und damit auch der Funktionsfähigkeit und sollte vor jeder neuen Messung erfolgen.

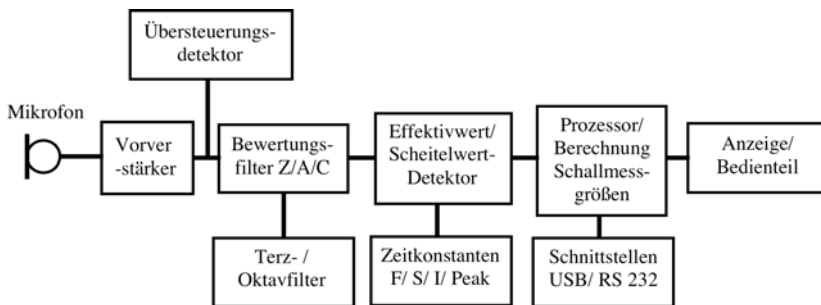


Abb. 2.7 Blockschaltbild eines einfachen Schallpegelmessers

In Abb. 2.7. ist das Blockschaltbild eines einfachen Schallpegelmessers angegeben. Wesentliche Bestandteile sind:

- präzises, hochempfindliches Kondensatormikrofon ohne ausgeprägte Richtcharakteristik als elektro-akustischer Wandler
- Vorverstärkung zum Angleichen an die benötigte Messempfindlichkeit inklusive Übersteuerungsdetektor
- Frequenzbewertungsfilter und ggf. ein Terz-Oktavfilter

- quadrierender Effektivwertbilder mit Zeitbewertungsnetzwerk
- Signalprozessor zur Ermittlung aller relevanten Schall- Messgrößen, auch als Mittelungspegel.
- Anzeige- und Bedienteil
- Schnittstelle zur Ausgabe der Daten an einen Rechner.

2.3.2 Klassierende Messgeräte

Eine andere Form bilden klassierende Schallpegelmesser. Sie erfassen den Mittelungspegel auf statistischem Wege und ermöglichen damit auch Aussagen über Pegelhäufigkeitsverteilungen. Sie eignen sich besonders für automatische Messstationen, wobei zu beachten ist, dass die Geräte nicht zwischen Fremdgeräusch und dem interessierenden Geräusch bei einer automatischen Auswertung unterscheiden können. Dieses lässt sich umgehen, in dem zunächst nur der Pegel-Zeitverlauf und in einem Extrakanal das originale Zeitsignal (z.B. im WAV-Format) aufgezeichnet werden und somit in einer nachträglichen Auswertung eine Korrektur möglich ist, in dem zu hohe Einzelereignis-Störpegel nicht mit ausgewertet werden.

2.3.3 Datenerfassung

Die graphische Aufzeichnung des Schallpegelverlaufs auf einem Pegelschreiber oder die Zwischenspeicherung von Messwerten auf einem Magnetbandgerät sind heute nicht mehr üblich. Anwendung finden, wenn die Signalübertragung mittels einer geeigneten Schnittstelle nicht direkt auf einen Rechner mit seiner Festplatte erfolgt, interne Speicherchipkarten. Damit ist es möglich auch durch ein „Postprocessing“ nachträgliche Auswertungen vorzunehmen.

2.3.4 Frequenzfilter

Neben den in den Schallpegelmessern eingebauten Frequenzbewertungsfiltern können manchmal Terz- und Oktavfilter zwischengeschaltet oder als selbständige Geräte angeschlossen werden (DIN EN ISO 266 [2.36], DIN EN 61260 [2.37]). Werden keine Schallpegelmesser benutzt und das Frequenzspektrum eines Schallereignisses über den gesamten Hörbereich gleichzeitig erfasst und dargestellt werden soll, benötigt man entweder sog. Echtzeit-Terz/Oktav-Analysatoren oder schmalbandig auflösende Geräte, sog. FFT-Analysatoren. Letztere eignen sich zur umfassenden Signalanalyse und sind im Prinzip kleine, spezialisierte Computer. Als Eingangsgröße wird dann lediglich ein vorverstärktes Mikrofonsignal benötigt.

2.4 Erfassung und Beurteilung der Geräuschemission

2.4.1 Allgemeines

Eine eindeutige und vergleichbare Kennzeichnung der Schallemission ist eine notwendige Voraussetzung für die Umsetzung gesetzlicher Vorschriften und zur Begrenzung der Schallabstrahlung von Maschinen, Fahrzeugen und Anlagen. Sie ist ebenfalls wichtige Grundlage bei der Beurteilung von lärmarmen Produkten sowie bei der Bewertung des Standes der Lärminderungstechnik. Darüber hinaus ist sie Basis für Prognoserechnungen zur Schallimmission. Kenngrößen für die Geräuschemission können folgende sein:

- der A-bewertete Schallleistungspegel (L_{WA}), der die von einer Maschine bei einem festgelegten Betriebszustand an die Umgebung insgesamt abgestrahlte Schalleistung angibt
- der Arbeitsplatz bezogene Emissionswert (L_{ASm}), der den Schalldruckpegel an dem entsprechenden, maschinennahen Bedienerplatz angibt, ggf. in Verbindung mit einem Impulszuschlag für die Charakterisierung der Impulshaltigkeit eines Geräusches.

Bei Schallausbreitungsrechnungen kann manchmal auch die Kenntnis der Richtcharakteristik einer Schallquelle von Vorteil sein.

2.4.2 Geräte, Maschinen, Baugruppen u.ä.

Der Schallleistungspegel ist die wichtigste Messgröße, die die Emission einer Maschine oder anderer gerätetechnischer Schallquellen beschreibt (s. auch Kapitel 5). Es werden im wesentlichen zwei verschiedene Verfahren zur Schalleistungsbestimmung unterschieden, die in zwei Genauigkeitsklassen standardisiert sind.

2.4.2.1 Hüllflächen- oder auch Freifeldverfahren

Beim Freifeldverfahren (DIN EN ISO 3745 [2.40]) denkt man sich eine die Schallquelle umhüllende Fläche S im Fernfeld (Abstand üblicherweise 1 m). Man unterteilt diese sog. Hüllfläche in N Teilflächen. Auf jeder Teilfläche, die senkrecht zur Schallausbreitungsrichtung stehen soll, misst man den zeitlich gemittelten Schalldruckpegel (i.a. L_{Sm}). Diese Einzelpegel $L_{p,i}$, werden, ggf. nach erfolgter Fremdgeräuschkorrektur, dann örtlich über die Messfläche energetisch zum sog. Messflächen-Schalldruckpegel $\overline{L_{pf}}$ gemittelt

$$\overline{L_{pf}} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{L_{p,i}/10} \right\} \quad [\text{dB}]. \quad (2.19)$$

Der gesuchte Schallleistungspegel ergibt sich dann zu:

$$L_W = \overline{L_{pf}} + 10 \lg \frac{S}{S_0} + C \quad [\text{dB}] \quad (2.20)$$

mit S_0 Bezugsfläche, i.a. 1 m^2 ; C beinhaltet Lufttemperatur- und Luftdruck- Korrekturwerte (s. DIN EN ISO 3745), Bezugsschalleistung 10^{-12} W , Bezugsschalldruck $20 \text{ } \mu\text{Pa}$.

Die Größe und Art der Hüllfläche und die Anzahl und Lage der Teilflächen bzw. Mikrofonorte ist in diversen Teilblättern der DIN 45635 [2.38] den verschiedenen Geräuschquellen angepasst. Die Hüllfläche kann kugelförmig ($S = 4\pi r^2$), aber auch quaderförmig sein. Für die Anzahl der Messpunkte rechnet man grob mit etwa einem Messpunkt pro 1 m^2 Teilfläche. In der Praxis sollten bei einer quaderförmigen Hüllfläche wenigstens 6 Messpunkte vorgesehen werden. Je nach Hüllflächentyp und Anforderungen an die Messgenauigkeit kann sich diese Zahl durchaus auf zum Beispiel 20 erhöhen. Ist die Schallabstrahlung nachweisbar symmetrisch, reicht es, einen Teil der Hüllfläche zu vermessen. Das Hüllflächenverfahren lässt sich ebenso für das Schalleistungsspektrum in einzelnen Terz- oder Oktavbändern anwenden.

Das oben beschriebene Prozedere wird bei Geräte-spezifischen Emissionskennwerten i.a. analog mit der A-Frequenzbewertung durchgeführt, das entsprechende Ergebnis lautet dann L_{WA} in dB(A).

Wenn bei Messungen nach diesem Verfahren die Freifeldbedingungen nicht ausreichend sind, wird ein Verfahren nach DIN EN ISO 3744 [2.39] (eine oder auch mehrere reflektierende Flächen) und DIN EN ISO 3746 [2.44] (keine besondere Prüfumgebung) angewendet. In diesen Regelwerken wird ein sog. Messumgebungs-Korrekturwert definiert, der sich entweder aus dem Verhältnis der Hüllfläche zur Absorptionsfläche des Raumes oder aus Vergleichsmessungen mit einer standardisierten Schallquelle ergibt. Auch kann eine verstärkte Schallabstrahlung über eine bestimmte Teilfläche aufgrund einer ausgeprägten Quellen-Abstrahlcharakteristik eine erhöhte Zahl an Messorten pro Teilfläche notwendig machen, dazu muss ein sog. Scheinrichtungsmaß ermittelt werden.

2.4.2.2 Hallraumverfahren

Beim Hallraumverfahren (DIN EN ISO 3741 [2.42]) wird der Schallleistungspegel L_W aus dem örtlich und zeitlich gemittelten und ggf. Störgeräusch korrigierten Raum-Schalldruckpegel $\overline{L_{p(ST)}}$ in dB, den die zu untersuchende Geräuschquelle in einem Hallraum mit dem Volumen V und der äquivalenten Absorptionsfläche A pro Terz oder Oktave erzeugt, folgendermaßen berechnet

$$L_W = \overline{L_{p(ST)}} + \left(10 \lg \frac{A}{A_0} + 4,34 \frac{A}{S} + 10 \lg \left\{ 1 + \frac{S \cdot c}{8 \cdot V \cdot f_m} \right\} + C - e \right) [\text{dB}] \quad (2.21)$$

mit A_0 Bezugsfläche 1 m^2 , S Gesamtoberfläche des Hallraums in m^2 , c Schallgeschwindigkeit zur Zeit der Messung, f_m Mittenfrequenz in Hz, C beinhaltet Lufttemperatur- und Luftdruck-Korrekturwerte (s. DIN EN ISO 3741).

Die Nachhallzeit des Messraums zur Bestimmung der Absorptionsfläche ist nach DIN EN ISO 3382 [2.47] in Anwesenheit der zu untersuchenden Geräuschquelle im abgeschalteten Zustand zu messen. Da das Absorptionsvermögen eines Raumes i.a. frequenzabhängig ist, muss bei diesem Messverfahren der Schallleistungspegel generell in Terz- oder Oktavbändern ermittelt werden. Der A-bewertete Gesamt-Schallleistungspegel kann dann daraus berechnet werden.

An den Mess-Hallraum und damit an die Qualität des diffusen Schallfeldes werden bestimmte Anforderungen gestellt, z.B. sollte der Raum ein Volumen von mindestens 100 m^3 haben und einen mittleren Absorptionsgrad von 0,06 nicht überschreiten.

Die Anzahl der Mikrofonpositionen im Raum wird nicht nur von der Diffusität des Raumes, sondern auch von der Frequenzzusammensetzung des abgestrahlten Geräusches bestimmt. In den Regelwerken wird von mindestens sechs bis 12 Positionen ausgegangen, die endgültige Zahl ergibt sich aus der Standardabweichung der Schallpegelschwankungen über sechs Messorte.

Der Mindestabstand zwischen der zu untersuchenden Geräuschquelle und dem am nächsten gelegenen Mikrofonort muss außerhalb des Hallradius liegen.

Die zu untersuchende Geräuschquelle sollte unter üblichen Betriebsbedingungen aufgestellt werden. Da ein Hallraum i.a. eine lange Ein- und Ausschwingzeit besitzt, eignet sich dieses Messverfahren nur für stationäre, d.h. gleichmäßige Geräusche ohne Impulsanteile.

2.4.2.3 Kennzeichnung technischer Schallquellen

Basierend auf der nationalen Umsetzung der EU-Richtlinie 98/37/EWG durch die 3. GPSGV (Maschinenlärminformations-Verordnung, 1991 [2.102]) bzw. die 9. GPSGV (Maschinen-Verordnung, 1993 [2.103]) zum Gerätesicherheitsgesetz, besteht für viele technische Geräte, Maschinen oder Maschinenanlagen Informations- und Kennzeichnungspflicht bezüglich der Geräuschemissionswerte. Dieses gilt besonders für alle Geräte und Anlagen, die Arbeitsplatz gebunden sind, Ausnahmen definiert die 9. GPSV. Nur so kann gewährleistet werden, dass für Bedienungspersonal gesundheitliche Gefahren abgewendet und bestehende Grenzwerte nicht überschritten werden.

Grundsätzlich muss eine Maschine unter Berücksichtigung des Standes der Technik und der verfügbaren Mittel zur Geräuschkürzung so konstruiert und gebaut sein, dass ihre Lärmemission das erreichbare niedrigste Niveau aufweist.

Folgende akustische Emissionskenngrößen sind, neben möglicher spezieller Installations- und Montagevorschriften zur Verminderung von Lärm, in den Bedienungsanleitungen anzugeben, wobei dieses bei Einzelmaschinen die tatsächlich Werte sind und bei Serienprodukten Messwerte an einem identischen Modell:

- der A-bewertete äquivalente Dauerschallpegel am Bedienerplatz in Ohrhöhe, wenn dieser über 70 dB(A) liegt. Wenn dieser Pegel kleiner oder gleich 70 dB(A) ist, genügt die Angabe „70 dB(A)“
- der Höchstwert des momentanen C-bewerteten Schalldrucks am Bedienerplatz, sofern dieser 130 dB übersteigt
- der Schallleistungspegel der Maschine, wenn der A-bewertete äquivalente Dauerschallpegel am Bedienerplatz über 85 dB(A) beträgt.

Zur Ermittlung der Geräuschemission ist die für die Maschine geeignete Messvorschrift zu verwenden. Ferner muss ersichtlich sein, welche Messverfahren angewendet wurden und unter welchen Betriebsbedingungen der Maschine die Messungen vorgenommen wurden.

Wenn sich die Arbeitsplätze des Bedienungspersonals nicht festlegen lassen oder nicht festgelegt sind, sind die Schalldruckpegelmessungen in einem Abstand von 1 m von der Maschinenoberfläche und 1,60 m über dem Boden oder der Zugangsplattform vorzunehmen. Der höchste Schalldruckwert und der dazugehörige Messpunkt sind anzugeben.

Für die Angabe dieser Geräuschemission müssen verbindliche Messvorschriften festgelegt sein, nur so sind vergleichbare und reproduzierbare Messungen möglich. Neben den bereits beschriebenen Rahmenmessvorschriften der DIN EN ISO findet man, in etwa 80 Teilen der DIN 45635 für diverse Maschinengruppen spezifische Angaben zur Messung der Geräuschemissions-Kennwerte; enthalten sind u. a. Angaben zur Durchführung der Messungen und über die jeweiligen Aufstellungs- und Betriebsbedingungen und die Art der Mess-Hüllfläche.

Messwerte alleine würden allerdings zur Beurteilung noch nicht ausreichen, wenn nicht zusätzliche Orientierungswerte über den Stand der Technik hinsichtlich der Geräuschemission der auf dem Markt befindlichen Produktgruppen vorliegen würden. Hierzu existieren nun eine ganze Reihe von Kenndaten, die in speziellen sog. VDI-ETS Richtlinien dokumentiert sind (ETS steht für „Emissionskennwerte Technischer Schallquellen“).

Durch Festlegung der Messvorschrift und durch Daten zum Stand der Technik ist es für den Hersteller möglich, eine verbindliche Geräuschangabe nach DIN EN ISO 4871 [2.49] und DIN EN ISO 27574 [2.50] zu machen. Für den Anwender ergeben sich in der Praxis folgende Vorteile:

- Auswahl leiser Maschinen und Geräte
- Vergleich von Produkten unterschiedlicher Hersteller
- Vorgaben von definierten Kennwerten in einer Ausschreibung
- Abschätzung der zu erwartenden Lärmbelastung beim Aufbau von Arbeitsstätten, um z.B. den Anforderungen der UVV „Lärm“ zu entsprechen.

Ausgenommen in der Betrachtung dieses Abschnitts sind alle Maschinen und Geräte, die ihre Verwendung im Freien haben, beispielsweise Baumaschinen oder Rasenmäher, diese werden im nächsten Abschnitt behandelt.

2.4.3 Maschinen und Geräte zur Verwendung im Freien

Für Geräte und Maschinen die im Freien Verwendung finden, existiert die Geräte- und Maschinenlärmschutzverordnung – 32. BImSchV als Umsetzung der europäischen Richtlinie 2000/14/EG. Sie gilt für unterschiedliche Geräte- und Maschinenarten, von Baumaschinen – wie etwa Betonmischer und Hydraulikhämmer, über Bau- und Reinigungsfahrzeuge bis hin zu Landschafts- und Gartengeräten, wie Ketensägen, Laubbläser und Rasenmäher, s. Anwendungsbereich der 32. BImSchV. Neben den Bestimmungen zum Immissionsschutz, beispielsweise für Betriebszeiten in Wohngebieten, basiert die Richtlinie 2000/14/EG bzgl. der Emission auf dem A-bewerteten Schallleistungspegel, wie er entsprechend in den weiter oben erwähnten Standards DIN EN ISO 3744 bzw. DIN EN ISO 3746 (Hüllflächenverfahren) definiert ist. Es müssen alle Produkte mit einer Kennzeichnung versehen werden, auf der die Hersteller denjenigen Schallleistungspegel angeben, der garantiert nicht überschritten wird, darüber hinaus müssen die lautesten Geräte- und Maschinenarten, wie Verdichtungsmaschinen oder Kompressoren, aber auch Rasenmäher, zusätzlich Geräuschgrenzwerte einhalten. Im Anhang der Richtlinie sind für die Erfassung der Schallleistung hinsichtlich der verschiedenen Geräte- und Maschinengruppen im Einzelnen Angaben über Messumgebung, ggf. Messflächen und Mikrofonanzahl, Betriebsbedingungen und Beobachtungszeitraum sowie Anforderungen für das Aufstellen während der Prüfung definiert. Sind die Geräusche nicht stationär, ist eine statistisch ausreichende Zahl an Einzelereignis-Schalldruckpegeln für die Schallleistung zu erfassen. Mit Umsetzung der europäischen Richtlinie entfallen neben der alten Rasenmäherverordnung, auch die diversen bisher gültigen nationalen Emissionsrichtwerte inklusive Emissionsmessverfahren von Baumaschinen, die in den allgemeinen Verwaltungsvorschriften zum Schutz gegen Baulärm verankert waren.

2.4.4 Wasserinstallation, haustechnische Anlagen

Bei dieser Art von Geräuschquellen wird zur Kennzeichnung der Emission im Allgemeinen nicht der Schallleistungspegel, sondern der A-bewertete Schalldruckpegel unter definierten Messbedingungen angegeben.

Für Sanitärarmaturen jeglicher Art, wozu auch beispielsweise Spülkästen oder Druckminderer gehören, gilt die DIN EN ISO 3822 in vier Teilen [2.53]. Als Emissionsgröße dient hier der sog. Armaturengeräuschpegel. Um diese Größe vergleichbar zu machen, wird sie mit Hilfe einer Referenzarmatur – dem sog. Installationsgeräuschnormal (IGN) – in einem standardisierten Prüfstand bei vorgegebenem Wasserdruck ermittelt. Dazu wird zunächst der Schalldruckpegel im Prüfraum im Oktavfrequenzbereich zwischen 125 Hz und 4000 Hz gemessen und daraus unter Berücksichtigung der A-Bewertung ein Einzahlwert in dB(A) berechnet:

$$L_{apn} = L_n - (L_{sn} - L_{srn}) \quad [\text{dB}] \quad (2.22)$$

mit L_{apn} Armaturengeräuschpegel pro Oktave n , L_n örtlich und zeitlich gemittelter Oktavschaallpegel im Messraum, hervorgerufen durch das Geräusch der zu prüfenden Armatur unter den festgelegten Bedingungen, L_{sn} entsprechender Oktavschaallpegel im Messraum, hervorgerufen durch das Geräusch des IGN bei einem Fließdruck von 0,3 MPa, L_{srn} Bezugswert des Oktavschaallpegels in der Oktave n für das IGN bei einem Fließdruck von 0,3 MPa (s. DIN EN ISO 3722-1, Abschn. 7, Tab. 1), sowie

$$L_{ap} = 10 \lg \sum_{n=1}^6 10^{(L_{apn} + k(A)_n)/10} \quad [\text{dB(A)}], \quad (2.23)$$

darin bedeuten: L_{ap} A-bewerteter Armaturengeräuschpegel (Einzahlwert), $n = 1, 2, 3, \dots, 6$ Oktaven mit den Mittenfrequenzen 125 Hz bis 4000 Hz, $k(A)_n$ Korrekturwerte der A-Bewertung in Dezibel nach DIN EN 61672-1 [2.32] für die sechs Oktav-Mittenfrequenzen von 125 Hz bis 4000 Hz. Wenn die IGN-Pegeldifferenz ($L_{sn} - L_{srn}$) bei den Oktav-Mittenfrequenzen von 125 Hz bis 4000 Hz innerhalb ± 2 dB konstant ist, darf der Armaturengeräuschpegel L_{ap} auch unmittelbar aus gemessenen A-Schalldruckpegeln ermittelt werden.

Die standardisierte Messprozedur machte es möglich, eine Prüfzeichenpflicht einzuführen. Armaturen sind in zwei sog. Geräuschgruppen auf dem Markt: Gruppe I $L_{ap} \leq 20$ dB(A) und Gruppe II $L_{ap} \leq 30$ dB(A).

Die Angabe der Geräuschklasse, sichtbar auf der Armatur, ist für den Hersteller verbindlich. Sie gewährleistet dem Anwender, dass unter bestimmten Bausituationen und fachgerechter Ausführung Grenzwerte nach DIN 4109 „Schallschutz im Hochbau“ eingehalten werden. So dürfen Armaturen der Gruppe II nur bei Grundrissen eingesetzt werden, die hinsichtlich des Schallschutzes unbedenklich sind.

Für Untersuchungen am Bau vor und nach Einbau von Armaturen und generell von haustechnische Anlagen (z.B. Aufzüge, Lüfter, Heizungen und dergleichen) sowie bei Erfassung von Messwerten zur Klärung der Einhaltung von Anforderungen aus der DIN 4109, dient die DIN EN ISO 16032 [2.56] sowie die DIN EN ISO 10052 [2.51] als teilweiser Ersatz für die DIN 52219 [2.54]. Messgrößen sind hierbei im Allgemeinen der äquivalente Dauerschallpegel L_{Aeq} und der Höchstwert des A- und „Fast“-bewerteten Schalldruckpegels $L_{AF \max}$ ohne Ton- und Impulszuschlag.

2.4.5 Mobile Schallquellen

Bei dieser Kategorie von Schallquellen wird eher eine auf dem Schalldruck basierende Größe unter genormten Messbedingungen als Emissionskennwert herangezogen, weniger die Schallleistung.

2.4.5.1 Straßenfahrzeuge

Fahrgeräusch

Für die Geräuschmessungen an Kraftfahrzeugen verschiedener Klassen gilt die DIN ISO 362 mit ihrem Teil 1 (PKW, Busse, LKW) und Teil 2 (Motorräder) [2.61]. Anforderungen an die Messstrecke sind in DIN ISO 10844 [2.62] definiert, wobei wegen eines minimalen Reifengeräuscheinflusses insbesondere der Qualität des Fahrbahnbelags eine große Bedeutung zu kommt.

Das Kraftfahrzeuggeräusch wird als beschleunigte Vorbeifahrt ermittelt. Es wird im einfachsten Fall mit maximal $3/4$ der Nenndrehzahl bzw. mit maximal 50 km/h im 2. Gang (bei Vierganggetriebe) an die Messstrecke herangefahren, an einem definierten Punkt A Vollgas gegeben und nach Passieren der Messstrecke an einem Punkt B das Gas weggenommen. Gemessen wird auf beiden Seiten der Messstrecke mit Einzelmikrofonen im Abstand von 7,5 m und 1,2 m Höhe (siehe Abb. 2.8). Messwert ist der höchste Wert des A- und „Fast“-bewerteten Schalldruckpegels $L_{AF \max}$, während der Vorbeifahrt. Gültig ist die Messung, wenn vier aufeinander folgende Fahrten eine Pegelabweichung von weniger als 2 dB aufweisen. Die jeweils vier Einzelsignale werden für jede Messseite getrennt gemittelt. Der größere der daraus resultierenden Mittelwerte ist der Emissionskennwert.

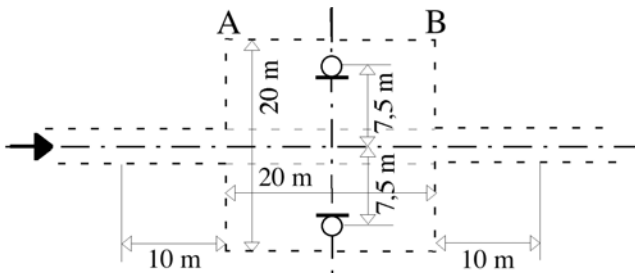


Abb. 2.8 Prüfbereich und Messanordnung für Kfz-Emissionsmessungen nach ISO 362 (schematisch)

Der entsprechende Prüfbericht muss nach DIN ISO 362 mindestens die folgenden Informationen enthalten

- nach welcher Norm gemessen wurde
- Einzelheiten über das Prüfgelände, die Lage des Prüfgeländes und Witterungsbedingungen einschließlich Windgeschwindigkeit und Lufttemperatur. Windrichtung, Luftdruck, Luftfeuchte und die Temperatur der Fahrbahnoberfläche sind zusätzliche Messgrößen, die soweit sie verfügbar sind mit angegeben werden sollten
- Angaben über die verwendeten Messgeräte
- den typischen A-Schalldruckpegel des Fremdgeräuschs

- Bezeichnung des Fahrzeugs, seines Motors, seines Getriebes einschließlich variabler Übersetzung, Größe und Art der Reifen, Reifendruck, Reifenprofiltiefe, Gewicht bei der Prüfung sowie Fahrzeuglänge
- die für die Prüfung benutzten Gänge oder Übersetzungsverhältnisse
- die Fahrzeuggeschwindigkeit und die Motordrehzahl zu Beginn der Beschleunigungsphase sowie die Stelle, an der die Beschleunigung begann
- die Fahrzeuggeschwindigkeit und die Motordrehzahl am Ende der Beschleunigung
- die Zusatzausstattung des Fahrzeugs, sofern von Bedeutung, und ihr Betriebszustand
- eine Auflistung aller gemessenen A-bewerteten Schalldruckpegel mit der Angabe, auf welcher Seite des Fahrzeugs sie gemessen wurden und in welcher Richtung das Fahrzeug auf dem Prüfgelände fuhr.

Standgeräusch

Die DIN ISO 5130 [2.63] beinhaltet ein Messverfahren für die Ermittlung des Standgeräusches von Straßenfahrzeugen in einem vorgegebenen Drehzahlbereich, dabei zielt das Verfahren im wesentlichen auf das Auspuffgeräusch ab. Das Messmikrofon ist im Abstand 0,5 m von einem in der Norm festgelegten Referenzpunkt der Auspuffmündung im Winkel 45° zur Ausströmrichtung aufzustellen. Die Höhe des Mikrofons über dem Untergrund muss der Höhe des Referenzpunkts entsprechen, darf aber 0,2 m nicht unterschreiten. Der Motor wird im Stand bei einer konstanten Drehzahl betrieben, die je nach Motortyp zwischen 50 % und 70 % der Nenn-drehzahl liegt. Als Messgröße dient auch hier der maximale A- und Fast-bewertete Schalldruckpegel $L_{AF \max}$, bei einer Mittelung über drei gültige Messungen, die eine Reproduzierbarkeit von mindestens 2 dB aufweisen müssen.

Die beiden beschriebenen Emissionskennwerte von Straßenfahrzeugen können in folgenden Fällen notwendig sein

- Typzulassung von Fahrzeugen
- Kontrollmessungen während der Fertigung
- Messungen bei offiziellen Prüfstellen
- Messungen zum Zweck der Überprüfung von Fahrzeugen im Verkehr.

2.4.5.2 Schienenfahrzeuge

In Zusammenhang mit der Diskussion um Fahrzeug abhängige Trassenpreise, hat die Bedeutung der schalltechnischen Klassifizierung und damit auch die Kenntnis der Schallemissionskennwerte von Schienenfahrzeugen zu genommen. Für die Geräuschemessungen an Schienenfahrzeugen gilt die DIN EN 3095 [2.65]. Diese Norm ist anwendbar auf Typprüfungen, aber auch für regelmäßige Überwachungsmessungen. Die Ergebnisse können beispielsweise benutzt werden, um die von diesen Zügen abgestrahlten Geräusche zu beschreiben, die Geräuschemissionen ver-

schiedener Fahrzeuge auf einem bestimmten Gleisabschnitt zu vergleichen oder um Grund legende Quelldaten über Züge zu erheben. Aus diesen Gründen müssen Bedingungen festgelegt werden, unter denen reproduzierbare und damit vergleichbare Messungen möglich sind. Auch kommt der Definition der Schienenrauheit der Teststrecke eine besondere Bedeutung zu, weil sie das Rad-Schiene-Rollgeräusch maßgeblich mit beeinflussen kann.

Fahrgeräusch

Messgrößen

Für Züge mit konstanter Geschwindigkeit wird i.a. der sog. Vorbeifahrt-Expositionspegel TEL („Transit Exposure Level“) ermittelt

$$\text{TEL} = L_{Aeq,T} + 10 \lg \frac{T}{T_p} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.24)$$

mit $L_{Aeq,T}$ A-bewerteter äquivalenter Dauerschallpegel während der Messdauer T ; T_p Vorbeifahrtdauer, entspricht der Gesamtlänge des Zuges geteilt durch die Zuggeschwindigkeit. Die Messzeit T muss so lang sein, dass die gesamte akustische Energie des Zuges erfasst wird, Beispiele für eine sinnvolle Wahl zeigt die Norm, s. auch Abb. 2.9.

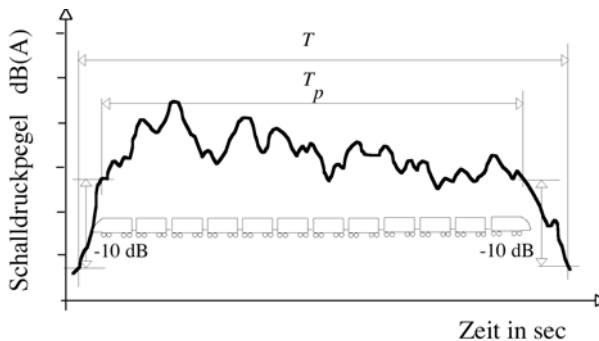


Abb. 2.9 Messzeitenbestimmung bei Zugvorbeifahrten nach DIN EN ISO 3095

Für einzelne Zugteile ist auch die Erfassung nur des A-bewerteten äquivalenten Dauerschalldruckpegel während der Vorbeifahrzeit möglich. Die Vorbeifahrzeit muss zusammen mit der Fahrgeschwindigkeit mit einer extra Vorrichtung gemessen werden.

Für Geräuschmessungen beim Anfahren oder Bremsen ist der A- und „Fast“-bewertete maximale Schalldruckpegel $L_{AF \max}$ zu messen. Hierbei startet die Vorbeifahrtsmessung 20 m vor dem Zuganfang und endet 20 m nach dem Zugende.

Frequenzanalysen sind erforderlich um festzustellen, ob Geräusche besonders tonhaltig sind. Hierbei beschränkt man sich i.a. auf Terzbandanalysen nach DIN EN ISO 266 [2.36] im Frequenzbereich von 31,5 Hz bis 8 kHz. Das Kriterium für Tonhaltigkeit ist die Überschreitung des Pegels in einem Terzband um 5 dB gegenüber den Nachbarbändern. Auch ist die Prüfung auf Impulshaltigkeit vorgesehen, die vorliegt, wenn im einfachsten Fall die Differenz zwischen dem „Slow“- und „Impulse“-bewerten Schalldruckpegel größer 5 dB beträgt.

Die Messungen erfolgen immer zu beiden Seiten des Gleises und zwar bei Zügen die kürzer als 50 m sind in einem Abstand von 7,5 m von Gleismitte, in einer Höhe von 1,2 m über Schienenoberkante. Bei längeren Zügen liegen die Messorte zu beiden Seiten des Gleises in einem Abstand von 25 m von Gleismitte, in einer Höhe von 3,5 m über Schienenoberkante. Befinden sich im oberen Teil des zu prüfenden Fahrzeuges signifikante Schallquellen, beispielsweise Auslassrohre oder Stromabnehmer, sind zusätzliche Mikrofonpositionen in einem Abstand von 7,5 m von Gleismitte, aber in einer Höhe von 3,5 m über Schienenoberkante vorzusehen, Abb. 2.10.

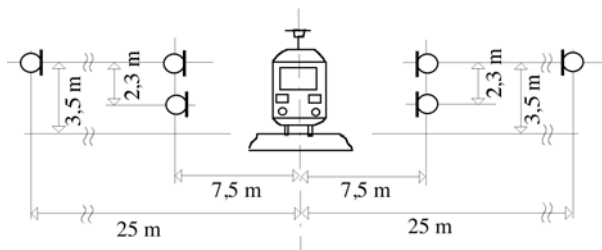


Abb. 2.10 Prüfbereich und Messanordnung für Schienenfahrzeuge bei konstanter Vorbeifahrt-Geschwindigkeit (schematisch)

Fahrgeschwindigkeiten

Die Fahrgeschwindigkeit bei Vorbeifahrt-Messungen hängt vom Zugtyp ab, sie kann bei 160 km/h, 80 km/h oder 40 km/h und bei der jeweiligen Höchstgeschwindigkeit liegen, auch wird eine Messung bei derjenigen Geschwindigkeit empfohlen, die vorzugsweise verwendet wird. Bei Anfahr- und Bremsuntersuchungen wird von 0 auf 30 km/h beschleunigt, bzw. aus einer konstanten Geschwindigkeit von 30 km/h abgebremsst.

Standgeräusch

Bei Messungen an stehenden Fahrzeugen wird der A-bewertete äquivalente Dauerschalldruckpegel über eine Messdauer von mindestens 20 s erfasst, auch ist die

Beurteilung einer Ton- und Impulshaltigkeit des Geräusches vorgesehen. Bei Standortmessungen ist u.U. eine erweiterte Mikrofonpositionen um das ganze Fahrzeug herum notwendig.

Die Norm enthält darüber hinaus noch generelle Angaben über die erforderlichen akustischen und meteorologischen Messbedingungen, wie beispielsweise eine freie Schallausbreitung oder Windgeschwindigkeiten kleiner 5 m/s. Alle Hilfsaggregate eines Fahrzeuges sind während der Prüfung unter betriebsüblicher Last zu betreiben. Eine Fremdgeräuschkorrektur ist ggf. vorzunehmen. Dezierte Angaben betreffen Anforderungen an den Streckenzustand und die Erfassung des Schienenrauheit, die insbesondere bei Typprüfungen einem Referenzspektrum genügen muss. In einem informativen Anhang wird dargestellt, wie sich Anteile von Fahrweg und Fahrzeug im Gesamtgeräusch hinsichtlich verschieden möglicher Einflussparameter unterscheiden lassen.

Für Straßen- und Schienenfahrzeuge sind darüber hinaus auch Vorschriften und Richtlinien zur Ermittlung des Innengeräuschpegels vorhanden, für Straßenverkehrsfahrzeuge die DIN EN 5128 [2.64] und für Eisenbahnen die DIN EN ISO 3381 [2.66].

2.4.5.3 Wasserfahrzeuge

Schallpegelmessungen an Wasserfahrzeugen können in Form einer Abnahmeprüfung dem Nachweis dienen, dass Geräuschanforderungen erfüllt sind oder bei Kontrollmessungen, z.B. nach Umbauten, Aussagen liefern, ob sich Werte verändert haben. Die DIN EN 2922 [2.68] liegt hierfür die Anforderungen und Messvorschriften fest, ausgenommen sind Messungen an Motor getriebenen Sportbooten, die nach ISO 14509 [2.70] behandelt werden.

Als Emissionskennwert wird bei bewegten Fahrzeugen der auf 1 s bezogene Schallleistungspegel $L_{AE,T}$ (s. Abschn. 2.2.8) für jede einzelne Vorbeifahrt im Abstand von 25 m und 3,5 m über Wasseroberfläche ermittelt. Bei anderen Abständen sind die Ergebnisse entsprechend einer Anleitung in der Norm bezüglich des Regelabstandes 25 m zu korrigieren. T ist die Mittelungsdauer während einer Vorbeifahrt, sie entspricht demjenigen Zeitraum der sich ergibt, wenn das Geräusch bei Annäherung des Fahrzeugs aus dem Hintergrundgeräuschpegel „herauskommt“ und entsprechend beim Entfernen im Hintergrundpegel „untergeht“. Zusätzlich ist der höchste während der Vorbeifahrt angezeigte A- und „Slow“-bewertete Schalldruckpegel $L_{AS,max}$ zu erfassen. Es sind mindestens zwei Vorbeifahrten, die sich nicht um mehr als 3 dB unterscheiden sollten, zu untersuchen.

Messgröße bei stillstehenden Wasserfahrzeugen ist der über 30 s gemittelte A-bewertete Dauerschallpegel $L_{Aeq,30s}$. Dabei müssen u.U. mehrere Mikrofone im oben angegebenen Abstand um das Fahrzeug herum aufgestellt werden. Die Maschinen an Bord des Wasserfahrzeuges müssen mit der Drehzahl laufen, die für das Fahrzeug typisch ist. Bei Messungen der Schalldruckpegel an der Ansaug- oder Auslassöffnung der Antriebsaggregate oder von Klimaanlage und des Kühlsystems, sollte das Mikrofon im Abstand von 1 m vom Rand der Ansaug- bzw.

Auslassöffnung unter einem Winkel von 30° zur Richtung des Gasstromes und möglichst weit entfernt von reflektierenden Flächen aufgestellt werden.

Das Auftreten von deutlich hörbaren Einzeltönen oder von Geräuschen mit deutlich impulshaltigem Charakter muss im Messbericht angegeben werden, wird aber nicht extra messtechnisch erfasst.

Die Norm enthält zusätzlich eine Reihe von Äußerer Messbedingungen, die für die Reproduzierbarkeit und Vergleichbarkeit von Ergebnissen unbedingt zu beachten sind.

Wenn es nicht möglich ist, die Messbedingungen der DIN EN 2922 zu erfüllen, kann alternativ nach dem ausschließlich nationalen Standard DIN 45640-2 [2.67] auch die Schallleistung nach einem Hüllflächenverfahren ermittelt werden, allerdings beschränkt auf Binnenwasserfahrzeuge. Dazu muss, wie weiter oben beschrieben, der örtlich und zeitlich gemittelte Messflächenschalldruckpegel $\overline{L_{ASm}}$ bzw. $\overline{L_{Aeq,T}}$, T Mittelungszeit, erfasst werden, aus dem sich zusammen mit der bekannten Messfläche der Schallleistungspegel ausrechnen lässt. Ist das Geräusch stationär, ist für diese Messungen im einfachsten Fall ein integrierender Schallpegelmesser Klasse I ausreichend, der nacheinander an den vorgegebenen Messpunkten positioniert wird. Bei impulshaltigen Geräuschen ist anstelle der Fast-Bewertung die Impuls-Bewertung zu verwenden. Als Hüll-Messfläche ist ein Halbzylinder mit einem Radius von 10 m vorgegeben, dessen Schnittfläche die Wasseroberfläche ist und der um die Längsachse des Schiffes angeordnet ist. Die beiden Enden sind als Viertelkugeln ausgebildet. Es sind drei bis sieben Messpunkte im Abstand von 5 m vorzusehen, die tatsächliche Anzahl und genaue Lage beschreibt die Norm. Wenn die Schallabstrahlung nicht symmetrisch ist, sollen die Messpunkte nur an der Seite mit der größten Schallabstrahlung angeordnet werden.

2.4.5.4 Luftfahrzeuge

Luftfahrzeuge sind bezüglich ihrer Schallemission, abhängig vom Typ und höchstzulässigen Startgewicht, klassifiziert und bedürfen der Zulassungsprüfung. Die jeweiligen Emissionsgrenzwerte sind zusammen mit den Messvorschriften in den Lärmschutzforderungen für Luftfahrzeuge (LSL) definiert. Die LSL sind die Umsetzung des Regelwerks der internationalen zivilen Luftfahrt Organisation ICAO- Annex 16 in nationales Recht mit einigen Erweiterungen, beispielsweise eine verschärfte Anforderung für Propellerflugzeuge unter 9 t mit einem um 4 dB strengeren Lärmgrenzwert.

Das Lärmzulassungsverfahren betrifft drei Phasen: den Startüberflug, die seitliche Geräuschabstrahlung beim Start und den Landeanflug. Dazu wird die Geräuschemission einheitlich an drei Messpunkten erfasst und zwar hinsichtlich des Startüberfluges in 6500 m Entfernung vom Startrollpunkt auf der Mittellinie der Startbahn und in seitlicher Richtung in 450 m Abstand parallel zur Startbahnachse, dort wo der Geräuschpegel des startenden Flugzeugs ein Maximum erreicht. Bezüglich des Landeanfluges wird an einem Punkt gemessen, der 2000 m vor der Landebahnschwelle liegt, dieses entspricht bei ebenem Gelände einem Höhenab-

stand von 120 m zum Flugzeug. Die Höhe der Mikrofone sollte 1,20 m über Boden nicht unterschreiten, Abb. 2.11.

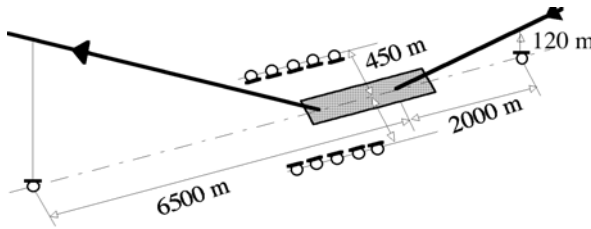


Abb. 2.11 Messanordnung für Luftfahrzeug- Schallemissionen nach LSL

Die Besonderheit ist, dass zur Beurteilung der Emission und Vergleich mit den Grenzwerten, speziell für größere Unterschall-Strahlflugzeuge, der sog. Fluglärmpegel (Effective Perceived Noise Level (EPNL)) L_{EPN} in der Einheit dBEPN dient, ein Maß, das die Störwirkung („Noisiness“, Lärmigkeit) bereits mit einbezieht [2.8, 2.86]. Basisgröße ist der gemessene zeitliche und unbewertete Verlauf des Schalldruckpegels an den weiter oben definierten Messpunkten. Der EPNL muss relativ aufwendig berechnet werden. Dazu wird folgendes Procedere durchgeführt:

Aufzeichnung des Schalldruckpegels $L(t)$ während eines Start- bzw. Landevorganges, in den Zeitgrenzen des Auftauchens (Anfangspunkt) und Verschwindens (Endpunkt) im Hintergrundgeräuschpegel. Die Zeitachse zwischen Anfangs- und Endpunkt wird in k Intervalle der Länge 0,5 s zerlegt. Für jedes Intervall wird eine Terzanalyse in 24 Terzbändern zwischen 50 Hz bis 10 kHz durchgeführt, die Intervalllänge entspricht dann einer Mittelungszeit. Damit liegen nach diesem Schritt k Terzspektren vor.

Jedes dieser Terzspektren wird im Vergleich mit den aus Hörversuchen abgeleiteten sog. Kurven gleicher „Perceived Noisiness“ in die der Störwirkung entsprechenden Einheit [noy] transformiert, indem der Schnittpunkt zwischen der Terz auf der Frequenzabzisse und dem Wert des entsprechenden Schalldruckpegels auf der Ordinate mit einer dieser Kurven bestimmt wird. Danach liegen k „Noisiness“-Spektren mit jeweils 24 Werten vor, vgl. Abb. 2.12.

Für jedes k -te Einzelspektrum wird nun die gesamte „Noisiness“ N_t nach folgender Gleichung bestimmt

$$N_t = N_{\max} + 0,15 \cdot \left(\sum_{i=1}^{24} N_i - N_{\max} \right) \quad [\text{noy}] \quad (2.25)$$

mit $N_{\max}$ maximaler „Noisiness“-Wert, N_i einzelner „Noisiness“-Wert in der jeweiligen i -ten Terz.

Umrechnung von N_t in den „Perceived Noise Level“ L_{PN} in dBPN

$$L_{PN} = 40 + 33,22 \cdot \lg N_t \quad [\text{dBPN}], \quad (2.26)$$

diese Umrechnung erinnert an die bekannte Umrechnung der Lautheit in den Lautstärkepegel nach Zwicker.

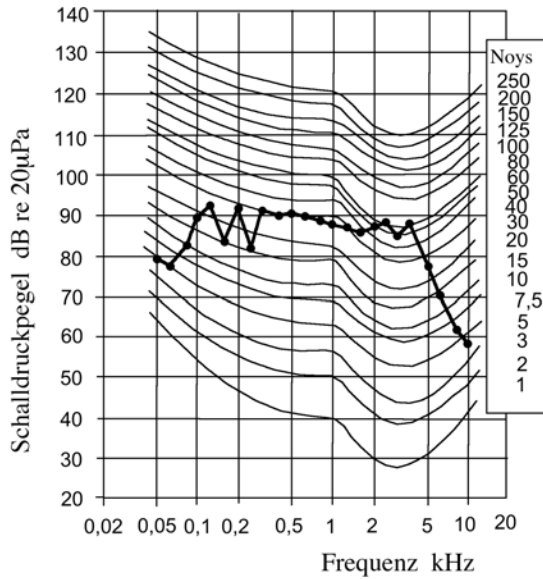


Abb. 2.12 Kurven gleicher Noys- Zahlen n. Kryter (1985), mit eingetragenem Beispiel- Terzspektrum.

Nach dem letzten Schritt liegen nun k „Perceived Noise Level“ vor, d.h. es kann der L_{PN} über die k Zeitintervalle als Zeitverlauf des Flugereignisses aufgetragen werden. Als Näherung wird manchmal angegeben, dass der L_{PN} dem D-bewerteten Schalldruckpegel mit einem Pegelzuschlag von 7 dB entspricht.

Ausgeprägte Einzeltöne im Fluggeräusch werden in Form eines Tonzuschlages, ΔL_{ton} in dB, berücksichtigt. Dieser wird durch Vergleich der ursprünglichen Terzspektren mit einem geglätteten Ton-bereinigten Spektrum gewonnen und kann bis zu 6,7 dB betragen. Der korrigierte „Perceived Noise Level“ L_{PNT} ergibt sich dann zu

$$L_{PNT} = L_{PN} + \Delta L_{\text{ton}} \quad [\text{dBPNT}]. \quad (2.27)$$

Als weitere Korrektur dient die Größe D in dB, die der Dauer des Geräusches Rechnung trägt

$$D = 10 \lg \left\{ \sum_{k=0}^{2d} 10^{L_{PNT,k}/10} \right\} - 13 - L_{PNT, \max} \quad [\text{dB}] \quad (2.28)$$

mit $L_{PNT, \max}$ Maximalwert von k Werten L_{PNT} , d ist die Zeitdauer in der L_{PNT} größer ist als $L_{PNT, \max}$. Als Näherung für $L_{PNT, \max}$ wird angegeben, dass dieser

9 bis 14 dB größer ist, als der entsprechende maximale A- und „Fast“-bewertete Schalldruckpegel $L_{AF, \max}$ während des Überflugs.

Die endgültige Emissions-Beurteilungsgröße ist nun der „Effective Perceived Noise Level“, L_{EPN} in [dBEPN], der gegeben ist durch

$$L_{EPN} = L_{PNT, \max} + D \quad [\text{dBEPN}]. \quad (2.29)$$

Überschreitungen der Lärmgrenzwerte sind an einem oder zwei der weiter oben definierten Messpunkten zulässig, wenn die Summe der Überschreitungen nicht mehr als 3 dBEPN beträgt, die Überschreitung an einem einzelnen Punkt nicht mehr als 2 dBEPN beträgt und die Überschreitungen durch entsprechend geringere Lärmpegel an den anderen Messpunkten ausgeglichen wird.

Kleinere Luftfahrzeuge

Für Ultraleichtflugzeuge, Motorsegler, Propellerflugzeuge und Strahlflugzeuge mit höchstzulässigem Startgewicht bis 20 t, Hubschrauber mit entsprechendem Startgewicht bis 10 t existiert zur messtechnischen Erfassung der Schallemission ein nationales Verfahren, was in der DIN 45684-2 [2.71] beschrieben ist. Hierin wird der Schallleistungspegel u.a. mit dem Ziel bestimmt, eine Ausgangsgröße für die Berechnung der Schallimmission beispielsweise im Rahmen einer Prognose zu erhalten.

Die Messorte unterscheiden sich von denen in der LSL für große Flugzeuge, sie liegen für den Startvorgang auf der verlängerten Pistenmittellinie in einer Entfernung, die eine Überflughöhe von 75 m bis 150 m gewährleistet; beim Horizontalflug lotrecht in einer Flughöhe zwischen 150 m bis 300 m und für den Landevorgang auf der verlängerten Pistenmittellinie vor der Piste in einer Entfernung, die einer Überflughöhe von 75 m bis 150 m entspricht. Das Messmikrofon soll auf einer 2,5 mm dicken Metallplatte mit einem Durchmesser von 4 m, in einer Höhe von 1,50 m montiert sein. Neben den Bedingungen für die zu verwendenden Messeinrichtungen sowie Vorgaben über Wind und Wetter, enthält die Norm genaue Angaben über die Durchführung der zu erfassenden Flugphasen, getrennt für Flugzeuge und Hubschrauber. Fluggeschwindigkeit und Flughöhe müssen dabei mit geeigneter Technik erfasst werden.

Messgröße ist der Zeitverlauf des „Slow“-bewerteten Schalldruckpegels $L_{pS,n}(t)$ in $n = 8$ Oktavbändern zwischen 63 Hz und 8 kHz über das jeweilige erfasste Flugereignis i . Der Schallleistungspegel wird nun aus den Messwerten folgendermaßen berechnet

$$L_{W,n,i} = L_{pS \max,n,i} + K + D_{s \min,i} + D_{L,n} \quad [\text{dB}], \quad (2.30)$$

darin bedeuten: $L_{W,n,i}$ Schallleistungspegel in dB in der Oktave n ; $L_{pS \max,n,i}$ entsprechender maximaler Schalldruckpegel in dB in der Oktave n ; $K = -6$ dB Korrekturwert für die Mikrofonaufstellung über reflektierendem Grund.

$D_{s_{\min,i}} = 10 \lg \left(4\pi (s_{\min,i}/s_0)^2 \right)$ in dB ist das sog. Abstandsmaß, berechnet aus der kürzesten Entfernung $s_{\min,i}$ zwischen Flugbahn und Messort ($s_0 = 1$ m); $D_{L,n} = d_n \cdot s_{\min,i}/s_0$ Luftabsorptionsmaß für das n -te Oktavband, mit d_n Absorptionskoeffizient für das n -te Oktavband nach DIN 45684-1, Tabelle 2.1 [2.71].

Der A-bewertete Gesamt-Schallleistungspegel $L_{WA,i}$ des i -ten Flugereignisses ergibt sich dann bekanntermaßen aus den jeweiligen einzelnen Oktav-Schallleistungspegeln $L_{W,n,i}$ zu

$$L_{WA,i} = 10 \lg \left\{ \sum_{n=1}^8 10^{(L_{W,n,i} + A_n)/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.31)$$

mit A_n Frequenzkorrektur der A-Bewertung für die n -te Oktave, s. DIN 45684-1, Tabelle 2.1 [2.71].

Als weitere Größe gilt der Pegel L'_{WAE} als längen bezogene Schallleistungsexposition des i -ten Flugereignisses in der Form

$$L'_{WAE} = L_{WA,i} - 10 \lg \frac{v_i}{v_0} \quad [\text{dB(A)/m}], \quad (2.32)$$

darin bedeuten v_i Fluggeschwindigkeit des i -ten Flugereignisses abhängig vom jeweiligen Flugverfahren, $v_0 = 1$ m/s Bezugsgeschwindigkeit.

Die Anzahl der erfassten Flugereignisse muss in Hinblick auf die Messgenauigkeit hinreichend groß sein, so dass immer über mindestens drei Ereignisse gemittelt werden sollte.

Messungen der Schallemission von Luftfahrzeugen werden im allgemeinen nur von amtlich zugelassenen Stellen durchgeführt.

Andere relevante Regelwerke wie die DIN 45643 betreffen hauptsächlich die Immission in Zusammenhang mit der Fluglärmüberwachung und der Fluglärmbeurteilung innerhalb von Schutzzonen (s. Abschn. 2.5.4.2).

2.4.6 Ausgedehnte Anlagen, Straßen

Die Schallleistung als Emissionskennwert von einer größeren Industrieanlage oder einer ausgedehnten Straße (Flächen- und Linienschallquellen) kann nicht unmittelbar erfasst werden. Im allgemeinen lässt sie sich nur anhand des Schalldruckpegels, den solche großen Quellen in größere Hallen oder ins Freie abstrahlen, zurückrechnen. Dabei müssen bestimmte Angaben über Schallquellentyp und Schallausbreitung bekannt sein, mit deren Hilfe sich die Schallleistung ausrechnen lässt. Liegt eine gleichmäßige Geräuschverteilung vor, kennzeichnet man Linienschallquellen mit einer Schalleistung pro Längenausdehnung (W/m) und Flächenschallquellen entsprechend mit einer Schalleistung pro Flächeneinheit (W/m²).

2.4.6.1 Punktquelle über dem Boden

Bei einer nach allen Seiten gleichmäßig abstrahlenden, punktförmigen Schallquelle (Abmessungen $\ll \lambda$, λ Luftschall-Wellenlänge) sind die Flächen, über die sich die Schalleistung verteilt, Halbkugeloberflächen, die Intensität nimmt dann umgekehrt mit dem Quadrat der Entfernung ab.

Der Schallleistungspegel in dB bezogen auf 10^{-12}W , lässt sich entsprechend aus einem Schalldruckpegel, $L_{p,s}$ in dB bezogen auf $2 \cdot 10^{-5}\text{Pa}$, der im Fernfeld im Abstand s in m ($s \gg \lambda$) gemessen wurde, in folgender Form zurückrechnen

$$L_{W,\text{Punktquelle}} = L_{p,s} + 20 \lg \frac{s}{s_0} + 8 \text{ dB} \quad (2.33)$$

mit s_0 Bezugsentfernung 1 m.

2.4.6.2 Endlich lange Linienschallquelle

(Züge, Förderanlagen, lange Baustellen, dicht befahrene Straßen usw.)

Linienschallquellen haben eine Schalleistung pro Längeneinheit, also W/m. Die Schallintensität lässt sich berechnen, indem die Schallquelle in sehr kleine Linienelemente zerlegt wird, die alle Punktquellen darstellen. Die gesamte Intensität ergibt sich dann als Integration über alle dieser Teilschallquellen über die Gesamtlänge. Es sind zwei Fälle zu unterscheiden:

1. Der Messpunkt s auf einer Linie senkrecht zur Zylinderachse ist viel kleiner als die Länge l der Quelle, dann nimmt die Intensität umgekehrt mit der Entfernung ab, entspricht damit dem Verhalten einer unendlich ausgedehnten Linienschallquelle, bei der sich die Schalleistung über Halbzylindermantelflächen verteilt. Der Längen bezogene Schallleistungspegel in dB/m bezogen auf 10^{-12}W/m , ergibt sich dann entsprechend aus dem Schalldruckpegel, $L_{p,s}$ in dB bezogen auf $2 \cdot 10^{-5}\text{Pa}$, der im Fernfeld im Abstand $s \ll l$ gemessen wurde, zu

$$L_{W,\text{Zylinderquelle},s \ll l} = L_{p,s} + 10 \lg \frac{s}{s_0} + 3 \text{ dB} \quad (2.34)$$

mit s_0 Bezugsentfernung 1 m.

2. Der Messpunkt s auf einer Linie senkrecht zur Zylinderachse ist viel größer als die Länge der Quelle, dann entspricht die Quelle dem Verhalten einer Punktquelle, bei der die Schallintensität, wie gezeigt, mit dem Quadrat des Abstandes von der Quelle abnimmt. Der Schallleistungspegel in dB/m bezogen auf 10^{-12}W/m , ergibt sich dann entsprechend aus dem Schalldruckpegel, $L_{p,s}$ in dB bezogen auf $2 \cdot 10^{-5}\text{Pa}$, der im Abstand $s \gg l$ in m gemessen wurde, zu

$$L_{W,\text{Zylinderquelle},s \gg l} = L_{p,s} + 20 \lg \frac{s}{s_0} - 10 \lg \frac{l}{1 \text{ m}} + 8 \text{ dB} \quad (2.35)$$

mit s_0 Bezugsentfernung 1 m.

Der Übergang zwischen punkt- und linienförmigem Verhalten bei einer Linien-schallquelle der Länge l liegt bei einem Abstand $s = l/\pi$.

2.4.6.3 Flächenschallquellen

(Fabrikhallenwände, Gebäudetore etc.)

Flächenschallquellen haben eine Schalleistung pro Flächeneinheit, also W/m^2 . Bei flächenhaften Schallquellen mit einer Fläche $S = b \cdot c$ in m^2 (c = Breite, b = Höhe), bei denen sich der Messort im Abstand s senkrecht vor der Fläche befindet, lassen sich drei Fälle unterscheiden (Voraussetzung $b < c$):

1. $s \ll c, s \ll b$, Grenze $s \leq b/\pi$. In diesem Fall ist die Intensität und damit der Schalldruckpegel von der Entfernung zur Quelle noch unabhängig, weil die Flächen über die sich die Schalleistung verteilt konstant sind. Der Flächen bezogene Schallleistungspegel in dB/m^2 bezogen auf $10^{-12} W/m^2$, ergibt sich dann entsprechend aus dem Schalldruckpegel, $L_{p,s}$ in dB bezogen auf $2 \cdot 10^{-5} Pa$, der im Fernfeld im Abstand $s \ll c, s \ll b$ in m gemessen wurde, zu

$$L_{W, \text{Flächenquelle}, s \ll c, s \ll b} = L_{p,s} + 1 \text{ dB} \quad (2.36)$$

2. $s \ll c, s \gg b$, Grenze $s \leq c/\pi$. Unter diesen Bedingungen verhält sich die Flächenquelle wie eine Linienquelle. Entsprechend lässt sich der Flächen bezogene Schallleistungspegel in dB/m^2 bezogen auf $10^{-12} W/m^2$, aus dem Schalldruckpegel, $L_{p,s}$ in dB bezogen auf $2 \cdot 10^{-5} Pa$, der im Fernfeld im Abstand $s \ll c, s \gg b$ in m gemessen wurde, in folgender Form zurückrechnen

$$L_{W, \text{Flächenquelle}, s \ll c, s \gg b} = L_{p,s} + 10 \lg \frac{s}{s_0} - 10 \lg \frac{b}{1 \text{ m}} + 3 \text{ dB} \quad (2.37)$$

3. $s \gg c, s \gg b$. In ausreichend großem Abstand von der Flächenquelle, wirkt diese wie eine Punktquelle mit einem Verhalten, wie es weiter oben beschrieben ist. Der Flächen bezogene Schallleistungspegel in dB/m^2 bezogen auf $10^{-12} W/m^2$, lässt sich in diesem Fall aus dem Schalldruckpegel, $L_{p,s}$ in dB bezogen auf $2 \cdot 10^{-5} Pa$, der im Fernfeld im Abstand $s \gg c, s \gg b$ in m gemessen wurde, in folgender Form ermitteln

$$L_{W, \text{Flächenquelle}, s \gg c, s \gg b} = L_{p,s} + 20 \lg \frac{s}{s_0} - 10 \lg \frac{S}{1 \text{ m}^2} + 8 \text{ dB} \quad (2.38)$$

mit $S = b \cdot c$ Fläche der Quelle in m^2 .

Die unter 1. bis 3. beschriebenen Entfernungsgesetze sind in Abb. 2.13 noch einmal zusammen gefasst.

Bei Flächenschallquellen, bei denen der Beobachtungsort in der Ebene der Fläche liegt (Industriegelände, Baustelle), tritt eine komplizierte Schallausbreitung auf, weil für einen Beobachter in der Nähe nur die vorderen Schallquellen eine Rolle spielen, während die rückwärtigen Quellen meist verdeckt werden und erst in einem

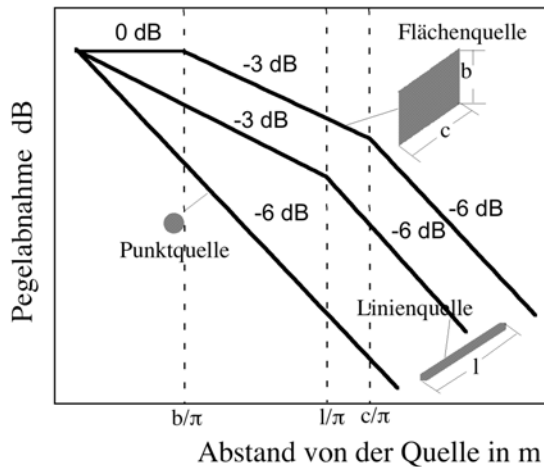


Abb. 2.13 Pegelabnahmen verschiedener Schallquellentypen mit der Entfernung (schematisch)

größeren Abstand zum Tragen kommen. Eine Umrechnung des Schallleistungspegels aus einem global gemessenen Schalldruckpegel erscheint hier nicht besonders sinnvoll.

Es sei noch einmal angemerkt, dass sich die oben angegebenen Gleichungen auf eine Schallabstrahlung in einen Halbraum beziehen, so wie er in der Praxis bei der Begrenzung durch den Erdboden im Allgemeinen vorliegt. Darüber hinaus berücksichtigen die bisherigen Betrachtungen nur die sog. geometrische Entfernungsabnahme. Tatsächlich müssen in der Praxis bei größeren Messabständen weitere Effekte berücksichtigt werden, wie eine mögliche Richtungsverteilung, wenn die Schallabstrahlung nicht gleichmäßig in den Raum erfolgt; ein Einfluss durch Boden- und Luftabsorption, eine Bebauungsdämpfung oder meteorologische Effekte, s. VDI 2714, DIN ISO 9613-2 [2.80].

Spezielle Rechenverfahren für Straßen- und Schienenverkehrslärm werden in der DIN 18005: „Schallschutz im Städtebau“ v. 1987 [2.78] angegeben, mit deren Hilfe sich aus dem Vorbeifahrt- Mittelungspegel in 25 m Entfernung die bezogenen Schallleistungspegel ausrechnen lassen.

2.5 Erfassung und Beurteilung der Geräuschimmission

2.5.1 Am Arbeitsplatz

Für den Schutz der Arbeitnehmer gegen Lärm am Arbeitsplatz gelten im wesentlichen die folgenden gesetzlichen Regelungen:

Arbeitsstättenverordnung (2004) sowie die „Arbeitsschutz-, Lärm- und Vibrationsverordnung – ArbSchLärmVibrationsV“ des Bundesministers für Arbeit und So-

ziales (BMAS) (2007). Letztere setzt die EG-Arbeitsschutzrichtlinien 2002/44/EG und 2003/10/EG sowie des ILO-Übereinkommens Nr. 148 über Lärm und Vibrationen an Arbeitsplätzen in nationales Recht um. Die bisher geltende Unfallverhütungsvorschrift „Lärm“ (UVV, Berufsgenossenschaftliche Vorschrift BGV B3, 1990) wird voraussichtlich zurück gezogen.

Nationale ergänzende technische Richtlinien, insbesondere für die Beurteilung der Geräuschemission, sind

VDI-Richtlinie 2058, Blatt 2: „Beurteilung von Lärm hinsichtlich Gehörgefährdung“ [2.73],

VDI 2058, Blatt 3: „Beurteilung von Lärm am Arbeitsplatz unter Berücksichtigung unterschiedlicher Tätigkeiten“ [2.73].

Die Ermittlung der Beurteilungsgrößen ist in der DIN 45645, Teil 2: „Ermittlung von Beurteilungspegeln aus Messungen – Geräuschemissionen am Arbeitsplatz“ [2.25] festgelegt.

Die Messungen von Geräuschemissionen am Arbeitsplatz umfassen das am Arbeitsplatz selber erzeugte Geräusch sowie das aus der Umgebung auf diesen Arbeitsplatz einwirkende, sog. Fremdgeräusch. Die Lärmexposition ist Personen bezogen. Für feste Arbeitsplätze wird eine Messung ortsbezogen durchgeführt, das gilt ebenso für die Ermittlung von Lärmbereichen. Hält sich die Person an mehreren Arbeitsplätzen auf, wird die gesamte Exposition für die einzelnen Aufenthaltsorte ermittelt oder durch am Körper getragene Lärmdosimeter gemessen. Maßgebend sind die Lärmpegel in Kopfhöhe. Sie können einige dB über dem allgemeinen Raumpegel liegen, wenn der Messort innerhalb des Hallradius der Lärmquelle liegt und damit nicht durch die Absorptionseigenschaften des Raumes beeinflusst wird. Das Messmikrofon soll in der Nähe der Ohren der am Arbeitsplatz in üblicher Weise tätigen Person oder aber bei abwesender Bedienungsperson am „Ort des Kopfes“ aufgestellt werden; im allgemeinen Fall in etwa 160 cm Höhe von der Standfläche bzw. in etwa 80 cm Höhe von der Sitzfläche des Bedienerplatzes. Bei Personen gebundenen Messungen wird das Mikrofon am Körper in Ohrnähe getragen.

Basismessgröße ist nach DIN 45645-2 allgemein der A- und „Fast“-bewertete Schalldruckpegel über der Zeit $L_{AF}(t)$ aus dem bei einer schwankenden Geräuschbelastung der äquivalente Dauerschallpegel $L_{Aeq,T}$ nach DIN 45641 durch entsprechende Mittelung, beispielsweise mit einem integrierenden Schallpegelmesser, gebildet wird. Für die täglich einwirkende Geräuschemission (Tages-Lärmexposition) gilt der Beurteilungspegel bezogen auf einen Beurteilungszeitraum von $T_r = 8$ Std. (vgl. Abschn.2.2.12).

$$L_r = L_{Aeq,T} + 10 \lg \frac{T}{T_r} \quad [\text{dB(A)}]. \quad (2.39)$$

Die ArbSchLärmVibrationsV bezeichnet diese Größe, in Anlehnung an internationale Regelwerke (ISO 1999), als Tages-Lärmexpositionspegel, L_{EX,T_r} (vergleichbar mit dem Schallexpositionspegel mit $T_0 = 8$ Std., s. Gl. (2.12)).

Der äquivalente Dauerschallpegel muss repräsentativ für die gesamte Einwirkdauer T des Lärms sein. Je nach Arbeitsschicht oder Arbeitsvorgang kann T länger oder kürzer als der Beurteilungszeitraum T_r sein. Die Verordnung kennt darüber

hinaus noch den Wochen-Lärmexpositionspegel, bei dem $T_r = 40$ Std. ist. Diese Größe ist dann anzuwenden, wenn die Geräuschbelastung von einem Tag auf den anderen erheblich schwankt.

Da impulshaltige Geräusche zu einem erhöhten Gehörschadenrisiko führen können – es gibt Anzeichen dafür, dass bei impulshaltigen Geräuschen mit Pegeln zwischen $L_p = 80 \dots 120$ dB(A) das Gehörschadenrisiko gegenüber einem gleichmäßigen Geräusch gleichen Pegels wesentlich erhöht ist – muss darüber hinaus im Rahmen der ArbSchLärmVibrationsV auch der C-bewertete Spitzenschalldruckpegel $L_{pC, peak}$ erfasst werden. Für diese Größe existieren wie für den Lärmexpositionspegel Grenzwerte, so dass die frühere Berücksichtigung der Impulshaltigkeit durch einen Zuschlag im Beurteilungspegel entfällt. Ein Tonzuschlag und andere Korrekturfaktoren sind bei Arbeitsplatzlärm ebenfalls nicht vorgesehen, auch entfällt das früher verwendete Taktmaximalverfahren.

In einem Messprotokoll sollten folgende Informationen angeführt sein:

- Beschreibung des Arbeitsplatzes; dazu gehören:
 - Art der Tätigkeit
 - Beschreibung längerfristig auftretender Geräuschimmissionen (z.B. Angabe von Pegelschwankungen)
 - Beschreibung der Art der Geräusche (Zischen, Brummen, Schlagen, unregelmäßig etc.)
- Angabe des Messortes
- benutzte Messgeräte und Genauigkeitsklassen
- verwendete Regelwerke und Messgrößen
- Angaben über Teilzeiten, Messzeiten
- Dauer der Arbeitsschicht (Einwirkdauer)
- Angabe, ob Beurteilung orts- oder Personen gebunden ist
- Beurteilungspegel bzw. Schallexpositionspegel und Spitzenpegel.

Zur Darstellung einer Geräuschsituation ist es oftmals zweckmäßig, Lärmkarten von Arbeitsplätzen oder Arbeitsbereichen innerhalb von Betriebsgebäuden oder Betriebsgeländen anzufertigen (Genauer s. bei Stahl-Eisen-Betriebsblatt SEB 905005 „Werkslärmkarten – Anforderungen und Auswertungen“, Richtlinie, Verlag Stahleisen, Düsseldorf [2.104]). Solche Lärmkarten können folgende Funktionen erfüllen:

- Darstellung von systematischen Messungen
- Archivierung des Ist-Lärmzustandes als Ausgangslage für eine Planung
- Kennzeichnung von Lärmbereichen gemäß ArbSchLärmVibrationsV, in denen eine Gehörüberwachung der dort Beschäftigten regelmäßig notwendig ist und innerhalb derer Gehörschutz zu tragen ist
- Erkennung von Hauptgeräuschquellen als Grundlage für durchzuführende Lärm-minderungsmaßnahmen.

Hilfreich bei der Gestaltung geräuscharmer Arbeitsplätze sind die Regelwerke der DIN EN ISO 11690 Teil 1-3 „Akustik – Richtlinien für die Gestaltung lärmarmen maschinen bestückter Arbeitsstätten“ [2.77].

Das Schutzziel wird in der ArbSchLärmVibrationsV durch Angabe eines Lärmgrenzwertes und durch sog. Auslösewerte erreicht, ab denen Maßnahmen notwendig werden. Als absoluter Personen bezogener Grenzwert gilt unter Einbeziehung der dämmenden Wirkung eines Gehörschutzes ein Expositionspegel von $L_{EX,8h} = 85 \text{ dB(A)}$ bzw. $L_{pC, \text{peak}} = 137 \text{ dB(C)}$. Definiert sind weiterhin ein unterer Auslösewert mit $L_{EX,8h} = 80 \text{ dB(A)}$ bzw. einem $L_{pC, \text{peak}}$ von 135 dB(C) , der folgende Maßnahmen zur Pflicht macht

- Bereitstellung von Gehörschutz
- eine Unterweisung über die Gefährdung und eine
- Gesundheitsüberwachung.

Als obere Auslösewerte gelten Pegel von $L_{EX,8h} = 85 \text{ dB(A)}$ bzw. $L_{pC, \text{peak}} = 137 \text{ dB(C)}$. Dazu gehören folgende Maßnahmen:

- Tragepflicht von geeignetem Gehörschutz
- entsprechende Kennzeichnung von Arbeitsplätzen oder (-bereichen) sowie
- Einsatz von Lärmreduzierungsprogrammen.

Bei der Anwendung der Auslösewerte wird die dämmende Wirkung eines persönlichen Gehörschutzes zunächst nicht berücksichtigt.

In der am Anfang des Abschnittes zitierten VDI-Richtlinie 2058 Blatt 3, werden verschiedene Richtwerte in Abhängigkeit von der Tätigkeit angegeben, die in Hinblick auf Gesundheit, Leistungsfähigkeit und Arbeitssicherheit einer akzeptablen Lärmbelastung entsprechen. Danach sollte der Beurteilungspegel am Arbeitsplatz in Arbeitsräumen, auch unter Berücksichtigung der von außen einwirkenden Geräusche, höchstens betragen:

- bei überwiegend geistigen Tätigkeiten 55 dB(A)
- bei einfachen oder überwiegend mechanisierten Bürotätigkeiten und vergleichbaren Tätigkeiten 70 dB(A)
- bei allen anderen Tätigkeiten (wie z.B. Arbeiten an einer Fertigungsmaschine) 85 dB(A)
- in Pausen-, Bereitschafts-, Liege- und Sanitätsräumen 55 dB(A) .

Der Vergleich der messtechnisch ermittelten Beurteilungspegel mit den entsprechenden Grenzwerten muss in Abhängigkeit von der Genauigkeit der verwendeten Schallpegelmessgeräte erfolgen. Dazu ein Zahlenbeispiel: Es wurde ein Beurteilungspegel von 84 dB(A) mit Geräten der Genauigkeitsklasse 2 ermittelt. Um diesen Wert mit dem Grenzwert vergleichen zu können, muss ein Unsicherheitsfaktor von 2 dB addiert werden, also $84 \text{ dB(A)} + 2 \text{ dB(A)} = 86 \text{ dB(A)}$, ein Wert, der bereits über dem Grenzwert von 85 dB(A) liegt. Ist kein eindeutiges Ergebnis möglich, muss die Messung mit einer erhöhten Genauigkeitsklasse wiederholt werden.

2.5.2 Gewerbe- und Industrielärm

2.5.2.1 Allgemeines

Gesetzliche Grundlage zum Immissionsschutz bei Gewerbe- und Industrielärm bilden das Bundes- Immissionsschutzgesetz (BImSchG) (1974), diverse Bundesländerregelungen sowie das Gesetz zum Schutz gegen Baulärm (1965).

Für die Erfassung und Beurteilung sind im wesentlichen die sechste Allgemeine Verwaltungsvorschrift zum BImSchG „Technische Anleitung zum Schutz gegen Lärm“ (TA Lärm 1998 [2.87]) sowie die AVV zum „Schutz gegen Baulärm – Geräuschemissionen“ (1970) [2.88] maß gebend. Auf europäischer Ebene gilt entsprechend die ISO 1996 „Akustik – Beschreibung, Messung und Beurteilung von Umgebungslärm“ (2003) [2.81]. Unter eher planerischen Aspekten ist die DIN 18005 [2.78] zu sehen. Sportanlagen sind in der TA Lärm explizit ausgenommen, sie unterliegen der 18. BImSchV (Sportanlagenlärmschutzverordnung) [2.90].

Als ausführende Organe zur Kontrolle der Einhaltung von Immissionsgrenzwerten sind angesprochen: Gewerbeaufsichtsämter, der Technische Überwachungsverein, die Ordnungsämter der Städte, Landratsämter oder andere Behörden. Diese können Schutzmaßnahmen anordnen. Die Zumutbarkeit solcher Auflagen richtet sich nach dem jeweiligen Stand der Technik sowie nach Art, Dauer und Ausmaß der Lärmbelästigung.

Beim Betrieb industrieller und gewerblicher Anlagen entstehen in der Nachbarschaft u.a. Geräusche, die als Industrie- oder Gewerbelärm bezeichnet werden. Gewerbliche Anlagen nach §3 (5) BImSchG sind:

- Betriebsstätten und sonstige ortsfeste Einrichtungen
- Maschinen, Geräte und sonstige ortsveränderliche technische Einrichtungen und Fahrzeuge
- Grundstücke, auf denen Stoffe gelagert oder abgelagert oder Arbeiten durchgeführt werden, die Emissionen verursachen können, ausgenommen öffentliche Verkehrswege.

Eine Unterteilung erfolgt in genehmigungsbedürftige Anlagen (z.B. große Industriebetriebe, Kraftwerke, Müllverbrennungsanlagen etc.) und nicht genehmigungsbedürftige Anlagen mit geringerer Emission, dazu zählen z.B. Schreinereien, Schlossereien, Autowerkstätten u.ä..

2.5.2.2 Erfassung und Beurteilung (TA Lärm)

Die „Technische Anleitung zum Schutz gegen Lärm“ (TA Lärm) [2.87] ist verbindlich. Sie ist anzuwenden:

- bei der Prüfung der Anträge auf Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb einer gewerblichen Anlage
- bei der Prüfung der Anträge zur wesentlichen Änderung einer genehmigungsbedürftigen Anlage

- bei der nachträglichen Anordnung zur Erfüllung der sich aus dem BImSchG ergebenden Pflichten
- bei der Beurteilung nicht genehmigungsbedürftiger Anlagen und
- bei der Beurteilung bestehender Anlagen und Lärmsituationen.

Die TA Lärm

- enthält Immissionsrichtwerte,
- gibt Hinweise zu Ort, Zeit, Durchführung und Ausführung von Schalldruckpegelmessungen sowie zum Beurteilungspegel und
- fordert den Stand der Lärmbekämpfungstechnik.

Die früher mit geltende VDI 2058 Blatt 1 wird durch die aktuelle TA Lärm von 1998 weit gehend abgedeckt. Aus diesem Grund wurde die VDI 2058 Blatt 1 inzwischen zurückgezogen.

Grundsätzlich kann im Planungsfall die Immissionsbelastung anhand der als bekannt vorliegenden Emissions- Schallleistungen berechnet werden. Um den äquivalenten Dauerschallpegel L_{Aeq} an einem Immissionsort zu ermitteln, kann im Prinzip das Verfahren nach VDI 2714 bzw. DIN ISO 9613-2 [2.80] angewendet werden, bei dem alle Effekte auf dem Ausbreitungsweg in einfachen Faktoren berücksichtigt werden.

Je nach Anforderung, insbesondere auch im Beschwerdefall, kann es erforderlich sein, die Geräuschimmissionen am Immissionsort auch messtechnisch zu erfassen. Da die Richtwerte Kriterien für auftretende kurzzeitige Geräuschspitzen beinhalten, muss der vorliegende A- und „Fast“-bewertete Maximalpegel $L_{AF, \max}$ ebenfalls bekannt sein.

Grundlage der Schall-Immissionswirkung ist der *Beurteilungspegel* entsprechend DIN 45645-1 [2.25], s. Abschn. 2.2.12, der sich hier um einen meteorologischen Korrekturwert C_{met} nach DIN ISO 9613-2 unterscheidet:

$$L_r = 01 \lg \left\{ \frac{1}{T_r} \sum_{i=1}^n T_i \cdot 10^{(L_{Aeq,i} - C_{\text{met}} + K_{T,i} + K_{L,i} + K_{R,i})/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}]. \quad (2.40)$$

Wie in Abschnitt 2.2.12 erwähnt, ist $T_r = \sum_{i=1}^n T_i$ der gesamte Beurteilungszeitraum: 16 Std. tags und 1 Std. bzw. 8 Std. nachts. Die Größe des Ton- bzw. Impulsschlags liegt je nach Auffälligkeit bei 3 oder 6 dB(A). Im Fall von Messungen lässt sich die Impulshaltigkeit direkt messen und der Tonzuschlag nach DIN 45681 [2.29] bestimmen. Der Ruhezeitenzuschlag beträgt bei Geräuscheinwirkungen in den besonders schutzbedürftigen Ruhezeiten wegen der erhöhten Störwirkung 6 dB(A). Die Gl. 2.40 erlaubt auch die Berechnung, wenn in Teilzeiten T_i innerhalb des Beurteilungszeitraumes unterschiedliche Immissionen mit unterschiedlichen Zuschlägen für Tonhaltigkeit, Impulshaltigkeit oder Tageszeiten mit erhöhter Empfindlichkeit auftreten.

Die TA Lärm basiert auf dem Prinzip der Gesamtbelastung, d.h. es muss der Gesamtbeurteilungspegel ermittelt werden, der nach Inbetriebnahme einer genehmigungspflichtigen Anlage vorliegt bzw. im Planungsfall zu erwarten ist. Demnach wird unterschieden zwischen einem Beurteilungspegel L_V durch eine Vorbelastung

bestehender Anlagen und einem entsprechenden Pegel L_Z der zusätzlichen Belastung durch die geplante Anlage, die zusammen die Gesamtbelastung ergeben

$$L_{r,G} = 10 \lg \left\{ 10^{L_v/10} + 10^{L_z/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}]. \quad (2.41)$$

Fremdgeräusche von Quellen, die nicht dem Geltungsbereich der TA Lärm unterliegen, sind hierbei ausgenommen.

Als Messgeräte sind Präzisions- bzw. integrierende Schallpegelmesser nach DIN EN 61672 [2.32] vorgeschrieben. Die Geräte müssen der Genauigkeitsklasse 1 genügen.

Als sog. maßgeblicher Immissionsort und damit auch Messort gilt bei bebauten Flächen 0,5 m außerhalb vor der Mitte des geöffneten Fensters des vom Geräusch am stärksten betroffenen schutzbedürftigen Raumes (s. auch DIN 4109 „Schallschutz im Hochbau“ (1989)). Die Bedingung des geöffneten Fenster vermindert den Einfluss der Reflexion durch die Gebäudehülle. Wenn diese Bedingung nicht einzuhalten ist (keine Fenster oder Fenster lassen sich nicht öffnen), muss in wenigstens 3 m bis 4 m Abstand in mindestens 1,2 m Höhe vor dem betroffenen Gebäude gemessen werden. Bei Messungen „innen“ wird der Schalldruckpegel bei geschlossenen Fenstern und Türen und üblicher Raumausstattung in 1,2 m Abstand von den Begrenzungsflächen und in 1,2 m Höhe vom Boden bestimmt. Bei unbebauten Flächen gilt als Messort der am stärksten betroffene Rand der Fläche, wo nach dem Bau- und Planungsrecht das Gebäude mit schutzbedürftigen Räumen erstellt werden soll. Für schutzbedürftige Räume, die mit der zu beurteilenden Anlage baulich verbundenen sind, bei Körperschallübertragung sowie bei der Einwirkung tieffrequenter Geräusche, ist der Messort der am stärksten betroffene schutzbedürftige Raum.

Die Messzeit sollte typische Betriebsabläufe erfassen, dabei ist die durch Bescheid festgelegte Auslastung der Anlage oder ansonsten die technisch maximal mögliche Auslastung zugrunde zu legen.

Die Angabe der zeitlichen Messdurchführung hinsichtlich der Wetterlage bei Außenmessungen führt in der Praxis oft zu Unsicherheiten. In der TA Lärm wird von der vorherrschenden Wetterlage ausgegangen. In der Regel wird bei leichter Mitwindwetterlage (0,5 ... 5 m/s von der Quelle zum Immissionsort) und bei Temperaturinversion, d.h. nachts bei klarem und tagsüber bei bedecktem Himmel gemessen. Diese Wetterlage ist auch Grundlage bei Planungen und liegt meistens auf der „sicheren“ Seite.

Die Immissionsrichtwerte für Gewerbe- und Industrielärm in der Nachbarschaft werden nach Gebieten mit verschiedenem Nutzungscharakter unterteilt. Sie sind mit den Orientierungswerten (Planungsrichtpegel) der DIN 18005 „Schallschutz im Städtebau“ [2.78] und den Richtlinien der AVV- „Baulärm“ [2.88] abgestimmt. Darüber hinaus sind Richtwerte für Immissionsorte innerhalb von Gebäuden und für sog. seltene Ereignisse festgelegt (Zahlenwerte s. [2.87] oder auch [2.10]).

2.5.2.3 Tieffrequente Geräusche

Die Erkenntnis der besonderen Belästigungswirkung durch tieffrequente, oft tonale Geräusche hat in Form der DIN 45680 [2.82] Eingang in den Immissionsschutz gefunden. Diese Norm ist Teil der TA Lärm [2.87]. Tieffrequent ist im Sinne der Norm der Terzfrequenzbereich zwischen 8 Hz und 100 Hz. Als Anwendungskriterium gilt die simultan ermittelte Pegeldifferenz

$$\Delta L = \text{dB(C)} - \text{dB(A)} \quad [\text{dB}] \quad (2.42)$$

eines vorliegenden gewerblichen Geräusches. Diese Differenz muss gleich oder größer 20 dB sein, damit eine Messung und Beurteilung nach DIN 45680 erfolgen kann.

Zur Beurteilung tieffrequenter Geräusche wird von den herkömmlichen Mess- und Bewertungsverfahren der TA Lärm abgewichen. Dies betrifft vor allem den Messort und die A-Frequenzbewertung. Was den Messort angeht, so sind aufgrund der bei tiefen Frequenzen wenig definierten baulichen Schallübertragung über die Fassade nach innen und durch das mögliche Auftreten von deutlich ausgeprägten Raumresonanzen, Messungen innerhalb der betroffenen Räume am Ort höchster Belastung vorgeschrieben. Hinsichtlich der Beurteilung tieffrequenter Geräuschimmissionen sind zunächst die Mittelungspegel des in Frage kommenden tieffrequenten Geräusches in Terzbändern $L_{\text{Terz},eq}$ im oben genannten Frequenzbereich zu messen. In einem nächsten Schritt wird davon ausgehend der sog. Terz-Beurteilungspegel $L_{\text{Terz},r}$ ermittelt

$$L_{\text{Terz},r} = L_{\text{Terz},eq} + 10 \lg \frac{T_e}{T_r} \quad [\text{dB}], \quad (2.43)$$

dabei ist T_e die jeweilige Gesamteinwirkdauer innerhalb des Beurteilungszeitraumes T_r , welcher in den einschlägigen Regelwerken (DIN 45645 [2.25] oder TA Lärm [2.87]) festgelegt ist.

Das Verfahren sieht nun als weiteren Schritt die Ermittlung von zwei möglichen Pegeldifferenzen ΔL_1 und ΔL_2 zwischen den Terz-Beurteilungs- bzw. Maximalpegeln und den ebenfalls in der Norm angegebenen Pegeln der nominellen menschlichen Wahrnehmungsschwelle zwischen 8 Hz und 100 Hz L_{HS} vor, wobei nur solche Differenzen zählen, die positiv sind, d.h. der jeweilige Terzpegel liegt über der Wahrnehmungsschwelle:

$$\begin{aligned} \Delta L_1 &= L_{\text{Terz},r} - L_{HS} & [\text{dB}] \\ \text{bzw.} \quad \Delta L_2 &= L_{\text{Terz},F \text{ max}} - L_{HS} & [\text{dB}]. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Dass auch der zeitliche Maximalpegel als Kriterium heran gezogen wird, hängt damit zusammen, dass gerade tieffrequente Geräusche hohe Schalldruckschwankungen aufweisen, die besonders belästigend sein können.

Es besteht nun Handlungsbedarf, wenn Werte der Pegeldifferenzen in einzelnen Terzen die im Beiblatt der DIN 45680 [2.82] angegebenen, sog. Richt- oder auch Anhaltswertdifferenzen überschreiten, wobei der jeweils größte Wert von ΔL_1 bzw.

ΔL_2 maßgeblich ist. Die Anhaltswerte sind so gewählt, dass sie die Abwendung erheblicher Belästigungen im Wohnbereich zum Ziel haben.

Die beschriebene Vorgehensweise bezieht sich auf das Vorhandensein von besonders störenden Einzeltönen, gekennzeichnet durch einzelne herausragende Terzen. Wenn das ermittelte Terzspektrum eher einen gleichmäßigen Verlauf hat, sieht die DIN 45680 in ihrem Beiblatt eine andere Beurteilungsmöglichkeit vor. Dazu wird über Korrekturwerte der A-Bewertung K_{Ai} ein Gesamtterzpegel L_r berechnet, wobei Pegel, die kleiner als die Wahrnehmungsschwelle sind, unberücksichtigt bleiben.

$$L_r = 10 \lg \sum_i 10^{(L_{\text{Terz},eq,i} + K_{Ai})/10} [\text{dB}]. \quad (2.45)$$

Die so ermittelten Einzahlwerte des Gesamtpegels werden ebenfalls mit angegebenen Anhaltswerten verglichen.

2.5.3 Baulärm

Zum Schutz der Bevölkerung vor Baulärm sind Immissionsrichtwerte im Baulärmgesetz enthalten, die den Richtwerten der TA Lärm entsprechen.

Messgrößen und -bedingungen weichen allerdings gegenüber der TA Lärm teilweise ab. Als Nachtzeit gilt die Zeit zwischen 20 und 7 Uhr. Der Richtwert gilt als überschritten, wenn ein entsprechender Beurteilungspegel diesen Richtwert überschreitet oder alternativ, wenn ein einzelner Messwert nachts 20 dB(A) über dem Richtwert liegt. Messungen werden in Form des sog. Wirkpegels nach dem 5 s Takt-maximalverfahren durchgeführt.

Auch bei der Bestimmung des Beurteilungspegels gibt es Unterschiede zur TA Lärm. Hier wird der Beurteilungspegel durch einen Betriebsdauer bedingten Pegelabzug vom Mittelungspegel gebildet und zwar entsprechend der folgenden Tabelle:

Tabelle 2.1 Pegelabschläge bei Baulärmimmissionen

Betriebsdauer tags (7 bis 20 Uhr)	Betriebsdauer nachts (20 bis 7 Uhr)	Pegelabschlag
bis 2,5 Std.	bis 2 Std.	–10 dB(A)
über 2,5 bis 8 Std.	über 2 bis 6 Std.	–5 dB(A)
über 8 Std.	über 6 Std.	0 dB(A)

Ein Tonzuschlag ist bis zu 5 dB(A) möglich.

Messort ist wie bei der TA Lärm 0,5 m vor dem geöffneten Fenster des am stärksten betroffenen zu schützenden Raums. Kann dieser Messort nicht eingehalten werden, kann an einem anderen Ort in 1,20 m Höhe und 3 m Abstand zu reflektierenden Flächen gemessen werden, allerdings nicht dichter als 7 m von der Baumaschine entfernt. Der so ermittelte Schalldruckpegel muss auf den relevanten Messort zurück gerechnet werden, dazu gibt die AVV „Baulärm“ [2.88] eine Anleitung.

Darüber hinaus enthält die Vorschrift umfangreiche organisatorische als auch technische Hinweise zur Minderung von Baulärm.

2.5.4 Verkehrslärm

Die Beurteilung von Verkehrslärmimmissionen wird in der Regel prognostisch behandelt. Aufgrund ständig wechselnder Verkehrssituationen sind Aussagen, die auf reinen Messungen basieren i.a. wenig reproduzierbar, weswegen in Gesetzen, Richtlinien und Normen, besonders aber bei Verwaltungsentscheidungen zunehmend von statistisch abgesicherten Berechnungsverfahren ausgegangen wird.

Grundlage bei der Berechnung von Verkehrslärm bildet die DIN 18005, Teil 1: „Schallschutz im Städtebau“ [2.78], die auch in der Bauleitplanung eingesetzt wird. Eine spezielle Berechnungsgrundlage für Straßenverkehrslärm stellt die „Richtlinie für Lärmschutz an Straßen“ (RLS 90, [2.91]) des Bundesministers für Verkehr dar. Die Berechnung der Schallimmissionen von Schienenwegen erfolgt mit Hilfe der „Richtlinie Schall 03“ [2.92] der Deutschen Bahn und die Berechnung von Schutzzonen für Fluglärm wird nach „AzB“ [2.97] durchgeführt. Die reine Prognose von Schallimmissionen hat zusätzliche Bedeutung durch die Umgebungslärmrichtlinie der EG (2002) bekommen, in deren Zusammenhang Städte und Gemeinden aufgefordert sind, u.a. Lärminderungspläne von ihren Territorien aufzustellen.

Messtechnische Grundlagen sind in der DIN 45642 „Messung von Verkehrsgerauschen“ [2.60] und speziell für Fluglärm in der DIN 45643 [2.84] zu finden, wobei die Regelwerke in Ihren Definitionen leider nicht immer einheitlich sind.

2.5.4.1 Straßen-, Schienen- und Schiffsverkehr

Straßenverkehrsgeräusche

Basisgröße bei Messungen von Straßenverkehrslärm-Immissionen ist nach DIN 45642 der Mittelungspegel L_m (i.a. L_{AFm} bzw. L_{Aeq}) während einer Messdauer T_M . Straßenverkehrslärm wird direkt gemessen. Er kann zu Planungszwecken auf andere Verkehrsstärken mit verschiedenen LKW-Anteilen nach einem Prozedere im Anhang der Norm umgerechnet werden. Die Messdauer sollte mindestens 15 min betragen, dabei müssen mindestens 100 Fahrzeuge bei 10 % LKW- Anteil bzw. mindestens 50 LKW bei einem LKW-Anteil über 10 % erfasst werden. Der Zeitpunkt der Messung soll in Zeiten einer mittleren Verkehrsstärke erfolgen, also tagsüber Dienstag bis Donnerstag zwischen etwa 8:00 Uhr und 16:00 Uhr und in der Nacht nicht zwischen 0:00 Uhr und 4:00 Uhr. Zum Messprotokoll gehören auch Angaben über die mittlere Fahrgeschwindigkeit, den Zustand der Fahrbahnoberfläche sowie die Längsneigung der Fahrbahn.

Schienenverkehrsgeräusche

Basismessgröße bei Geräuschimmissionen des Schienenverkehrs ist der Einzelerignispegel L_{T_0} während einer Zug-Vorbeifahrt in der Messzeit T_M , d.h. der auf eine Sekunde umgerechnete Mittelungspegel, in anderen Regelwerken auch Schall-expositionspegel genannt (vgl. Abschn. 2.2.8)

$$L_{T_0} = L_m + 10 \lg \frac{T_M}{1 \text{ s}} \quad [\text{dB(A)}]. \quad (2.46)$$

Die Anzahl der zu erfassenden Züge hängt von der Zugart ab: Reisezüge mindestens 10, Regionalbahnen (Klotz gebremste Bahnen) mindestens 15, Güterzüge mindestens 20 und Straßen- bzw. U- und S-Bahnen mindestens 15 Fahrzeuge.

Bei größeren Gleisanlagen erfolgt die Umrechnung zu einem Gesamtimmissionspegel L_m aus den einzelnen Ereignispegeln für eine bestimmte Zugart k , Gleis j sowie Verkehrsstärke je Zugart und Gleis $M_{k,j}$ nach folgendem Prozedere

$$L_m = 10 \lg \left\{ \sum_{j=1}^G \sum_{k=1}^N M_{k,j} \cdot 10^{\overline{L_{T_0,k,j}}/10} \right\} + 10 \lg \left\{ \frac{1 \text{ s}}{3600 \text{ s}} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.47)$$

mit $\overline{L_{T_0,k,j}}$ mittlerer Ereignispegel der Zugart k auf Gleis j

$$\overline{L_{T_0,k,j}} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 10^{L_{T_0,k,ji}/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.48)$$

sowie $L_{T_0,k,ji}$ Einzelereignispegel des i -ten Zuges der Zugart k auf Gleis j ; n Anzahl der gemessenen Züge der Zugart k auf Gleis j ; $M_{k,j}$ Verkehrsstärke der Zugart k auf Gleis j pro Stunde. Dabei ist $k = 1, 2, 3, \dots, N$ die Anzahl der Zugarten und $j = 1, 2, 3, \dots, G$ die Anzahl der Gleise.

Zu den Protokollangaben gehören Fahrgeschwindigkeiten, Länge des Zuges, Oberbau- und Gleiszustand, Besonderheiten wie Radabsorber oder Witterungsbedingungen.

Schiffsverkehrsgeräusche

Die messtechnische Erfassung von Wasserstraßen-Verkehrsgeräuschen erfolgt in Analogie zum Schienenverkehrslärm auf der Basis von Einzelereignispegeln.

Die Messdauer T_M ist hier als diejenige Zeit definiert, in der sich der Schalldruckpegel während der Vorbeifahrt aus dem Hintergrundgeräuschpegel um mindestens 5 dB heraus hebt. Die Anzahl der zu erfassenden Vorbeifahrten beträgt generell 15. Es werden vier Schiffsarten unterschieden: Fracht- und Fahrgastschiffe unter 800 t, Fracht- und Fahrgastschiffe über 800 t, Sportboote und Fähren. Die Gesamtimmission ergibt sich durch energetische Mittelung des Einzelereignispegels über die An-

zahl gleicher Schiffsarten, multipliziert mit der jeweiligen Verkehrsstärke und energetisches Aufsummieren über alle an der Immission beteiligten Schiffsarten.

Einheitlich wird für Straßen-, Schienen- und Schiffsverkehr der Immissions-Messort angegeben. Er ist wie bei der TA Lärm i.a. bei bebauten Flächen 0,5 m außen vor dem geöffneten Fenster des am stärksten betroffenen Raumes. In anderen Fällen ist mindestens ein Abstand von 2 m von der betroffenen Fassade einzuhalten und wegen des Einflusses der Reflexion sind vom Messwert 3 dB zu subtrahieren. Bei unbebauten Flächen liegt der Messort an dem am stärksten betroffenen Rand derjenigen Fläche, auf dem die schutzbedürftigen Gebäude erstellt werden sollen.

2.5.4.2 Luftfahrzeuge

Die Anleitung zur Berechnung von Lärmschutzbereichen (AzB 2007 [2.97]) und die DIN 45643 [2.84] behandeln Mess- und Beurteilungsgrößen von Geräuschimmissionen durch Luftfahrzeuge, hauptsächlich in Zusammenhang mit der Festlegung von zu prognostizierenden Lärmschutzzonen und der Fluglärmüberwachung.

Ausgangsgröße ist der Zeitverlauf des A- und „Slow“-bewerteten Schalldruckpegels $L_{AS}(t)$. Kennzeichnend für ein Flugereignis sind nun zunächst der Maximalpegel $L_{AS, \max}$ und diejenige gesamte Zeitspanne t_{10} , in der der Maximalpegel während des Vorbeifluges um nicht mehr als 10 dB unterschritten wird, sog. „10 dB-down-time“ (s. Beispiel Abb. 2.14).

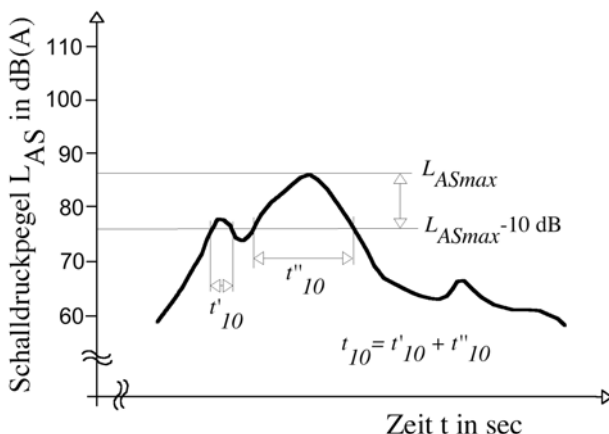


Abb. 2.14 Bestimmung der t_{10} -Zeit eines Flugereignisses n. DIN 45643

Daraus wird ein Einzelereignispegel (Einzel-Schallexpositionspegel) $L_{AE,i}$ in dB(A) gebildet, der sich gegenüber früheren Regelungen zum Fluglärm darin unterscheidet, dass die übliche Referenzzeit $T_0 = 1$ s und die normale Energieäquivalenz mit $q = 3$ gilt. Bezogen auf ein Geräusch mit einem zeitlich konstanten Schalldruck-

pegel, ergibt sich in guter Näherung dieselbe Schallexposition, wenn gilt (t gesamte Überflugzeit)

$$\frac{t_{10}}{2} \left(\frac{p_{A \max}}{p_0} \right)^2 \cong \int_t \left(\frac{p_A(t)}{p_0} \right)^2 dt. \quad (2.49)$$

Damit erhält man für den Einzelereignispegel

$$L_{AE,i} = L_{AS \max,i} + 10 \lg \frac{t_{10,i}}{T_0} - 3 \quad [\text{dB(A)}]. \quad (2.50)$$

Bei einem Mix von Flugzeugtypen muss der Ereignispegel für jeden Typ bzw. jede Luftfahrzeuggruppe bekannt sein. Im Planungsfall wird von A-bewerteten Schallleistungs-Expositionspegeln ausgegangen, die für die meisten Flugzeuggruppen in Form von Tabellen bekannt sind (s. DIN 45684 [2.71]) und die mit Hilfe von Schallausbreitungsmodellen umgerechnet werden. Diesen Modellen liegt die Vorstellung der bewegten Punktschallquelle zugrunde, für die an jedem Punkt der Flugbahn die Schalleistung und Geschwindigkeit bekannt sind. Die einzelnen Flugstrecken können mithin als Linienquellen aufgefasst werden, die nach üblichen Methoden segmentiert und durch Punktschallquellen repräsentiert werden.

Als Immissionskenngröße (nach Fluglärmsgesetz auch Beurteilungsgroße genannt), gilt nun ein korrigierter äquivalenter Dauerschallpegel $L_{Aeq,K}$, der einen Zuschlag enthält, welcher die Flugbewegungsverteilung der letzten 10 Jahre berücksichtigt, sog. Sigma-Regelung.

Der unkorrigierte äquivalente Dauerschallpegel selber berechnet sich zunächst, getrennt für den Tag und die Nacht, wie folgt:

$$L_{Aeq, \text{Tag}} = 10 \lg \left\{ \frac{1,5 \cdot T_0}{T_E} \sum_{i=1}^{N_{\text{Tag}}} 10^{L_{AE,i}/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.51)$$

bzw.

$$L_{Aeq, \text{Nacht}} = 10 \lg \left\{ \frac{3 \cdot T_0}{T_E} \sum_{i=1}^{N_{\text{Nacht}}} 10^{L_{AE,i}/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.52)$$

darin bedeuten $\sum_i$ Summe über alle i Fluglärmereignisse während des Erhebungszeitraumes $T_E = 180 \text{ Tage} = 1,5552 \cdot 10^7 \text{ s}$ (die sechs verkehrsreichsten Monate im Jahr); N_{Tag} Anzahl aller Flugereignisse am Tage während des gesamten Erhebungszeitraumes; N_{Nacht} Anzahl aller Flugereignisse in der Nacht während des gesamten Erhebungszeitraumes. $L_{AE,i}$ jeweiliger Ereignispegel nach Gl. 2.47 für das i -te Einzelereignis; die Faktoren 1,5 für den Tag bzw. 3 für die Nacht sind sog. Gewichtungsfaktoren. Als Tageszeitraum gelten die 16 Std. zwischen 6:00 Uhr und 22:00 Uhr und entsprechend bilden die 8 Std. zwischen 22:00 Uhr und 6:00 Uhr die Nachtzeit.

Die äquivalenten Dauerschallpegel werden nun in Hinblick auf die oben erwähnte variierende Nutzung der einzelnen Betriebsrichtungen (Start- oder Landebahnen) noch in folgender Form korrigiert

$$L_{Aeq, Tag, K} = L_{Aeq, Tag} + 2 \cdot K_{\sigma, L_{eq}, Tag} \quad [dB(A)] \quad (2.53)$$

bzw.

$$L_{Aeq, Nacht, K} = L_{Aeq, Nacht} + 3 \cdot K_{\sigma, L_{eq}, Nacht} \quad [dB(A)]. \quad (2.54)$$

Auf die Art und Weise der Ermittlung der Korrekturfaktoren K_{σ} soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden, das erforderliche Prozedere wird in der AzB eingehend beschrieben. Die Vorgehensweise erfordert eine umfangreiche Datenerhebung durch die Flughafenbetreiber. Unter anderem müssen die einzelnen Flugbewegungen, Flugzeuggruppen und die meteorologischen Bedingungen über längere Zeiträume erfasst und statistisch ausgewertet werden. Diese Datenerfassung ist ebenfalls durch das Fluglärm-Gesetz genau definiert (Datenerfassungssystem „DES“).

Wegen der notwendigen Randdaten und der relativ aufwendigen Berechnung der Kenngrößen, sind Messungen in der Praxis weit gehend auf die Fluglärmüberwachung durch feste Messstationen beschränkt und die Auswertungen automatisiert (DIN 45643). Der Nachteil dabei ist, dass die Schallimmission für den Luftverkehr nicht mehr durch gängige Messverfahren, wie sie für andere Geräuschquellen standardisiert sind, ermittelt werden kann, wenn nicht alle notwendigen Datenerfassungswerte vorliegen.

Im Falle der Beurteilung einer allgemeinen Fluglärmbelastung im Rahmen des Immissionsschutzes wäre es unrealistisch über den gesamten Erhebungszeitraum der sechs verkehrsreichsten Monate zu messen. Vielmehr wird man in der Praxis zunächst eine repräsentative messtechnische Erfassung der A- und „Slow“-bewerteten Maximalpegel und der t_{10} -Zeiten für einen vorliegenden Mix verschiedener Flugzeuge an einem relevanten Immissionsort durchführen. Dazu ist, getrennt für die Tages- und die Nachtzeiten und getrennt nach Start bzw. Landung, u.U. für mehrere Start- und Landebahnen, ein für jede Luftfahrzeuggruppe repräsentativer mittlerer Ereignispegel $\overline{L_{AE,k,j}}$ zu ermitteln, wobei eine jeweils ausreichende Stichprobenzahl N_k zu wählen ist

$$\overline{L_{AE,k,j}} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{N_k} \sum_{i=1}^{N_k} 10^{L_{AE,k,ji}/10} \right\} \quad [dB(A)] \quad (2.55)$$

mit

$L_{AE,k,ji}$	Einzelereignispegel des i -ten Flugzeuges der Gruppe k auf Start- bzw. Landebahn j ,
N_k	Anzahl der messtechnisch erfassten Flugzeuge der Gruppe k auf Start- bzw. Landebahn j , getrennt nach Tag und Nacht.

Mit Hilfe von vorgegebenen Flugbewegungszahlen über den Erhebungszeitraum der sechs verkehrsreichsten Monate, die ebenfalls nach Gruppe, Tag, Nacht, Start und Landung aufgeschlüsselt sein müssen, können dann die entsprechenden äquivalenten Dauerschallpegel auf der Basis der Pegeladdition in Analogie zu Gl. 2.51 und Gl. 2.52 berechnet werden, wobei die entsprechenden Werte getrennt für Tag und Nacht am Ende wieder zusammen gefasst werden. Das formale Prozedere zur

Berechnung eines äquivalenten Gesamtdauerschallpegel L_{Aeq} bestünde dann, in Anlehnung an Abschn. Schienenverkehrsgeräusche, aus den mittleren Ereignispegeln für eine bestimmte Luftfahrzeuggruppe k , Start- bzw. Landebahnen j , sowie der Zahl der Flugbewegungen je Gruppe und Start- bzw. Landebahnen $M_{k,j}$, streng getrennt für den Tag und die Nacht

$$L_{Aeq, \text{Tag}} = 10 \lg \left\{ \frac{1,5 \cdot T_0}{T_E} \sum_{j=1}^G \sum_{k=1}^K M_{k,j, \text{Tag}} \cdot 10^{\overline{L_{AE,k,j}}/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.56)$$

bzw.

$$L_{Aeq, \text{Nacht}} = 10 \lg \left\{ \frac{3 \cdot T_0}{T_E} \sum_{j=1}^G \sum_{k=1}^K M_{k,j, \text{Nacht}} \cdot 10^{\overline{L_{AE,k,j}}/10} \right\} \quad [\text{dB(A)}] \quad (2.57)$$

mit $\overline{L_{AE,k,j}}$ mittlerer Ereignispegel der Luftfahrzeuggruppe k auf Start- bzw. Landebahn j , getrennt nach Tag und Nacht sowie ebenfalls getrennt nach Tag und Nacht: $M_{k,j}$ Zahl der Flugbewegungen der Gruppe k auf Start- bzw. Landebahn j während des Erhebungszeitraumes von 180 Tagen, $T_E = 1,5552 \cdot 10^7$ s, $T_0 = 1$ s Referenzzeit, $k = 1,2,3...K$ Anzahl der Luftfahrzeuggruppen, $j = 1,2,3...G$ Anzahl der Start- und Landebahnen.

Für einen Vergleich mit den Schutzzonenrichtwerten müssten dann darüber hinaus die Ergebnisse mit den oben erwähnten Sigma-Korrekturen beaufschlagt werden.

Das bisherige Verfahren der gesonderten Bestimmung von Beurteilungspegeln nach DIN 45643-3 in Analogie zur DIN 45645 wird im Zusammenhang mit Fluglärmimmissionen zur Zeit normativ weiter verfolgt.

Die Messbedingungen an einen Immissionsort sind definiert (DIN 45643 [2.84]). Unter anderem sollte das Mikrofon senkrecht zur Flugbahn in einem Hindernis freien Sektor von 70° Öffnungswinkel zu beiden Seiten angeordnet sein. Außer dem Erdboden sollten reflektierende Flächen mindestens 10 m entfernt sein, die Standardmikrofonhöhe beträgt 6 m über Boden um die Bodenreflexion zu vermindern. Bei Messungen vor Fassaden ist der Messwert entsprechend zu korrigieren (s. z.B. VDI 2714).

Literaturverzeichnis

- [2.1] BECKERT, C.; CHOTJEWITZ, I.: *TA Lärm — Technische Anleitung zum Schutz gegen Lärm mit Erläuterungen*. Erich Schmidt Verlag, Berlin, 2000
- [2.2] BOHNY, H.-M.; BORGMANN, R.; KELLNER, K.-H.: *Lärmschutz in der Praxis*. Oldenbourg, 1995
- [2.3] CHRIST, E.; FISCHER, S.: *Lärmminderung an Arbeitsplätzen*. 4. Auflage. Erich Schmidt Verlag, Berlin, 1999
- [2.4] FLEISCHER, G.: *Lärm — der tägliche Terror*. Georg Thieme Verlag, Stuttgart, 1990
- [2.5] HANSMANN, K.: *TA Lärm — Kommentar*. Verlag C. H. Beck, München, 2000

- [2.6] HARRIS, C. M.: *Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control*. reprint 3 edition. Acoustical Society of America, Woodbury New York, 1998
- [2.7] KRELL, K.: *Handbuch für Lärmschutz an Straßen und Schienenwegen*. 2. Auflage, Elsner Verlag, Dieburg, 1990
- [2.8] KRYTER, K. D.: *The Effects of Noise on Man*. 2nd Ed, Academic Press, New York, 1985
- [2.9] MAUE, J. H.: *0 Dezibel + 0 Dezibel = 3 Dezibel — Einführung in die Grundbegriffe und die quantitative Erfassung des Lärms*. 8. Auflage, Erich Schmidt Verlag, Berlin, 2003
- [2.10] MÜLLER, G.; MÖSER, M.: *Taschenbuch der Technischen Akustik*. 3. Auflage, Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2003
- [2.11] N.N.: *Measuring Sound Broschüre BR 0047-13*. Bruel & Kjaer Sound & Vibration Measurement A/S, Nærum Dänemark, 1984
- [2.12] N.N.: *Umweltlärm Broschüre BR1628-11*. Bruel & Kjaer Sound & Vibration Measurement A/S, Nærum Dänemark, 2000
- [2.13] N.N.: *Lärmschutz an Maschine und Arbeitsplatz — Vorschriften technische Regeln Gefährdungsbewertung*. Wirtschaftsverlag N. W. Verlag für neue Wissenschaft, Bremerhaven, 2004
- [2.14] RATHE, E. J.: *Note on two common problems of sound propagation*. Journal of Sound and Vibration, 10(3):472–479, 1969
- [2.15] SCHIRMER, W. (Hrsg.): *Technischer Lärmschutz — Grundlagen und praktische Maßnahmen zum Schutz vor Lärm und Schwingungen von Maschinen*. 2. Auflage, Springer Verlag, Berlin, 2006
- [2.16] SCHMIDT, H.: *Schalltechnisches Taschenbuch*. 4. Auflage, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1988
- [2.17] SCHULTZ, T. J.: *Community Noise Ratings*. Applied Science Publishers Ltd, London, 1972
- [2.18] SPANNOWSKY, W.; MITSCHANG, S. (Hrsg.): *Lärmschutz in der Bauleitung und bei der Zulassung von Bauvorhaben*. 1. Auflage, Verlag C Heymanns, Köln, 2002
- [2.19] STEVENS, S. S.: *Procedure for calculating Loudness*. J. Acoust. Soc. Am., 33:1577–1585, 1969
- [2.20] STRICK, S.: *Lärmschutz an Strassen*. Verlag C Heymanns, Köln, 1998
- [2.21] UMWELTBUNDESAMT (Hrsg.): *Lärmbekämpfung '88: Tendenzen- Probleme- Lösungen*. Erich Schmidt Verlag, Berlin Verlag, München, Neuauflage (vergriffen), 1989
- [2.22] ZWICKER, E.: *Psychoakustik*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1982
- [2.23] ZWICKER, E.; FASTL, H.: *Psychoacoustics facts and models*. 2. Auflage, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1999

Normen, Richtlinien und andere Regelwerke

Mittelungs- und Beurteilungspegel

- [2.24] DIN 45641: *Mittelung von Schallpegeln*. 1990–06
- [2.25] DIN 45645-1: *Ermittlung von Beurteilungspegeln aus Messungen – Teil 1: Geräuschmissionen in der Nachbarschaft*. 1996–07
- DIN 45645-2: *Ermittlung von Beurteilungspegeln aus Messungen – Teil 2: Geräuschmissionen am Arbeitsplatz*. 1997–07
- [2.26] DIN 45667: *Klassierverfahren für das Erfassen regelloser Schwingungen*. 1969–10
- [2.27] VDI 3723 BLATT 1 TECHNISCHE REGEL: *Anwendung statistischer Methoden bei der Kennzeichnung schwankender Geräuschmissionen*. 1993–05
- VDI 3723 BLATT 2 TECHNISCHE REGEL: *Anwendung statistischer Methoden bei der Kennzeichnung schwankender Geräuschmissionen – Teil 2: Qualitätsprüfung bei der Beurteilung von Geräuschsituationen*. 2006–03
- [2.28] ISO 1999: *Akustik – Bestimmung der berufsbedingten Lärmexposition und Einschätzung der lärmbedingten Hörschädigung*. 1990–01
- [2.29] DIN 45681: *Akustik – Bestimmung der Tonhaltigkeit von Geräuschen und Ermittlung eines Tonzuschlages für die Beurteilung von Geräuschmissionen*. 2005–03
- DIN 45681 BERICHTIGUNG 2: *Akustik – Bestimmung der Tonhaltigkeit von Geräuschen und Ermittlung eines Tonzuschlages für die Beurteilung von Geräuschmissionen*. Berichtigungen zu DIN 45681:2005–03, mit CD, 2006–08

Schallpegelmesser

- [2.30] DIN 45630-1: *Grundlagen der Schallmessung; Physikalische und subjektive Größen von Schall*. 1971–12
- [2.31] DIN 45657: *Schallpegelmesser – Zusatzanforderungen für besondere Messaufgaben*. 2005–03
- [2.32] DIN EN 61672-1: *Elektroakustik – Schallpegelmesser – Teil 1: Anforderungen*. (IEC 61672-1:2002; Deutsche Fassung EN 61672-1:2003), 2003–10
DIN EN 61672-2: *Elektroakustik – Schallpegelmesser – Teil 2: Baumusterprüfungen*. (IEC 61672-2:2003; Deutsche Fassung EN 61672-2:2003), 2004–08
DIN EN 61672-3 ENTWURF: *Elektroakustik – Schallpegelmesser – Teil 3: Periodische Einzelprüfung*. (IEC 29/570/CDV:2004; Deutsche Fassung prEN 61672-3:2004), 2005–02
- [2.33] DIN EN 61183: *Elektroakustik – Kalibrierung von Schallpegelmessern in einem Schallfeld mit stochastischem Schalleinfall und im diffusen Schallfeld*. (IEC 61183:1994; Deutsche Fassung EN 61183:1994), 1994–12
- [2.34] DIN EN 60942: *Elektroakustik – Schallkalibratoren*. (IEC 60942:2003; Deutsche Fassung EN 60942:2003), 2004–05
- [2.35] DIN 45657: *Schallpegelmesser – Zusatzanforderungen für besondere Messaufgaben, Takt-maximalverfahren und Pegelhäufigkeitsverteilung*. 2005–03

Filter

- [2.36] DIN EN ISO 266: *Akustik – Normfrequenzen*. (ISO 266:1997; Deutsche Fassung EN ISO 266:1997), 1997–08
- [2.37] DIN EN 61260: *Elektroakustik – Bandfilter für Oktaven und Bruchteile von Oktaven*. (IEC 61260:1995 + A1:2001; Deutsche Fassung EN 61260:1995 + A1:2001), 2003–03

Schalleistungsmessung

- [2.38] DIN 45635 BEIBLATT 1: *Geräuschmessung an Maschinen; Luftschallmessung, Hüllflächen-Verfahren, Formblatt für Messbericht (Messprotokoll) für Hüllflächen-Verfahren*. 1979–02
DIN 45635 BEIBLATT 2: *Geräuschmessung an Maschinen; Erläuterungen zu den Geräuschemissions-Kenngrößen*, 1977–12
DIN 45635-1: *Geräuschmessung an Maschinen; Luftschallemission, Hüllflächen-Verfahren; Rahmenverfahren für 3 Genauigkeitsklassen*, 1984–04
- [2.39] DIN EN ISO 3744: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungs- und der Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 2 für ein im Wesentlichen freies Schallfeld über einer reflektierenden Ebene*. (ISO/DIS 3744:2006), 2006–07
- [2.40] DIN EN ISO 3745: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Verfahren der Genauigkeitsklasse 1 für reflexionsarme Räume und Halbräume*. (ISO 3745:2003), Dokument wurde berichtigt, 2004–05
DIN EN ISO 3745 BERICHTIGUNG 1: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Verfahren der Genauigkeitsklasse 1 für reflexionsarme Räume und Halbräume*. (ISO 3745:2003), 2007–02
- [2.41] DIN EN ISO 3740: *Akustik – Bestimmung des Schalleistungspegels von Geräuschquellen – Leitlinien zur Anwendung der Grundnormen*. (ISO 3740:2000), 2001–03
- [2.42] DIN EN ISO 3741: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Hallraumverfahren der Genauigkeitsklasse 1*. (ISO 3741:1999), Dokument wurde berichtigt, 2001–01
DIN EN ISO 3741 NORM-ENTWURF: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungs- und Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Hallraumverfahren der Genauigkeitsklasse 1*. (ISO/DIS 3741:2006), 2006–06
DIN EN ISO 3741 BERICHTIGUNG 1: *Berichtigungen zu DIN EN ISO 3741:2001–01*, 2002–12
- [2.43] DIN EN ISO 3743-1: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen; Verfahren der Genauigkeitsklasse 2 für kleine, transportable Quellen in Hallfeldern –*

Teil 1: Vergleichsverfahren in Prüfräumen mit schallharten Wänden. (ISO 3743-1:1994), 1995–09

DIN EN ISO 3743-1 NORM-ENTWURF: *Akustik – Bestimmung der Schallleistungs- und der Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Verfahren der Genauigkeitsklasse 2 für kleine, transportable Quellen in Hallfeldern – Teil 1: Vergleichsverfahren in Prüfräumen mit schallharten Wänden.* (ISO/DIS 3743-1:2006), 2006–07

DIN EN ISO 3743-2: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Verfahren der Genauigkeitsklasse 2 für kleine, transportable Quellen in Hallfeldern – Teil 2: Verfahren für Sonder-Hallräume.* (ISO 3743-2:199), 1996–12

- [2.44] DIN EN ISO 3746: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 3 über einer reflektierenden Ebene.* (ISO 3746:1995), 1995–12

DIN EN ISO 3746 NORM-ENTWURF: *Akustik – Ermittlung der Schallleistungs- und der Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 3 über einer reflektierenden Ebene.* (ISO/DIS 3746:2005), 2006–03

- [2.45] DIN EN ISO 3747: *Akustik – Bestimmung der Schalleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen – Vergleichsverfahren zur Verwendung unter Einsatzbedingungen.* (ISO 3747:2000), 2001–02

- [2.46] DIN EN ISO 5135: *Akustik – Bestimmung des Schalleistungspegels von Geräuschen von Lufidurchlässen, Volumendurchflussreglern, Drossel- und Absperrelementen durch Messungen im Hallraum.* (ISO 5135:1997), 1999–02

Nachhallzeitmessung

- [2.47] DIN EN ISO 3382: *Akustik – Messung der Nachhallzeit von Räumen mit Hinweis auf andere akustische Parameter.* (ISO 3382:1997), 2000–03

DIN EN ISO 3382-2 NORM-ENTWURF: *Akustik – Messung von Parametern der Raumakustik – Teil 2: Nachhallzeit in gewöhnlichen Räumen.* (ISO/DIS 3382-2:2006), 2006–05

Schallemissionskennwerte Maschinen und Anlagen

- [2.48] DIN EN ISO 12001: *Akustik – Geräuschabstrahlung von Maschinen und Geräten – Regeln für die Erstellung und Gestaltung einer Geräuschmessnorm.* (ISO 12001:1996), 1997–07
DIN EN ISO 12001 BEIHLATT 1 NORM-ENTWURF: *Akustik – Geräuschabstrahlung von Maschinen und Geräten – Leitfaden für die Auswahl eines geeigneten grundlegenden akustischen Messverfahrens zur Bestimmung der Geräuschemission einer Maschine*, 2003–09

- [2.49] DIN EN ISO 4871: *Akustik – Angabe und Nachprüfung von Geräuschemissionswerten von Maschinen und Geräten.* (ISO 4871:1996), 1997–03

- [2.50] DIN EN 27574-1: *Akustik – Statistische Verfahren zur Festlegung und Nachprüfung angegebener (oder vorgegebener) Geräuschemissionswerte von Maschinen und Geräten; Teil 1: Allgemeines und Begriffe.* (Identisch mit ISO 7574-1:1985), 1989–03

DIN EN 27574-2: *Akustik – Statistische Verfahren zur Festlegung und Nachprüfung angegebener (oder vorgegebener) Geräuschemissionswerte von Maschinen und Geräten; Teil 2: Verfahren für Angaben (oder Vorgaben) für Einzelmaschinen.* (Identisch mit ISO 7574-2:1985), 1989–03

DIN EN 27574-3: *Akustik – Statistische Verfahren zur Festlegung und Nachprüfung angegebener (oder vorgegebener) Geräuschemissionswerte von Maschinen und Geräten; Teil 3: Einfaches Verfahren (Übergangsregelung) für Maschinenlose.* (Identisch mit ISO 7574-3:1985), 1989–03

DIN EN 27574-4: *Akustik – Statistische Verfahren zur Festlegung und Nachprüfung angegebener (oder vorgegebener) Geräuschemissionswerte von Maschinen und Geräten; Teil 4: Verfahren für Angaben (oder Vorgaben) für Maschinenlose.* (Identisch mit ISO 7574-4:1985), 1989–03

- [2.51] DIN EN ISO 10052: *Akustik – Messung der Luftschalldämmung und Trittschalldämmung und des Schalls von haustechnischen Anlagen in Gebäuden – Kurzverfahren.* (ISO 10052:2004), 2005–03
- [2.52] ISO 11094: *Akustik – Verfahren für die Messung der Luftschallemission von motorbetriebenen Rasenmähern, Rasentraktoren, Rasen- und Gartentraktoren, beruflich genutzten Mähern und Rasen- und Gartentraktoren mit beweglichem Zubehör.* 1991–11

Wasserinstallation, haustechnische Anlagen

- [2.53] DIN EN ISO 3822-1: *Akustik – Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium – Teil 1: Meßverfahren.* (ISO 3822-1:1999), Dokument wurde berichtigt, 1999–07
 DIN EN ISO 3822-1/A1 NORM-ENTWURF: *Akustik – Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium – Teil 1: Messverfahren – Änderung 1: Messunsicherheit.* (ISO 3822-1:1999/DAM 1:2006), 2006–07
 DIN EN ISO 3822-2: *Akustik – Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium – Teil 2: Anschluß- und Betriebsbedingungen für Auslaufventile und für Mischbatterien.* (ISO 3822-2:1995), 1995–05
 DIN EN ISO 3822-3: *Akustik – Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium – Teil 3: Anschluß- und Betriebsbedingungen für Durchgangsarmaturen.* (ISO 3822-3:1997), 1997–03
 DIN EN ISO 3822-4: *Akustik – Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium – Teil 4: Anschluß- und Betriebsbedingungen für Sonderarmaturen.* (ISO 3822-4:1997), 1997–03
- [2.54] DIN 52219: *Bauakustische Prüfungen; Messung von Geräuschen der Wasserinstallationen in Gebäuden.* 1993–07
- [2.55] DIN EN ISO 10052: *Akustik – Messung der Luftschalldämmung und Trittschalldämmung und des Schalls von haustechnischen Anlagen in Gebäuden – Kurzverfahren.* (ISO 10052:2004), 2005–03
- [2.56] DIN EN ISO 16032: *Akustik – Messung des Schalldruckpegels von haustechnischen Anlagen in Gebäuden – Standardverfahren.* (ISO 16032:2004), 2004–12
- [2.57] DIN EN 14366: *Messung der Geräusche von Abwasserinstallationen im Prüfstand.* 2005–02
- [2.58] VDI 3733 TECHNISCHE REGEL: *Geräusche bei Rohrleitungen.* 1996–07
- [2.59] VDI 3738 TECHNISCHE REGEL: *Emissionskennwerte technischer Schallquellen – Armaturen.* 1994–11

Schallemission Fahrzeuge

- [2.60] DIN 45642: *Messung von Verkehrsgeräuschen.* 2004–06
- [2.61] DIN ISO 362: *Akustik – Messung des von beschleunigten Straßenfahrzeugen abgestrahlten Geräusches – Verfahren der Genauigkeitsklasse 2.* (ISO 362:1998), 2003–08
 DIN ISO 362-1 NORM-ENTWURF: *Akustik – Messverfahren der Genauigkeitsklasse 2 für das von beschleunigten Straßenfahrzeugen abgestrahlte Geräusch – Teil 1: Fahrzeuge der Klassen M und N.* (ISO/DIS 362-1:2005), 2005–06
 DIN ISO 362-2 NORM-ENTWURF: *Akustik – Messverfahren der Genauigkeitsklasse 2 für das von beschleunigten Straßenfahrzeugen abgestrahlte Geräusch – Teil 2: Fahrzeuge der Klasse L.* (ISO/DIS 362-2:2005), 2005–06
- [2.62] DIN ISO 10844: *Akustik – Anforderungen an Prüfstrecken zur Geräuschemessung an Straßenfahrzeugen.* (ISO 10844:1994), 1997–05
- [2.63] DIN ISO 5130: *Akustik – Methode für die Messung des Standgeräusches von Straßenfahrzeugen.* 1982–05
 DIN ISO 5130 NORM-ENTWURF: *Akustik – Messung des Standgeräusches von Straßenfahrzeugen* (ISO/DIS 5130:2006), 2006–05
- [2.64] DIN ISO 5128: *Akustik – Innengeräuschemessungen in Kraftfahrzeugen.* 1984–11
- [2.65] DIN EN ISO 3095: *Bahnanwendungen – Akustik – Messung der Geräuschemission von spurgebundenen Fahrzeugen.* (ISO 3095:2005), 2005–11

- [2.66] DIN EN ISO 3381: *Bahnanwendungen – Akustik – Geräuschemessungen in spurgebundenen Fahrzeugen* (ISO 3381:2005), 2005–11
- [2.67] DIN 45640-2: *Außengeräuschemessungen an Wasserfahrzeugen auf Binnengewässern; Hüllflächen-Verfahren zur Bestimmung des Schalleistungspegels*. 1993–11
- [2.68] DIN EN ISO 2922: *Akustik – Messung des von Wasserfahrzeugen auf Binnengewässern und in Häfen abgestrahlten Luftschalls*. (ISO 2922:2000), 2001–03
- [2.69] DIN ISO 2923: *Akustik – Geräuschemessung auf Wasserfahrzeugen*. (ISO 2923:1996 + Corrigendum 1:1997), 2003–03
- [2.70] DIN EN ISO 14509: *Kleine Wasserfahrzeuge – Messung des von motorgetriebenen Sportbooten abgestrahlten Luftschalls*. (ISO 14509:2000), 2001–03
 DIN EN ISO 14509/A1: *Kleine Wasserfahrzeuge – Messung des von motorgetriebenen Sportbooten abgestrahlten Luftschalls; Änderung 1*. (ISO 14509:2000/A1:2004), 2004–12
 DIN EN ISO 14509-1 NORM-ENTWURF: *Kleine Wasserfahrzeuge – Von motorgetriebenen Sportbooten abgestrahlter Luftschall – Teil 1: Vorbeifahrtmessungen*. (ISO/DIS 14509-1:2006), 2006–08
 DIN EN ISO 14509-2: *Kleine Wasserfahrzeuge – Von motorgetriebenen Sportbooten abgestrahlter Luftschall – Teil 2: Beurteilung der Schallemission mittels Referenzbooten*. (ISO 14509-2:2006), 2007–02
- [2.71] DIN 45684-1: *Akustik – Ermittlung von Fluggeräuschimmissionen an Landeplätzen – Teil 1: Berechnungsverfahren*. 2006–09
 DIN 45684-2 NORM-ENTWURF: *Akustik – Ermittlung von Fluggeräuschimmissionen an Landeplätzen – Teil 2: Messverfahren (Emissionskennwerte)*. 2005–06
- [2.72] DIN EN 1915-4: *Luftfahrt-Bodengeräte – Allgemeine Anforderungen – Teil 4: Lärmessverfahren und -minderung*. 2005–02

Lärm am Arbeitsplatz

- [2.73] VDI 2058 BLATT 2 TECHNISCHE REGEL: *Beurteilung von Lärm hinsichtlich Gehörgefährdung*. 1988–06
 VDI 2058 BLATT 3 TECHNISCHE REGEL: *Beurteilung von Lärm am Arbeitsplatz unter Berücksichtigung unterschiedlicher Tätigkeiten*. 1999–02
- [2.74] VDI 2569 TECHNISCHE REGEL: *Schallschutz und akustische Gestaltung im Büro*. 1990–01
- [2.75] DIN EN ISO 11203: *Akustik – Geräuschabstrahlung von Maschinen und Geräten – Bestimmung von Emissions-Schalldruckpegeln am Arbeitsplatz und an anderen festgelegten Orten aus dem Schalleistungspegel*. (ISO 11203:1995), 1996–07
- [2.76] DIN EN ISO 9241-6: *Ergonomische Anforderungen für Bürotätigkeiten mit Bildschirmgeräten – Teil 6: Leitsätze für die Arbeitsumgebung*. (ISO 9241-6:1999), 2001–03
- [2.77] DIN EN ISO 11690-1: *Akustik – Richtlinien für die Gestaltung lärmarmer maschinenbestückter Arbeitsstätten – Teil 1: Allgemeine Grundlagen*. (ISO 11690-1:1996), 1997–02
 DIN EN ISO 11690-2: *Akustik – Richtlinien für die Gestaltung lärmarmer maschinenbestückter Arbeitsstätten – Teil 2: Lärminderungsmaßnahmen*. (ISO 11690-2:1996), 1997–02
 DIN EN ISO 11690-3: *Akustik – Richtlinien für die Gestaltung lärmarmer maschinenbestückter Arbeitsstätten – Teil 3: Schallausbreitung und -vorausberechnung in Arbeitsräumen*. (ISO/TR 11690-3:1997), 1999–01

Schallimmission

- [2.78] DIN 18005-1: *Schallschutz im Städtebau – Teil 1: Grundlagen und Hinweise für die Planung*. 2002–07
 DIN 18005-1 BEIHLATT 1: *Schallschutz im Städtebau – Berechnungsverfahren; Schalltechnische Orientierungswerte für die städtebauliche Planung*. 1987–05
 DIN 18005-2: *Schallschutz im Städtebau – Lärmkarten; Kartenmäßige Darstellung von Schallimmissionen*. 1991–09
- [2.79] DIN 45682: *Schallimmissionspläne*. 2002–09

- [2.80] DIN ISO 9613-2: *Akustik – Dämpfung des Schalls bei der Ausbreitung im Freien – Teil 2: Allgemeines Berechnungsverfahren.* (ISO 9613-2:1996), 1999–10
- [2.81] ISO 1996-1: *Akustik – Beschreibung, Messung und Beurteilung von Umgebungslärm – Teil 1: Grundlegende Größen und Beurteilungsverfahren.* 2003–08
 ISO 1996-2: *Akustik – Beschreibung und Messung von Umgebungsgeräuschen – Teil 2: Datenerfassung zur Flächennutzung.* Dokument wurde geändert, 1987–04
 ISO 1996-2 AMD 1: *Akustik – Beschreibung und Messung von Umgebungsgeräuschen – Teil 2: Datenerfassung zur Flächennutzung.* Änderung 1, 1998–09
 ISO/FDIS 1996-2 NORM-ENTWURF: *Akustik – Beschreibung, Beurteilung und Messung von Umweltlärm – Teil 2: Bestimmung des Umgebungslärmpegels.* 2006–10
 ISO 1996-3: *Akustik; Beschreibung und Messung von Umgebungsgeräuschen; Teil 3: Anwendung auf Geräuschgrenzwerte.* 1987–12
- [2.82] DIN 45680: *Messung und Bewertung tieffrequenter Geräuschimmissionen in der Nachbarschaft.* 1997–03
 DIN 45680 BEIBLATT 1: *Messung und Bewertung tieffrequenter Geräuschimmissionen in der Nachbarschaft – Hinweise zur Beurteilung bei gewerblichen Anlagen.* 1997–03
- [2.83] DIN 45642: *Messung von Verkehrsgeräuschen.* (in Überarbeitung), 2004–06
- [2.84] DIN 45643-1: *Messung und Beurteilung von Flugzeuggeräuschen; Mess- und Kenngrößen.* (in Überarbeitung), 1984–10
 DIN 45643-3: *Messung und Beurteilung von Flugzeuggeräuschen; Ermittlung des Beurteilungspegels für Fluglärmimmissionen.* (in Überarbeitung), 1984–10
- [2.85] DIN ISO 20906 NORM-ENTWURF: *Akustik – Unbeaufsichtigte Überwachung von Flugzeugschall in der Umgebung von Flughäfen.* (ISO/DIS 20906:2006), 2006–05
- [2.86] ISO 3891: *Akustik - Verfahren zur Beschreibung von Fluglärm, der am Boden gehört wird.* 1978–01

Verwaltungsvorschriften und andere Regelwerke

- [2.87] TA LÄRM VERWALTUNGSVORSCHRIFT: *Sechste Allgemeine Verwaltungsvorschrift zum Bundes- Immissionsschutzgesetz (Technische Anleitung zum Schutz gegen Lärm – TA Lärm).* GMBI 1998, Nr. 26 von 1998, S. 503–515, 1998–08–26
- [2.88] BAULÄRMIMVwV VERWALTUNGSVORSCHRIFT: *Allgemeine Verwaltungsvorschrift zum Schutz gegen Baulärm; Geräuschimmissionen.* 1970–08–19
- [2.89] VERKEHRLÄRMSCHUTZVERORDNUNG – 16. BImSchV: *Sechzehnte Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes.* 1990
- [2.90] SPORTANLAGENLÄRMSCHUTZVERORDNUNG – 18. BImSchV: *Achzehnte Verordnung zur Durchführung des Bundes- Immissionsschutzgesetzes.* 1991
- [2.91] RLS 90: *Richtlinien für den Lärmschutz an Straßen – RLS 90.* Der Bundesminister für Verkehr, Abteilung Straßenbau, 1990
- [2.92] SCHALL 03: *Richtlinie zur Berechnung der Schallimmissionen von Schienenwegen.* Deutsche Bahn AG, wird zur Zeit überarbeitet, 1990
- [2.93] AKUSTIK04: *Richtlinie für schalltechnische Untersuchungen bei der Planung von Rangier- und Umschlagbahnhöfen.* Deutsche Bahn AG, 1990
- [2.94] RICHTLINIE 2004/50/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 29.04.2006 über die Interoperabilität des transeuropäischen Hochgeschwindigkeitssystems (TSI)
- [2.95] *Gesetz zur Verbesserung des Schutzes vor Fluglärm in der Umgebung von Flugplätzen.* Gesetzentwurf der Bundesregierung vom 01.02.2006, Bundestags-Drucksache 16/508
- [2.96] *European Civil Aviation Conference Report on Standard Method of Computing Noise Contours around Civil Airports.* ECAC.CEAC Doc. 29, 3rd edition, 07/12/2005, Neuilly-sur-Seine Cédex, France
- [2.97] *Anleitung zur Berechnung von Lärmschutzbereichen nach dem Gesetz zum Schutz gegen Fluglärm” (AzB).* Entwurf AG Umweltbundesamt Okt. 2006
- [2.98] *Anleitung zur Datenerfassung (DES) bei Fluglärm.* Entwurf AG Umweltbundesamt Okt. 2006

- [2.99] *Lärmschutzanforderungen für Luftfahrzeuge (LSL)*. Neufassung 2004 (Das Bundesministerium für Verkehr, Bau und Wohnungswesen hat mit Datum vom 6. April 2000 eine Änderung der Neufassung der Lärmschutzanforderungen für Luftfahrzeuge bekannt gegeben)
- [2.100] RICHTLINIE 2002/49/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 25. Juni 2002 über die Bewertung und Bekämpfung von Umgebungslärm
- [2.101] RICHTLINIE 89/392/EWG des Rates vom 14. Juni 1989 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten für Maschinen, *Amtsblatt* Nr. L 183 vom 29/06/1989 S. 0009 – 0032
- [2.102] MASCHINENLÄRM-INFORMATIONEN-VERORDNUNG: *Dritte Verordnung zum Geräte- und Produktsicherheitsgesetz (3. GPSGV 1991)*. zuletzt geändert durch Art. 12 G v. 6. 1.2004
- [2.103] MASCHINENVERORDNUNG: *Neunte Verordnung zum Geräte- und Produktsicherheitsgesetz (9. GPSGV 1993)*. zuletzt geändert durch Art. 14 V v. 23.12.2004. Umsetzung der Richtlinie 89/392/EWG (1989), zuletzt geändert durch die Richtlinie 91/368/EWG (1991)
- [2.104] STAHL-EISEN-BETRIEBSBLATT SEB 905002 TEIL 1: *Lärmarme Maschinen und Anlagen; Planung- Bestellung- Abnahme; Grundlagen*. (Ausz. 02.91)
STAHL-EISEN-BETRIEBSBLATT SEB 905002 TEIL 2: *Lärmarme Maschinen und Anlagen, Planung, Bestellung, Abnahme, Technische Anforderungen*. (Ausz. 02.91)
STAHL-EISEN-BETRIEBSBLATT SEB 905005: *Lärminderung bei Maschinen und Anlagen. Werklärmkarten; Anfertigung und Auswertungs-Richtlinien*. (Ausz. 04.75)

Kapitel 3

Einmessung und Verifizierung raumakustischer Gegebenheiten und von Beschallungsanlagen

Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Ahnert¹ und Dipl.-Phys. Stefan Feistel²

3.1 Einteilung, Zuordnung

In den folgenden Abschnitten werden die Besonderheiten der Messtechnik für raumakustische und beschallungstechnische Anwendungen zusammengestellt.

Dabei werden zuerst die einzelnen Messverfahren erläutert, die früher zumeist von Impulsanregung (Pistolenschuss o.ä.) oder Anregung mit rosa Rauschen ausgingen. Anschließend werden computergestützte Verfahren wie TDS und MLS genauso erläutert wie einfache Anwendungen der Fourieranalyse. Angaben zu Messkalibrierungen und -fehlern runden den ersten Abschnitt ab. Im zweiten werden raumakustische Anwendungen beschrieben, wobei auch die Darstellung der raumakustischen Parameter nicht zu kurz kommt. Diese wichtigen Parameter, die zum größten Teil im Standard ISO 3382 erfasst sind, werden in einem Anhang zum Kapitel aufgeführt. Auch Sondermessungen mit Filtern oder so genannte in situ Messungen werden erläutert.

Im letzten Abschnitt werden Messmethoden zur Einmessung von Beschallungsanlagen dargelegt, wobei der erzielte Frequenzgang und die Lautstärke von besonderem Interesse sind. Auch die Messung der Sprachverständlichkeit und das neue STIPa-Verfahren werden erläutert. Abschließend werden einige typische Tests bei der Abnahme von Beschallungsanlagen erwähnt.

¹ ADA Acoustic Design Ahnert, Arkonastr. 45-49, 13189 Berlin,
E-mail: wahnert@ada-acousticdesign.de

² AFMG Technologies GmbH, Arkonastr. 45-49, 13189 Berlin, E-mail: sfeistel@afmg.eu

3.2 Messverfahren

3.2.1 Klassische Schallpegelmessung und -bewertung

Seitdem es Mikrofone gibt, wird auch die Lautstärke von Schallereignissen gemessen. Dabei wurde noch in den 20er Jahren oft das Pegelmaß Neper (natürlicher Logarithmus) verwendet, wobei sich aber bald Bel oder Dezibel (dekadischer Logarithmus) durchsetzte. Barkhausen schlug bereits 1926 eine subjektive Skala Phon vor, die sich bei 1000 Hz mit der dB-Skala deckt und die die Empfindlichkeiten des menschlichen Gehörs (Weber-Fechnersches Gesetz) berücksichtigt. Daraus wurden Bewertungskurven A, B und C abgeleitet, wobei die A-Bewertung eines Messgerätes dem mittleren Höreindruck des Menschen bei üblichen Lautstärken entspricht.

Klassische Schallpegelmesser, die verstärkt in der Bauakustik Anwendung finden, werden im Buchkapitel 4 erläutert.

Wir wollen uns im vorliegenden Kapitel mit computergestützten Messmethoden in der Raumakustik und Beschallung beschäftigen. Noch in den 50er und 60er Jahren des letzten Jahrhunderts war dabei der Impulsschalltest IST die Hauptmethode zur Ermittlung raumakustischer Gegebenheiten. Dabei wurden solche IST's sowohl in Originalräumen als auch bereits in den 30er Jahren im physikalischen Modell durchgeführt. Zumeist ein Knallfunktensender regte den Raum an und ein Oszillograph mit Speicherfunktion zeichnete diese Impulsantwort auf. Dann lag es am Erfahrungsschatz des Betrachters, ob sinnvolle Schlussfolgerungen aus dem Oszillographenbild gezogen werden konnten oder nicht. Objektive Maße außer der Nachhallzeit lagen zumeist noch nicht vor, so dass auch Fehlinterpretationen normal waren bzw. über die Deutung teilweise heftig gestritten wurde. Erst in den 70er Jahren wurden umfangreiche subjektive Untersuchungen zum Zusammenhang zwischen subjektiven Wahrnehmungen und objektiven Gegebenheiten durchgeführt, wobei letztere nun auch mit verbesserter, teilweise schon computergestützter Auswertetechnik messbar wurden.

Mitte der 70er Jahre wurden in den USA die ersten, inzwischen legendären TEF-Analyser hergestellt, die nach Gleitsinusanregung mittels Time-Delay-Spektrometrie so genannte Energie-Zeit-Kurven darstellen können. In Abschnitt 3.2.2.6: TDS-Verfahren und -Technik wird darauf näher eingegangen.

Bereits in den 60er Jahren schlug Schroeder vor, spezielle Barcodefolgen, heute unter dem Namen Maximallängenfolgen MLS bekannt, zur Ermittlung der Impulsantwort zu verwenden. Mit dem etwa 1988 erstmalig verfügbaren MLSSA-Gerät wurden die raumakustischen Messungen weltweit selbstverständlich. Zudem war nun ein umfangreiches Postprocessing verfügbar, das die mittlerweile eingeführten akustischen Parameter sofort nach Ende der Messung anzeigte, vergl. Abschnitt 3.2.2.4: MLS-Technik.

Mit Einführung der modernen Computertechnik, aber besonders seit Verfügbarkeit der Notebooks sind mehrere software-basierende Messroutinen entwickelt worden, die unterschiedliche Anregungssignale zur Ermittlung der Impulsantwort ver-

wenden (Dirac, Win-MLS, Smaart u.a.). Sie unterscheiden sich kaum in der Schnelligkeit des Ermittels von Impulsantwort oder Übertragungsfunktion, wohl aber in der Qualität des zur Verfügung stehenden Postprozessings.

Die Autoren haben in den letzten Jahren an einem Messsystem EASERA gearbeitet, das im folgenden bei der Darstellung von Beispielen auch verwendet werden soll.

3.2.2 Messmethoden basierend auf Fourieranalyse

3.2.2.1 Grundlagen

Messmethoden der Akustik beruhen in der Regel auf der Aufnahme von Schallsignalen und deren Auswertung. Hierbei hat sich schon sehr früh die Frequenzanalyse als wichtiges Werkzeug zur Beurteilung aufgenommener Daten herausgestellt, da sie die Untersuchung in einer Form ermöglicht, wie sie dem menschlichen Hörvorgang ähnlich ist.

Im allgemeinen verstehen wir die Fourieranalyse (nach Fourier, französischer Mathematiker, 1768 – 1830) als die spektrale Zerlegung eines Zeitsignals bezüglich seiner harmonischen Frequenzen. In einfacher Form lässt sich der Beitrag zu einer definierten Frequenz als Skalarprodukt des Zeitsignals $a(t)$ und der harmonischen Schwingung zu dieser Frequenz ω bestimmen.

$$\tilde{A}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.1)$$

Das so gewonnene komplexe Frequenzspektrum $\tilde{A}(\omega)$ gibt nun Aufschluss über den Anteil verschiedener Frequenzen bzw. Töne am Gesamtsignal. Es ist daher ganz grundlegend dazu geeignet, einerseits das subjektiv wahrgenommene Tonspektrum mit dem objektiv gemessenen zu vergleichen, andererseits aber auch aus der Analyse der objektiven Messung Rückschlüsse auf den zugehörigen subjektiven Eindruck zu ermöglichen. Schließlich erlaubt diese Methode es auch, z. B. Resonanzen in komplizierteren Prozessen zu identifizieren, die für einen Menschen nicht mehr getrennt vom Gesamtsignal wahrnehmbar sind. Neben Messungen und Untersuchungen im Zeitbereich hat sich so auch die Betrachtung im Frequenzbereich als wesentliche Messmethode der Akustik etabliert.

Mit der Entwicklung DSP- und Computer-basierter Messsysteme und der Nutzung von Analog/Digital (A/D) - Wandlern wurde auch die Behandlung zeitdiskreter Signale praktisch notwendig (hierzu z. B. Oppenheim/Schafer [3.1]). Durch Abtastung des eintreffenden Zeitsignals in festen Zeitintervallen und Auswertung von Blöcken endlicher Länge ergeben sich Einschränkungen bezüglich der zeitlichen und spektralen Auflösung der digitalen Aufnahme im Vergleich zum originalen Signal. Basierend auf dem Shannon-Theorem (nach Shannon, amerikanischer Ma-

thematiker, 1916 – 2001) bestimmt die Abtastrate f_s dabei die maximal auflösbare Frequenz $f_{\max}$, die so genannte Nyquist-Frequenz (nach Nyquist, schwedischer Mathematiker, 1889 – 1976):

$$f_{\max} = \frac{1}{2} f_s \quad (3.2)$$

Die Abtastdauer T legt die Dichte Δf des diskreten Frequenzspektrums fest:

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (3.3)$$

Entsprechend sind alle digitalen Messsysteme diesen prinzipbedingten Limitierungen unterworfen.

In der Praxis kommen verschiedenste solcher Messsysteme zum Einsatz. Es sind dabei aber insbesondere zwei Grundprinzipien zu unterscheiden, und zwar die einfache Auswertung des Eingangssignals bezüglich seiner spektralen Verteilung und die aufwändigere Bestimmung der Übertragungsfunktion des untersuchten Systems. Im ersten Fall wird lediglich das anliegende Zeitsignal zur weiteren Analyse in den Frequenzbereich transformiert. Im zweiten Fall wird dagegen unter Verwendung eines so genannten Referenzsignals die Impulsantwort oder komplexe Übertragungsfunktion durch Entfaltung des anliegenden Zeitsignals zumeist im Frequenzbereich bestimmt. Der zweite Fall wird häufig als Messung auf Basis der Fourieranalyse im engeren Sinne verstanden.

Einfache Messsysteme, die nur das Spektrum am Eingang darstellen und auswerten, sind typischerweise Handschallpegelmesser (z. B. Brüel&Kjaer 2240, Norsonic Nor140) und tragbare Analysatoren (Ivie IE-45, Terrasonde Audio Toolbox, etc.). Neben breitbandigen Größen wie dem Gesamtschalldruckpegel lassen sich hiermit auch bandbezogene Pegel untersuchen, z. B. in Terz- oder Oktavauflösung. Es ist mit dieser Methode auch möglich, den Frequenzgang des untersuchten Systems zu ermitteln, allerdings nur dem Betrag nach. Hierzu kann ein breitbandiges Rauschsignal mit rosa oder weißer Gewichtung verwendet werden. In einer Darstellung von bandbezogenen Summenpegeln stellt sich das rosa Rauschen als konstante Funktion über der Frequenz dar, sodass der Frequenzgang des gemessenen Systems als Veränderung dieser Funktion direkt ablesbar ist.

Fortgeschrittenere Messsysteme können die komplexe Übertragungsfunktion oder die Impulsantwort des zu untersuchenden Systems ermitteln. Hierzu wird das System mit einem bekannten Signal angeregt und das Antwortsignal aufgenommen.



Unter Annahme eines zeitlich invarianten, linearen (LTI-) Systems lässt sich durch Entfaltung der beiden Datensätze das Übertragungsverhalten bestimmen. Dann nämlich stellt sich die Antwortfunktion $a(t)$ als Faltungsprodukt des Anregungssignals $e(t)$ und der Übertragungsfunktion $h(t)$ dar:

$$a(t) = h(t) \otimes e(t) \quad (3.4)$$

Im Frequenzbereich wird die Faltung zum einfachen Produkt und es kann direkt nach der Übertragungsfunktion $H(\omega)$ aufgelöst werden:

$$H(\omega) = \frac{A(\omega)}{E(\omega)} \quad (3.5)$$

Dieses Verfahren, auch bekannt als Inverse Filterung, ist in der Praxis empfindlich gegen ein niedriges Signal/Rausch-Verhältnis und Anregungssignale $e(t)$ mit ungenügender spektraler Dichte. Verbesserungen werden z. B. erreicht durch Anwendung der Wiener-Methode (nach Wiener, amerikanischer Mathematiker, 1894 – 1964) und ähnlicher Verfahren [3.2]. In einfachster Form kann so durch Festlegung eines Schwellwerts eine Mindestamplitude für das Signal gefordert werden:

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{A(\omega)}{E(\omega)} & \text{für } \frac{1}{|E(\omega)|} < \nu \\ A(\omega) \frac{\nu |E(\omega)|}{E(\omega)} & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.6)$$

Bessere Näherungen werden mit dem Ansatz eines additiven Störanteils möglich:

$$A(\omega) = H(\omega)E(\omega) + N(\omega) \quad (3.7)$$

und zwar durch Schätzung oder separate Messung des Störgeräuschs als Leistungsdichtespektrum.

Als Anregung werden im Allgemeinen Pseudozufallsrauschen, Gleitsinus oder andere wohldefinierte Signale verwendet. Grundsätzlich ist auch ein Impuls-artiges Signal denkbar, in Praxis sind diese aber kaum in Verwendung, da aufgrund der kurzen Zeitdauer eine hohe Signalstärke verwendet werden muss, um das System (dazu zählt bei raumakustischen Messungen z. B. auch ein Konzertsaal) ausreichend anzuregen. Neben den immer vorhandenen Störgeräuschen ist dabei auch die Belastbarkeit der einzelnen Elemente der Messkette zu beachten, wie Lautsprecher oder Mikrofon.

In der Regel sind reale Systeme nur näherungsweise linear. Wesentliche Faktoren sind in diesem Zusammenhang einerseits die vorhandenen Störpegel, die als Grundrauschen in der ermittelten Impulsantwort wieder auftauchen. Andererseits spielen auch höhere nichtlineare Anteile eine Rolle, seien diese durch das Lautsprechersystem hervorgerufen, durch andere Glieder der Messkette oder durch Inhomogenitäten des Übertragungsmediums Luft, wie Luftbewegungen oder Temperaturunterschiede. Auch Zeitvarianzen im zu messenden System sind eine häufige Ursache für Messfehler.

Abhängig von der Natur der Störanteile kann ein geeignetes Messsignal gewählt werden (s.a. nachfolgende Abschnitte). Die meisten Gleitsinussignale haben den Vorteil, dass sich durch die Entfaltung Verzerrungsanteile (Harmonische höherer Ordnung) am Ende der Impulsantwort befinden und somit durch Fensterung einfach entfernen lassen. Die Länge des Messsignals und die Anzahl der Zeitmittelungen

bestimmt, wie stark der Anteil des zufälligen Störgeräuschs reduziert werden kann. Sind nur kurze Messdauern möglich, so bieten sich Signale an, die eine hohe Energiedichte haben und damit einen hohen Signal-Rausch-Abstand erzielen können. Unter Umständen können Messungen auch nur mit Anregungssignalen durchgeführt werden, die unempfindlich gegen kleine Zeitinvarianzen im zu untersuchenden System sind.

Grundsätzlich ist auch die Messung mit nicht a-priori bekannten Fremdsignalen möglich, solange das Signal zum Zeitpunkt der Entfaltung (in Echtzeit) vorliegt. Dieses Verfahren ist auch als so genannte „Quellenunabhängige“ Messung bekannt und wird vor allem bei Konzerten und Proben eingesetzt, um die Messung mit dedizierten, aber störenden Anregungssignalen verkürzen oder ganz vermeiden zu können. Naturgemäß sind die so gewonnenen Daten in signifikantem Maße von der Frequenzabdeckung des Fremdsignals und dessen Stärke im Vergleich zum Störgeräusch abhängig. In der Regel sind deutlich längere Mittelungszeiträume sowie Filterungen notwendig, um Ergebnisse zu erzielen, die den weiter oben geschilderten Messmethoden qualitativ äquivalent sind.

Ergänzend ist anzumerken, dass zur Einmessung eines Beschallungssystems und weiteren Unterdrückung von Störanteilen vielfach auch räumlich gemittelt wird. Dazu werden mehrere Messungen an verschiedenen Punkten des Raumes durchgeführt und die resultierenden Frequenzgänge gemittelt. Aus dem Ergebnis lässt sich dann ableiten, in welcher Form die Beschallungsanlage korrigiert bzw. entzerrt werden muss.

3.2.2.2 Klassische Anregung

Eine der weitverbreitetsten Anregungsmethoden ist das Einspielen von rosa Rauschen (Pink Noise) in das zu untersuchende System. Es ist ähnlich zu weißem Rauschen einfach zu generieren, hat aber im Vergleich mehrere Vorteile. Zunächst klingt es über längere Zeiträume subjektiv angenehmer, damit wird die Arbeit des Messenden erleichtert und die Akzeptanz Dritter gegenüber dem Messvorgang erhöht. Außerdem weisen die meisten Lautsprechersysteme eine höhere Empfindlichkeit und damit geringere Belastbarkeit im hohen Frequenzbereich auf, sodass durch die Höhenabsenkung beim Pink Noise Signal die Wahrscheinlichkeit für Beschädigungen des Wiedergabesystems (Hochtonweg) oder störende Verzerrungen in der Messkette stark verringert wird.

Historisch wurde rosa Rauschen vor allem zur einfachen Frequenzanalyse eingesetzt, dazu war nur die entsprechende spektrale Verteilung der anregenden Zufallsfunktion im Zeitmittel zu garantieren. Zur Ermittlung der komplexen Systemübertragungsfunktion über eine Entfaltung ist allerdings die genaue Kenntnis der Zeitfunktion notwendig. Vielfach wird daher von modernen PC-basierten Messsystemen Pseudozufallsrauschen eingesetzt, für welches – bei gleicher Signalcharakteristik – die exakte Signalamplitude als Funktion der Zeit vor dem Messvorgang festgelegt wird bzw. bekannt ist.

Der Energieinhalt eines Pink Noise Signals nimmt mit 3 dB/Oktave ab und das Leistungsdichtespektrum $S(\omega)$ kann wie folgt definiert werden:

$$S(\omega) \propto \frac{1}{\omega} \quad (3.8)$$

Dieser Zusammenhang wird auch in Bild 3.1 im Vergleich zu weißem Rauschen dargestellt.

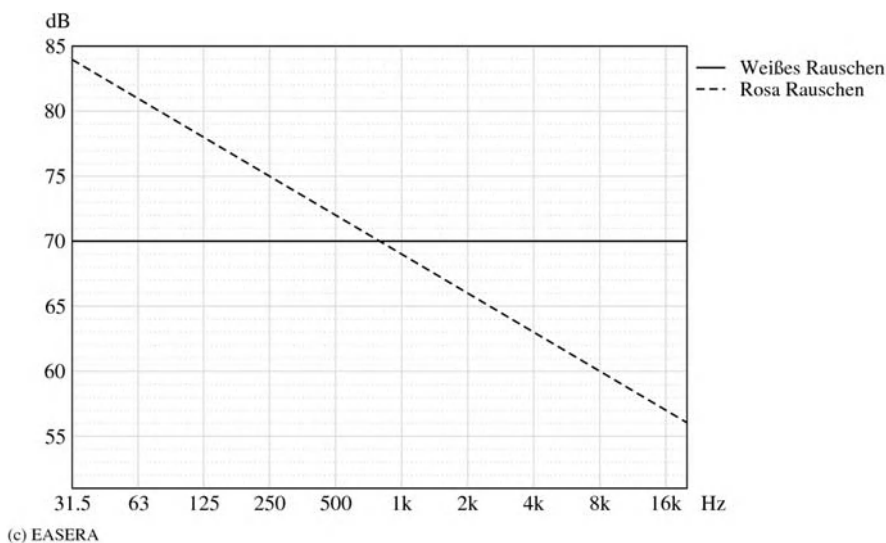


Abb. 3.1 Charakteristisches Frequenzspektrum für rosa Rauschen und weißes Rauschen, dargestellt ist das Leistungsdichtespektrum in dB von 30 Hz bis 22 kHz mit willkürlicher Normierung

Durch die Vorgabe des betragsmäßigen Frequenzgangs ist das Pink Noise Signal jedoch nicht eindeutig definiert. Sowohl die genaue Zeitfolge kann zwischen Messsystemen bzw. Anwendungen variieren als auch der Scheitelfaktor (Crest Factor). Bei dem Vergleich bzw. der Reproduktion von Messergebnissen sind diese Randbedingungen zu beachten.

Als weitere klassische Anregungstechnik ist das Impulsverfahren zu nennen. Hierzu werden in der Regel Pistolen oder Ballons eingesetzt. Der Pistolenschuss oder der Knall des berstenden Ballons wird aufgezeichnet und später im Postprocessing analysiert. Ist das Signalspektrum hinreichend bekannt und reproduzierbar (in der Regel annähernd weiß), so lassen sich auch Rückschlüsse auf den Frequenzgang des untersuchten Systems ziehen. In ähnlicher Weise können Signale mit dem Charakter einer Stufenfunktion genutzt werden, z. B. schnelle Abschaltvorgänge bei Musikstücken. Damit ist es beispielsweise möglich, Aufnahmen von Orgelkonzerten zur Bestimmung der Nachhallzeit auszuwerten. Naturgemäß eignen sich diese beiden Methoden aber nur für bestimmte Anwendungen der Raumakustik, jedoch i.A. nicht für die Einrichtung und genaue Abstimmung von Beschallungsanlagen.

3.2.2.3 Sweep-Verfahren

In den letzten Jahren hat sich der Gleitsinus (auch Sweep, Chirp) in Kombination mit der Entfaltung im Frequenzbereich zunehmend als wichtigste Methode für akustische Messungen durchgesetzt. Dies ist vor allem dem Umstand zuzuschreiben, dass dieses Verfahren einerseits eine Reihe messtechnischer Vorteile besitzt und andererseits die Zahl PC-basierter Messsysteme sprunghaft zugenommen und sich gleichzeitig die verfügbare Rechenleistung stark vergrößert hat. Noch vor 15 Jahren zwangen begrenzt vorhandener Speicher und nutzbare Prozessorleistung dazu, spezielle, ressourcensparende Technologien anzuwenden, wie z. B. bei MLSSA [3.7] oder TEF [3.11], die aufgrund der notwendigen Optimierung lediglich geringe Flexibilität in Bezug auf die verwendbaren Anregungssignale aufwiesen.

In seiner einfachsten Form ist der Gleitsinus ein fortlaufendes Sinussignal $s(t)$, dessen Frequenz sich mit der Zeit allerdings verändert:

$$s(t) \propto \sin(\varphi(t)) \quad (3.9)$$

Dabei kann die Abhängigkeit der Phase $\varphi(t)$ von der Zeit verschiedene Formen annehmen. Üblicherweise wird diese definiert durch die Momentanfrequenz

$$\Omega(t) = \frac{d}{dt}\varphi(t) \quad (3.10)$$

Hängt die Momentanfrequenz linear von der Zeit ab, so handelt es sich um einen einfachen (weißen) Sweep:

$$\Omega(t) = \alpha \cdot t + \omega_0 \quad (3.11)$$

Dann ist die Sweep-Rate α in Hz/s konstant, in gleichen Zeiten werden gleiche Frequenzbereiche überstrichen. Ist die Abhängigkeit dagegen exponentiell, dann spricht man von einem so genannten Pink-Sweep oder auch Log-Sweep (rosa Frequenzgang).

$$\varphi(t) = e^{\beta_1 \cdot t + \beta_0} + \varphi_0 \quad (3.12)$$

In diesem Fall ist die Sweep-Rate $\beta = \beta_1 / \ln(2)$ in Oktaven/s konstant, in gleichen Zeiten werden gleiche Bänder überstrichen. Neben der Sweep-Rate wird ein Gleitsinus auch durch die Parameter Startfrequenz und Endfrequenz charakterisiert, die den zu untersuchenden Frequenzbereich vollständig einschließen sollten (s.a. [3.3]).

Im Vergleich zu vielen anderen Signalformen, wie z. B. Rauschen oder Maximalamplitudenfolgen (MLS), stellt der Gleitsinus eine stetige Funktion der Frequenz dar. Dies hat bei der Digital/Analog-Wandlung den Vorteil, dass die Anti-Aliasing Filter der D/A Wandler gar nicht oder nur gering „überschießen“ im Vergleich zu stufenförmigen oder unstetigen Signalen. Abhängig von der genauen Signalform und -länge sind außerdem harmonische Verzerrungsanteile bei Störungen im Messweg gut von der Impulsantwort separierbar. Beim Log-Sweep ist die Situation sogar so, dass die Impulse der jeweiligen Harmonischen zeitlich genau lokalisiert sind und somit ausgewertet werden können. Auch bei geringen Zeitvarianzen im System

stellt sich der Gleitsinus als unanfällig dar [3.4]. Schließlich lassen sich bei Sweep-Messungen Störungen oder Verzerrungen auch subjektiv bereits direkt wahrnehmen, dies ist bei Rauschsignalen in der Regel schwierig.

Im Bild 3.2 wurden exemplarisch ein weißer Sweep, ein Log-Sweep und ein gewichteter (Weighted) Sweep dargestellt. Bei letzterem handelt es sich um eine angepasste Form, die insbesondere bei Lautsprechermessungen zum Einsatz kommt. Die Absenkung im oberen Hochtonbereich ist hier nicht so stark wie beim logarithmischen Gleitsinus, so dass ein höherer Signal-Rausch-Abstand erzielt werden kann.

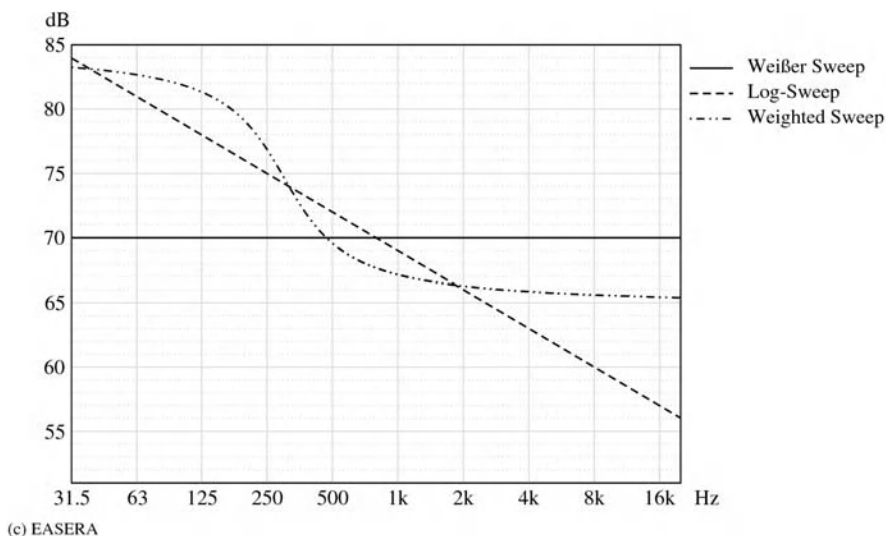


Abb. 3.2 Charakteristisches Frequenzspektrum für weißen Sweep, Log-Sweep, Weighted Sweep, dargestellt ist das Leistungsdichtespektrum in dB von 30 Hz bis 22 kHz mit willkürlicher Normierung

3.2.2.4 MLS-Technik

Das Verfahren der akustischen Messung mittels MLS (Maximum Length Sequences, Maximallängenfolgen) beruht auf der Konstruktion von Pseudozufallsfolgen und deren Auswertung durch eine Korrelationsberechnung basierend auf der Systemantwort und der Folge selbst. Die MLS-Messmethode wird historisch als Prototyp der Auswertung im Zeitbereich verstanden, da die Gewinnung der Impulsantwort aufgrund der speziellen MLS-Eigenschaften direkt und einfach im Zeitbereich erfolgen kann.

MLS-Folgen werden durch eine ganzzahlig-positive Ordnung N charakterisiert und haben grundsätzlich $2^N - 1$ Samples. Die einzelnen Samples stellen eine

Binärsequenz dar und nehmen nur die Werte 1 oder 0 an (Messsysteme skalieren diesen Wertebereich in der Regel auf die symmetrische Darstellung mit +1 und -1 um). Die Konstruktion der Folge kann über ein Schieberegister der Länge N verdeutlicht werden (siehe Bild 3.3 für $N = 3$); durch den Konstruktionsalgorithmus, der ausgewählte Bits (Taps) rekursiv mit dem Registerzustand verknüpft, werden vom Register alle Kombinationsmöglichkeiten von N Bits bis auf den Nullvektor angenommen. Die Erzeugung einer Sequenz der Länge $2^N - 1$ benötigt aufgrund dieser Eigenschaft nur minimalen Speicher, nämlich gerade die Zahl der N Registerbits.

Abhängig vom Konstruktionsalgorithmus kann es mehrere, verschiedene MLS-Folgen derselben Ordnung geben, siehe Bild 3.4. In der Messtechnik hat dies den Vorteil, dass gegebenenfalls zwischen verschiedenen Versionen ausgewählt werden kann, sollte sich eine Folge als ungünstig für das zu messende System erweisen, z. B. aufgrund geringfügiger Nichtlinearitäten [3.5].

Die Messung selbst erfolgt so, dass die MLS Folge in das zu untersuchende System eingespielt und die Systemantwort aufgenommen wird. Danach kann durch Berechnung der Korrelationsfunktion beider Folgen die Impulsantwort gewonnen werden. Die Korrelationsberechnung kann aufgrund der Natur der MLS erheblich vereinfacht werden. Die spezielle Transformation, die die Eigenschaften der MLS Folge explizit ausnutzt, nennt man Hadamard-Transformation. Vor allem für Messsysteme mit stark begrenztem Speicherplatz und limitierter Rechenleistung ist diese Variante, die Impulsantwort zu gewinnen, optimal geeignet.

Das Spektrum eines MLS Signals ist konstant über der Frequenz (weiß) bis auf den Gleichanteil. Der Scheitelfaktor (Crest Factor) ist minimal klein und erlaubt so ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis. Nachteilig ist der stark unstetige Verlauf der Maximallängensequenz, der aufgrund der schnellen Wechsel zwischen maximalen Auslenkungszuständen leicht zu Verzerrungen oder Übersteuerungen der beteiligten Messgeräte führen kann. In der Praxis werden deshalb MLS Anregungen meist mit etwas niedrigerem Ausgabepegel als bei vergleichbaren Gleitsinusanregungen durchgeführt, so dass sich der Vorteil des geringen Scheitelfaktors wieder kompensiert. Außerdem ist die Messung mit MLS Folgen verhältnismäßig anfällig gegen leichte Zeitvarianzen im System [3.5, 3.6].

Die am weitesten verbreitete Implementierung der MLS-Technik im Akustikbereich ist seit Ende der 80er Jahre das teilweise schon PC-basierte Messsystem MLSSA [3.7].

3.2.2.5 Noise-Applikation

Neben dem bereits erläuterten rosa Rauschen werden in der Praxis auch andere Rauschsignale eingesetzt. Zu nennen sind hier zum Beispiel weißes Rauschen, das einen konstanten Frequenzgang aufweist und rotes Rauschen, das mit 6 dB je Oktave stärker als rosa Rauschen abfällt. Wie beim Sweep ist auch eine so genannte Färbung, d. h. Gewichtung der Frequenzanteile, möglich, so dass das Anregungssignal gut auf die Zielstellung der Messung angepasst werden kann. Beispielsweise

Start

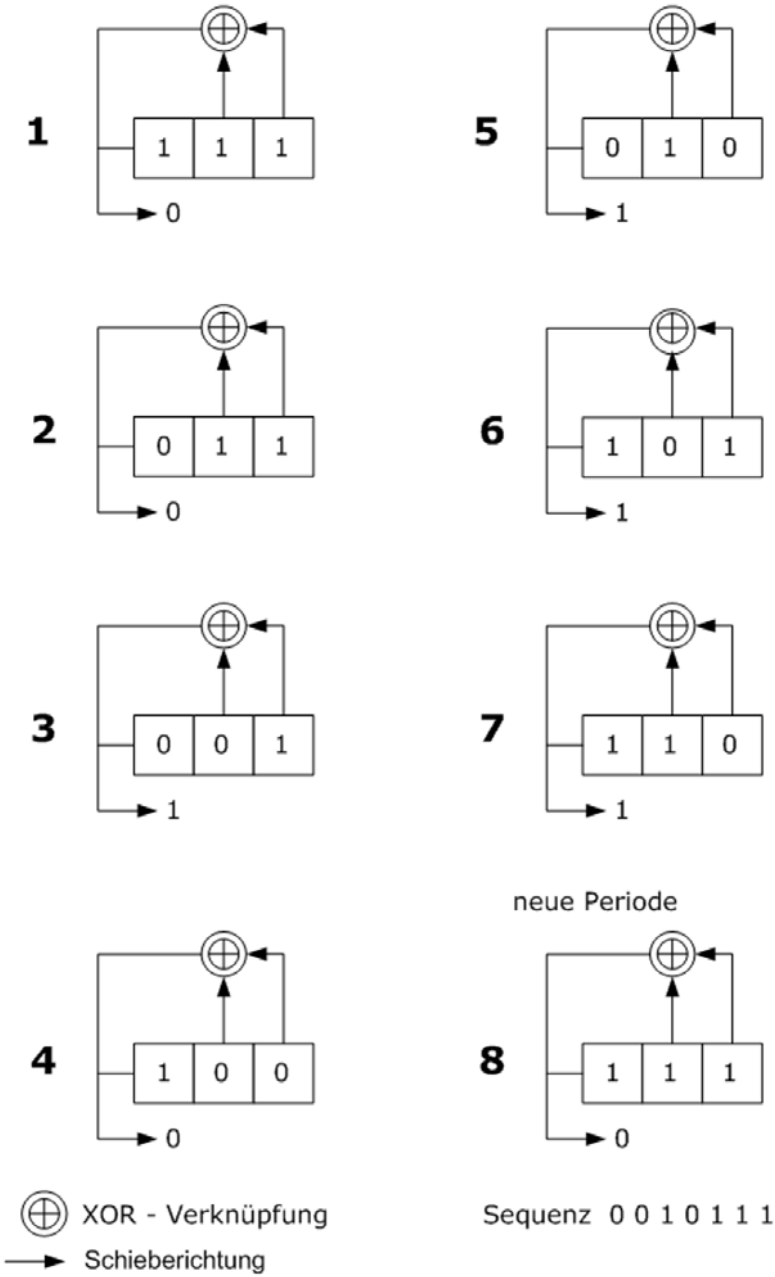


Abb. 3.3 Schieberegister zur Erzeugung einer MLS-Folge 3. Ordnung

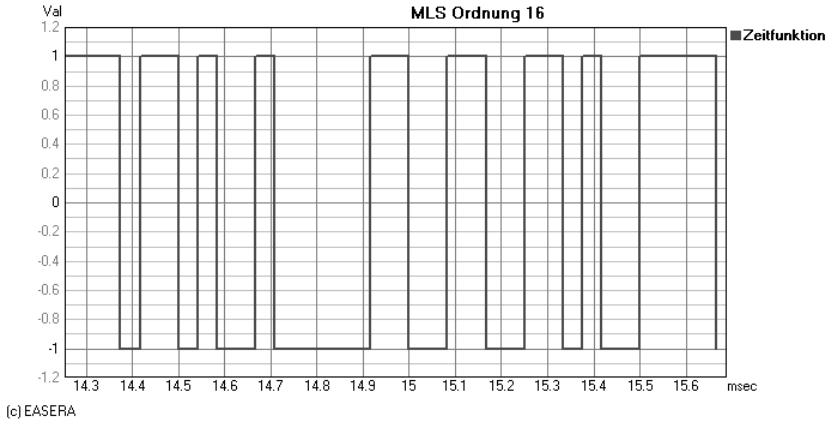


Abb. 3.4 Ausschnitt aus einer Maximallängenfolge der Ordnung 16 bei einer Abtastrate von 24 kHz, dargestellt ist das Verhalten im Zeitbereich zwischen 14,3 ms und 15,7 ms.

kann der Frequenzgang des Rauschsignals analog zum gewichteten Sweep gewählt werden, wenn Lautsprechermessungen mit Rauschanregung vorgenommen werden sollen.

Die weiter oben beschriebenen Maximallängenfolgen (MLS) sind als Spezialfall des allgemeinen Rauschsignals zu verstehen, als eine Klasse des Pseudozufallsrauschens folgt ihre Zeitfunktion wohldefinierten Gesetzmäßigkeiten. Insbesondere lässt sich auch eine MLS-Folge gewichten [3.8], um so z. B. eine Absenkung des Hochfrequenzanteils zu erreichen. Natürlich genügt die resultierende Zeitfunktion nach einer solcher Anpassung nicht mehr den Anforderungen an eine MLS, so dass die Hadamard-Transformation nicht mehr verwendet werden kann. Es wird dann eine normale Entfaltung durchgeführt (s. o.).

Mit dem Frequenzgang allein ist das Rauschsignal allerdings nicht eindeutig definiert. Daher wird häufig zur genaueren Beschreibung die Verteilungsfunktion definiert, nach der sich das Auftreten der Amplitudenwerte einzelner Zeitsamples richtet. So spricht man beispielsweise von Gaußischem weißen Rauschen oder Poisson-verteiltem weißen Rauschen.

In den letzten Jahren hat eine weitere Klasse dedizierter Rauschsignale Verbreitung gefunden, allerdings werden diese praktisch ausschließlich zur Überprüfung der Qualität von Sprachausgaben bei Alarmsystemen verwendet. Hier kommen Messgeräte mit dem STIPa Verfahren [3.9, 3.10] zum Einsatz, die ein rauschähnliches Anregungssignal verwenden, welches bandgefiltert und amplitudenmoduliert ist.

3.2.2.6 TDS-Verfahren und -Technik

Ende der 60er Jahre des vorigen Jahrhunderts entwickelte Richard Heyser das Messverfahren Time Delay Spectrometry TDS für Anwendungen im Audiobereich [3.11]. Die Original-Hardware-Implementierung bestand aus einer großen Anzahl von Standardtestgeräten wie Oszillographen und Signalgeneratoren. Daraus leitete sich der so genannte TEF Analyzer (TEF 10 und später TEF 12) ab. Dieses Gerät (noch in PCM Technologie) schloss eine bestimmte Hardwaretechnik zur Erzeugung der Mitlauffilteroperationen ein.

Der heutige TEF 20 Analyzer besitzt einen Generator, der sowohl einen Gleitsinus als auch simultan einen dazu phasenstarken Gleitkosinus erzeugt. Der Sinus wird in das „System unter Test“ (SUT) gespeist und das aufgenommene Signal wird dividiert durch den Original-Sinus (um den Realteil der Übertragungsfunktion zu erhalten) und durch den 90° phaseverschobenen Kosinus (um den Imaginärteil zu erhalten). Diese Postprocessing-Signale werden dann über einen Tiefpass mit einer festen Cut-off Frequenz geführt.

Time Delay Spectrometry (TDS) ist also eine Zwei-Kanal-Messung, bei der ein Gleitsinuston, der vom Messprogramm erzeugt werden muss, in das zu messende System SUT eingespeist wird. Das Ausgangssignal aus dem SUT (mit Mikrofon oder Signalabnehmer aufgenommen) wird dann über ein Bandpassfilter geschickt, dessen Mittenfrequenz mit der Sendesignalfrequenz (verzögert) mitläuft. Durch Veränderung der Offset-Zeit zwischen Anregungssignal und Mitlauffilter einschließlich variierbarer Bandbreite wird eine spezielle frequenzabhängige Darstellung bestimmter Zeitabschnitte der Zeitfunktion möglich, während andere Abschnitte dieser Funktion unbeachtet bleiben. Der hohe Signal/Rauschabstand, der mit dieser Methode erreicht wird, erlaubt es, sehr effektiv echofreie Messungen in nichtechofreien Messumgebungen unabhängig vom anliegenden Störsignal zu machen. Das nächste Bild 3.5 macht das Prinzip dieser Messmethode deutlich.

In der Software EASERA wurde eine Lösung zur TDS-Messung implementiert, die aus folgenden Bildern 3.6a bis 3.6c deutlich wird.

Das TDS-Verfahren ist in den USA noch sehr verbreitet, während es in Europa bereits als Auslaufmodell gilt.

3.2.2.7 Messverfahren mit frei wählbaren Anregungssignalen

Bei elektrischen Messungen ist die Signalanregung mit Noise oder Sweep oft nicht störend, wohl aber bei akustischen Messungen in Räumen oder im Freien. Dort werden Konzertproben unterbrochen oder gekürzt, nur um die Anlage einzumessen. Noch kritischer ist es, wenn Messungen bei Anwesenheit von Publikum durchzuführen sind. Dann stören natürlich solche Einspielungen von Noise oder gar Sweep signalen, so dass wichtige Verständlichkeitsmessungen z. B. in Stadien zu meist nur im leeren Zustand erfolgen. Die damit erhaltenen Werte sind aber nur bedingt richtig, da bekanntermaßen anwesendes Publikum die akustischen Gegebenheiten eines Raumes beträchtlich verändert. Oft erfolgen dann Hochrechnungen

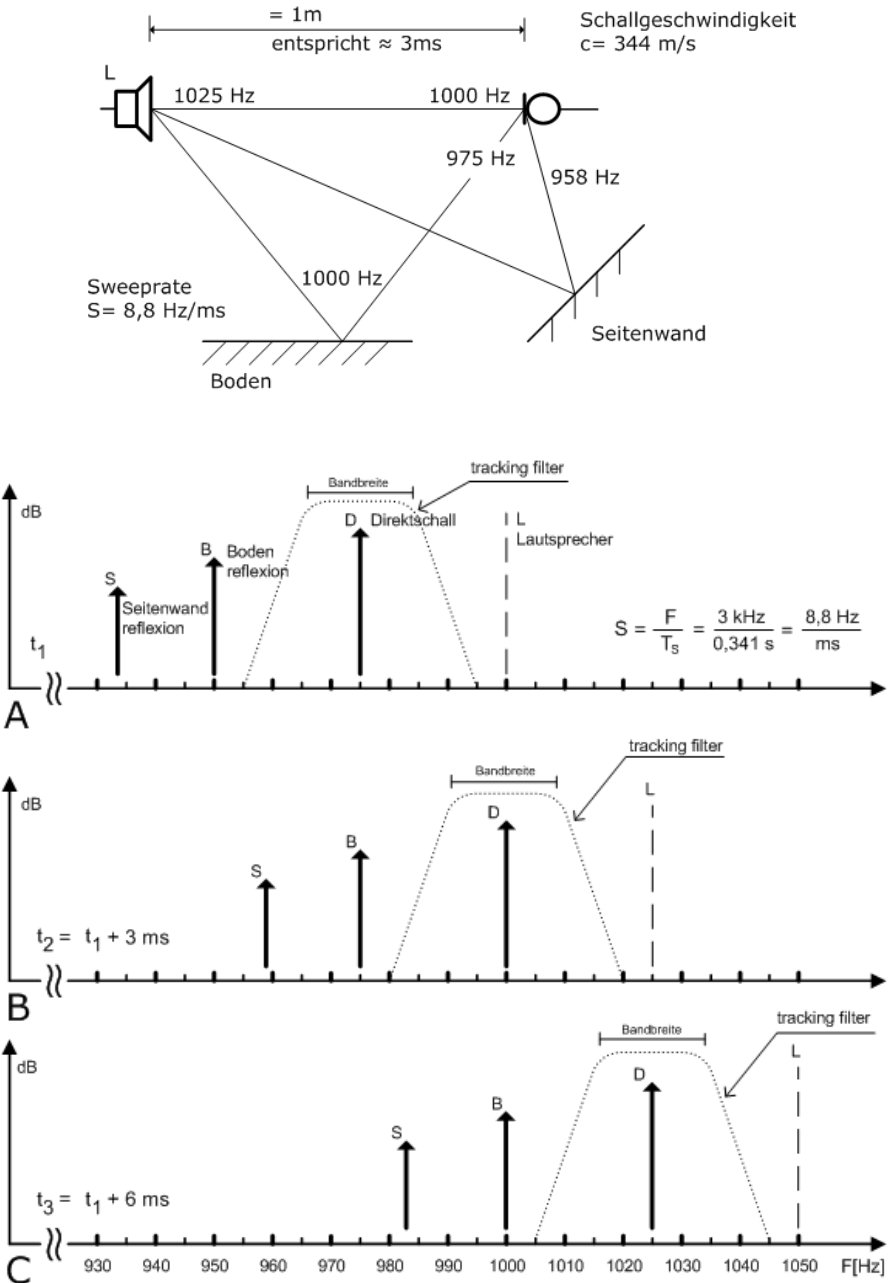


Abb. 3.5 TDS Prinzip, Erläuterungen siehe Text

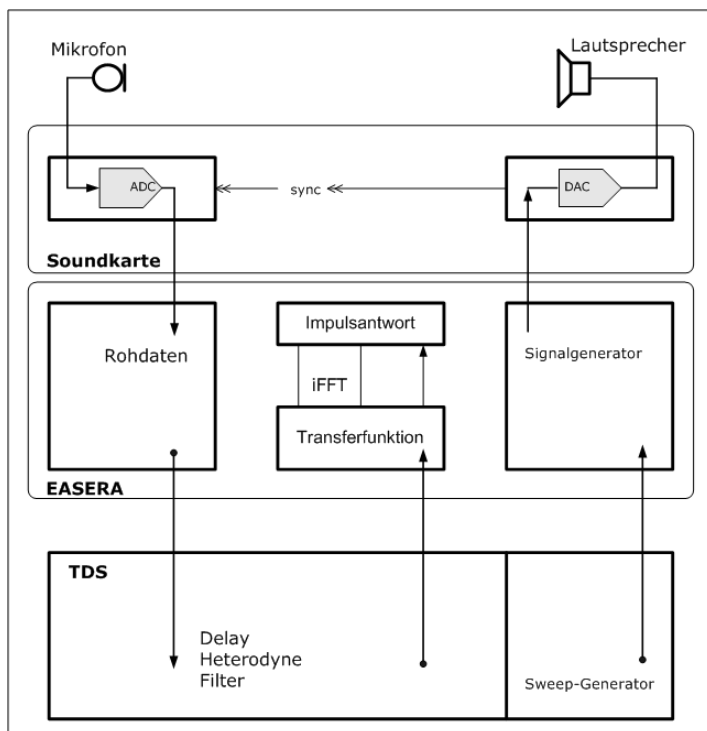


Abb. 3.6a Blockschaltbild in EASERA

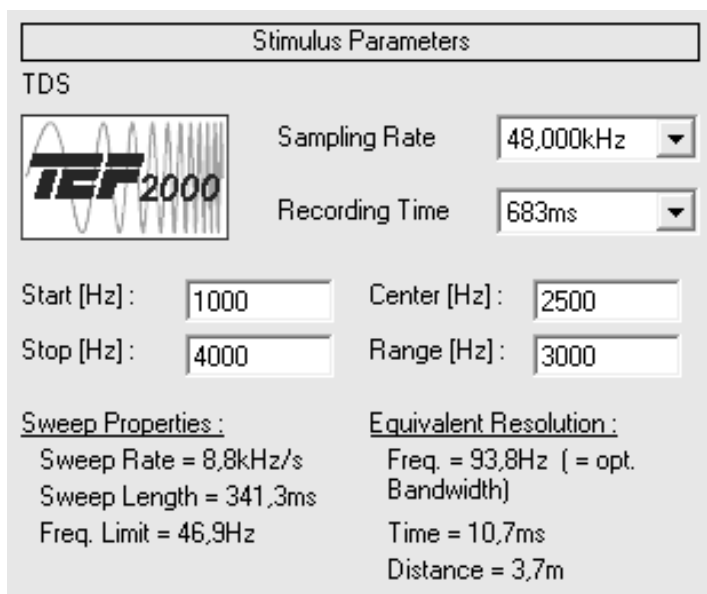


Abb. 3.6b Messsetup

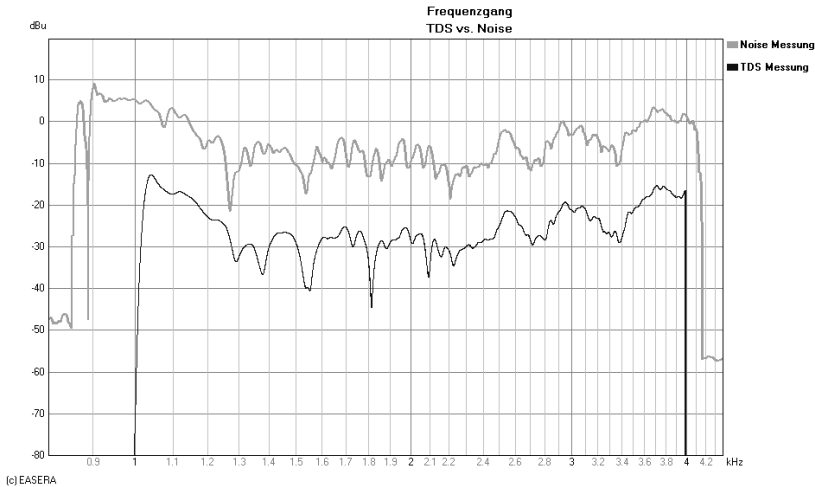


Abb. 3.6c Frequenzgangvergleich aus Messung mit TDS und Schmalband Noise Anregung

auf unterschiedliche Besetzungsgrade, die aber naturgemäß stark fehlerbehaftet sein können.

Besser wäre es somit in diesem Falle, wenn die Besucher gar nicht bemerken würde, dass akustische Messungen durchgeführt werden.

Seit fast 20 Jahren ist ein so genanntes quellenunabhängiges Messverfahren SIM („source independent measurement“) der Fa. Meyer Sound Lab., Inc. bekannt [3.12], bei dem bei Einsatz aufwendiger Hardware und der Anwendung von Fouriertransformationen im Echtzeitbetrieb Übertragungsfunktionen nach Betrag und Phase aber keine üblichen Raumimpulsantworten (RIR), deren Länge der jeweiligen Nachhalldauer angepasst sein muss. Es dient vorrangig der Einstellung von Amplituden und Frequenzgängen von Lautsprecher- und Arrayanordnungen und nicht der raumakustischen Untersuchung in Innenräumen oder im Freien.

Raumakustisch besser auswertbare Ergebnisse liefert das Messsystem Smaart der Fa. SIAsoft [3.13]. Hier wird mit einer zweikanaligen Messung die Impulsantwort abgeleitet, indem aus der Transferfunktion bei Anregung der beiden Kanäle durch eine IFFT die Zeitfunktion (max. Länge ca. 11 s) statisch berechnet wird. Jede Zeitfunktion wird einzeln berechnet und bedarf einer aktuellen Anregung. Auf dynamische Weise, also in Echtzeit, wird aber nur der Frequenzgang ermittelt. Eine Umwandlung in eine Zeitfunktion ist nicht möglich.

Die bisher übliche Methode der Ermittlung von RIRs geht von der getrennten Aufnahme eines Rohsignals und dessen späterer, unabhängiger Auswertung aus.

Neu ist ein Messverfahren, das, basierend auf dem modernsten Stand der Technik, es möglich macht, eine Raumimpulsantwort (RIR) in Echtzeit und in voller Länge durch Entfaltung (Real-Time Deconvolution) zu ermitteln, vgl. Bild 3.7.

Die so dynamisch ermittelte RIR ist aufgrund einer Reihe optimierter Auswertungsverfahren einer statisch ermittelten RIR qualitativ absolut äquivalent. Die RIR

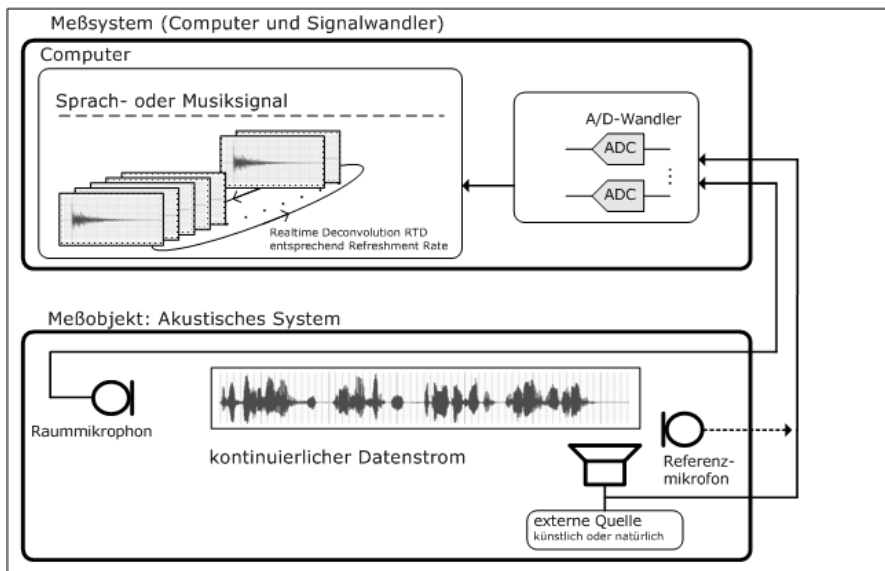


Abb. 3.7 Messsystem EASERA SysTune

kann typische Längen annehmen, z. B. 4 s – 8 s. Die Transformation zwischen dem Frequenz- und Zeitbereich erfolgt linear und in voller Länge, analog zum statischen Verfahren allerdings dort bekanntermaßen nur einmalig. Die RIR wird ohne Datenverlust durch z. B. Zeitfensterung oder Kompression berechnet. Es können wie im statischen Fall aus der dynamisch ermittelten RIR alle elektroakustischen und raumakustischen Maße abgeleitet werden. Außerdem kann zur Geräuschunterdrückung ebenfalls ein Mittelungsprozess verwendet werden.

Die Echtzeitfähigkeit des Messsystems EASERA SysTune [3.14] stellt sich so dar, dass das System sehr hohe Aktualisierungsraten (Refresh Rates) für die Ergebnisermittlung und dessen Anzeige und Analyse einhalten kann. Vereinfacht formuliert kann man das Messsystem auch als „Oszilloskop für Raumimpulsantworten“ verstehen, die bisher so nicht auswertbar waren.

3.2.2.8 Messparameter

Absolut- und Relativmessungen, Eichung

Bei Messungen mit PC-basierten oder anderen digitalen Messsystemen findet die Auswertung der Daten in einer Software statt. Die analogen Signalamplituden, die am Eingang bzw. Ausgang des Messsystems anliegen, sind dann über Empfindlichkeiten mit den digitalen Äquivalenten verknüpft. In der Praxis ist es häufig so, dass diese Eingangs- und Ausgangsempfindlichkeiten sich in komplizierter Form aus Beiträgen einzelner Glieder der Messkette zusammensetzen. Das können z. B.

Verstärkungs- und Dämpfungsglieder sein, Verzögerungsglieder, A/D bzw. D/A Wandler, Schutzfilter und Limiter. Daher können der Software diese Empfindlichkeiten nur ungenau oder gar nicht bekannt sein. In solchen Fällen wird eine Kalibrierung des Messsystems durchgeführt, wobei ein genau definiertes Eichsignal am Eingang angelegt oder am Ausgang gemessen wird. Durch Zuordnung des digitalen Amplitudenwerts (typischerweise gegeben in FS = Full Scale) auf der Softwareseite zum physikalischen Signal auf der analogen Seite wird die Gesamtempfindlichkeit des Messweges eindeutig bestimmt und kann dann in der Software verwendet werden (Bild 3.8).

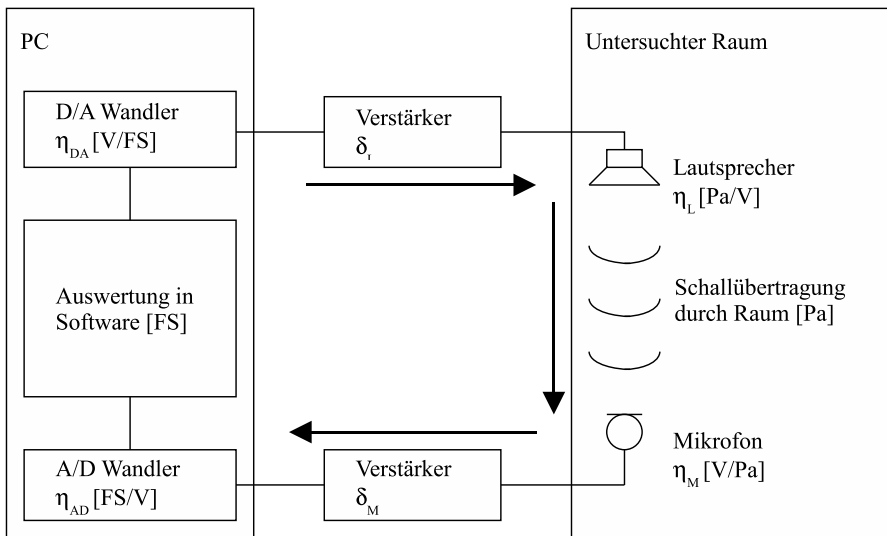


Abb. 3.8 Schema einer typischen Messkette bei PC-basierter Messung mit Empfindlichkeiten η und Verstärkungs- / Dämpfungsgliedern δ

Die Kalibrierung als solche steht häufig am Anfang einer Messung und dient dabei tatsächlich nicht nur der Eichung des Messsystems, sondern auch dessen Funktionsüberprüfung in einfachster Form. In der Praxis hängt die Notwendigkeit von Absolutmessungen, d. h. Messungen mit exakter Kalibrierung, stark von der eigentlichen Messaufgabe ab. Für beispielsweise nahezu alle raumakustischen Messungen (ISO 3382, [3.15]) ist die Kenntnis absoluter Pegel nicht nötig, da alle abgeleiteten Maße relativer Natur sind und nicht vom Absolutwert des anliegenden Schalldrucks abhängen. Auch für die Einstellung von Verzögerungszeiten bei Beschallungsanlagen oder für die relative Justierung von Pegeln ist die Kenntnis des tatsächlichen Schalldrucks nicht notwendig.

Eine Eichung des Messsystems ist aber essentiell, wenn Lautstärken gemessen werden sollen; sei dies bei Veranstaltungen zum Zweck der Alarmierung im Publikumsbereich, bei Freiluftkonzerten zur Feststellung der möglichen Belästigung von Anwohnern oder zur Ermittlung der Lärmemission startender Flugzeuge. Auch bei

elektrischen oder elektroakustischen Messungen sind oft absolute Aussagen zu treffen, wie z. B. bei Lautsprechern bezüglich der maximalen Belastbarkeit, der Empfindlichkeit oder auch der Maximalpegel.

Die Kalibrierung der Messgeräte ist auch der einfachste Weg, wenn zwar nur relative Größen verglichen werden sollen, aber mehrere Messsysteme (verschiedener oder gleicher Art) zum Einsatz kommen. Ein Abgleich ist in solchen Fällen empfehlenswert, da selbst bei Baugleichheit der beteiligten Messgeräte die gesamte Messkette kompliziert und damit unübersichtlich sein kann.

Grundsätzlich erfolgt die Kalibrierung eines digitalen Messsystems dadurch, dass der digitalen Einheit, die der Software zur Verfügung steht und üblicherweise mit FS (Full Scale) bezeichnet wird, eine physikalische Einheit, z. B. Pa oder V, zugeordnet wird. Dabei wird durch die Festlegung der Empfindlichkeit der Umrechnungsfaktor definiert, mit dem beispielsweise bei einem Mikrofoneingang von Pa in FS konvertiert wird.

Typische Eichmethoden für den Eingang eines Messsystems basieren auf der Verwendung eines definierten Eichsignals. Häufig geschieht dies bei akustischer Kalibrierung durch Anlegen eines 1 kHz Sinustons von effektiv 94 oder 104 dB SPL, der durch ein Pistonfon generiert wird, oder bei elektrischer Kalibrierung durch Anlegen von rosa Rauschen mit dem RMS-Wert von 1 V oder 2,83 V.

Die Kalibrierung des Ausgangs des Messsystems ist weniger oft notwendig, hierzu wird meist ein definiertes Signal durch die Software ausgegeben, z. B. ein Sinuston, der dann vom Messingenieur mit einem bereits kalibrierten Gerät gemessen und in der Software dem digitalen Ausgangssignal zugeordnet wird.

Messfehler, -optimierung und Anwendungsgrenzen

Bei akustischen und elektrischen Messungen kann es zu einer Vielzahl an Messfehlern kommen. Wir stellen nachfolgend typische Fehlerursachen, ihre Symptome und mögliche Lösungsvarianten dar. Dabei verstehen wir Fehler ganz allgemein als alle ungewollten Anteile im Messergebnis, die die interessierenden Eigenschaften des zu messenden Systems qualitativ oder quantitativ beeinflussen oder überlagern.

Zunächst klassifizieren wir die Fehler in drei Kategorien:

- Fehler im Messsystem oder in der Messkette,
- Störeinflüsse während der Messung und ungewünschte Anteile in der Antwort des untersuchten Systems,
- Fehler bei der Nachbearbeitung oder Auswertung der Rohdaten.

Messsystem und Messkette

In Bezug auf die Messkette ist zuerst sicherzustellen, dass alle Glieder im optimalen Funktionsbereich betrieben werden. Vor allem ist die Aussteuerung zu überprüfen, da die Übersteuerung eines Elements zu Verzerrungen und nichtlinearen Anteilen führt, während die Untersteuerung den Signal-Rausch-Abstand verringert. Häufig handelt es sich nur um ein spezielles Glied in der Messkette, das schlecht justiert ist

und somit die Qualität der Messung insgesamt dominiert. Durch Identifikation und geeignete Anpassung lässt sich dann der Messfehler signifikant reduzieren.

Vor allem mehrkomponentige PC-basierte Messsysteme haben außerdem ein zunächst nicht optimales Frequenz- und Laufzeitverhalten. Die meisten Softwarepakete erlauben allerdings die direkte Kompensation solcher Einflüsse, was in der Regel durch eine Referenzmessung bei kurzgeschlossenem Ein- und Ausgang erfolgt. Anschließend wird die Referenz aus Messungen am realen System herausgerechnet. Dabei können z. B. die Charakteristika der A/D und D/A Wandler, von Lautsprecher und Mikrofon und auch der Verstärker kompensiert werden. Das ist vor allem wichtig für die exakte Messung von Frequenzgängen und Laufzeiten.

Weitere typische Fehlerquellen sind asynchrone Taktgeber (Clocks) am Ein- und Ausgang des digitalen Messsystems und die ungenügende Abschirmung der verwendeten Messkanäle gegeneinander oder gegenüber externen Einflüssen (z. B. Netzfrequenz). Außerdem sind viele Messfehler auch auf Defekte in Gliedern der Messkette oder fehlerhafte Anschlüsse zurückzuführen. Eine wohldefinierte Testmessung vor dem Einsatz am zu untersuchenden System ist daher immer empfehlenswert.

Abschließend merken wir an, dass das Messsystem auch immer ein physikalisches System darstellt und damit ein Ein- und Ausschwingverhalten aufweist. Es muss demnach entweder dafür gesorgt werden, dass diese Vorgänge zeitlich vernachlässigbar oder zumindest kompensierbar sind.

Äußere Einflüsse

In der Praxis erfolgen Messungen an einem zu untersuchenden System grundsätzlich unter Einfluss von Störgeräuschen. Sind diese zufälliger Natur, so kann durch zeitliche Mittelung eine Reduktion des Störanteils erreicht werden. Pro Verdoppelung der Messdauer kommt es zu einer Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes um 3 dB, wenn das Störgeräuschen nicht korreliert, also zufällig, ist. Auch durch Wahl eines geeigneten Messsignals (s. vorhergehende Abschnitte) kann der Signal-Rausch-Abstand verbessert werden.

Andere typische Störungen haben ihre Ursache darin, dass, obwohl ein lineares, zeitlich invariantes (LTI-) System für die Messung angenommen wird, das reale System aber nicht vernachlässigbare Zeitvarianzen oder nichtlineare Anteile aufweist. Das können bei akustischen Messungen z. B. starker Wind oder bei elektrischen Messungen z. B. dynamische Equalizer sein. In solchen Fällen ist zunächst zu überprüfen, ob das zu untersuchende System tatsächlich ein LTI-System in ausreichender Näherung darstellt. Ist dies der Fall, kann mit einem geeignet gewählten Signal der Messfehler meist direkt oder in der Nachbearbeitung reduziert werden.

Gerade bei raumakustischen Messungen ist es wichtig, dass das Übertragungsverhalten des Systems im eingeschwungenen Zustand gemessen wird. Bei der Wahl der Anregungs- und Messdauer müssen deshalb die Zeitlängen des Ein- und Ausschwingvorgangs Berücksichtigung finden. Bei Rauschanregung, wie z. B. Pink Noise oder MLS, werden daher einleitend direkt vor der Messung so genannte „Pre-sends“ ausgegeben. Bei elektrischen Messungen ist zu beachten, dass das Messsys-

tem selbst nicht träger ist als das zu untersuchende System und so die Messung nicht verfälscht (s. o.).

Schließlich ist darauf zu achten, dass das Anregungs- oder Testsignal die gesamte Bandbreite des zu messenden Frequenzspektrums abdeckt, dies ist insbesondere bei Messungen mit beliebiger Signalanregung schwierig. Ist keine vollständige Abdeckung möglich, so müssen geeignete Filter oder Auswertungsverfahren angewandt werden, um Frequenzbereiche mit ungenügendem Signal-Rausch-Abstand auszulassen und so den Rest der Messung nicht zu verfälschen. Auch die Abtastrate ist so zu wählen, dass sie entsprechend der Nyquist-Frequenz (Abschnitt 3.2.2.1: Grundlagen) die gesamte interessante Frequenzbandbreite ermöglicht.

Nachbearbeitung

In der Regel verbinden sich in der Nachbearbeitung, dem so genannten Postprocessing, zwei verschiedene Funktionen. Einerseits sollen Resultate aus den Rohdaten berechnet werden, andererseits wird versucht, zufällige und systematische Störanteile aus der Messung aber auch Artefakte zu verringern oder zu eliminieren, die in der Natur des Messprozesses liegen.

Die elementarste Form der Unterdrückung zufälliger Störgeräusche ist die Mittelung, im Frequenzbereich durch Mittelung über eine Bandbreite, im Zeitbereich durch Mittelung wiederholter Messsequenzen und auch räumlich durch Mittelung über verschiedene Messpositionen. Dabei ist prinzipiell darauf zu achten, dass keine Mehrfachmittelung derselben Größen erfolgt. Andernfalls könnten Bestandteile des Ergebnisses entfernt werden, die keine Störanteile sind.

Ebenfalls weit verbreitet ist die Fensterung gemessener Impulsantworten im Zeitbereich. Dadurch werden ungewollte Rauschanteile vor und hinter der eigentlichen Antwort entfernt. Bei bestimmten Messmethoden (z. B. Anregung mit Gleitsinus und Entfaltung) können mit diesem Verfahren auch nichtlineare Anteile entfernt werden. Ist man nur an einem Teil der gesamten Zeitantwort interessiert (akustisches Beispiel: Direktschall), dann lassen sich mit Fenstern auch Reflexionen ausblenden. Allerdings ist diese Methode insgesamt mit Vorsicht zu verwenden, denn eine Fensterung im Zeitbereich führt auch immer zu einer Veränderung im Frequenzbereich. Erstens wird durch die zeitliche Länge des Fensterbereiches auch immer der auswertbare Frequenzbereich nach unten begrenzt. Zweitens können zu steile oder unstetige Fenster (Rechteckfenster) zu Schwingungen und Artefakten im Frequenzbereich führen.

Entsprechendes gilt analog für den Einsatz von Filtern im Frequenzbereich. Zu steile Filterflanken sind nicht zu empfehlen, sollen nachfolgend auch Auswertungen im Zeitbereich ausgeführt werden. Andererseits sollten die verwendeten Filter auch nicht zu flach abfallen, um den erwünschten Effekt der Isolation eines Bandbereichs erzielen zu können. Letztlich gilt sowohl für Filter als auch für Fenster, dass abhängig von der Natur des untersuchten Objektes der beste Kompromiss zu finden ist zwischen den gewünschterweise entfernten Anteilen und den durch die Filterung/Fensterung entstehenden unerwünschten Anteilen.

In den vorangegangenen Abschnitten wurde bereits auf die Relevanz der Ein- und Ausschwingvorgänge des Messsystems und des untersuchten Systems hingewiesen. Dieser Fakt ist auch bei der Nachbearbeitung und Auswertung nicht zu vernachlässigen. So ist beispielsweise bei der Filterung darauf zu achten, dass die verwendeten Filter ein Zeitverhalten aufweisen, das an die Messung angepasst ist. Wird z. B. die Impulsantwort eines elektronischen Systems gemessen, kann dessen Abklingverhalten bei Bandpassfilterung durch das Ausschwingverhalten des Filters überdeckt werden.

Viele PC-basierte Software-Pakete erlauben es außerdem, eine Kompensation für zufällige Störgeräusche durchzuführen [3.16]. Dabei wird aus dem Rohdatensatz und auf Basis statistischer Annahmen eine Abschätzung des Rauschanteils vorgenommen. Bei anschließenden Auswertungen, z. B. der Berechnung raumakustischer energie-basierter Maße, kann dann dieser Störanteil bei der Ergebnisbildung abgezogen werden.

Beim Vergleich mehrerer Messreihen und Messpositionen (s.a. nachfolgender Abschnitt) ist es wichtig, die Randbedingungen der Messung zu beachten. Vor allem bei akustischen Messungen kann es bei langen Messserien im Freien oder räumlich entfernt liegenden Messorten zu erheblichen Variationen allein aufgrund von Luftveränderungen kommen, dies können Luftbewegungen, Temperaturveränderungen aber auch unterschiedliche Temperaturgradienten sein. Auch bei elektrischen Messungen oder Lautsprechermessungen treten oft zeitlich langsame, meist temperaturabhängige Veränderungen des Messobjektes auf und sollten bei Vergleichen und Auswertungen wenn nicht kompensiert, so doch quantitativ festgehalten werden.

3.3 Raumakustische Messungen

3.3.1 Vorbemerkung

In der Vergangenheit wurden akustische Messungen weitgehend mit stationärem Rauschen durchgeführt. Dabei kam meist so genanntes rosa Rauschen zum Einsatz, welches in allen zu untersuchenden Frequenzbändern gleiche Energieanteile aufweist, vgl. Bild 3.9. Nachteil dieses Verfahrens ist es jedoch, dass nur Amplitudenwerte erfasst, die Phasenbeziehungen zwischen vorhandenen Quellsignalen und auch Reflexionen an Wand- und Deckenteilen des Raumes aber vernachlässigt werden.

Aus diesem Grunde werden heute mit modernen, computergestützten Messverfahren Impulsantworten ermittelt, aus denen im Postprocessing alle Energie-, Zeit- und Frequenzwerte abgeleitet werden können. Dabei ist es durchaus richtig, dass auch Echtzeitanalysatoren unterstützend eingesetzt werden.

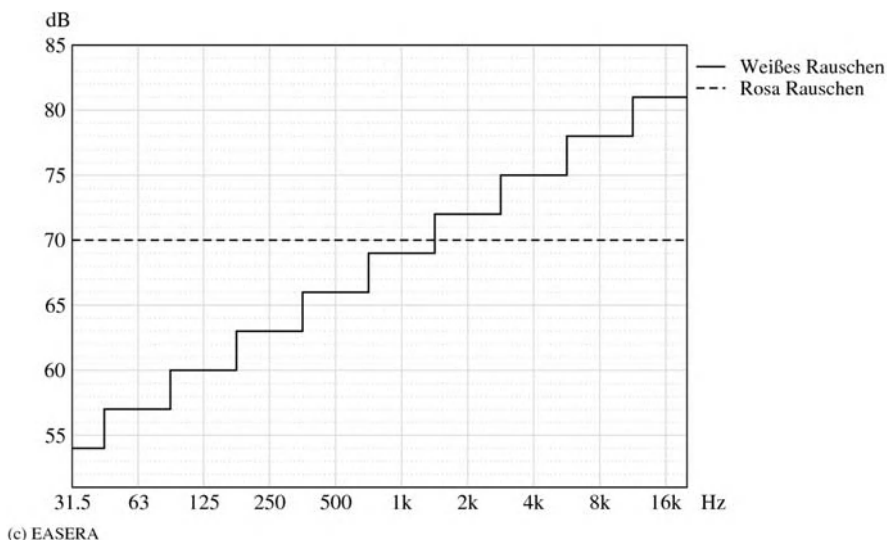


Abb. 3.9 Oktavdarstellung der Spektren von weißem und rosa Rauschen, dargestellt ist der Summenpegel im Frequenzbereich von 30 Hz bis 22 kHz mit willkürlicher Normierung

3.3.2 Festlegung der Messorte

Zur Festlegung der Messorte werden viele rasterförmig angeordnete Messpunkte im Aktions- und Rezeptionsbereich definiert. Die Größe des Rasters ist abhängig von der Schwierigkeit der Versorgung der zu überprüfenden Bereiche. Dabei sind auch kritische Plätze, wie Randplätze und Plätze unter einem Rang, mit zu berücksichtigen (s. Bild 3.10).

In unserem Beispiel der Stadthalle in Hannover sind die Sendeorte der Schallanregung symmetrisch im Bühnenbereich verteilt, während die Messorte *R* nur in einer Saalhälfte zu finden sind. Das ist in symmetrisch angelegten Räumen aus Zeitersparnisgründen vorteilhaft, in unsymmetrischen Räumen müssen die Messplätze jedoch das gesamte Auditorium erfassen.

3.3.3 Messung der raumakustischen Gegebenheiten

Zur Feststellung der raumakustischen Gegebenheiten werden wie später bei der Einmessung der Beschallungsanlage die gleichen Messroutinen verwendet, die letztendlich zur Aufzeichnung von Impulsantworten führen. In vergangenen Zeiten wurden dazu so genannte Impulsschalltests (IST) durchgeführt, wozu der Raum mit einem Knallimpuls (Pistole, elektrischer Knallfunkengenerator o. ä.) angeregt wurde. Bei physikalischen Modellmessungen ist aus verständlichen Gründen (Grenzen der Miniaturisierung von Schallwandlern) diese Methode heute oft noch gängige Praxis.

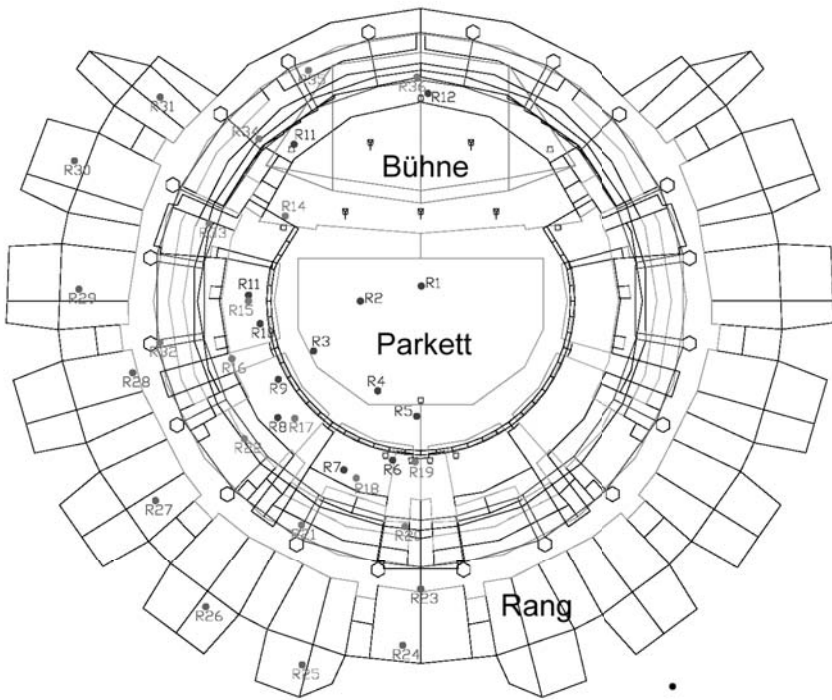


Abb. 3.10 Messorte R im Saal und Sendeorte auf der Bühne bei raumakustischen Messungen in einer Stadthalle

Bei raumakustischen Messungen sind häufig Kugelmikrofone aber auch Kunstkopfmikrofone im Einsatz. Um alle heute üblichen akustischen Maße zu ermitteln, ist mindestens eine Vierkanalmessung erforderlich. In Bild 3.11 ist eine mögliche Messanordnung dargestellt. Dann können Standardmaße mit dem ungerichteten Mikrofon 2 ermittelt werden, ein Achtermikrofon (Mikrofon 1) erlaubt laterale Maße wie LE, LF oder LFC zu ermitteln und binaurale Maße werden über die Kunstkopfmessung erfasst. Mittlerweile gibt es Anordnungen, die auf einem Stativ all diese Wandler vereinen, aber auch noch 6er oder gar 12er Anordnungen von Mikrofonen sind häufig anzutreffen (hohe Winkelauflösung).

Zur Anregung des Raumes wird eine ungerichtete Schallquelle (meist Dodekaeder) verwendet.

Mit der Entwicklung der modernen Elektronik wurde es in den letzten 50 Jahren möglich, die akustischen Eigenschaften von Räumen sehr genau zu erfassen.

Ab Mitte der 70er Jahre des vorigen Jahrhunderts wurden zu einem nachvollziehbaren Preis für Ingenieure und Fachberater computergestützte akustische Messsysteme entwickelt und bereitgestellt. Verschiedene Messplattformen sind eingeführt worden (s.a. Abschnitte 3.5.1 und 3.5.2):

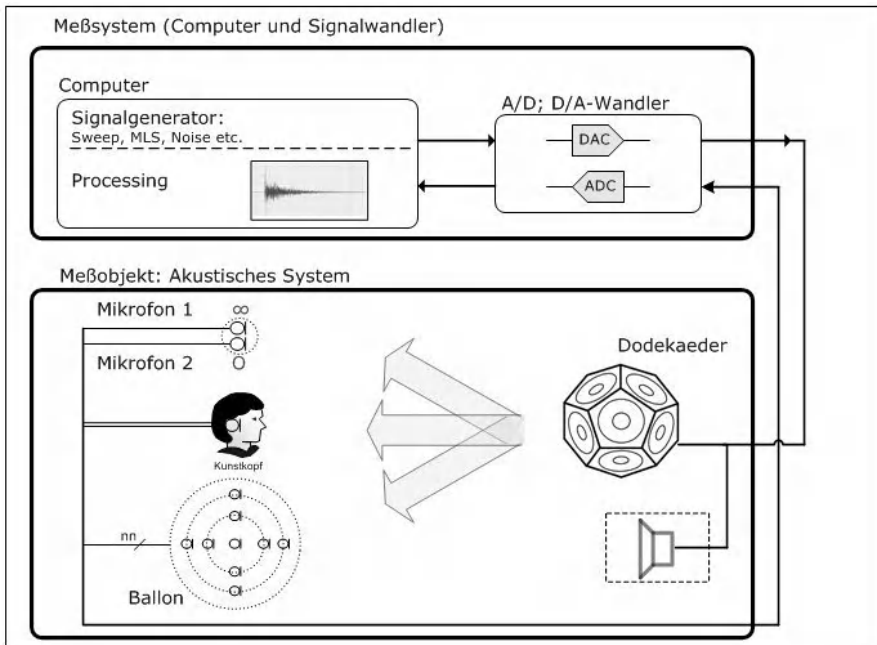


Abb. 3.11 Raumakustische Messanordnung

- Ab 1978 das sehr bekannte System TEF 10, 12 und 20 von Crown/USA (später Gold Line) und 10 Jahre später MLSSA von DRA Laboratories und Monkey Forest des ITA der Hochschule in Aachen.
- Ab Mitte der 90er Jahre folgten Windows-basierte Systeme wie SMAART von SIA Soft, WinMLS von Morset Sound Development und DIRAC von Brüel & Kjær, um nur einige zu nennen.
- Ab 2005 steht ein von den Autoren dieses Kapitels entwickeltes Messsystem EASERA zur Verfügung, so dass hier bei Beispielen darauf zurückgegriffen wird.

Im Vergleich zu den späten 80er Jahren ist die Prozessorleistung von heutigen PC's so hoch, dass die gesamte Datenverarbeitung der Messaufgabe aber auch simultan die Testtonerzeugung und das Datensampling sowie die Datenerfassung sehr schnell erledigt werden können.

Die neue Messsoftware EASERA nutzt als Anregungssignale Sweeps, MLS-Folgen, Rauschen, aber auch anwendungsspezifische Signale wie Sprach- oder Musiksamples. Darüber hinaus erlaubt ein TDS Algorithmus mit einem implementierten weißen (linearen) Sweep so genannte rauschfreie Messungen in natürlicher Umgebung durchzuführen. Klassische Impulsschalltestmessungen, wie sie in der Vergangenheit oft mit Pistolenschussanregungen oder anderen Impulsquellen durchgeführt wurden, sind in einem so genannten „external signal mode“ möglich.

Somit ist die ein- oder mehrkanalig gemessene Impulsantwort (einkanale Impulsantwort in Bild 3.12) Ausgangspunkt eines Postprozessings, das letztendlich zur Ermittlung der bekannten raumakustischen Größen und Energiewerte führt.

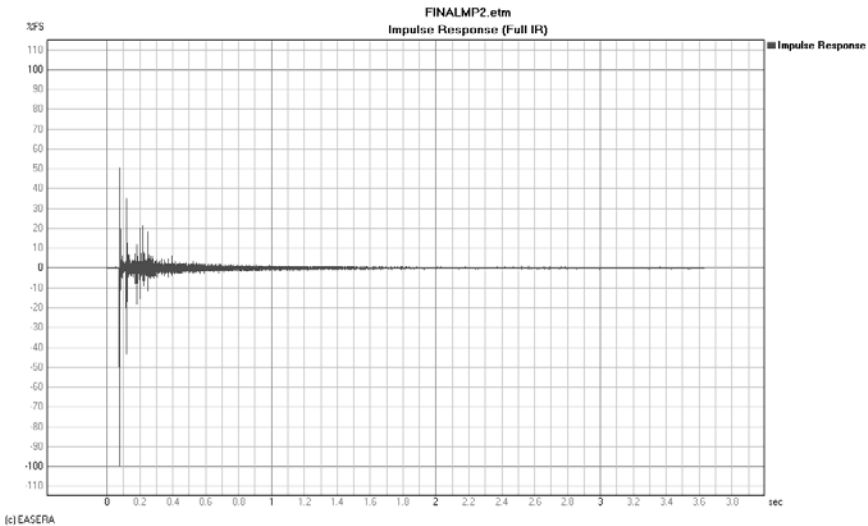


Abb. 3.12 Monaurale Impulsantwort, dargestellt ist die Amplitude als Funktion der Zeit

3.3.4 Zeitgrößen

Aus der jeweiligen Impulsantwort (monaurale, binaurale und Achter-Mikrofonmessung) als Funktion des Schalldrucks über der Zeit können im Postprozessing Zeit- und Energiemaße abgeleitet werden.

Man unterscheidet zur Beurteilung der raumakustischen Güte (siehe dazu auch ISO-Standard 3382 [3.15]) bei Sprachdarbietungen (Unterrichtsraum, Hörsaal, Kongresssaal, Kirche) sowie bei Musikdarbietungen (Konzertsaal, Opernhaus) zwischen „allgemeinen Zeit-Parametern“ und den sendeplatz-empfangsplatzbezogenen raumakustischen Gütekriterien für Zuhörer(plätze) sowie bei Musikdarbietungen für Musiker(plätze) und für den Dirigentenplatz.

Zu den wichtigen Zeitmaßen zählen:

- die Nachhallzeiten T_{10} , T_{20} und T_{30} ,
- die Early Decay Time EDT sowie
- das Bassverhältnis BR.

In der Regel werden diese allgemeinen Kriterien mit einem ungerichteten (omnidirektionalen) Mikrofon gemessen.

Die platzbezogene Beurteilung der raumakustischen Güte bei Sprachdarbietungen erfolgt mit Hilfe der Gütekriterien (Messung auch mit omnidirektionalem Mikrofon):

- 50-ms-Anteil oder Deutlichkeit D_{50}
- Deutlichkeitsmaß C_{50}
- Artikulationsverlust AL_{cons}
- Sprachübertragungsindex STI bzw. RASTI
- Schwerpunktzeit t_s
- Echokriterium EK_{Sprache} für die Wahrnehmung (störender) Reflexionen (Echos)

Für die platzbezogene Beurteilung der raumakustischen Güte bei Musikdarbietungen wurden für die Zuhörer folgende objektive raumakustische Gütekriterien entwickelt bzw. vorgeschlagen:

- Schallquellenbezogene Kriterien bei Messung mit ungerichtetem Mikrofon:
 - Direktschallmaß C_7 für die Empfindung der Direktheit und Nähe der Schallquelle
 - Klarheitsmaß C_{80} für die Durchsichtigkeit musikalischer Strukturen (Zeit- und Register-Durchsichtigkeit)
 - Stärkemaß G für die am Zuhörerplatz empfundene Lautstärke (Strength) der Musikdarbietung
- Schallquellenbezogene Kriterien bei Messung mit Kunstkopf:
 - Interauraler Kreuzkorrelationskoeffizient IACC für die vom Zuhörer empfundenen Schallquellenbreite bzw. -weite (Apparent Source Width ASW)
- Raumbezogene Kriterien bei Messung mit ungerichtetem Mikrofon:
 - Hallmaß R für die vom Nachhall unterstützte akustische „Lebendigkeit“ der Musikdarbietung
 - Echokriterium EK_{Musik} für die Wahrnehmung (störender) Reflexionen (Echos) bei Musikdarbietungen
- Raumbezogene Kriterien bei Messung mit Achter-Mikrofon:
 - Seitenschallgrade Lateral Energy LE und Lateral Energy Fraction LF für Apparent Source Width (ASW) und das vom (reflektierten) Schall „Eingehülltsein“ (Listener Envelopment LEV)
 - Seitenschallgrad Lateral Energy Fraction LFC, „Eingehülltsein“ (Listener Envelopment LEV)

Für die platzbezogene Beurteilung der raumakustischen Güte bei Musikdarbietungen wurden für die Musiker (Dirigenten) folgende objektive raumakustische Gütekriterien entwickelt bzw. vorgeschlagen (Messung mit ungerichtetem Mikrofon):

- Early Ensemble Level EEL für die raumakustische Stützung des Zusammenspiels (Ensemble) der Musiker auf dem Podium
- Support ST1 und ST2 für die raumakustische Stützung des Zusammenspiels und die akustische Empfindung der Raumantwort auf dem Konzertpodium und im Orchestergraben.

Alle diese Maße sind im Anhang A zum vorliegenden Kapitel ab Seite 167 zusammengestellt.

3.3.5 Frequenzgrößen

Durch eine Fouriertransformation wird die Impulsantwort über die komplexe Darstellung der Übertragungsfunktion in einen Amplituden- und wenn angefordert auch in einen Phasengang umgewandelt. Amplitudenverläufe, zumeist auch Frequenzgänge genannt, werden immer bei Einsatz von Beschallungsanlagen angegeben und auch als Qualitätskriterium der Schallübertragung verwendet. In der Raumakustik gibt es klare Aussagen zum Frequenzverlauf der Nachhallzeit, wobei sogar Toleranzfelder angegeben werden, denen der aktuelle Frequenzverlauf folgen sollte.

Neben solchen hochaufgelösten Amplitudenfrequenzgängen werden Equalizer eingesetzt, die den Frequenzverlauf glätten. Dadurch werden bestimmte Überhöhungen und Einbrüche im Frequenzgang geglättet. Eine anerkannte Regel aus der Praxis sagt aus, dass man nur den terzgeglätteten Frequenzgang beurteilen sollte, um hörbare Einbrüche zu erkennen. Über schmalbandigere Unstetigkeiten z. B. bei Glättungen mit $1/24$ Oktavfiltern integrieren unsere Ohren hinweg, so dass diese Einbrüche im allgemeinen nicht hörbar sind.

Über der Frequenz sind auch Real- und Imaginärteile der Übertragungsfunktion darstellbar genauso wie die Gruppenlaufzeit als (negative) Ableitung der Phase nach der Frequenz. Z. B. besitzen Filter mit linearer Phase eine konstante Gruppenlaufzeit über der Frequenz. Das sind u.a. linearphasige FIR-Filter, die für alle Frequenzen die gleiche Latenzzeit aufweisen.

3.3.6 Wasserfalldarstellung

Werden beide Darstellungen in der Zeit und der Frequenz kombiniert, so ergibt sich eine dreidimensionale Darstellung (Wasserfall) bei der der Pegel in z -Richtung und die Zeit und die Frequenz in x - und y -Richtung aufgetragen sind. Durch Setzen der Bereichswerte für die Zeit und die Frequenz, der jeweiligen Schrittweite in der Zeit- und der FFT Größe in der Frequenzebene und durch Wahl einer geeigneten Fensterung lassen sich Detailuntersuchungen der Abklingvorgänge in Räumen leicht durchführen. Durch geeignete Parameterwahl (kleine Zeitschritte, hohe Frequenzauflösung) sind pegelstarke Reflexionen frequenzbewertet aufzulösen, was einer

Präsentation sehr nahe kommt, die auch über Wavelet-Berechnungen zu erhalten ist (Bilder 3.13 und 3.14).

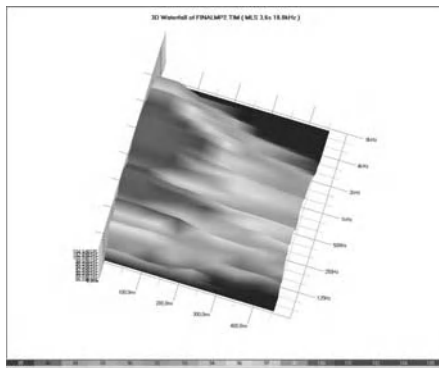


Abb. 3.13 Teilspektrogramm

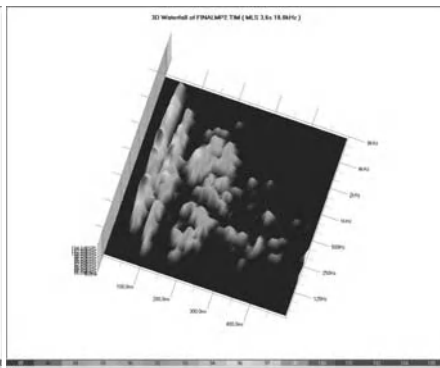


Abb. 3.14 Waveletartige Präsentation

Mit dieser Art der Berechnung des Spektrogramms können Reflexionen in der Impulsantwort sehr frequenzselektiv dargestellt werden.

3.3.7 Spezielle Anwendungen

Zu den speziellen Anwendungen zählen solche Messungen, die mit Standardmess-technik nicht zu erfassen ist, wie die Anwendung von besonderen Postprozessing Routinen besonders im Zusammenhang mit Filtern, Fenstern, Mittelungen und Addieren/Subtrahieren von Funktionen. Auch in situ Messungen [3.17] oder die Messung vom Scattering-Koeffizienten werden nachfolgend erläutert.

Nicht erläutert wird die Messung bereits sehr lange eingeführter akustischer Parameter wie Schallabsorptionsgrad oder Wandimpedanzen, hier wird auf die Literatur verwiesen [3.18].

3.3.7.1 Filterung und Mittelung

Die Filterung und Mittelung als Werkzeug zur Verringerung und Entfernung von Störgeräusch wurde bereits im Abschnitt 3.2.2 diskutiert. An dieser Stelle sollen noch kurz andere typische Anwendungszwecke erläutert werden.

Die Filterung eines breitbandig aufgenommenen Signals ist auch in der Raumakustik ein gutes Mittel der Rauschunterdrückung. Insbesondere eignet sich ein weiter Bandpass dazu, Störanteile jenseits der oberen und unteren Wahrnehmungsgrenzen zu entfernen, ohne das rein akustische Postprozessing zu beeinflussen. Hoch-

frequentes Rauschen und tieffrequente Störungen können aufgrund typischer Messbandbreiten von z. B. 50 Hz – 18 kHz direkt entfernt werden. Bei Störungen, die zwar im auszuwertenden Frequenzbereich liegen, aber in der Frequenz stark lokalisiert sind (Sinustöne u.ä.), bietet sich auch die Verwendung steiler Bandsperrern an. Je nach Breite des Filters kann das Ergebnis so verbessert werden.

Allerdings hat die Anwendung der oben genannten Bandpässe naturgemäß keine Auswirkungen auf die meisten raumakustischen Maße, die ohnehin nur für Oktav- und Terzbänder im Hörbereich definiert sind. Für die Filterung der entsprechenden bandbezogenen Impulsantworten gibt es inzwischen Vorgaben [3.19], die von praktisch allen Messtechnikherstellern eingehalten werden.

PC-basierte Messplattformen müssen software-seitig auch Filter einsetzen, die in analogen Messgeräten direkt in der Hardware realisiert sind. Hierzu zählen insbesondere die Bewertungen wie A-, B-, und C-Bewertung [3.20]. Da der Datenstrom, der der Software zur Verfügung steht, zunächst breitbandig und unbewertet ist, müssen zusätzliche Verarbeitungsschritte die entsprechende Filterung realisieren.

Auch die Mittelung ist auf PC-basierten Systemen in Teilen als Postprozessing zu integrieren. Dies gilt insbesondere für die Abbildung von Integrationszeiten bzw. Messträgheiten analoger Systeme, damit der Vergleich mit den Ergebnissen aus Messungen mit analogen Geräten möglich wird. Ein typisches Beispiel sind die Zeitkonstanten „Slow“ und „Fast“ aus dem Bereich der Echtzeitanalysatoren [3.20].

Als weitere Form der Mittelung von Ergebnissen wird in der Raumakustik häufig die räumliche Mittelung vorgenommen. Dabei werden oftmals aus platzbezogenen Ergebniswerten (s. Abschnitt 3.3.4) Werte gebildet, die repräsentativ für einen Bereich oder den ganzen Raum stehen. Richtigerweise wird aber ein solcher Einzelwert zumeist mit einer Varianzangabe versehen, da sonst keine Information über die Streuung im gemittelten Bereich gegeben wird.

Die räumliche Mittelung von Impulsantworten ist dagegen in der Regel schwierig oder nicht sinnvoll. Da die Impulsantwort an sich zunächst als Übertragungsverhalten für eine bestimmte Empfangsposition definiert ist, führt die einfache Durchschnittsbildung zu Problemen aufgrund der enthaltenen Phasen und damit räumlich schnell wechselnden Amplitudenverläufe. Allerdings können Zeitfunktionen (Hüllkurve) und Frequenzgänge (Betrag) häufig energetisch gemittelt werden, weil die Energieverteilung im Raum in den meisten Fällen durchaus eine verhältnismäßig kontinuierliche, d. h. räumlich langsam veränderliche, Funktion darstellt.

Eine weitere spezielle Form der Mittelung wird bei der Berechnung von Streugraden aus Hallraummessungen angewandt. Hierbei wird die Mittelung über Messserien dazu verwendet, Reflexionen aus den Messungen zu entfernen. Auf dieses Verfahren wird im Unterabschnitt 3.3.7.3, Messung von Scattering-Koeffizienten, genauer eingegangen.

3.3.7.2 In Situ Messungen des Schallabsorptionsgrades

Akustische Messungen wie die der Nachhallzeit oder die von akustischen Energiemaßen in Innenräumen mit Hilfe der Messung von Impulsantworten oder Übertragungsfunktionen sind bereits in Abschnitt 3.3.4 besprochen worden. Schwieriger wird es dagegen, wenn bestimmte Teilmessungen durchzuführen sind, die normalerweise in akustischen Sonderräumen, wie z. B. dem Hallraum durchgeführt werden. Dafür gibt es Standards und die Methode der Messung von Schallabsorptionsgraden im Hallraum ist in einem solchen Standard [3.18] sehr ausführlich beschrieben.

Was ist aber nun, wenn der Schallabsorptionsgrad α eines Materials zu bestimmen ist, das bereits in einem Saal eingebaut ist. Da gibt es zwei Möglichkeiten:

- man entfernt eine 5 bis 10 m² große Probe des Materials und misst standardgemäß im Hallraum oder
- man misst vor Ort, also in situ.

Die erste Lösung scheidet in der Regel aus, da man sonst meistens das Interieur des Raumes zerstört. Also bleibt nur die zweite Methode, die wie folgt durchzuführen ist [3.21]. Man verwendet eine Messeinrichtung, bei der zwischen einem das Messsignal aussendenden Lautsprecher und dem Messmikrofon eine feste mechanische Verbindung hergestellt ist. Nun werden zwei Impulsantworten gemessen, eine vor der zu messenden Wand, also mit Direktschall und Reflexionen (Bild 3.15) und die andere mit von der Wand weggedrehter Messeinrichtung, um so nur den Direktschall allein zu erfassen (Bild 3.16). Der Direktschall der Messeinrichtung kann vor dem eigentlichen Messtermin am besten im reflexionsarmen Raum oder im Freifeld gemessen werden.

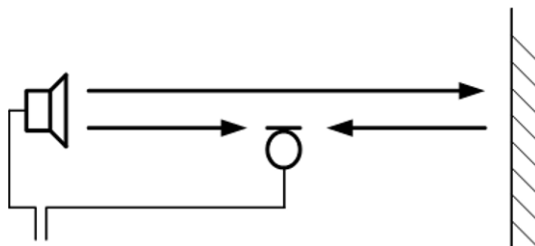


Abb. 3.15 Schema der in situ Messeinrichtung mit Lautsprecher, dazu fixiertem Mikrofon sowie der zu untersuchenden Wandfläche

Aus den beiden Impulsantworten kann nun im Postprozessing der Reflexionsfaktor r ermittelt werden, wobei zusätzlich noch der laufwegabhängige Pegelunterschied zwischen Direktschall und der ersten Reflexion aus dem Ergebnis herausgerechnet werden muss. Über den Zusammenhang $\alpha = 1 - r^2$ wird schließlich der Schallabsorptionsgrad α ermittelt.

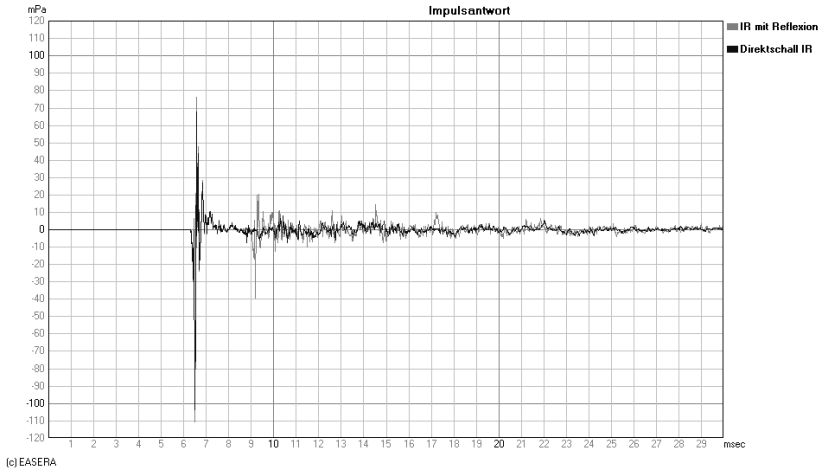


Abb. 3.16 Beispielhafte Impulsantwort der Direktschallmessung (schwarz) und der Messung mit Wandreflexion (grau)

3.3.7.3 Messung von Scattering-Koeffizienten

In der Raumakustik stellt die Streuung einfallenden Schalls durch die Oberflächen des Raumes einen sehr wichtigen Aspekt dar, z. B. bei der Planung von Konzerthallen und Tonstudios. Ein annähernd homogenes Diffusfeld mit entsprechend exponentieller Abklingcharakteristik tritt nur bei hinreichender Streuung an den Begrenzungsflächen auf. Inwieweit ein solches Diffusfeld erreicht wird, bestimmt signifikant den akustischen Eindruck eines Raums, wobei in der Regel die völlige Homogenität genausowenig erwünscht ist wie das komplette Fehlen eines Diffusfeldes. Daher ist die Bestimmung der Streueigenschaften von Oberflächen eine praktisch relevante und häufig erforderliche Messaufgabe. Erst in den letzten Jahren wurde für diese Problemstellung ein geeignetes Messverfahren entwickelt (ISO 17497 [3.22] und Mommertz [3.23, 3.24]). Dieses kann sowohl maßstäblich als auch in realer Größe angewendet werden.

In diesem Verfahren wird der Streugrad s als Maß verstanden, das den Anteil der reflektierten Energie E_{ref} beschreibt, die nicht geometrisch (E_{geo}) zurückgeworfen wird:

$$s = 1 - \frac{E_{\text{geo}}}{E_{\text{ref}}} \quad (3.13)$$

Diese Größe s findet auch Verwendung in der Simulation des Raumübertragungsverhaltens in Softwarepaketen (EASE AURA, CATT, ODEON [3.25]). Die Definition ist nicht zu verwechseln mit der Diffusität einer streuenden Oberfläche nach Cox und D'Antonio [3.26], welche die Gleichmäßigkeit der reflektierten Energie über dem Raumwinkel beschreibt.

Das Messprinzip besteht nun darin, die für verschiedene Rotationswinkel der Probe gemessenen Impulsantworten der Reflexion am Material direkt im Zeitbereich zu mitteln und dadurch den Streuanteil der Antwort vom geometrischen Anteil zu separieren.

In einfachster Form werden dabei Impulsantworten für eine ausreichend große Materialprobe im Freifeld gemessen. Die Messungen erfolgen unter verschiedenen Winkeln bei Drehung der Probe in der Ebene senkrecht zur Flächennormalen sowie fester Mikrofon- und Lautsprecherposition, wobei sich der gestreute Anteil der Impulsantwort mit jeder Messung zufällig verändert, während der geometrische (oder kohärente) Anteil der Antwort unverändert bleibt. Anschließend werden alle gemessenen Impulsantworten gemittelt. Unter der Annahme statistischer Unabhängigkeit der gestreuten Komponenten kann durch Vergleich einer der gemessenen Impulsantworten mit dem Ergebnis der Mittelung ein Energieverlust abgeleitet werden, der direkt dem gestreuten Anteil entspricht (Bild 3.17).

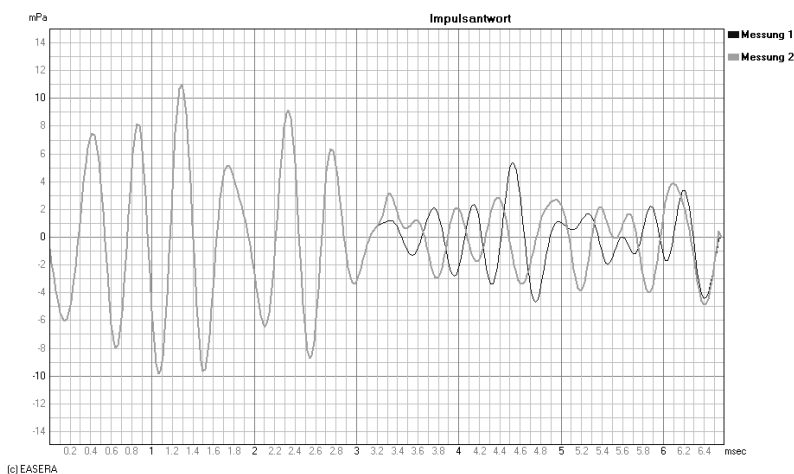


Abb. 3.17 Beispiel zweier bandgefilterter Impulsantworten mit kohärentem geometrischen Anteil und unkorreliertem späteren Teil

In der Praxis erfolgt die Messung zumeist in einem Hallraum. Die Probe wird dabei auf einen drehbaren Tisch montiert. Werden nun Impulsantwortmessungen bei rotierendem Tisch vorgenommen, so findet der Mittelungsprozess automatisch statt, vorausgesetzt, die Messdauer ist von ausreichender Länge (mindestens eine volle Rotation). Alternativ kann der Tisch auch schrittweise gedreht werden (bei Messungen in realer Größe kann das Motorgeräusch eine signifikante Störung darstellen), dann müssen die Einzelmessungen im Anschluss gemittelt werden.

Abschließend ist anzumerken, dass das Verfahren einerseits relativ empfindlich gegenüber Schwankungen der Umgebungsbedingungen, wie Lufttemperatur und -feuchte, ist, andererseits aber auch große Sorgfalt beim Aufbau und den Pro-

beneigenschaften, wie Größe und Rand, erfordert. Für weitere Details sei auf die genannten Referenzen verwiesen.

3.3.7.4 Modenanalyse

In der Raumakustik treten störende Moden besonders in kleinen Räumen unterhalb der so genannten Schröderfrequenz auf:

$$f_{\text{Schröder}} = 2000 \text{ Hz} \cdot \sqrt{\frac{T}{V}}, \quad (3.14)$$

wobei T die Nachhallzeit in Sekunden und V das Raumvolumen in m^3 darstellt. Für ein kleines Studio von 55 m^3 mit $T = 0,23 \text{ s}$, erhalten wir z. B. $f_{\text{Schröder}} \approx 130 \text{ Hz}$, siehe Bild 3.18.

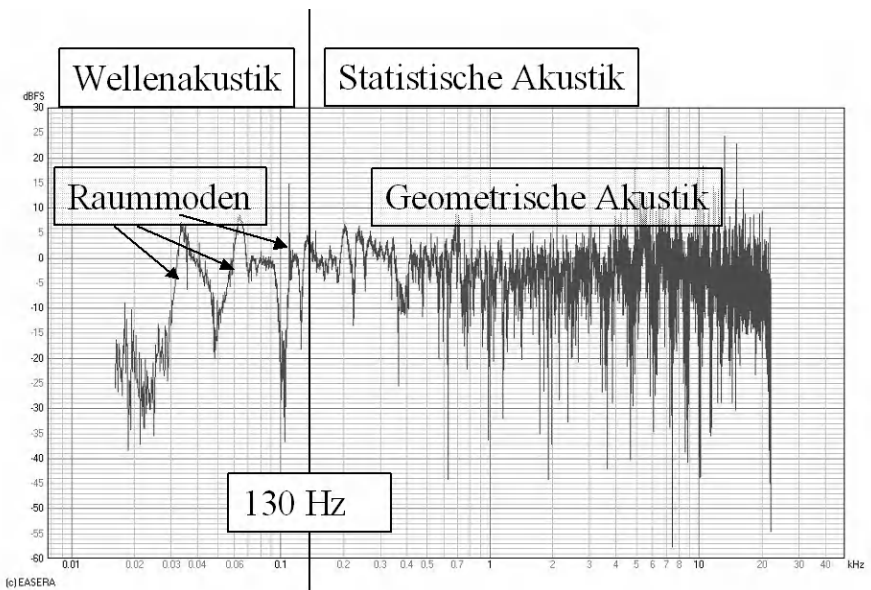


Abb. 3.18 Raummoden im tieffrequenten Bereich eines gemessenen Spektrums, hier dargestellt der logarithmierte Betrag als Funktion der Frequenz

In Kapitel 3.3.6 wurde die Wasserfalldarstellung bereits als typisches Werkzeug zur Analyse spektraler Veränderungen mit der Zeit eingeführt. Diese Darstellungsform, auch Spektrogramm genannt, eignet sich vor allem auch für die Modenanalyse und Untersuchung von Raumresonanzen bzw. Eigenfrequenzen. Neben den typischerweise zeitlich lokalisierten Reflexionen können auf diese Weise auch zeitlich periodische oder konstante Muster identifiziert werden. Diese deuten in der Regel auf das Vorhandensein von Raummoden hin.

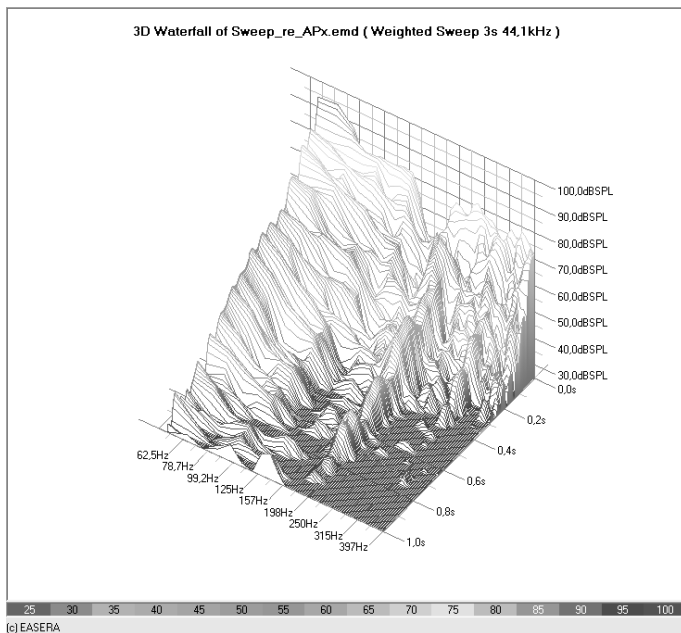


Abb. 3.19 Wasserfalldarstellung einer Raumimpulsantwort: Pegel über Zeit und Frequenz

Als Beispiel ist in Bild 3.19 eine so genannte Wasserfalldarstellung (3D-Darstellung: Pegel über Zeit und Frequenz) für eine Raumimpulsantwort von 1 s Länge in einem Studio dargestellt. Deutlich sichtbar sind hier Modenerscheinungen bei 200 Hz und 300 Hz. Unter 100 Hz erkennt man tieffrequente Störpegel.

3.4 Anwendung in der Beschallungstechnik

3.4.1 Elektrische Überprüfung

3.4.1.1 Subjektive Kontrolle

Vor Inbetriebnahme einer Beschallungsanlage ist zuerst immer eine elektrische Überprüfung der Zusammenschaltung und der Qualität der Signalübertragung erforderlich. Dabei kann man sich bei kleineren oder mobilen Anlagen auf eine subjektive Kontrolle beschränken oder diese ergänzend zu Messungen durchführen.

Nach Einschalten von Anlagen treten manchmal elektrisch bedingte Störungen mit folgenden, typischen Ursachen auf:

- Brummen
 - Vorhandensein von Erdschleifen, d. h. die Anlage weist mehrere Erdungspunkte auf, zwischen denen ein Potentialgefälle besteht, so dass ein ausgleichender Erdstrom fließt, der über einem zwischenliegenden Widerstand die Brummspannung verursacht,
 - offen liegender hochohmiger Eingang mit nachfolgender Verstärkung,
 - Verpolung der Netzspannung zwischen verschiedenen Teilen der Anlage;
- elektrische Schwingneigung
 - zu geringer Abstand zwischen Lautsprecher- und Mikrofonleitung und hohe dazwischen herrschende Verstärkung,
 - offener Eingang eines Kanals mit nachfolgender hoher Verstärkung;
- Aussetzer bei Spitzenpegeln
 - Übersteuerungen eines oder mehrerer Leistungsverstärker,
 - starke Übersteuerung eines Limiters,
 - übermäßig hochohmiger Abschluss eines Leistungsverstärkers;
- tiefenbetonte, dumpfe Wiedergabe oder periodisches Aussetzen der Wiedergabe („Blubbern“)
 - niederohmige Fehlanpassung des Leistungsverstärkerausgangs (z. B. Kurzschluss in der Leistungsleitung oder Überlastung infolge falscher Anpassungsübertrager);
- höhenbetonte („spitze“) Wiedergabe
 - Unterbrechung der Tonleitung auf der Eingangsseite der Leistungsverstärker (kapazitive Ankopplung des Signals),
 - einpolige Ankopplung des Leistungsverstärkers;
- Verminderte Tiefenwiedergabe zwischen zwei Lautsprechern bei Wiedergabe eines kohärenten Signals
 - Verpolung eines Lautsprecheranschlusses;
- Störung durch HF-Einstreuung bei Einwirkung einer Thyristor-Lichtstellanlage (maximale Wirkung bei halbheller Einstellung)
 - zu geringer Abstand zwischen den Starkstromleitungen der Beleuchtungsanlage und den am Eingang der Beschallungsanlage liegenden Tonleitungen (Mindestabstand von 500 mm ist einzuhalten),
 - fehlende Entstörung der Lichtstellanlage (Dimmer), kann durch induktive Abblockung vorgenommen werden.

3.4.1.2 Elektrisches Einmessen

Beim elektrischen Inbetriebsetzen und Einmessen einer größeren Beschallungsanlage bestehen eher höhere Qualitätsansprüche, da der vorrangige Livebetrieb bei Beschallungsanlagen dies erfordert.

Einige besonders für Beschallungsanlagen wichtige Messungen:

- Überprüfung sämtlicher ankommender und abgehender Leitungen in Hinblick auf
 - Durchgang und Leitungsdämpfung,
 - Polarität (A-B-Vertauschung),
 - Symmetrie erdfreier Leitungen (symmetrische Leitungen sind unsymmetrischen besonders bei langen Übertragungsstrecken immer vorzuziehen, da bei ihnen die induktiven und kapazitiven Störungen sich selbst aufheben können),
 - Übersprechen,
 - Störpegelabstand;
- Überprüfung der elektrischen Pegel an den Ein- und Ausgängen der Teilelemente der gesamten Anlage nach einem vorher festgelegten Pegeldiagramm. Dieses Pegeldiagramm berücksichtigt die zu erwartende obere Grenze der Störspannung und den maximalen Aussteuerungsbereich der Anlage. Nur bei Einhaltung dieser Werte kann die maximale Dynamik der Anlage ausgeschöpft werden;
- Kontrolle sämtlicher Schaltfunktionen in den Mischpulten, den Verteilungs- und Bearbeitungseinrichtungen (das gilt besonders für sämtliche Umschalter, Dämpfungssteller und Filter).

3.4.2 Akustisches Einmessen der Beschallungsanlage

3.4.2.1 Vorbemerkung

Bei jeder akustischen Einmessung einer Anlage sind im vorhinein die raumakustischen Gegebenheiten des Raumes mit zu erfassen, um zu entscheiden, ob die Qualität der Schallübertragung der Beschallungsanlage durch die nicht angepassten raumakustischen Parameter des Raumes negativ beeinflusst wird. (Bei verantwortungsvoller Planung der Beschallungsanlage ist das natürlich schon vorher geklärt worden, so dass Überraschungen ausgeschlossen sein sollten).

Somit beginnt also die akustische Einmessung (oder auch Qualitätsüberprüfung) einer bestehenden Anlage auch hier mit der Festlegung der Messorte, siehe Abschnitt 3.3.2.

Die akustische Einmessung einer Beschallungsanlage beginnt zunächst mit der Überprüfung der Voraussetzungen, die bei der Erarbeitung der Beschallungskonzeption angenommen wurden wie

- Nachhallzeit,
- Verständlichkeit ohne Beschallung an verschiedenen, für den Raum repräsentativen Plätzen,
- Schallpegelverteilung ohne elektroakustische Anlage,
- Störschallpegel im Saal.

Nachhallzeitmessungen sind für alle Raumvarianten durchzuführen, in denen die Beschallungsanlage eingesetzt wird. Dabei ist es zweckmäßig, auch den Frequenzgang der Nachhallzeit, wenn möglich für den besetzten und unbesetzten Raum, an mehreren Messorten zu ermitteln. Zu den interessierenden Raumvarianten können bei Theatern auch unterschiedliche Bedingungen des Bühnenhauses zählen, wie die offene und die geschlossene Bühne sowie extrem unterschiedliche Bühnendekorationen. Außerdem können dazu verschiedene Saal- und Podiumskonfigurationen gehören, wie sie heute besonders bei Mehrzwecksälen anzutreffen sind.

Verständlichkeit und Schallpegelverteilung ohne elektroakustische Anlage werden aus den raumakustischen Überprüfungsmessungen abgeleitet. Auch können u.U. raumakustische Daten den Messprotokollen des akustischen Beraters entnommen werden.

Zu den akustischen Überprüfungsmessungen gehört auch die Ermittlung des Störschallpegels und seines Frequenzganges im Rezeptionsbereich. Auch hier sind ggf. unterschiedliche Raumvarianten zu berücksichtigen.

Nach Kenntnis dieser raumakustischen Gegebenheiten erfolgt die Ermittlung der Wirkungsweise der Beschallungsanlage. Dazu erfolgen wieder computergestützte Messungen zur Erfassung von entsprechenden Impulsantworten, wobei hier wegen Mangels an binauralen Gütekriterien z.Z. noch meist mit einem ungerichteten Mikrofon als Schallaufnehmer gearbeitet wird.

3.4.2.2 Ermittlung der Schallpegelverteilung

Ausgehend von der gemessenen Impulsantwort eignet sich das Stärkemaß G nach Lehmann [3.27] in hervorragender Weise, die im Raum oder der Freifläche herrschende Schallpegelverteilung zu ermitteln. In Abwandlung zur Anwendung in der Raumakustik (Einsatz einer ungerichteten Schallquelle) wird der Schalldruck an den Messplätzen der Beschallungsanlage auf den Direktschallpegel an einem Referenzplatz (z. B. Front-of-House-Platz oder Regieplatz) bezogen. Es kann natürlich auch auf den am Referenzplatz herrschenden Gesamtpegel bezogen werden. Diese Freiheit ist erlaubt, da es bei der Einmessung einer Beschallungsanlage keine diesbezüglichen Vorschriften gibt.

Die an den einzelnen repräsentativen Messplätzen ermittelten Stärkemaße werden dann entweder in tabellarischer Form oder als Mapping-Bilder (ähnlich zu Simulationsergebnissen) zusammengestellt. Dazu gibt es entsprechende Softwarepakete, die die Daten graphisch eindrucksvoll darstellen lassen, vgl. Bild 3.20.

Oft wird auch noch als anregendes Messsignal ein breitbandiges rosa Rauschen verwendet. Dieses Signal ist weitgehend unempfindlich gegen Interferenzen, wie sie

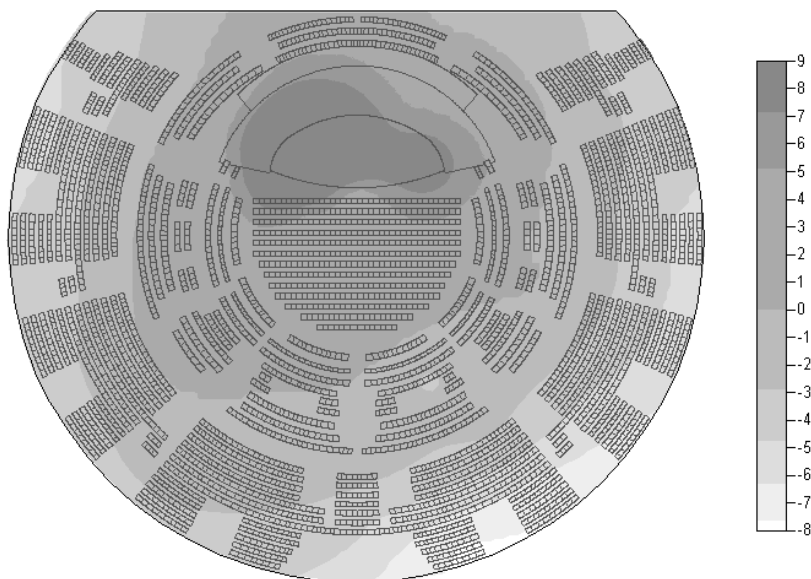


Abb. 3.20 Gemessene Stärkemaßverteilung in einer Stadthalle

in geschlossenen Räumen, oder vor großen reflektierenden Flächen auftreten, und es kann den gesamten Übertragungsbereich des oder der Schallstrahler repräsentativ abdecken.

Ist damit zu rechnen, dass die Messungen im unteren Frequenzbereich stark durch Störgeräusche (z. B. Lüfter- oder Verkehrsgeräusche) beeinflusst werden, so empfiehlt es sich, das Messsignal empfangsseitig mit der Frequenzbewertungskurve A zu filtern, um so ähnlich dem Ohr Störungen zu unterdrücken.

Die Messungen sollten sowohl einzeln für die wesentlichen Beschallungsteilgruppen als auch für alle in einem System zusammenwirkenden Lautsprechergruppen durchgeführt werden. Bei den Messungen der Teilgruppen brauchen nur die Bereiche erfasst zu werden, die im zugehörigen Versorgungsbereich liegen bzw. in denen Störungen durch diese Teilgruppen ausgelöst werden können. Bei mehrkanaligen Beschallungsanlagen sind beispielsweise benachbarte Bereiche mit zu berücksichtigen, um die gegenseitige Beeinflussung (wie mögliche Fehllokalisierung) mit zu erfassen.

Die Pegelschwankung zwischen dem höchsten und dem niedrigsten gemessenen Schallpegel der Anlage sollte an vergleichbaren Hörerplätzen möglichst kleiner als ± 3 dB, auf jeden Fall kleiner als ± 5 dB sein.

Zusätzlich interessiert natürlich noch die spektrale Verteilung des Schallpegels am jeweiligen Hörerplatz. Ist die Wiedergabe zu „spitz“, dann fehlen die tiefen Frequenzen oder im Gegenteil zu tiefenbetont, dominieren diese. Zur Objektivierung dieses Verhaltens sind Frequenzgangmessungen notwendig. Dazu wurde in

der Vergangenheit und auch noch oft heutzutage ein Echtzeitanalysator eingesetzt, der sofort die spektrale Verteilung des Messsignals am Messort zur Anzeige bringt. Mit Einführung der computergestützten Messwerterfassung wird das Spektrogramm oder auch die dreidimensionale Darstellung Pegel-Zeit-Frequenz (so genannte Wasserfalldarstellungen) direkt aus der Impulsantwort abgeleitet (Bilder 3.13 und 3.14 basieren auf der Impulsantwort gemäß Bild 3.12).

3.4.2.3 Maximaler Schalldruckpegel

In einigen Vorschriften und Empfehlungen für Arenen und Mehrzweckhallen oder Stadien wird oft von maximalen Pegeln um 100 bis 105 dB(A) gesprochen. Dabei ist oft nicht klar, ob es sich um Direktschall oder um den Gesamtschall handelt. Der Fußballverband FIFA schreibt gar keinen Pegel vor; es „muss nur so laut sein, dass der Geräuschpegel der Zuschauer übertönt werden kann“ [3.28]. Die Basketballorganisation FIBA verlangt dagegen „nur“ 95 dB(A). Oft wird der Pegel, der bei Rock- und Popkonzerten zu erzielen ist, als Maßstab genommen, dabei hatten die Autoren mit Pegelforderungen bis zu 120 dB(A) (!?) zu tun, die natürlich auch bei kurzer Einwirkungsdauer extrem gesundheitsgefährdend sind. Die in Überarbeitung befindliche Norm DIN 15905-5 [3.29] schreibt in Deutschland bei Einwirkungszeiten von mehr als zwei Stunden maximale mittlere Pegel von 99 dB(A) vor. Da Musikveranstaltungen in Hallen oder ähnlichen Räumlichkeiten, auch Stadien, oft länger dauern, sollte dieser Pegel eingehalten werden. Notrufdurchsagen kurzer Dauer können und müssen dagegen lauter sein, da sie die Geräuschkulisse der Zuschauer übertönen müssen. Hier sind mittlere Gesamtpegel bis zu 110 dB(A) denkbar, höhere Pegel werden mit Festinstallationen kaum erreicht und sind darüber hinaus in jedem Fall mit starken Gehörschäden, meist natürlich nur vorübergehend (starke zeitweilige Hörschwellenverschiebung), verbunden.

Als zu erzielender Gesamtpegel soll hier deshalb von 105 dB(A) ausgegangen werden. Zu messen ist dieser Pegel am einfachsten mit einer Anregung mit rosa Rauschen, wobei dann am tragbaren, geeichten Schallpegelmessers der Wert abgelesen werden kann. Auch sind dadurch an der Anlage Einstellungen zu ermitteln, die diesen maximalen Pegel erzeugen. Durch Plombierung der Pegelstellung kann dann eine Überschreitung dieses Grenzwertes zu Schaden verursachenden höheren Pegeln verhindert werden.

3.4.2.4 Messung des Wiedergabefrequenzganges

Aufgrund

- der unterschiedlichen Frequenzabhängigkeit des Direktschallpegels der Lautsprecher und des im diffusen Schallfeld dieser Lautsprecher gemessenen Pegels (Einfluss der Richtcharakteristik der Schallstrahler),
- der Unterschiede der äquivalenten Schallabsorptionsfläche des zu versorgenden Raumes,

- der unterschiedlichen Abstrahlbedingungen aufgrund der Anordnung der Schallstrahler und
- der Empfangsbedingungen am Hörerplatz infolge von Interferenzen des einfallenden Direktschalls mit reflektiertem oder von anderen Schallstrahlern abgestrahltem Schall

ergeben sich im Rezeptionsbereich z.T. starke Beeinflussungen des Wiedergabepegels.

Aus der am Hörerplatz gemessenen Impulsantwort kann dann leicht durch eine Fourier-Transformation auf die Darstellung des Frequenzganges übergegangen werden.

Durch entsprechendes Equalising kann anschließend der Wiedergabefrequenzgang geglättet werden. Zu beachten ist dabei aber folgendes:

1. Die Messungen des Wiedergabefrequenzganges sind an mehreren Messplätzen durchzuführen, dies deshalb, da elektrische Korrekturen im Frequenzgang der Beschallungsanlage sich global auswirken. Das Raster der Messplätze ist ähnlich dem zur Bestimmung der Schallpegelverteilung aufzubauen, es kann jedoch etwas weitmaschiger gewählt werden.
2. In kleineren Räumen mit hohem Diffusschallanteil kann an wenigen typischen Stellen gemessen werden, jedoch ist auch hier zu gewährleisten (z. B. durch Messungen in der unmittelbaren Umgebung der Messposition), dass keine Zufallsergebnisse ermittelt werden.
3. Um auch Verzerrungen im Übertragungskanal mit zu erfassen, wird das Testsignal in manchen Fällen schon am Eingang des Mischpultes eingespeist.
4. Durch Equalisieren sollte eine glatte Wiedergabekurve, die aber durchaus nicht in jedem Fall linear und an jedem Platz gleich sein muss, angestrebt werden. Ein linearer (also glatter) Frequenzgang ist nur für den bünnennahen Bereich wichtig. In großen Sälen entspricht in größerer Entfernung von den Originalquellen ein Höhenabfall den Hörgewohnheiten, so dass bei linearem Frequenzgang die Wiedergabe als zu „scharf“ oder „spitz“ empfunden würde.
5. Es muss darauf hingewiesen werden, dass bestimmte, durch Interferenzen mit Reflexionen von Raumbegrenzungsflächen verursachte Beeinflussungen des Frequenzganges nicht oder nur bedingt ausgeglichen werden können.

Toleranzbereiche von anzustrebenden Wiedergabekurven für unterschiedliche Anwendungsfälle gibt Mapp [3.30] an (Bild 3.21).

Man erkennt, dass für den Pegelabfall im oberen Frequenzbereich unterschiedliche Grenzfrequenzen vorgegeben werden, wobei lautstarke Rock- und Popmusik den glattesten Pegelverlauf wünscht. Ein Höhenabfall mit der Entfernung von der Schallquelle ist hier eher unerwünscht.

Auch werden Korrekturen im Frequenzgang zur Unterdrückung von Mitkopplungserscheinungen eingesetzt. Da Mitkopplung immer bei der Frequenz einsetzt, bei der die Übertragungskurve (am verstärkten Mikrofon) das stärkste Maximum aufweist, lässt sich die Mitkopplungsgrenze nach höheren Werten der Schleifenverstärkung verschieben, wenn diese Überhöhung mit Hilfe eines Filters nivelliert

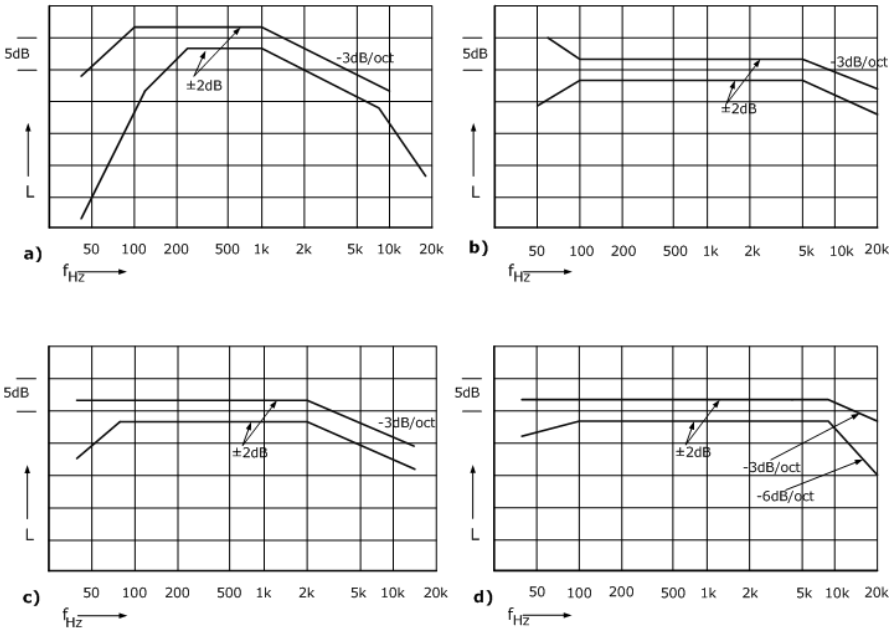


Abb. 3.21 Toleranzvorgaben für Wiedergabekurven für unterschiedliche Genres: a) Empfohlene Wiedergabekurve für Sprachverstärkungsanlagen; b) Empfohlene Wiedergabekurve für Studioabhöreinrichtungen (Monitore); c) Internationale Wiedergabekurve für Filmvorführanlagen; d) Empfohlene Wiedergabekurve für lautstarke Rock- und Popmusik.

wird. Mit geeigneten Schmalbandentzerrern (Notch-Filter) lassen sich so nacheinander mehrere Mitkopplungseinsätze beseitigen und damit die Mitkopplungsgrenze wesentlich verschieben.

Die beschriebenen Überprüfungen und Korrekturen der Wiedergabekurve oder des akustischen Frequenzganges gehören heute weitgehend zur Routine bei der Inbetriebsetzung von Beschallungsanlagen. Das kann z. B. bei Anlagen mit zahlreichen Bühnen-, Effekt- und Hauptlautsprechern dazu führen, dass vor jeder Veranstaltung ein derartiger „sound check“ an wenigen typischen Plätzen vorgenommen wird, um die Wirkung der getroffenen Lautsprecher- und Filtereinstellungen zu kontrollieren. Moderne Messmethoden verwenden die während der Proben auftretenden Sprach- oder Musiksingale, um daraus ohne Störung des Probenablaufs Wiedergabefrequenzgangkorrekturen abzuleiten ([3.12, 3.13, 3.14]).

3.4.2.5 Ermittlung der Sprachverständlichkeit STI

Die Bestimmung der STI-Werte einer Beschallungsanlage beruht auf der Messung der Verringerung der Signalmodulation zwischen dem Ort der Schallquelle, z. B. auf der Bühne und dem Empfangsmessplatz bei Oktavmittelfrequenzen von 125 Hz bis

8000 Hz. Dazu wurde von Steeneken und Houtgast vorgeschlagen, den auszumessenden Raum mit einem speziellen modulierten Rauschen anzuregen und dann die sich veringende Modulationstiefe zu messen [3.31]. Schröder konnte nachweisen, dass die STI-Werte auch aus der gemessenen Impulsantwort ableitbar sind [3.32], was mit modernen computergestützten Messverfahren wie z. B. EASERA zumeist gemacht wird.

Steeneken und Houtgast gingen davon aus, dass nicht nur Nachhall und Störgeräusche, sondern allgemein alle fremden Signale bzw. Signalveränderungen, die auf dem Wege zwischen Quelle und Hörer auftreten, die Sprachverständlichkeit herabsetzen. Um diesen Einfluss zu ermitteln, nutzen sie die Modulationsübertragungsfunktion MTF (Modulation Transfer Function) für akustische Zwecke. Das vorhandene Nutzsignal S (Signal) wird zum herrschenden Störsignal N (Noise) ins Verhältnis gesetzt. Der dabei ermittelte Modulationsreduktionsfaktor $m(F)$ ist eine Größe, die die Beeinflussung der Sprachverständlichkeit charakterisiert:

$$m(F) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi F \cdot T/13,8)^2}} \cdot \frac{1}{1 + 10^{-\left(\frac{S/N}{10 \text{ dB}}\right)}} \quad (3.15)$$

mit F Modulationsfrequenz in Hz, T Nachhallzeit in s, S/N Signal-Stör-Verhältnis in dB.

Näheres in der Anlage A zu diesem Kapitel.

Um das relativ aufwendige Verfahren praktikabler zu machen, so dass es schon um 1990 im „Echtzeitbetrieb“ verwendet werden konnte, wurde das RASTI-Verfahren (Rapid Speech Transmission Index) entwickelt [3.34], siehe Anlage A.

Ein jüngst entwickeltes Verfahren zur Beurteilung von Beschallungsanlagen setzt dagegen wieder die Anregung mit moduliertem Rauschen voraus, so dass der STIPa-Wert nicht aus einer Impulsantwort direkt abgeleitet werden kann. Das Frequenzspektrum dieses Anregungsrauschens ist im Bild 3.22 dargestellt.

Man erkennt 1/2 Oktavband-Rauschen, das über die auszumessende Lautsprecheranlage in den zu beurteilenden Raum abgestrahlt wird. Mittels eines einfachen transportablen Empfängerteils ist dann an beliebigen Empfangsplätzen im Raum der STIPa-Wert ablesbar [3.9, 3.10]. Die Methode eignet sich besonders für den Einsatz bei Nichtfachleuten, da kein spezielles technisches Wissen vorausgesetzt wird. Das Verfahren wird zunehmend zur Prüfung von Anlagen zur Notrufabstrahlung (EN 60849, [3.35]) sinnvoll eingesetzt.

Subjektive Beurteilung der STI-Werte

Nach subjektiven Untersuchungsergebnissen werden nach folgender Tabelle 3.1 die STI- und natürlich auch die STIPa-Werte den subjektiven Werten für die Silbenverständlichkeit zugeordnet ([3.36] und [3.9]).

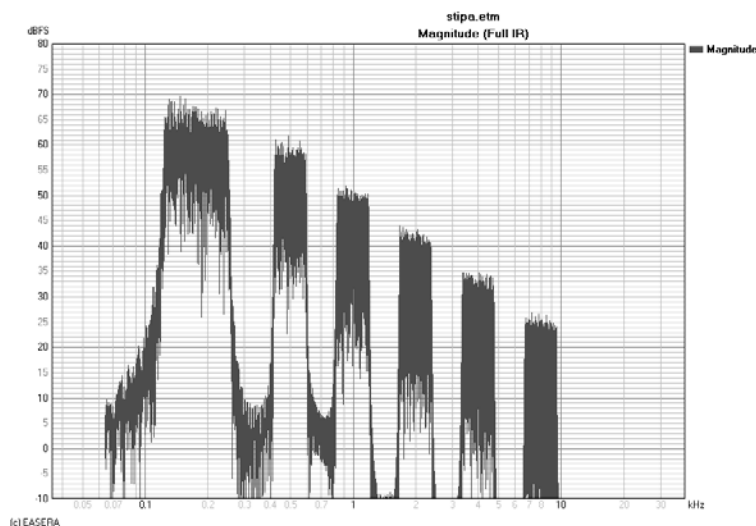


Abb. 3.22 STIPa Signal in Frequenzdarstellung, logarithmierter Betrag mit willkürlicher Normierung

Tabelle 3.1 Subjektive Beurteilung der STI-Werte

Silbenverständlichkeitsurteil	STI-Wert
schlecht	0 ... 0,3
schwach	0,3 ... 0,45
angemessen	0,45 ... 0,6
gut	0,6 ... 0,75
ausgezeichnet	0,75 ... 1,0

3.4.2.6 Rauigkeiten und Fehlortung

Bei räumlich verteilten Lautsprechern, ob mit oder ohne Verzögerung, besteht die Gefahr, dass die Wellenfronten eines abgestrahlten Signals beim Hörer zu unterschiedlichen Zeiten eintreffen. Überschreitet die Zeitdifferenz zwischen zwei Wellenfronten 30 ms, so kann die Deutlichkeit der Übertragung herabgesetzt sein, bei Zeitdifferenzen von mehr als 50 ms kann es sogar zu Echostörungen kommen.

Solche Echos oder Rauigkeiten können bei der fertiggestellten Anlage auftreten, wenn

- der Anbringungsort der Schallstrahler (z. B. aus bautechnischen Gründen) geändert werden musste,
- starke Reflexionen auftreten,
- sich die Schallpegelverhältnisse zwischen den einzelnen Schallstrahlern oder Schallstrahlergruppen ändern,
- Fehler bei der Einstellung der Zeiten einer Verzögerungseinrichtung aufgetreten sind.

Um die richtige Zeitstaffelung der am Hörerplatz eintreffenden Lautsprechersignale zu überprüfen, können z. B. die Impulsantworten analysiert werden. Es werden nacheinander ein Lautsprecher in Bühnennähe und anschließend die jeweils folgende Lautsprechergruppe zugeschaltet. So kann der Einfluss der einzelnen in der Tiefe gestaffelten Gruppen getrennt voneinander erkannt werden. Bild 3.23 zeigt ein Impulsbild, aus dem eine Fehlortung des Direktsignals hervorgeht.

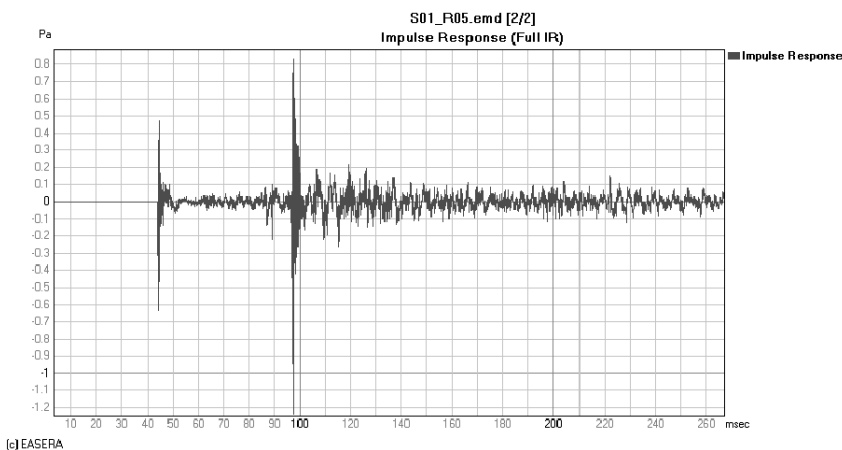


Abb. 3.23 Beispielhafter Ausschnitt aus einer gemessenen Impulsantwort mit starkem Lautsprecherpegel (ab 90 ms) bei schwachem Originalschall auf Bühne (bei ca. 44 ms)

Das Messverfahren ist hinreichend genau zum Feststellen oder Ausschließen von Laufzeitstörungen (Echos, Kammfiltereffekte im allgemeinen, zu geringe Deutlichkeit), es genügt aber nicht zur Ermittlung der zu Fehllokalisationen führenden Schallquellen, die als elektroakustische Simulationsquelle eines schwachen Originalschalls wirken sollen. In diesem Fall muss zusätzlich zum Energie-Zeit-Verhalten noch dessen Frequenzverhalten ermittelt werden.

Die Gefahr von Fehllokalisationen besteht grundsätzlich nicht, wenn innerhalb von 30 ms nach dem auslösenden Impuls dessen Pegel um nicht mehr als 10 dB überschritten wird bzw. im Bereich von 30 bis 60 ms um nicht mehr als 6 dB (Gesetz der ersten Wellenfront [3.37]).

3.4.2.7 Subjektive Beurteilung

Neben objektiven Messverfahren können bei der Inbetriebsetzung einer Beschallungsanlage auch subjektive Verfahren zur Gesamtbeurteilung der Anlage notwendig sein, z. B. wenn keine geeigneten objektiven Verfahren zur Verfügung stehen oder noch nicht als genügend abgesichert angesehen werden können oder wenn auch sehr subjektive, komplexe Qualitäten, wie die Art der Bedienung der Anlage oder der Einsatz bestimmter Effektgeräte, mit einbezogen werden sollen.

Bekannt ist die *Bestimmung der Silbenverständlichkeit* mit Hilfe von nicht sinnhaften „Wörtern“ [3.38]. Nur bei korrekter Wahrnehmung kann das jeweilige Logatom erkannt werden, Erraten ist unmöglich. Das Verhältnis von verstandenen zu vorgelesenen Logatomen ist ein Maß für die subjektive Silbenverständlichkeit.

Weit komplexer ist die *subjektive Gesamtbeurteilung* einer Anlage durch einen Hörtrupp. Derartige Beurteilungen sind besonders wichtig, wenn die Anlage auch zur Beeinflussung raumakustischer Parameter genutzt wird.

Der Hörtrupp besteht i. A. aus 5 bis 20 Personen, die möglichst gleichzeitig mehrere Platzgruppen im Auditorium testen. Dabei sollten unterschiedliche, typische Programmbeispiele benutzt werden, und nach jedem Test sollten die beurteilenden Personen die Platzgruppe wechseln. Die subjektiven Testergebnisse werden in vorbereitete Fragebögen eingetragen, die dann statistisch auszuwerten sind.

3.4.3 Weitere Messungen

3.4.3.1 Alignment-Messungen

Unter Alignment-Messungen versteht man akustische Messungen zur Erzielung kohärenter Wellenfronten. Bei Aufbauten von Lautsprecherarrays muss es Ziel sein, dass die Wellenfronten aller Einzelsysteme möglichst zur gleichen Zeit im Bereich der Hörerflächen ankommen. Bei räumlicher Ausdehnung der Cluster ist das ohne weiteres nicht der Fall. Somit werden zumeist Mikrodelay's nötig, um die unterschiedlichen Laufzeiten der einzelnen Systeme auszugleichen. Bei der Einmessung wird die Laufzeitverzögerung des am spätesten eintreffenden System als Referenz angenommen und dann alle anderen Systeme im Cluster durch Vergleichsmessungen der Impulsantwort so weit elektronisch verzögert, dass Kohärenz der einzelnen Wellenfronten eintritt.

Automatisch werden dadurch als Verzerrung wahrnehmbare Kammfiltererscheinungen beseitigt, die Arrayanordnung ist somit abgestimmt, d. h. „aligned“.

Es gibt eine Vielzahl von Möglichkeiten, diese Alignment-Einstellungen messtechnisch zu ermitteln. Am einfachsten ist es, wenn die Messeinrichtung die Impulsantwort des Referenzsystems unverändert und gespeichert anzeigt, während die anderen Systeme grafisch überlagert (als Overlay) im Anzeigedisplays erscheinen. Durch Einfügen des elektronischen Delays in die Overlay-Messung des jeweiligen Beschallungsweges kann dann der Direktschall dieses Weges oder Kanals mit dem des Referenzkanals in Deckung gebracht werden. Danach wird auf das nächste System im Overlaymode geschaltet und die Prozedur beginnt von neuem.

Natürlich gilt hier, wie auch beim Equalisieren, dass bei ausgedehnten Hörerzonen stets ein Kompromiss für alle Plätze zu finden ist, da ein exakter Zeitabgleich aller beteiligten Einzelsysteme immer nur für einen spezifischen Empfangspunkt vorgenommen werden kann. Häufig sind daher mehrere Iterationen im Einstellungsprozess nötig, um ein gutes Ergebnis zu erzielen.

3.4.3.2 Rückkopplungstest

Eine negative Erscheinung bei Betrieb von Beschallungsanlagen ist das Einsetzen von „Heulen und Pfeifen“ der Anlage, nämlich dann, wenn die Mitkopplungsschwelle erreicht ist. Der Lautsprecher wirkt dann so stark auf das angeschlossene Mikrofon zurück, dass die Mitkopplung einsetzt. Bei Betrieb und besonders beim Einstellen der Lautstärke von Beschallungsanlagen ist oft zu beobachten, dass die Musiker die Verstärkung bis zum Einsatz der Mitkopplung erhöhen, um dann unter dieser Schwelle die Anlage zu betreiben. Diese Art einen Mitkopplungstest durchzuführen ist natürlich störend.

Besser ist es dagegen, einen Echtzeitanalysator (RTA) parallel zur Rückkopplungsschleife zu schalten, um dann das Aufschaukeln einzelner Frequenzen zu beobachten. Dann kann man durch schmalbandiges Filtern diese Spitzen bedämpfen und somit mehr Rückkopplungssicherheit schaffen. Heute werden anstelle der RTA's softwaregestützte Anzeigemethoden verwendet, die ähnlich den Bildern 3.14 oder 3.19 sofort das Einsetzen der Mitkopplung in Echtzeit sichtbar machen. Auch sind dann sofort Schmalbandfilter aktivierbar, die das Einsetzen der Rückkopplung durch die bereits erwähnte schmalbandige Pegeldämpfung verhindern.

3.4.3.3 Polungstest

Bei entgegengesetzter Polung zweier benachbart angeordneter Lautsprecher, die mit dem gleichen Signal betrieben werden, treten Auslöschungen in einem schmalen Bereich vor den Strahlern auf (im Bereich der gleichen Weglänge). Neben so genannten Polungs-Checkern, die nach impulsartiger Anregung der Lautsprecher die richtige Polung mittels optischer Signale anzeigen, kann die richtige Polung auch durch Ermittlung der Schalldruckamplitude festgestellt werden. Im Bereich der gleichen Weglänge der beiden Strahler muss sich der Schalldruck bei korrekter Phaselage um 6 dB erhöhen und es darf keine Auslöschung (in der Praxis eine Pegelreduzierung) auftreten.

3.5 Messtechnik

Auf Beschreibungen von messtechnischen Lösungen, die sowohl auf dem Einsatz von spezieller Hardware beruhen oder die bis auf den AD/DA-Wandler reine Softwarelösungen darstellen, soll im Rahmen dieses Buches verzichtet werden. Hier ist ständig mit neuen Lösungen und Updates zu rechnen, so dass an dieser Stelle nur auf die Literatur und das Internet verwiesen werden soll.

3.5.1 Hardwarelösungen

TEF-Gerät aus USA

- TEF20 Hardware oder Softwarelösung mit TEF25
 - Gleitsinusverfahren (TDS) von Goldline/USA
 - Schließt auch MLS-Messungen ein
 - Umfangreiches Postprozessing
 - In den USA stark verbreitet
- <http://www.gold-line.com/>

MLSSA-System aus USA (Version 10.x)

- Volles PC-Board in veraltetem ISA-Slot
 - MLS-Anregung
 - MS-DOS basierende Einkanalmessung
 - Umfangreiches Postprozessing
 - Weltweit sehr eingeführt
- <http://www.mlssa.com/>

CLIO-System aus Italien

- PC Computer mit AD/DA Wandler (Version 7)
 - MLS und Chirp-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zweikanalmessung
 - Weites Postprozessing, v. a. für die Lautsprechermessung
 - Weltweit gut eingeführt
- <http://www.mclink.it/com/audiomatica/>

SysID-System

- Seit Version 7 mit PC II PCMCIA card
 - Sweep und MLS-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zweikanalmessung
 - Umfangreiches Postprozessing
 - Weltweit wenig eingeführt
- <http://www.sysid-labs.com/>

LMS-System aus USA

- Version 4.0 mit ISA-Karte
 - Gleitsinus-Anregung
 - MS Windows-basiertes Messsystem für die Lautsprechermessung

- Umfangreiches Postprozessing
- Weltweit bekannt vor allem in der Lautsprecherentwicklung und -testung
- www.linearx.com

Monkey Forest-System

- Version mit externem FrontEnd
 - Sweep-, Noise und MLS-Anregung
 - MS-DOS basierende Zweikanalmessung
 - Sehr umfangreiches Postprozessing
 - Weltweit wenig eingeführt
- <http://www.anselmgoertz.de/>

Ivie IE-33

- Basiert auf HP/Compaq iPAQ Pocket PC Plattform
 - Fremdanregung oder mit STIPa-Signal
 - Einkanalmessung, auch für STIPa-Messung
 - Sehr umfangreiches Postprozessing
 - Weltweit wenig eingeführt
- <http://www.ivie.com/>

3.5.2 Softwarelösungen

EASERA, Version 1.1

- PC Software mit AD/DA Wandler
 - MLS, Noise, TDS und Sweep-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zwei- und Mehrkanalmessung
 - Sehr umfangreiches Postprozessing für Raum- und Elektroakustik
 - Weltweit eingeführt
- <http://www.easera.com/>

EASERA SysTune

- PC Software mit AD/DA Wandler
 - Sweep, Noise oder Fremdsignale
 - Auf MS Windows basierende Zwei- und Mehrkanalmessung
 - Umfangreiche Echtzeitauswertung, u. a. Impulsantwort und Transferfunktion
 - Weltweit erst seit Kurzem eingeführt (Dez. 2007)
- <http://www.easerasystune.com>

WinMLS, Version 2004

- PC Software mit AD/DA Wandler
 - MLS, Noise, Sweep-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zwei- und Mehrkanalmessung
 - Umfangreiche Auswertung für Raum- und Elektroakustik
 - Weltweit gut eingeführt
- <http://www.winmls.com/>

Dirac

- PC Software Type 7841 mit AD/DA Wandler
 - MLS, Sweep und externe Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zweikanalmessung
 - Begrenzte Auswertung für Raum- und Elektroakustik
 - Weltweit eingeführt
- <http://www.bksv.com/>

Smaart

- Smaart-Live Version 6, PC Software mit AD/DA Wandler
 - Noise und Sweep-Anregung
 - Auf MS Windows / Mac OS basierende Zweikanalmessung
 - Ausgerichtet auf die Einmessung von Beschallungssystemen
 - Weltweit weit verbreitet
- Smaart-Acoustic Tools Version 4, PC Software mit AD/DA Wandler
 - MLS, Noise, Sweep-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zweikanalmessung
 - Auswertungsmöglichkeiten für Raum- und Elektroakustik
 - Limitiertes Postprozessing
 - Weltweit eingeführt
- <http://www.siasoft.com/>

Praxis

- PC Software mit AD/DA Wandler
 - Multiton-, MLS und Chirp-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zweikanalmessung
 - Weites Postprozessing
 - Weltweit eingeführt
- <http://www.libinst.com/>

ETF

- PC Software mit AD/DA Wandler
 - MLS und Sweep-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Zweikanalmessung
 - Postprozessing für Studio- und HIFI-Anwendungen
 - Weltweit wenig eingeführt
- <http://www.etfacoustic.com/>

RoomTools

- PC Software mit AD/DA Wandler
 - Sweep-Anregung
 - Auf MS Windows basierende Einkanalmessung
 - Umfangreiches Postprozessing
 - Weltweit begrenzt eingeführt
- <http://www.room-tools.com/>

3.6 Schlussbemerkungen

Das vorliegende Kapitel einschließlich Anhang versucht, den Stand der akustischen Messtechnik darzustellen, wie er gegenwärtig in der Raumakustik und Beschallungstechnik üblich ist. Während die mathematisch-physikalischen Grundlagen, die zur Ermittlung der Impulsantworten etc. führen, wie Fourieranalyse, Faltung und Fensterung sich kaum ändern werden, unterliegt jedoch die Hard- und Software, die diese Prozesse ermöglicht, einer ständigen Änderung, sprich Verbesserung. Somit kann diesem Abschnitt nur eine zeitweilige Lebensdauer eingeräumt werden, aus diesem Grunde wurde auch die derzeit übliche Messtechnik selbst nur sehr kurz erwähnt. Die Grundlagen aber werden Bestand haben und es ist zu hoffen, dass nach Studieren dieses Abschnitts das Wissen um das Wie des computergestützten Erhalts von Messergebnissen erweitert wurde. Auch soll der Anhang als Nachschlagewerk verstanden werden, bei der Suche nach detaillierter Anwendung der geschilderten Maße wird auf die im Anhang angegebene Literatur verwiesen.

Literaturverzeichnis

- [3.1] OPPENHEIM A. V.; SCHAFER, R. W.: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. R. Oldenbourg Verlag, München, 1992
- [3.2] BUTTKUS, B.: *Spectral Analysis and Filter Theory in Applied Geophysics*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2000

- [3.3] FARINA, A.: *Simultaneous Measurement of Impulse Response and Distortion with a Swept-Sine Technique*. Presented at the AES 108th Convention – Paris, (2000 February 19 – 22)
- [3.4] MÜLLER, S.; MASSARANI, P.: *Transfer-Function Measurement with Sweeps*. J. Audio Eng. Soc., vol. 49, no 6, pp. 443 – 471, (2001 June.)
- [3.5] VANDERKOOY, J.: *Aspects of MLS measuring systems*. JAES, vol. 42, April 1994, p. 219
- [3.6] VORLÄNDER, M.; BIETZ, H.: *Der Einfluss von Zeitvarianzen bei Maximalfolgenmessungen*. DAGA, 1995, p. 675
- [3.7] RIFE, D. D.; VANDERKOOY, J.: *Transfer Function Measurement with Maximum-Length Sequences*. J.AES, vol. 37, no. 6, June 1989, pp. 419 – 444
- [3.8] MOMMERTZ, E.; MÜLLER, S.: *Measuring Impulse Responses with Preemphasized Pseudo Random Noise derived from Maximum Length Sequences*. Applied Acoustics, 1995, vol. 44, p. 195
- [3.9] EN 60268–16:2003: *Elektroakustische Geräte – Teil 16: Objektive Bewertung der Sprachverständlichkeit durch den Sprachübertragungsindex*. 2003
- [3.10] JACOB, K.; STEENEKEN, H.; VERHAVE, J.; MCMANUS, S.: *Development of an Accurate, Hand-held Simple-To-Use, Meter for the Prediction of Speech Intelligibility*. Proc. IOA Vol 23 Pt 8.
- [3.11] AES / HEYSER, R. C.: *Time Delay Spectrometry - An Anthology of the Works of Richard C. Heyser*. AES, New York 1988
- [3.12] *SIM Audio Analyzer*. Meyer Sound www.meyersound.com, Berkeley, Kalifornien, USA; <http://www.meyersound.com/products/#sim>
- [3.13] *Smaart Software*. Eastern Acoustic Works www.eaw.com, Whitinsville, Massachusetts, USA, <http://www.eaw.com/products/software/index.html>
- [3.14] *EASERA SysTune*. SDA Software Design Ahnert GmbH, Berlin, Deutschland, www.sda.de
- [3.15] STANDARD ISO 3382: *Messung der Nachhallzeit von Räumen mit Hinweisen auf andere akustische Parameter* (2000-03)
- [3.16] LUNDEBY, A.; VORLÄNDER, M.; VIGRAN, T. E.; BIETZ, H. *Uncertainties of Measurements in Room Acoustics*, ACUSTICA, 81 (1995), S. 344 – 355
- [3.17] OLSON, B.; AHNERT, W.; FEISTEL, S.: *Experience with in situ measurements using Electronic and Acoustic System Evaluation and Response Analysis (EASERA)*. 153rd Meeting ASA, Salt Lake City, Utah, 4–8 June 2007
- [3.18] DIN 52212: *Bestimmung des Schallabsorptionsgrades im Hallraum* (1961-01) DIN 52215: *Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz im Rohr* (1963-12)
- [3.19] DIN EN 61260:1995 + A1:2001: *Bandfilter für Oktave und Bruchteile von Oktaven*
- [3.20] IEC 61672-1: *Anforderungen an Schallpegelmesser*. A, B Weighting, S, F Zeitkonstanten
- [3.21] DIN ISO 13472-1:2002: *Akustik – Messung der Schallabsorptionseigenschaften von Strahlenoberflächen vor Ort – Teil 1: Freifeldverfahren*
- [3.22] ISO 17497-1:2004: *Acoustics – Sound-scattering properties of surfaces – Part 1: Measurement of the random-incidence scattering coefficient in a reverberation room*
- [3.23] MOMMERTZ, E.: *Determination of scattering coefficients from the reflection directivity of architectural surfaces*. Applied Acoustics 60 (2000) 201 – 203
- [3.24] VORLÄNDER, M.; MOMMERTZ, E.: *Definition and measurement of random-incidence scattering coefficients*. Applied Acoustics 60 (2000) 187 – 199
- [3.25] *AURA software module as part of the EASE Software*. ADA Acoustic Design Ahnert <http://www.ada-acousticdesign.de>, Berlin, Germany
ODEON software. <http://www.dat.dtu.dk/odeon>,
CATT-Acoustic software. <http://www.catt.se/>
- [3.26] COX, T. J.; D'ANTONIO, P.: *Acoustic Absorbers and diffusers, Theory and Application*
- [3.27] LEHMANN, P.: *Über die Ermittlung raumakustischer Kriterien und deren Zusammenhang mit subjektiven Beurteilungen der Hörsamkeit*. Dissertation, TU Berlin 1976
- [3.28] *Technische Empfehlungen und Anforderungen für den Neubau oder die Modernisierung von Fussballstadien*. Herausgegeben von der Fédération Internationale de Football Association (FIFA), Fassung 01/2001, zu finden unter: <http://www.fifa.com/documents/static/regulations/deutsch.PDF>
Dort heißt es: in Abschnitt 7.2 Lautsprecheranlage

Veranstalter und Sicherheitsverantwortliche müssen unbedingt in der Lage sein, innerhalb und außerhalb des Stadions mit den Zuschauern zu kommunizieren. Dazu benötigen sie eine ausreichend leistungsstarke und zuverlässig funktionierende Lautsprecheranlage.

(...) (c) die Anlage muss über eine automatische Lautstärkeregelung verfügen, um zu gewährleisten, dass auch bei einem plötzlichen Anstieg des Lärmpegels auf den Rängen die Durchsagen von den Zuschauern noch gehört werden können. Wenn zu Beispiel während einer sicherheitsrelevanten Durchsage ein Tor fällt, müsste die Anlage sofort und automatisch die Lautstärke genügend erhöhen, um nicht vom Jubel der Fans übertönt zu werden.

- [3.29] DIN 15905-5 (NORM 1989-10, NORMENTWURF 2006-01): *Maßnahmen zum Vermeiden einer Gehörgefährdung des Publikums durch hohe Schallemissionen elektroakustischer Beschallungstechnik*, weist einen Beurteilungspegel von $L_r = 99 \text{ dB(A)}$ aus, bezogen auf eine Beurteilungszeit T_r vom 2h aus (nach Normentwurf $L_{eq} = 99 \text{ dB(A)}$, der für jede volle halbe Stunde (20:00-20:30, 20:30-21:00, usw.) nicht überschritten werden darf, dabei Spitzen-schalldruckpegel von $L_{peak} = 135 \text{ dB(C)}$). Der Normentwurf fordert weitere Maßnahmen, z. B. Information des Publikums oder Bereitstellen von Gehörschutz durch den Veranstalter, bei der Überschreitung des Beurteilungspegels über 85 dB(A) bzw. 95 dB(A) .
- [3.30] MAPP, P.: Erstmals veröffentlicht in *Audio System Design & Engineering*, Klark Teknik, 1985
- [3.31] HOUTGAST, T.; STEENEKEN, H.J.M.: *The modulation Transfer Function in Room Acoustics as a Predictor of Speech Intelligibility*. *Acustica* Band 28, Seiten 66 – 73, 1973
- [3.32] SCHRÖDER, M.R.: *Modulation Transfer Functions: Definition and Measurement*. *Acustica*, Vol. 49 (1981), S. 179 – 182.
- [3.33] HOUTGAST, T.; STEENEKEN, H.J.M.: *A review of the MTF concept in room acoustics and its use for estimating speech intelligibility in auditoria*. *J. Acoust. Soc. Amer.* 77 (1985), pp. 1060 – 1077
- [3.34] RASTI-Sprachübertragungsmesser Typ 3361. Datenblatt Fa. Brüel & Kjær
- [3.35] EN 60849: *Elektroakustische Notfallwarnsysteme (1998)*, Deutsche Fassung, 05/1999
- [3.36] EN ISO 9921: *Ergonomie - Beurteilung der Sprachkommunikation*. Deutsche Fassung (02/2004)
- [3.37] HAAS, H.: *Über den Einfluss eines Einfachechos auf die Hörsamkeit von Sprache*. *Acustica*, Band 1, Seiten 49 – 58, 1951
- [3.38] AHNERT, W.; STEFFEN, F.: *Sound Reinforcement Engineering, Fundamentals and Practice*. E&FN SPON, London, 2000

A Anlage zu Kapitel 3: Raumakustische Kriterien

A.1 Nachhallzeit T

Die Nachhallzeit T ist die Zeit, die nach Abschalten einer Schallquelle in einem Raum vergeht, bis die mittlere, eingeschwungene Schallenergiedichte $w(t)$ auf $1/1.000.000$ des Anfangswertes w_0 oder der Schalldruck auf $1/1.000$, d. h. um 60 dB abgeklungen ist. Der Hörer kann aber den Abklingvorgang nur bis zu Wahrnehmung des Störpegels im Raum verfolgen. Diese subjektiv beurteilte Größe Nachhalldauer hängt somit sowohl vom Anregungs- als auch vom Störpegel ab.

Bei Messungen ist die geforderte Auswertedynamik von 60 dB schwer zu erreichen, deshalb wird normalerweise durch Messung des Schallpegelabfalls in einem

Bereich von -5 dB bis -35 dB die Nachhallzeit bestimmt und dann als $T_{30\text{ dB}}$ (auch T_{30}) bezeichnet. Die Anfangsnachhallzeit EDT (Early-Decay-Time nach [A.1], Abfall zwischen 0 dB bis -10 dB) stimmt, insbesondere bei kleinen Lautstärken, mit der subjektiven Beurteilung der Nachhalldauer meistens besser überein.

Der anzustrebende günstige Wert der Nachhallzeit T hängt von der Darbietungsart (Sprache oder Musik) und der Raumgröße ab. Für Auditorien und Konzertsäle sind die Sollwerte der mittleren Nachhallzeit zwischen 500 Hz und 1000 Hz Oktavbandmittenfrequenz im 80% bis 100% besetzten Raumzustand in Bild 3.24 eingetragen, die zulässigen Frequenztoleranzbereiche dem Bild 3.25 zu entnehmen.

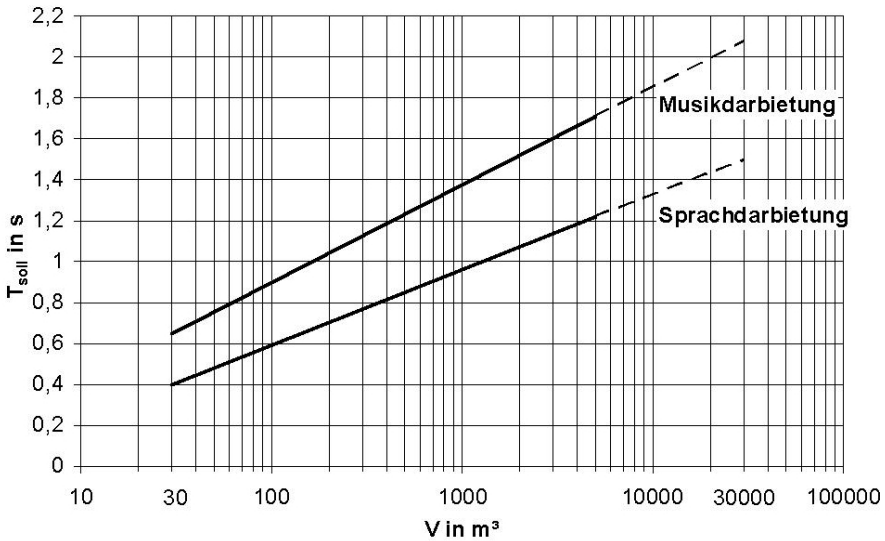


Abb. 3.24 Sollwerte der mittleren Nachhallzeit zwischen 500 Hz und 1000 Hz Oktavbandmittenfrequenz im 80% bis 100% besetzten Raumzustand für Auditorien und Konzertsäle

Die nach Eyring [A.2] empirisch abgeleitete Nachhallzeit eines Raumes hängt im Wesentlichen von der Raumgröße, von den schallabsorbierenden Eigenschaften der Begrenzungsflächen (frequenzabhängig!) und nicht flächenbildenden Einrichtungsgegenständen (auch oft frequenzabhängig) ab:

$$T = 0,163 \frac{V}{-\ln(1 - \bar{\alpha})S_{\text{ges}} + 4mV} \quad (3.16)$$

T	Nachhallzeit in s
V	Raumvolumen in m³
$\bar{\alpha} = \frac{A_{\text{ges}}}{S_{\text{ges}}}$	räumlich gemittelter Absorptionsgrad
A_{ges}	gesamte Absorptionsfläche in m²
S_{ges}	gesamte Raumoberfläche in m²
m	Energiedämpfungskonstante der Luft in m⁻¹

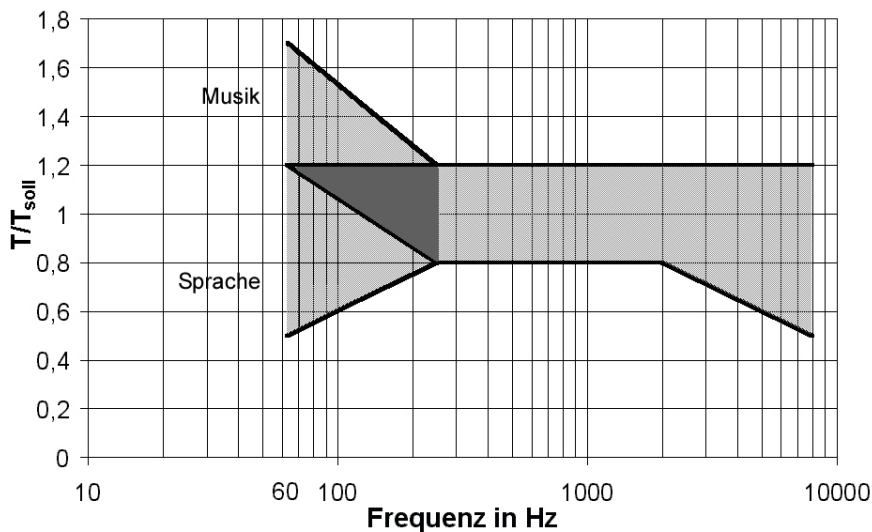


Abb. 3.25 Zulässige Frequenztoleranzbereiche

Die gesamte Schallabsorptionsfläche des Raumes A_{ges} setzt sich zusammen aus den flächenhaften Absorptionsflächen mit den jeweiligen Teilflächen S_n und dem dazugehörigen frequenzabhängigen Schallabsorptionsgrad α_n und den nicht flächenbildenden Absorptionsflächen von z.B. Publikum und Einrichtungsgegenständen A_k .

Für einen mittleren Schallabsorptionsgrad bis $\bar{\alpha} = 0,25$ lässt sich die Gl. (3.16) durch Reihenentwicklung vereinfachen auf den Zusammenhang nach Sabine [A.3]:

$$T = 0,163 \frac{V}{A_{\text{ges}} + 4mV} \quad (3.17)$$

T Nachhallzeit in s

V Raumvolumen in m^3

A_{ges} gesamte Absorptionsfläche in m^2

m Energiedämpfungskonstante der Luft in m^{-1}

Der Zusammenhang zwischen der Nachhallzeit T , dem Raumvolumen V , der äquivalenten Schallabsorptionsfläche A_{ges} (einschließlich der unvermeidbaren Luftdämpfung m) ist in Bild 3.26 grafisch dargestellt.

Der o. g. frequenzabhängige Schallabsorptionsgrad α muss aus Messungen oder Berechnungen für den diffusen, allseitigen Schalleinfall bestimmt werden.

Die in einem Raum *absorbierte Schalleistung* P_{ab} lässt sich aus der Beziehung

$$\text{Energiedichte } w = \frac{\text{Schallenergie } W}{\text{Volumen } V} \quad (3.18)$$

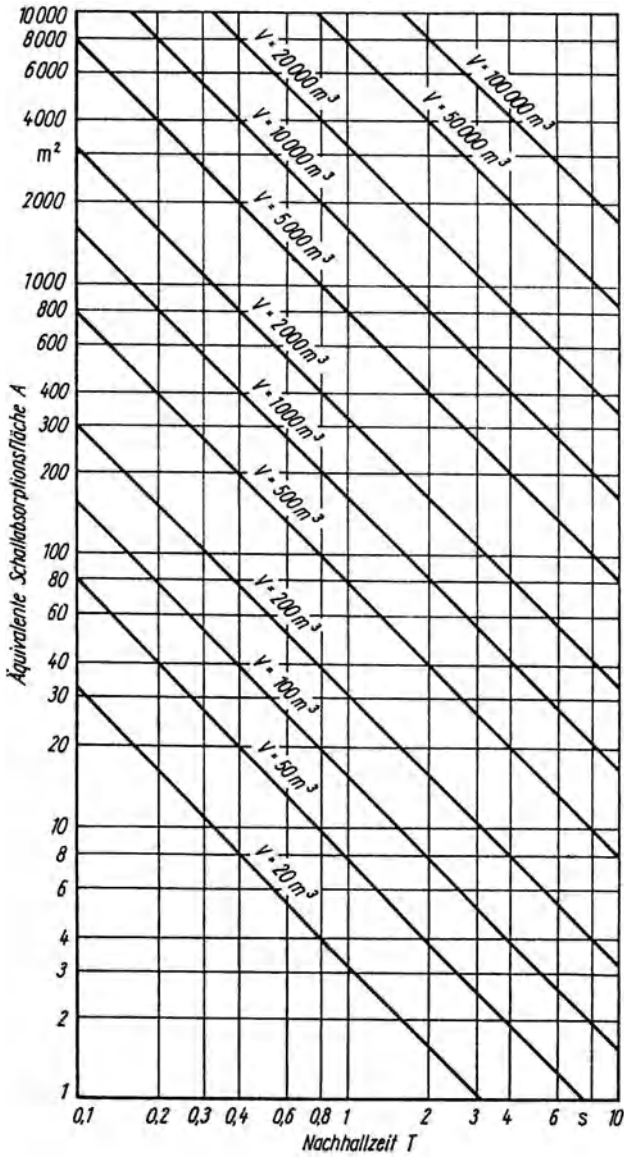


Abb. 3.26 Zusammenhang zwischen der Nachhallzeit T , dem Raumvolumen V , der äquivalenten Schallabsorptionsfläche A_{ges} (einschließlich der unvermeidbaren Luftdämpfung m)

unter der Berücksichtigung des Differentialquotienten $P_{ab} = \frac{dW}{dt}$ als Maß der Energieabnahme im Raum ermitteln:

$$P_{ab} = \frac{1}{4} w c A \quad (3.19)$$

c Schallgeschwindigkeit

Im eingeschwungenen Zustand ist die absorbierte Schalleistung gleich der in den Raum eingespeisten P . Damit erhält man die *mittlere Schallenergiedichte* w_r im diffusen Schallfeld des Raumes zu

$$w_r = \frac{4P}{cA} \quad (3.20)$$

Während die Schallenergiedichte w_r im diffusen Schallfeld annähernd konstant ist, nimmt die Direktschallenergie und damit auch ihre Dichte w_d im Nahbereich der Quelle nach

$$w_d = \frac{P}{c} \frac{1}{4\pi r^2} \quad (3.21)$$

mit dem Quadrat der Entfernung r von der Quelle ab. (Dies gilt streng genommen nur für Kugelschallquellen [A.4], kann jedoch bei genügend großem Abstand für die meisten praktisch wirksamen Schallquellen angenommen werden). Damit ergibt sich für den Schalldruck in diesem Bereich des überwiegenden Direktschalls ein Abfall mit $1/r$.

Sind die Direktschall- und die Diffusschallenergiedichte gleich ($w_d = w_r$), so lässt sich ein spezieller Abstand von der Quelle, der Hallabstand, ermitteln. Bei einer Kugelschallquelle ergibt sich der *Hallradius* r_H zu:

$$r_H = \sqrt{\frac{A}{16\pi}} \approx \sqrt{\frac{A}{50}} \approx 0,141 \sqrt{A} \approx 0,057 \sqrt{\frac{V}{T}} \quad (3.22)$$

r_H in m
 A in m^2
 V in m^3
 T in s.

Bei einer gerichteten Schallquelle (Sprecher, Schallwandler) wird dieser Hallradius durch die *Richtentfernung* r_R ersetzt:

$$r_R = \Gamma(\vartheta) \sqrt{\gamma} r_H \quad (3.23)$$

mit

$\Gamma(\vartheta)$ Richtungsfaktor der Schallquelle (Verhältnis des Schalldruckes, der unter dem Winkel ϑ gegen die Bezugsachse abgestrahlt wird, zum Schalldruck, der auf der Bezugsachse im gleichen Abstand erzeugt wird)
 γ Bündelungsgrad der Schallquelle

A.2 Bassverhältnis BR

Neben der Nachhallzeit T bei mittleren Frequenzen ist der Frequenzgang der Nachhallzeit, insbesondere bei tiefen Frequenzen im Vergleich zu den mittleren von großer Bedeutung. Das Bassverhältnis, d. h. das Verhältnis der Nachhallzeiten bei Oktavmittelfrequenzen von 125 Hz und 250 Hz zu Oktavmittelfrequenzen von 500 Hz und 1000 Hz (mittlere Nachhallzeit), errechnet sich somit aus folgender Beziehung [A.5]:

$$\text{BR} = \frac{T_{125 \text{ Hz}} + T_{250 \text{ Hz}}}{T_{500 \text{ Hz}} + T_{1000 \text{ Hz}}} \quad (3.24)$$

Für Musik ist ein Bassverhältnis von $\text{BR} \approx 1,0 \dots 1,3$ anzustreben, für Sprache dagegen sollte es höchstens den Wert $\text{BR} \approx 0,9 \dots 1,0$ besitzen.

A.3 Energiekriterien

Nach den Gesetzen der Systemtheorie kann ein Raum akustisch als ein lineares Übertragungssystem aufgefasst werden, das durch seine Impulsantwort $h(t)$ im Zeitbereich vollständig beschrieben werden kann.

Aus gemessenen oder berechneten Raumimpulsantworten $h(t)$ werden im allgemeinen die Zeitverläufe folgender schallfeldproportionaler Größen (sog. Reflektogramme) gewonnen.

Schalldruck:	$p(t) \sim h(t)$
Schallenergiedichte:	$w(t) \sim h^2(t)$
Ohrtragheitsbewertete Schallintensität:	$J_{\tau_0}(t') \sim \int_0^t h^2(t) e^{(t-t')/\tau_0} dt$
	mit $\tau_0 = 35 \text{ ms}$
Schallenergie:	$E_{t'}(t') = \int_0^{t'} h^2(t) dt$

Zur Ermittlung einer lautstärkeäquivalenten Energiekomponente ist $t' = \infty$ zu setzen, in Räumen mittlerer Größe genügt in der Praxis $t' \approx 800 \text{ ms}$.

Prinzipiell ist für die messtechnische Bestimmung aller sprachrelevanten raumakustischen Kriterien bei der Schallfeldanregung eine Schallquelle mit der frequenzabhängigen Richtcharakteristik eines menschlichen Sprechers zu verwenden, während bei Musikdarbietungen im allgemeinen in erster Näherung eine ungerichtete Schallquelle genügt.

Die überwiegende Zahl der raumakustischen Gütekriterien basiert leider noch auf der monauralen, richtungsunbewerteten Auswertung der Impulsantwort, binaurale, kopfbezogene Kriterien sind noch die Ausnahme (IACC nach [A.6]). Der Einfluss der Schalleinfallrichtung früher Anfangsreflexionen auf raumakustische Gütekriterien ist prinzipiell bekannt. Da aber subjektive Urteilkriterien hierfür noch weitgehend fehlen, muss leider bei der Messung oder Berechnung von Raumimpulsantworten dies im allgemeinen unberücksichtigt bleiben.

A.3.1 50-ms-Anteil, D_{50} für Sprache

Das von Thiele entwickelte raumakustische Kriterium für die Güte der Verständlichkeit von Sprachdarbietungen wurde ursprünglich als „Deutlichkeit“ (Definition) bezeichnet und in % angegeben [A.7]. Wegen der damit verbundenen Annahme, dass damit tatsächlich die Sprachverständlichkeit in % unmittelbar gemessen werden könnte, hat Thiele selbst dem Energieverhältnis die Bezeichnung „50-ms-Anteil“ gegeben.

$$D_{50} = \frac{E_{50}}{E_{\infty}} \quad (3.25)$$

Subjektive Bewertung

Bzgl. der subjektiven Bewertung von D_{50} wird empfohlen, dass frequenzunabhängig $D_{50} > 0,5$ sein sollte. Eine subjektive Bewertung der Frequenzabhängigkeit des „50-ms-Anteils“ ist nicht bekannt.

Anmerkung:

Das Kriterium wird heute nur noch selten angewendet, da es durch das Deutlichkeitsmaß C_{50} abgelöst wurde bzw. aus diesem auch umgerechnet werden kann.

A.3.2 Deutlichkeitsmaß C_{50} für Sprache

Das Deutlichkeitsmaß C_{50} beschreibt die Verständlichkeit für Sprache oder auch des Gesanges [A.8]. Es wird im allgemeinen in einer Bandbreite aus 4 Oktaven zwischen 500 Hz und 4000 Hz berechnet aus dem 10-fachen Logarithmus des Verhältnisses der an einem Empfangsmessplatz eintreffenden Schallenergie bis zu einer Verzögerungszeit von 50 ms nach Eintreffen des Direktschalls zu der darauf folgenden Energie:

$$C_{50} = 10 \lg \left(\frac{E_{50}}{E_{\infty} - E_{50}} \right) \quad \text{dB} \quad (3.26)$$

Bei der Messung des Deutlichkeitsmaßes wird ein Schallsender mit einer Sprecher-Richtcharakteristik (Bündelungsgrad $\gamma_S \approx 3$) verwendet.

Unter der Annahme eines zeitlich „statistischen“ Schallfeldaufbaus, des bekannten Raumvolumens V und der vorausberechenbaren Nachhallzeit T_{60} , kann in Abhängigkeit der Entfernung zwischen Schallquelle und Hörerplatz (r_x) der Erwartungswert $C_{50,E}$ für das Deutlichkeitsmaß C_{50} berechnet werden. Die Berechnungsvorschrift lautet:

$$C_{50,E} = 10 \lg \left(\frac{\gamma_S \left(\frac{r_H}{r_x} \right)^2 + 1 - e^{-\frac{13,8 \cdot 0,05}{T}}}{e^{-\frac{13,8 \cdot 0,05}{T}}} \right) \quad \text{dB} \quad (3.27)$$

- r_x Entfernung Schallquelle (Sprecher) $\rightarrow$ Zuhörerplatz in m
 r_H Halbraum-Hallradius $r_H = 0,057 \cdot \sqrt{\frac{V}{T}}$ in m
 V Volumen in m^3
 T Nachhallzeit in s
 γ_S Bündelungsgrad der Sprecher-Richtcharakteristik

Subjektive Bewertung des Deutlichkeitsmaßes C_{50}

Damit die Silbenverständlichkeit nicht unter 80% sinkt, sollte bei Oktavmittenfrequenzen um 1000 Hz $C_{50} \geq -2 \text{ dB}$ sein. In diesem Fall beträgt aber die Satzverständlichkeit (Textverständlichkeit), die wegen des Kontextes höher als die Silbenverständlichkeit ist, immer noch etwa 95%. Der Wert von $C_{50} = -2 \text{ dB}$ wird daher als unterer „zulässiger“ Grenzwert für eine gute Sprach- bzw. Textverständlichkeit angesehen.

A.3.3 Artikulationsverlust AL_{cons} für Sprache

Peutz und Klein haben ermittelt, dass der Artikulationsverlust gesprochener Konsonanten AL_{cons} (articulation loss of consonants) zur Beurteilung der Sprachverständlichkeit in Räumen maßgebend ist [A.9, A.10]. Davon ausgehend entwickelten sie ein Kriterium zur Bestimmung der Verständlichkeit:

$$AL_{\text{cons}} \approx 0,652 \left(\frac{r_{\text{QH}}}{r_H} \right)^2 \cdot T\% \quad (3.28)$$

- r_{QH} Abstand Schallquelle-Hörer
 r_H Hallradius bzw. Richtentfernung r_R bei gerichteten Schallquellen
 T Nachhallzeit in s

Aus der gemessenen Raumimpulsantwort lässt sich AL_{cons} ermitteln, wenn für die Direktschallenergie die Energie nach ca. 25 ms bis 40 ms (Standardwert 35 ms) und für die Nachhallenergie die Restenergie nach 35 ms eingesetzt wird:

$$AL_{\text{cons}} \approx 0,652 \left(\frac{E_{\infty} - E_{35}}{E_{35}} \right) \cdot T\% \quad (3.29)$$

Subjektive Bewertung der AL_{cons} -Werte

$AL_{\text{cons}} \leq 3\%$ ideale Verständlichkeit,

$AL_{\text{cons}} = 3...8\%$	gute Verständlichkeit,
$AL_{\text{cons}} = 8...11\%$	angemessene Verständlichkeit,
$AL_{\text{cons}} > 11\%$	schwache Verständlichkeit,
$AL_{\text{cons}} > 20\%$	unbrauchbare Verständlichkeit (als Grenzwert wird oft 15% angenommen).

Lange Nachhallzeiten führen zur Erhöhung des Artikulationsverlustes, da dieser Nachhall bei entsprechender Länge für die nachfolgenden Nutzsignale wie Störschall wirkt.

AL_{cons} wird für die 1000 Hz oder auch bevorzugt für die 2000 Hz Oktave angegeben; frequenzabhängige Darstellungen sind unüblich.

A.3.4 Speech Transmission Index STI und STIPa

Die Bestimmung der STI-Werte beruht auf der Messung der Verringerung der Signalmodulation zwischen dem Ort der Schallquelle, z.B. auf der Bühne und dem Empfangsmessplatz bei Oktavmittenfrequenzen von 125 Hz bis 8000 Hz. Dazu wurde von Steeneken und Houtgast vorgeschlagen, den auszumessenden Raum mit einem speziellen modulierten Rauschen anzuregen und dann die sich veringende Modulationstiefe zu messen [A.11]. Schroeder konnte nachweisen, dass die STI-Werte auch aus der gemessenen Impulsantwort ableitbar sind [A.12], was mit modernen computergestützten Messverfahren heutzutage zumeist gemacht wird.

Steeneken und Houtgast gingen davon aus, dass nicht nur Nachhall und Störgeräusche, sondern allgemein alle fremden Signale bzw. Signalveränderungen, die auf dem Wege zwischen Quelle und Hörer auftreten, die Sprachverständlichkeit herabsetzen. Um diesen Einfluss zu ermitteln, nutzen sie die Modulationsübertragungsfunktion MTF (Modulation Transmission Function) für akustische Zwecke. Das vorhandene Nutzsignal S (Signal) wird zum herrschenden Störsignal N (Noise) ins Verhältnis gesetzt. Der dabei ermittelte Modulationsreduktionsfaktor $m(F)$ ist eine Größe, die die Beeinflussung der Sprachverständlichkeit charakterisiert (siehe auch Gl. (3.15) auf Seite 157):

$$m(F) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi F \cdot T/13,8)^2}} \cdot \frac{1}{1 + 10^{-\left(\frac{S/N}{10 \text{ dB}}\right)}}$$

mit

- F Modulationsfrequenz in Hz,
- T Nachhallzeit in s,
- S/N Signal-Stör-Verhältnis in dB.

Dabei werden 14 Modulationsfrequenzen von 0,63 Hz bis 12,5 Hz in Terzen benutzt. Außerdem wird die Modulationsübertragungsfunktion einer Frequenzbewertung unterzogen (WMTF - weighted modulation transmission function), um eine vollständige Korrelation zur Sprachverständlichkeit zu erreichen. Die Modulationsübertragungsfunktion wird dabei in 7 Frequenzbänder aufgeteilt, die jeweils

mit der Modulationsfrequenz beaufschlagt werden. Das ergibt eine Matrix von $7 \times 14 = 98$ Modulationsreduktionsfaktoren m_i .

Das (scheinbare) wirksame Signal-Stör-Verhältnis X_i kann aus Modulationsreduktionsfaktoren m_i berechnet werden:

$$X_i = 10 \lg \left(\frac{m_i}{1 - m_i} \right) \text{ dB} \quad (3.30)$$

Diese Werte werden gemittelt und in Oktaven getrennt die Modulation Transfer Indizes $\text{MTI} = (X_{\text{average}} + 15)/30$ ermittelt. Nach einer Frequenzwichtung in den 7 Bändern (teilweise auch für männliche und weibliche Sprache getrennt) ergibt sich der Sprachübertragungsindex STI.

Die Schallfeldanregung bei Messung ohne Beschallungsanlage erfolgt durch einen Schallstrahler mit der Richtcharakteristik eines Sprechers.

Das schnellere RASTI-Verfahren (Rapid Speech Transmission Index) verwendet dagegen nur zwei, für die Sprachverständlichkeit besonders wichtige Oktavbänder (500 Hz und 2 kHz) und nur ausgewählte Modulationsfrequenzen, zusammen wird RASTI also für 9 Modulationsreduktionsfaktoren m_i berechnet. Das Maß wird aber zunehmend immer weniger verwendet.

Ein jüngst entwickeltes Verfahren zur Beurteilung von Beschallungsanlagen setzt dagegen wieder die Anregung mit moduliertem Rauschen voraus, so dass der STIPa-Wert nicht aus einer Impulsantwort direkt abgeleitet werden kann. Das Frequenzspektrum dieses Anregungsrauschens ist im Bild 3.22 dargestellt.

Man verwendet 1/2 Oktavband-Rauschen, das über die auszumessende Lautsprecheranlage in den zu beurteilenden Raum abgestrahlt wird. Mittels eines einfachen transportablen Empfängerteils ist dann an beliebigen Empfangsplätzen im Raum der STIPa-Wert ablesbar. Die Methode eignet sich besonders für den Einsatz bei Nichtfachleuten, da kein spezielles technisches Wissen vorausgesetzt wird. Das Verfahren wird zunehmend zur Prüfung von Anlagen zur Notrufabstrahlung (EN 60849 [A.23]) sinnvoll eingesetzt.

Subjektive Beurteilung der STI-Werte

Nach subjektiven Untersuchungsergebnissen werden nach folgender Tabelle die STI- und natürlich auch die STIPa- und RaSTI-Werte den subjektiven Werten für die Silbenverständlichkeit zugeordnet (EN ISO 9921:2003-02 [A.24]):

Tabelle 3.2 Subjektive Beurteilung der STI-Werte

Silbenverständlichkeitsurteil	STI-Wert
schlecht	0 ... 0,3
schwach	0,3 ... 0,45
angemessen	0,45 ... 0,6
gut	0,6 ... 0,75
ausgezeichnet	0,75 ... 1,0

Berechnung der STI-Werte

Bei modernen computergestützten Messverfahren erfolgt die Berechnung des STI-Werte aus der Impulsantwort. Dabei werden neben den 98 MTF-Werten die gemittelten MTI Indizes, sowie STI, AL_{Cons} , RASTI und als Informationswert auch STIPa angegeben (Tab. 3.3):

Tabelle 3.3 STI-Ergebnistabelle eines PC-basierten Messsystems

EASERA 1.0, Results of Data: FINALMP2.etm : Measures							
STI, MTF, MTI							
	MTF 125Hz	MTF 250Hz	MTF 500Hz	MTF 1000Hz	MTF 2000Hz	MTF 4000Hz	MTF 8000Hz
0,63 Hz	0,666	0,732	0,746	0,85	0,877	0,909	0,934
0,8 Hz	0,619	0,659	0,69	0,816	0,842	0,877	0,911
1 Hz	0,558	0,59	0,635	0,783	0,802	0,842	0,883
1,25 Hz	0,492	0,527	0,583	0,745	0,751	0,799	0,844
1,6 Hz	0,431	0,475	0,539	0,694	0,678	0,737	0,781
2 Hz	0,394	0,456	0,505	0,634	0,594	0,673	0,708
2,5 Hz	0,335	0,429	0,476	0,562	0,496	0,605	0,627
3,15 Hz	0,241	0,394	0,397	0,476	0,391	0,545	0,567
4 Hz	0,146	0,416	0,368	0,4	0,348	0,524	0,599
5 Hz	0,029	0,436	0,388	0,352	0,435	0,586	0,721
6,3 Hz	0,235	0,52	0,411	0,351	0,513	0,639	0,808
8 Hz	0,268	0,399	0,286	0,33	0,417	0,545	0,707
10 Hz	0,255	0,266	0,134	0,262	0,287	0,456	0,618
12,5 Hz	0,184	0,373	0,074	0,076	0,219	0,469	0,692
MTI	0,385	0,486	0,456	0,513	0,536	0,609	0,672
STI	0,529						
AL_{Cons} [%]	9,687						
STI (Male)	0,539						
STI (Female)	0,554						
RaSTI	0,505						
Equiv. STIPa (Male)	0,554						
Equiv. STIPa (Female)	0,566						
STI (Modified)	0,533						
STI (Unweighted)	0,522						
STI (Custom)	0,529						
RaSTI (Weighted)	0,509						
STIPa (Modified)	0,56						
STIPa (Unweighted)	0,546						

A.3.5 Schwerpunktzeit t_s

Die Schwerpunktzeit t_s (Center Time) ist für Musik- und Sprachdarbietungen ein Richtwert für den Raumeindruck und die Durchsichtigkeit. Sie ergibt sich an einem Messplatz aus der Summation der Produkte der jeweiligen Energiekomponente der eintretenden Schallreflexionen mit den zugehörigen Verzögerungszeiten im Verhältnis zur Gesamtenergiekomponente. Sie entspricht dem Zeitpunkt des ersten Moments in der quadrierten Impulsantwort [A.13] und wird somit nach folgender Beziehung bestimmt:

$$t_s = \frac{\sum_i t_i E_i}{E_{\text{ges}}} \quad \text{oder} \quad t_s = \frac{\int_0^{\infty} t \cdot p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p^2(t) dt} \quad (3.31)$$

Subjektive Bewertung der Schwerpunktszeit t_s

Je größer die Schwerpunktszeit t_s ist, desto räumlicher ist der akustische Eindruck am Hörerplatz. Die maximal erreichbare Schwerpunktszeit t_s basiert auf der optimalen Nachhallzeit.

Anzustreben ist eine Schwerpunktszeit t_s

für Musik von $t_s \approx 70$ bis 150 ms bei 1000 Hz-Oktave

und für Sprache von $t_s \approx 60$ bis 80 ms bei vier Oktaven zwischen 500 Hz bis 4000 Hz.

A.3.6 Echokriterium EK

Für die Beurteilung der Hörsamkeit eines Raumes ist neben den bereits genannten Kriterien auch die Reflexionsfolge von Bedeutung. Die Reflektogramme zeigen, in welcher zeitlichen Reihenfolge und in welcher Stärke Reflexionen an einem Zuhörerplatz eintreffen.

Starke Reflexionen, die bei Sprachdarbietungen später als 50 ms nach dem Direktschall eintreffen, und denen keine oder wenige schwächere Reflexionen vorausgehen, werden vom Ohr subjektiv als vom Direktschall getrennte Signale, also als Echo, registriert. Von einem Echo wird gesprochen, wenn eine subjektiv „deutlich hörbare Wiederholung des Direktschallereignisses“ auftritt. Eine sichere Möglichkeit der Erkennung von Echos aus den Reflektogrammen bietet das sog. Echo-Kriterium nach [A.14].

Wird die Aufbaufunktion der Schwerpunktszeit $t_s(\tau)$

$$t_s(\tau) = \frac{\int_0^{\tau} |p(t)|^n t dt}{\int_0^{\tau} |p(t)|^n dt} \quad (3.32)$$

betrachtet, wobei als Exponent für die eintreffenden Schallreflexionen bei Sprache $n=2/3$ und bei Musik $n=1$ verwendet wird, und mit dem Differenzquotienten

$$\text{EK}(\tau) = \frac{\Delta t_s(\tau)}{\Delta t_E} \quad (3.33)$$

verglichen, so lassen sich Echostörungen für Musik oder Sprache bei Ansatz der vorgegebenen Werten von $\Delta t_E = 14$ ms für Musik und $\Delta t_E = 9$ ms für Sprache erken-

nen. Das Echokriterium ist motivabhängig. Bei temporeicher, akzentuierter Sprache oder Musik liegen die Grenzwerte niedriger.

Subjektive Bewertung des Echokriteriums EK und deren Frequenzabhängigkeit

Ein Echo tritt dann auf, wenn das maximale $EK > EK_{\text{grenz}}$ ist.

Der Grenzwert des Echokriteriums EK_{grenz} beträgt für 50% ($EK_{50\%}$), bzw. 10% ($EK_{10\%}$) der Hörer, die dieses Echo wahrnehmen:

Echo bei Sprache wahrnehmbar für $EK_{50\%} \geq 1,0$; $EK_{10\%} > 0,9$

Echo bei Musik wahrnehmbar für $EK_{50\%} \geq 1,8$; $EK_{10\%} > 1,5$

Nach Dietsch [A.14] genügen jedoch für Sprache Testsignale mit einer Bandbreite von einer Oktave und einer Mittenfrequenz $f_M = 1$ kHz, und für Musik ein Testsignal mit der Bandbreite von zwei Oktaven mit einer Mittenfrequenz $f_M = 1,4$ kHz.

A.3.7 Klarheitsmaß C_{80} für Musik

Das Klarheitsmaß C_{80} ist relevant für die zeitliche Durchsichtigkeit (Klarheit) der Musikdarbietung, insbesondere schneller musikalischer Passagen (ursprünglich nur für eine Oktavmittenfrequenz von 1000 Hz definiert) und berechnet sich aus dem 10-fachen Logarithmus des Verhältnisses der an einem Empfangsmessplatz eintreffenden Schallenergie bis 80 ms nach Eintreffen des Direktschalls zu der folgenden Schallenergie [A.15]:

$$C_{80} = 10 \lg \frac{E_{80}}{E_{\infty} - E_{80}} \text{ dB} \quad (3.34)$$

Unter der Annahme eines zeitlich „statistischen“ Schallfeldaufbaus, des bekannten Raumvolumens V und der vorausberechenbaren Nachhallzeit T , kann in Abhängigkeit der Entfernung zwischen Schallquelle und Hörerplatz (r_x) der Erwartungswert $C_{80,E}$ für das Klarheitsmaß C_{80} berechnet werden. Die Berechnungsvorschrift lautet:

$$C_{80,E} = 10 \lg \frac{\left(\frac{r_H}{r_x}\right)^2 + 1 - e^{-\frac{13,8 \cdot 0,08}{T}}}{e^{-\frac{13,8 \cdot 0,08}{T}}} \text{ dB} \quad (3.35)$$

r_x Entfernung Schallquelle (Orchester) $\rightarrow$ Zuhörerplatz in m

r_H Halbraum-Hallradius $r_H = 0,057 \cdot \sqrt{\frac{V}{T}}$ in m

V Volumen in m^3

T Nachhallzeit in s

Subjektive Beurteilung des Klarheitsmaßes C_{80}

Nach den Arbeiten von Abdel Alim [A.15] sollte eine ausreichende musikalische Klarheit sein für

klassische Musik (Mozart, Haydn) $C_{80} \geq -1,6 \text{ dB}$

romantische Musik (Brahms, Wagner) $C_{80} \geq -4,6 \text{ dB}$

Einen annehmbaren Kompromiss stellt die Forderung $-3 \text{ dB} \leq C_{80} \leq +4 \text{ dB}$ dar.

Für sakrale Musik kann sogar $C_{80} \geq -5 \text{ dB}$ gelten.

Eine Bewertung der Frequenzabhängigkeit des Klarheitsmaßes ist nicht bekannt.

A.3.8 Interauraler Kreuzkorrelationskoeffizient IACC

Der IACC ist ein binaurales, kopfbezogenes Kriterium und dient zur Beschreibung der Gleichheit der beiden Ohrsignale zwischen zwei frei wählbaren Zeitgrenzen t_1 und t_2 . Im allgemeinen kann man die Signalidentität für Anfangsreflexionen ($t_1 = 0 \text{ ms}$, $t_2 = 80 \text{ ms}$) oder für den Nachhallteil ($t_1 \geq t_{\text{st}}$, $t_2 \geq T$) untersuchen. Die Frequenzfilterung sollte im allgemeinen in Oktavbandbreiten zwischen 125 Hz und 4000 Hz erfolgen.

Aus den Raumimpulsantworten des rechten und linken „Ohrsignals“ ($p_R(t)$ und $p_L(t)$) werden die interauralen Korrelationsmaße nach ISO 3382 [A.16] aus der interauralen Kreuz-Korrelationsfunktion $\text{IACF}(\tau)$ wie folgt berechnet [A.6]:

$$\text{IACF}_{t_1, t_2}(\tau) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} p_L(t) \cdot p_R(t + \tau) dt}{\sqrt{\int_{t_1}^{t_2} p_L^2(t) dt \cdot \int_{t_1}^{t_2} p_R^2(t) dt}} \quad (3.36)$$

mit

$p_L(t)$	Impulsantwort am Eingang des linken Gehörgangs
$p_R(t)$	Impulsantwort am Eingang des rechten Gehörgangs
t_1 und t_2	Integrationszeitgrenzen in ms
für $\text{IACC}_{\text{E(arly)}}$	$t_1 = 0 \text{ ms}$; $t_2 = 80 \text{ ms}$
für $\text{IACC}_{\text{L(ate)}}$	$t_1 = 80 \text{ ms}$; $t_2 = 500 \dots 2000 \text{ ms}$
für $\text{IACC}_{\text{A(II)}}$	$t_1 = 0 \text{ ms}$; $t_2 = 500 \dots 2000 \text{ ms}$

Die interauralen Kreuz-Korrelationskoeffizienten IACC werden aus den interauralen Kreuz-Korrelationsfunktionen $\text{IACF}(\tau)$ wie folgt berechnet:

$$\text{IACC}_{t_1, t_2} = \max |\text{IACF}_{t_1, t_2}(\tau)| \quad \text{für } -1 < \tau < +1 \quad (\tau \text{ in ms}) \quad (3.37)$$

Nach Beranek [A.17] korreliert nämlich der Wert $\varrho = (1 - \text{IACC}_E)$ mit der subjektiven Wahrnehmung der „Weite“ der Schallquelle (AWS: „Apparent Source Width“)

und der Wert $\varepsilon = (1 - \text{IACC}_L)$ korreliert mit der subjektiven Empfindung des „vom Schall eingehüllt sein“ (LEV: „Listener Envelopment“).

Subjektive Bewertung von IACC inkl. dessen Frequenzabhängigkeit

Für die Werte von $\text{IACC}_{E;500,1000,2000\text{ Hz}}$ bzw. $\varrho = (1 - \text{IACC}_{E;500,1000,2000\text{ Hz}})$ werden von Beranek [A.17] folgende Konzertsaal-Güteklassen angegeben:

Kategorie	$\text{IACC}_{E;500,1000,2000\text{ Hz}}$	$\varrho = (1 - \text{IACC}_{E;500,1000,2000\text{ Hz}})$
„Excellent“ to „Superior“	0,28 ... 0,38	0,62 ... 0,72
„Good to Excellent“	0,39 ... 0,54	0,46 ... 0,61
„Fair to Good“	0,55 ... 0,59	0,41 ... 0,45

A.3.9 Stärkemaß G

Bezieht man den am Hörerplatz gemessenen Schallpegel auf einen der Schalleistung der Schallquelle äquivalenten Schallpegel, so erhält man unter der Voraussetzung einer kugelförmig abstrahlenden Schallquelle das Stärkemaß G nach Lehmann ([A.18] vgl. [A.19]) mit folgender Berechnungsvorschrift:

$$G = 10 \lg \left(\frac{\int_0^\infty p^2(x,t) dt}{\int_0^{\frac{6}{7\text{ ms}}} p^2(s,t) dt} \right) - 10 \lg(4\pi s^2) \text{ dB} \tag{3.38}$$

- s Bezugsentfernung 10 m in reflexionsfreier Umgebung
- x Entfernung des Messplatzes in m von der Schallquelle

Subjektive Beurteilung des Stärkemaßes G und dessen Frequenzabhängigkeit

Für das Stärkemaß G gilt die Empfehlung: $G \geq 0 \text{ dB}$ (im mittleren Frequenzbereich 500 ... 1000 Hz). Optimalwerte [A.19] liegen für Musik- und Sprachdarbietungsräume zwischen $+1 \text{ dB} \leq G \leq +10 \text{ dB}$, d. h. die Lautheit an einem beliebigen Zuhörerplatz in realen Räumen soll annähernd gleich oder doppelt so laut sein wie im Freien bei 10 m Abstand von der Schallquelle.

Eine Beurteilung der Frequenzabhängigkeit der Stärkemaße ist (noch) nicht bekannt. Die Berechnung des Stärkemaßes erfolgt aus der Impulsantwort.

A.3.10 Seitenschallgrade Lateral Efficiency LE, Lateral Energy Fraction LF und Lateral Fraction Coefficient LFC

Bei der subjektiven Beurteilung der scheinbaren Ausdehnung einer Musikschaquelle z.B. auf der Bühne, sind die frühen Schallreflexionen an einem Zuhörerplatz von der Seite im Vergleich zu allen anderen Richtungen von Bedeutung. Es wird daher das Verhältnis der seitlich einfallenden Schallenergiekomponente zur allseitig eintreffenden Schallenergiekomponente jeweils in der Zeit bis 80 ms bestimmt und der 10-fache Logarithmus davon errechnet.

Multipliziert man die eintreffenden Schallreflexionen mit $\cos^2 \vartheta$, wobei ϑ der Winkel zwischen Schallquellenrichtung und einfallender Schallwelle ist, so wird damit die größere Bewertung der seitlichen Reflexionen erreicht. Diese winkelabhängige Bewertung wird bei Messungen durch die Nutzung eines Mikrofons mit Achter-Charakteristik erzielt:

$$LE = \frac{E_{80 \text{ Bi}} - E_{25 \text{ Bi}}}{E_{80}} = \frac{\text{seitliche Energie (25 ... 80 ms)}}{\text{Gesamtenergie (allseitig, 0 ... 80 ms)}} \quad (3.39)$$

E_{Bi} Schallenergiekomponente, gemessen mit Achter-Mikrofon (Gradientenmikrofon)

Nach Barron [A.20] sind die Schallreflexionen an einem Zuhörerplatz von der Seite in einem Zeitfenster von 5 ms bis 80 ms im Gegensatz zu Jordan [A.1] von 25 ms bis 80 ms nach Eintreffen des Direktschalls verantwortlich für die akustisch wahrgenommene Ausdehnung der Musikschaquelle. Die Ursache liegt in der unterschiedlichen Bewertung der Wirkung der seitlichen Reflexionen zwischen 5 ms und 25 ms.

Das Verhältnis dieser Schallenergiekomponenten ist dann ein Maß für den Seitenschallgrad LF:

$$LF = \frac{E_{80 \text{ Bi}} - E_{5 \text{ Bi}}}{E_{80}} \quad (3.40)$$

E_{Bi} Schallenergiekomponente, gemessen mit Achter-Mikrofon (Gradientenmikrofon)

Je größer der Seitenschallgrad ist, desto akustisch breiter wirkt die Schallquelle. Anstelle von LE oder LF können auch die Maße $LEM = 10 \lg LE$ bzw. $LFM = 10 \lg LF$ verwendet werden.

Beide Seitenschallgrade LE und LF haben gemeinsam, dass durch die Verwendung eines Gradientenmikrofons der sich ergebende Beitrag einer einzelnen Schallreflexion zur Seitenschallenergie wie das Quadrat des Cosinus des Einfallswinkels der Reflexion, bezogen auf die Achse größter Mikrofon-Empfindlichkeit verhält. Kleiner [A.21] definiert deshalb mit dem Ziel einer besseren Übereinstimmung mit der subjektiven Beurteilung den Seitenschallgrad LFC, bei dem die Beiträge der Schallreflexionen wie der Cosinus des Winkels variieren:

$$LFC = \frac{\int_5^{80} |p_{\text{Bi}}(t) \cdot p(t)| dt}{E_{80}} \quad (3.41)$$

Subjektive Bewertung von LE und LEM bzw. LF und LFM

Angestrebt werden sollte $0,3 < LE < 0,8$ bzw. $-5 \text{ dB} < LEM < -1 \text{ dB}$.

Dagegen gilt für LF als anstrebenswert: $0,10 < LF < 0,25$ oder wieder in Pegeldarstellung mit LFM = $10 \lg LF$: $-10 \text{ dB} < LFM < -6 \text{ dB}$.

Anmerkung:

Nach Barron und Marshall [A.22] sind die seitlichen Schallreflexionen je nach Frequenzbereich für unterschiedliche subjektive Effekte verantwortlich. Daraus ergibt sich folgende Zuordnung:

LF-Oktav-Frequenzbereich $125 \text{ Hz} \geq LF \geq 500 \text{ Hz}$	Eingehülltsein
LF-Oktav-Frequenzbereich $500 \text{ Hz} > LF \geq 4000 \text{ Hz}$	Quellenverbreiterung
LF-Oktav-Frequenzbereich $LF > 4000 \text{ Hz}$	Ortungsverschiebung

Explizit ist eine subjektive Bewertung für LFC nicht bekannt. Es ist jedoch anzunehmen, dass die oben genannten Bereiche für LE bzw. LF näherungsweise auch für LFC gelten.

Literaturverzeichnis

- [A.1] JORDAN, L.V.: *Acoustical design of concert halls and theatres*. London, Appl. Sci. Publ., 1980
- [A.2] EYERING, C. F.: *Reverberation time in "dead" rooms*. Journal of the Acoustical Society, pp. 217 – 241, 1930
- [A.3] SABINE, W.C.: *Collected papers on acoustics*. Cambridge: Harvard Univ. Press, 1923
- [A.4] AHNERT, W.; REICHARDT, W.: *Grundlagen der Beschallungstechnik*. Berlin: Verl. Technik, 1981
- [A.5] BERANEK, L. L.: *Music, acoustics and architecture*. New York: Wiley, 1962
- [A.6] ANDO, Y.: *Architectural Acoustics*. Springer-Verlag New York, Inc., 1998
- [A.7] THIELE, R.: *Richtungsverteilung und Zeitfolge der Schallrückwürfe in Räumen*. Acustica (1953) Beih. 2, p. 291
- [A.8] AHNERT, W.: *Einsatz elektroakustischer Hilfsmittel zur Räumlichkeitssteigerung, Schallverstärkung und Vermeidung der akustischen Rückkopplung*. Diss. Techn. Univ. Dresden 1975
- [A.9] PEUTZ, V.M.A.: *Articulation loss of consonants as a criterion for speech transmission in a room*. J. Audio Engng. Soc. 19 (1971), H.11, pp. 915 – 919
- [A.10] KLEIN, W.: *Articulation loss of consonants as a basis for the design and judgement of sound reinforcement systems*. J. Audio Engng. Soc. 19 (1971)
- [A.11] HOUTGAST, T.; STEENEKEN, H.J.M.: *A review of the MTF concept in room acoustics and its use for estimating speech intelligibility in auditoria*. J. Acoust. Soc. Amer. 77 (1985), pp. 1060 – 1077
- [A.12] SCHROEDER, M.R.: *Modulation Transfer Functions: Definition and Measurement*. Acustica, Vol. 49 (1981), S. 179 – 182.
- [A.13] KÜRER, R.: *A simple measuring procedure for determining the "center time" of room acoustical impulse responses*. 7th Intern. Congress on Acoustics, Budapest 1971

- [A.14] DIETSCH, L.; KRAAK, W.: *Ein objektives Kriterium zur Erfassung von Echostörungen bei Musik- und Sprachdarbietungen*. Acustica 60 (1986), S. 205 ff.
- [A.15] REICHARDT, W.; ABDEL ALIM, O.; SCHMIDT, W.: *Definitionen und Messgrundlage eines objektiven Maßes zur Ermittlung der Grenze zwischen brauchbarer und unbrauchbarer Durchsichtigkeit bei Musikdarbietungen*. Acustica 32 (1975) 3, S. 126 ff.
- [A.16] STANDARD ISO 3382: *Messung der Nachhallzeit von Räumen mit Hinweisen auf andere akustische Parameter* (2000-03)
- [A.17] BERANEK, L.: *Concert and Opera Halls, Music, Acoustics and Architecture*. Springer New York 2004
- [A.18] LEHMANN, P.: *Über die Ermittlung raumakustischer Kriterien und deren Zusammenhang mit subjektiven Beurteilungen der Hörsamkeit*. Diss. Techn. Univ. Berlin 1976
- [A.19] FASOLD, W., VERSE, E.: *Schallschutz + Raumakustik in der Praxis*. Verlag für Bauwesen Berlin, 1998.
- [A.20] BARRON, M.: *Auditorium Acoustics*, Spon Press; 2nd edition, 2003
- [A.21] KLEINER, M.: *A New Way of Measuring Lateral Energy Fractions*. App. Acoust., Vol. 27, 321 ff (1989)
- [A.22] BARRON, M.; MARSHALL, L.: *Spatial impression due to early lateral reflections in concert halls: The derivation of a physical measure*. Journal of Sound and Vibration 1981, 77(2), 211 – 231
- [A.23] EN 60849: *Elektroakustische Notfallwarnsysteme* (1998), Deutsche Fassung, 05/1999
- [A.24] EN ISO 9921: *Ergonomie - Beurteilung der Sprachkommunikation*. Deutsche Fassung 02/2004

Kapitel 4

Bauakustische Messungen

Dr.-Ing. Heinz-Martin Fischer

4.1 Allgemeine Hinweise

Da die bauakustische Messtechnik sich in vielen Fällen auf Methoden stützt, die an anderer Stelle in diesem Buch detailliert erläutert wurden, kann in diesem Kapitel auf manche Darstellungen verzichtet werden. Dies betrifft insbesondere grundlegende Ausführungen zu Verfahren und Messgeräten bei der Luftschallmesstechnik (Kapitel 1, 2 und 3), bei der Körperschallmesstechnik (Kapitel 7), die Messung der Schallleistung (Kapitel 5) sowie die Signalverarbeitung (Kapitel 9).

Übliche Begriffe der Akustik werden in der Regel nicht nochmals erläutert, sofern es für die weitere Darstellung nicht erforderlich ist. Entsprechende Darstellungen finden sich in den einschlägigen Grundlagenbüchern. Insbesondere sei auf die DEGA-Empfehlung „Wellen und Felder“ hingewiesen [4.1].

Angesichts der Vielzahl von Verfahren, die für bauakustische Messungen eingesetzt werden, war es geboten, eine Auswahl vorzunehmen. Beabsichtigt wird dabei, anhand der Verfahren für die Messung der Luftschall- und Trittschalldämmung die grundlegenden Prinzipien der bauakustischen Messtechnik zu vermitteln. Weitere Verfahren können dann entsprechend kürzer behandelt werden, ohne dass auf spezielle Details eingegangen wird. Einige Verfahren werden nur der Vollständigkeit halber aufgeführt.

Bauakustische Messverfahren sind in fast vollständigem Umfang in entsprechenden Normen niedergelegt. Auf diese wird bei der Behandlung der verschiedenen Verfahren stets auch Bezug genommen. Zur Vereinfachung wird dabei im Text bei solchen Normen, die gleichzeitig nationale und internationale Bezeichnungen tragen, stets das internationale Kürzel verwendet (z. B. also ISO 140-1 anstelle DIN EN ISO 140-1). Angesichts der Vielzahl bauakustisch relevanter Normen werden diese nicht im Literaturverzeichnis aufgeführt. Stattdessen enthält Anhang A eine nach Themengebieten sortierte Zusammenstellung, in der die Normen dann auch

mit den vollständigen nationalen und internationalen Normungsbezeichnungen aufgefunden werden können.

Das Ziel der vorliegenden Darstellung liegt allerdings nicht in der möglichst vollständigen Wiedergabe der Normentexte. Das können die angesprochenen Normen selbst viel besser. Vielmehr geht es darum, die grundsätzlichen Fragestellungen bauakustischer Messungen verständlich zu machen, die sich dann in entsprechenden Anweisungen der Normen niederschlagen. Es geht auch darum, einzelne Normen in einen übergreifenden Zusammenhang zu stellen, gelegentlich auch darum, sie partiell zu hinterfragen. Die Lektüre der originalen Normentexte ist unabdingbar, wenn es um eine Anleitung zum normgerechten Arbeiten geht.

4.2 Aufgabenstellungen und Methodik der bauakustischen Messtechnik

4.2.1 Aufgabenstellungen der bauakustischen Messtechnik

Was wird in der Bauakustik gemessen? Die Antwort ergibt sich aus der Frage, womit sich die Bauakustik beschäftigt. Es sind die Vorgänge der Schallübertragung in Gebäuden, die Schalleinwirkungen auf das Gebäude und die Schallabstrahlung vom Gebäude. Hinzu kommen die natürlichen und technischen Schallquellen, die im Gebäude in Erscheinung treten. Damit reichen die messtechnischen Aufgabenstellungen von den bauakustischen Eigenschaften des gesamten Gebäudes über die Eigenschaften einzelner Bauteile, Konstruktionen oder Schallquellen bis hin zu den Materialeigenschaften.

Auch wenn zahlenmäßig die Verfahren und die zugehörigen Regelwerke zum Luftschall überwiegen, kennt die Bauakustik a priori keine Beschränkung auf eine bestimmte Schallart. Grundsätzlich sind, wenn auch mit unterschiedlicher Gewichtung, Luftschall, Körperschall und Fluidschall/Wasserschall zu berücksichtigen. Als Sonderfall des Körperschalls tritt dabei der so genannte Trittschall in Erscheinung. Die bauakustische Messtechnik ist somit eine Sammlung unterschiedlichster Verfahren und Methoden. Diese beruhen in einigen Fällen auf Methoden, die in anderen Kapiteln dieses Buches erläutert werden und für spezielle Fragestellungen der Bauakustik adaptiert werden. Darüber hinaus kennt die bauakustische Messtechnik aber auch eigenständige Methoden, die anderweitig nicht abgedeckt werden.

Grundsätzlich geht es um die Kennzeichnung der schalltechnisch relevanten Eigenschaften von Materialien, Bauteilen und kompletten Gebäuden. Die Messverfahren sollen die Voraussetzungen schaffen, dass Bauprodukte im Rahmen der schalltechnischen Entwicklung optimiert werden können, dass die schalltechnische Leistungsfähigkeit der Konstruktion beschrieben werden kann und dass ein Qualitätsvergleich einzelner Produkte unter einander ermöglicht wird. Dies beinhaltet auch die Überprüfung schalltechnischer Anforderungen, die an einzelne Bauteile oder Baukonstruktionen gestellt werden. Ein wesentlicher Aspekt der Bauteilkennzeichnung

besteht darin, mithilfe der messtechnisch ermittelten Bauteilkennwerte die resultierenden bauakustischen Eigenschaften eines kompletten Gebäudes durch rechnerische Verfahren zu prognostizieren. Die Bauteileigenschaften müssen also so bestimmt werden, dass sie auch für das Gebäudeverhalten Relevanz besitzen.

Im baulichen Schallschutz werden Anforderungen an das Gebäude gestellt, z. B. an den Luftschall- und Trittschallschutz und die Einwirkung von Außenlärm und von Geräuschen haustechnischer Anlagen. Mithilfe geeigneter Messverfahren muss eine Überprüfung dieser Anforderungen möglich sein. Darüber hinaus werden Verfahren benötigt, mit denen eine messtechnische Analyse der bauakustischen Schwachstellen möglich ist.

Um alle genannten Bereiche abzudecken benötigt die bauakustische Messtechnik Verfahren für Laboruntersuchungen und Verfahren für Baumessungen.

4.2.2 Methodik der bauakustischen Messtechnik

Aus dem Grundprinzip der akustischen Übertragungskette nach Abb. 4.1 können die benötigten bauakustischen Messverfahren abgeleitet und den drei Anwendungsbereichen Emissions-, Transmissions- und Immissionsmessungen zugeordnet werden.

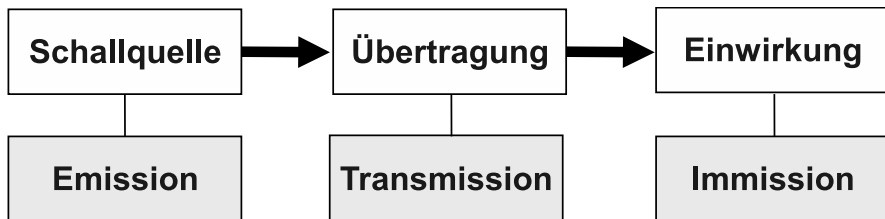


Abb. 4.1 Akustische Übertragungskette

4.2.2.1 Emission

Der erste Anwendungsbereich beschäftigt sich mit der Emission der in Frage kommenden Schallquellen. Im Vordergrund stehen dabei die haustechnischen Anlagen, die in erheblichem Maße zur Geräuschbelastung in Gebäuden beitragen. Im Rahmen der „klassischen“ Bauakustik ist das eher ein Nebengebiet, das aber zunehmend an Bedeutung gewinnt, da die europäische Normung nach EN 12354 (siehe dazu Abschnitt 4.3.2.6) zukünftig auch diesen Bereich durch Berechnungsverfahren abdeckt. Für derartige Berechnungen werden geeignete Eingangsdaten benötigt. Dies wiederum setzt die Existenz geeigneter Messverfahren zur Beschreibung der Emissionseigenschaften der Schallquellen voraus. Für die Charakterisierung von Luftschallquellen sind die messtechnischen Aufgaben schon lange gelöst und in entspre-

chenden Regelwerken umgesetzt (siehe Kapitel 5). Für den Bereich der Bauakustik muss die messtechnische Charakterisierung von Körperschall- und Fluidschallquellen hingegen als weitgehend offen betrachtet werden.

4.2.2.2 Transmission

Die Schallübertragung über Bauteile und Konstruktionen eines Gebäudes ist der Kernpunkt der „klassischen“ Bauakustik und auch heute noch die wesentliche Fragestellung in der Bauakustik. Im ersten Schritt kann die resultierende Übertragung, z. B. zwischen zwei Räumen eines Gebäudes, betrachtet werden, ohne dass dazu notwendigerweise die Eigenschaften der einzelnen Bestandteile bekannt sein müssen. Unabhängig davon, ob es sich um Luft- oder Körperschall handelt, kann das akustische Verhalten durch eine Übertragungs- oder Transferfunktion beschrieben werden. Das Bau-Schalldämm-Maß oder die Norm-Schallpegeldifferenz stellen z. B. eine solche (globale) Übertragungsfunktion dar. Stets geht es dabei aber um den Schallschutz im Gebäude, für den meistens mehrere Bauteile und Übertragungswege gleichzeitig verantwortlich sind.

Im Gegensatz dazu will man das Übertragungsverhalten einzelner Bauteile auch für sich alleine beschreiben. Dann handelt es sich um eine Bauteileigenschaft, die für das betrachtete Bauteil charakteristisch ist. Die gängigen Verfahren zur Beschreibung der Luftschall- oder Trittschalldämmung von Bauteilen können methodisch ebenfalls auf Übertragungsfunktionen zurückgeführt werden (siehe Abschnitt 4.4.1 für den Luftschall und Abschnitt 4.5.1 für den Trittschall). Die physikalischen Bedingungen, wie sie z. B. in der Statistischen Energieanalyse (SEA) betrachtet werden, gehen allerdings für viele Bauweisen von einem Energieaustausch zwischen benachbarten, d. h. akustisch gekoppelten Bauteilen aus. Es lässt sich zeigen, dass das Bauteilverhalten dann nicht mehr alleine von den Bauteileigenschaften sondern von den Umgebungsbedingungen mit bestimmt wird. Das Bauteilverhalten wird somit zum „Systemverhalten“. Dies ist zu beachten, wenn von den Eigenschaften der Bauteile im eingebauten Zustand die Rede ist. Messtechnisch ist deshalb sicherzustellen, dass die Untersuchungen in einem wohldefinierten Umfeld stattfinden, damit die Ergebnisse aussagefähig und vergleichbar sind. Von Systemverhalten kann auch dann gesprochen werden, wenn mehrere Einzelbauteile zu einer Gesamtkonstruktion zusammengesetzt werden, so dass sich dafür ein resultierendes Verhalten ergibt. Dies ist beispielsweise bei zusammengesetzten Bauteilen der Fall (z. B. einer Wand mit Fenstern und Türen oder einer Fassadenkonstruktion aus Glasflächen, Pfosten und Riegeln).

Geht man noch einen Schritt weiter, dann stellt sich die Frage, inwiefern das Übertragungsverhalten von Bauteilen von deren Materialeigenschaften abhängt. Dies ist bedeutsam bei der Entwicklung und Optimierung schalldämmender Konstruktionen. Methoden zur Bestimmung der akustisch relevanten Materialeigenschaften können deshalb ebenfalls zum Repertoire der bauakustischen Messverfahren gezählt werden. Hierzu gehören Messungen des E-Moduls, der dynamischen Steifigkeit, des Strömungswiderstandes und des Verlustfaktors. Auch die Messung

des Schallabsorptionsgrades könnte man dazu rechnen, obwohl dieser meistens nicht als reine Materialeigenschaft darstellbar ist.

Methodisch müssen Bauteil- und Gebäudeeigenschaften, auch messtechnisch, strikt getrennt werden, wenn nicht irreführende Annahmen und Folgerungen provoziert werden wollen. Dies soll am Beispiel der Luftschalldämmung erläutert werden. Soll das schalldämmende Verhalten eines einzelnen Bauteils beschrieben werden, dann darf auch nur die Schallübertragung über dieses Bauteil betrachtet werden (siehe Abb. 4.2). Alle anderen möglichen Übertragungswege sind auszuschließen. Dies ist bei der Messung durch geeignete Prüfstände sicherzustellen (siehe dazu Abschnitt 4.4.4).

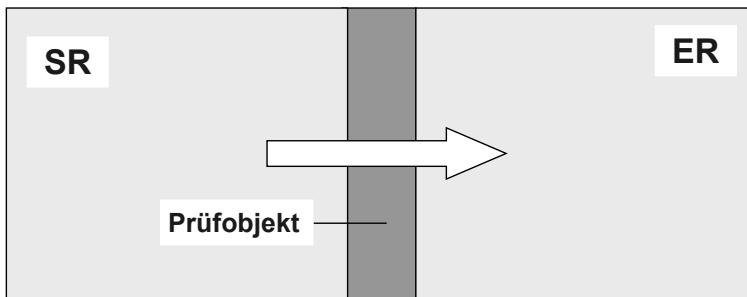


Abb. 4.2 Schallübertragung bei der Messung der Schalldämmung eines Trennbauteiles

Es handelt sich hier um eine Bauteileigenschaft, die die schalltechnische Leistungsfähigkeit des Produktes beschreibt, Produkte untereinander vergleichbar macht und als Produkteigenschaft in Berechnungs- und Prognoseverfahren verwendet werden kann.

Im Gegensatz dazu ist der Schallschutz im Gebäude eine resultierende Eigenschaft unterschiedlicher Bauteile und Schallübertragungswege. Soll z. B. die Schalldämmung zwischen zwei Räumen beschrieben werden, dann können die Verhältnisse nach Abb. 4.3 herangezogen werden. Zur Übertragung über das trennende Bauteil kommen nun weitere Übertragungswege dazu, von denen in dieser Abbildung diejenigen über flankierende Bauteile berücksichtigt wurden.

Die für den Luftschall aufgezeigte Unterscheidung gilt sinngemäß auch für die Trittschalldämmung. Sie ist von der harmonisierten europäischen Normung des baulichen Schallschutzes gewollt und gefordert. Dieser methodische Ansatz zeigt sich programmatisch in der EN 12354 („Berechnung der Gebäudeeigenschaften aus den Bauteileigenschaften“) für die Berechnung des Schallschutzes in Gebäuden (siehe Abschnitt 4.3.2).

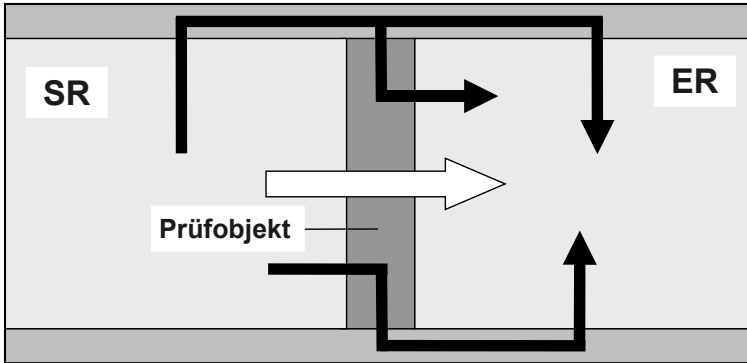


Abb. 4.3 Direkte und flankierende Schallübertragung bei der Messung des Schallschutzes zwischen zwei Räumen

4.2.2.3 Immission

Hier interessiert die Schalleinwirkung an einem definierten Einwirkungsort. Dabei geht es primär nicht um die Art der Schallübertragung sondern um die messtechnische Erfassung der betrachteten Einwirkungsgröße. Dies kann – der häufigste Fall – ein Luftschallpegel sein. Aber auch Körperschallgrößen (z. B. Körperschallschnelle oder -beschleunigung) können von Interesse sein. Die Notwendigkeit der messtechnischen Erfassung solcher Immissionsgrößen ergibt sich meist aus der Einhaltung der von Regelwerken oder gesetzlichen Vorgaben gestellten Anforderungen. Typische Beispiele im Bereich der Bauakustik sind:

- Luftschallpegel haustechnischer Anlagen
- Luftschallpegel von Gewerbebetrieben im selben Gebäude
- Luftschallpegel aus der Gebäudeumgebung, verursacht durch Verkehr oder Industrie
- Körperschallpegel, verursacht durch Maschinen oder technische Anlagen im selben Gebäude oder in der Nachbarschaft
- Erschütterungen, die von außen auf das Gebäude einwirken (Verkehr, Industrie)

Da Körperschallmessmethoden in Kapitel 7 beschrieben werden, beschränkt sich dieses Kapitel auf die Bestimmung von Luftschallimmissionen.

4.2.3 Messtechnische Größen und Kenngrößen

Für Luftschallmessungen sind die interessierenden Feldgrößen (Schalldruck und Schallschnelle) bereits in den Kapiteln 1.1.2 und 2.2.1 behandelt worden. Angaben zu den energetisch definierten Größen (Schallleistung und Schallintensität) finden sich in Kapitel 5.2. Die bei Körperschallmessungen in Betracht kommenden Größen

(Körperschallschnelle und -Beschleunigung, Kraft) werden in Kapitel 7.2 erläutert. Dort finden sich auch Angaben zu den über Kraft und Schnelle definierten Impedanzen und Admittanzen.

Grundlage der klassischen bauakustischen Messverfahren ist die Messung des Schalldrucks. So werden alle benötigten Kenngrößen der Luftschalldämmung, aber auch der Trittschalldämmung, über Schallpegelmessungen ermittelt. Selbst bei der Kennzeichnung der strömungsakustischen Eigenschaften von Wasserarmaturen wird bei der Messung des Armaturengeräuschpegels L_{ap} nur eine Luftschallmessung durchgeführt. In neueren Verfahren werden auch Messungen der Schallintensität vorgesehen, z. B. in ISO 15186 (Teile 1 und 2) zur Bestimmung der Schalldämmung. Körperschallgrößen werden in den genormten bauakustischen Messverfahren erst neuerdings berücksichtigt, beispielsweise bei der Messung von Körperschall-Nachhallzeiten (siehe Abschnitt 4.4.5.3), der messtechnischen Bestimmung des Stoßstellendämm-Maßes K_{ij} oder der Bestimmung der Körperschalleistung von Geräten.

Die genannten Größen werden in der Bauakustik üblicherweise als Pegelgrößen verwendet. Bezugswerte zur Pegelbildung sind in DIN EN ISO 1683 festgelegt. Weitere Angaben für Pegel im Luftschallbereich finden sich in Kapitel 2.2.1 für den Schalldruckpegel und in Kapitel 5.3 für den Schalleistungspegel und den Schallintensitätspegel. Pegel des Körperschallbereichs für Schnelle, Beschleunigung und Kraft werden in Kapitel 7.2 erläutert.

Mit Ausnahme einiger Materialeigenschaften werden in der Bauakustik alle Kenngrößen frequenzabhängig gemessen. Dazu wird eine Filterung in Terzbändern, gelegentlich auch in Oktavbändern, vorgenommen. In den genormten Messverfahren finden sich Regelungen, wie die Frequenzgänge dieser Kenngrößen grafisch und tabellarisch darzustellen sind. Zur Deklaration schalltechnischer Produkteigenschaften und zur Formulierung bauakustischer Anforderungen wird in der Regel allerdings nicht auf die frequenzabhängigen Angaben sondern auf so genannte Einzahlwerte zurückgegriffen. Für die Größen der Luft- und Trittschalldämmung enthält ISO 717 in den Teilen 1 und 2 Bewertungsverfahren, die angeben, wie aus einer frequenzabhängigen Kenngröße $X(f)$ der Einzahlwert X_w gebildet wird. So ergibt sich z. B. aus den Werten des Schalldämm-Maßes R das bewertete Schalldämm-Maß R_w . Die genannten Bewertungsverfahren beruhen auf einer frequenzabhängigen Beurteilung der Messergebnisse, meistens durch Vergleich mit einer definierten Bezugskurve. Da bei den so ermittelten Einzahlangaben die Frequenzinformation verloren geht, werden in ISO 717 zusätzlich so genannte Spektrum-Anpassungswerte für die Luft- und Trittschalldämmung definiert. Diese sollen die schalltechnische Leistungsfähigkeit der Bauteile bezüglich besonderer Anregespektren zum Ausdruck bringen.

Um kenntlich zu machen, ob eine Kenngröße eine Bauteil- oder Gebäudeeigenschaft beschreibt, wird für gebäudebezogene Größen der Beistrich verwendet. So lautet z. B. das im Prüfstand gemessene Schalldämm-Maß R und das Schalldämm-Maß im Bau (Bau-Schalldämm-Maß) R' .

4.3 Bauakustische Mess- und Berechnungsverfahren in der Normung

Da die bauakustische Messtechnik nahezu vollständig in genormten Messverfahren niedergelegt ist, stellen diese einen wesentlichen Bestandteil der Ausführungen dieses Kapitels dar.

4.3.1 Nationale und internationale Normen

Bereits seit langer Zeit existieren unterschiedliche nationale und internationale Normen zu bauakustischen Messverfahren. Durch die europäische Normung bei CEN (*Comité Européen de Normalisation*) wurde, verankert in der Bauproduktenrichtlinie von 1989 [4.2] und im Grundlagendokument „Schallschutz“ [4.3], die Grundlage für ein europäisch harmonisiertes Normenwerk in der Bauakustik geschaffen. Abgedeckt werden durch die Vorgaben des Grundlagendokumentes die folgenden Bereiche:

- Messverfahren
- Beurteilungsverfahren
- Berechnungsverfahren.

Die Anforderungen an den baulichen Schallschutz verbleiben in nationaler Hoheit. In Deutschland wird dies über die DIN 4109 geregelt.

Die genannten Bereiche stehen in direktem Zusammenhang mit den bauakustischen Messverfahren: Beurteilungsverfahren zur Feststellung einer speziellen bauakustischen Qualität setzen ein gemessenes Ergebnis voraus. Berechnungsverfahren benötigen Eingangsgrößen, die bei Bedarf durch Messungen gewonnen werden können. Schließlich müssen auch Anforderungen durch Messungen überprüfbar sein.

Da bei gleichen Normungsaufgaben die nationalen Regelwerke den europäischen Normen untergeordnet sind, wurde das in Deutschland im Rahmen der DIN 52210 (und einigen weiteren ergänzenden Normen) bestehende bauakustische Regelwerk sukzessive zurückgezogen und durch die europäischen Normen ersetzt. Diese wurden entweder direkt bei CEN als europäische Normen (EN) erarbeitet, von ISO (*International Organization for Standardization*) übernommen oder gemeinsam mit ISO erarbeitet. So trägt der überwiegende Teil dieser Normen die Bezeichnung „EN ISO“. Durch Übernahme als in Deutschland geltende Norm werden diese dann zu „DIN EN ISO“-Normen.

4.3.2 Europäische Berechnungsverfahren für den baulichen Schallschutz

Die europäischen Berechnungsverfahren erlauben es, den Schallschutz in Gebäuden detailliert zu planen und die gestellten Anforderungen rechnerisch zu überprüfen. Sie haben sich als Bindeglied für die gesamte bauakustische Normung erwiesen. Durch die vollständige Darstellung der bauakustisch relevanten Vorgänge deklarieren sie nicht nur die für die Berechnung erforderlichen Größen, sondern formulieren erstmals in geschlossener Form auch den Bedarf für die benötigten Messverfahren. Tatsächlich sind auf der Grundlage dieser Berechnungsnormen bei CEN mehrere neue Messnormen erarbeitet worden, um bisherige Lücken in der bauakustischen Messtechnik zu schließen. Im Rahmen dieses Kapitels können die messtechnisch zu ermittelnden Größen und die dafür vorgesehenen Messverfahren dank der Berechnungsmodelle in ihren baulichen Zusammenhang gestellt werden. Eine zusammenfassende Darstellung dieser Berechnungsmodelle soll deshalb der Behandlung einzelner Messverfahren vorangestellt werden.

4.3.2.1 Übersicht und Methodik der EN 12354

Die europäischen Berechnungsverfahren der EN 12354 decken alle wesentlichen Bereiche des baulichen Schallschutzes ab:

- Luftschallschutz in Gebäuden (EN 12354-1)
- Trittschallschutz (EN 12354-2)
- Schutz gegen Außenlärm (EN 12354-3)
- Schallübertragung nach außen (EN 12354-4)
- Geräusche haustechnischer Anlagen (prEN 12354-5)
- Schutz vor Lärm durch übermäßige Halligkeit (EN 12354-6)

Zum Anwendungsbereich dieser Verfahren heißt es beispielsweise in EN 12354-1:

Beschrieben werden Rechenmodelle zur Ermittlung der Luftschalldämmung zwischen Räumen in Gebäuden, hauptsächlich auf der Grundlage von Messdaten, die die direkte oder die Flankenübertragung durch die beteiligten Bauteile kennzeichnen. . . .

In den Berechnungsverfahren sollen die benötigten Größen also prinzipiell auch messbare Größen sein. Damit wird ein direkter und physikalisch begründbarer Zusammenhang zwischen den Größen der Berechnungs- und der Messverfahren hergestellt. Da diese Berechnungsverfahren bei der Erfassung der bauakustischen Gegebenheiten weit über den Anspruch schon vorhandener Nachweisverfahren (z. B. in DIN 4109, Ausgabe 1989) hinausgehen, werden auch Kenngrößen für Bauteile und Übertragungssituationen benötigt, für die die entsprechenden Messverfahren erst neu geschaffen werden mussten. Die Berechnungsverfahren erweisen sich dadurch als Motor für die Erarbeitung neuer Messverfahren. Bis auf einige wenige Teilbereiche, insbesondere im Bereich der haustechnischen Anlage, sind diese Arbeiten mittlerweile abgeschlossen.

4.3.2.2 Luftschalldämmung zwischen Räumen nach EN 12354-1

Ansatz des Rechenverfahrens

Im Berechnungsmodell wird die Gesamtübertragung zwischen zwei Räumen systematisch in die einzelnen Übertragungswege aufgeteilt (siehe Abb. 4.4). Dabei wird vorausgesetzt, dass alle Wege voneinander unabhängig sind und separat behandelt werden können und dass diffuse Schallfelder für den Luft- und Körperschall vorliegen. Hier schlagen sich die Annahmen der Statistischen Energieanalyse nieder, die diesem Modell zugrunde liegen. Die Annahme diffuser Schallfelder wird übrigens auch bei den Messverfahren eine ausschlaggebende Rolle spielen. Die Grundlagen zur Berechnung sind in der Literatur hergeleitet und beschrieben [4.4, 4.5, 4.6]. Alle Übertragungsmöglichkeiten werden berücksichtigt und jeder Weg wird mit dem zugehörigen Transmissionsgrad τ beschrieben.

Allgemein ist der Transmissionsgrad definiert als das Verhältnis der von einem Bauteil abgestrahlten Schallleistung P_2 zur auf das Bauteil auffallenden Schallleistung P_1 :

$$\tau = \frac{P_2}{P_1} \quad (4.1)$$

Aus dem Transmissionsgrad ergibt sich das Schalldämmmaß R durch

$$R = 10 \lg \frac{1}{\tau} = -10 \lg \tau \quad (4.2)$$

Bei den Übertragungsmöglichkeiten wird unterschieden zwischen der direkten Übertragung über das Trennbauteil und der indirekten Übertragung über Nebenwege. Die direkte Übertragung setzt sich zusammen aus der Körperschallübertragung über das Trennbauteil (Transmissionsgrad τ_d) und der Luftschallübertragung über Elemente im Trennbauteil (Transmissionsgrad τ_e). Die Nebenwegübertragung setzt sich zusammen aus der Körperschall-Nebenwegübertragung über flankierende Bauteile (Flankenübertragung, Transmissionsgrad τ_f) und der Luftschall-Nebenwegübertragung über Systeme, z. B. Lüftungsanlagen, Unterdecken, Doppel- und Hohlraumböden, Korridore (Transmissionsgrad τ_s). Damit kann die Gesamtübertragung durch den Gesamt-Transmissionsgrad τ_{ges} beschrieben werden, der sich aus der Summe der einzelnen Transmissionsgrade ergibt:

$$\tau_{\text{ges}} = \frac{P_{\text{ges}}}{P_1} = \tau_d + \sum_{f=1}^n \tau_f + \sum_{e=1}^m \tau_e + \sum_{s=1}^k \tau_s \quad (4.3)$$

In dieser Leistungsbilanz ist P_{ges} die gesamte im Empfangsraum abgestrahlte Schallleistung und P_1 die auf den gemeinsamen Teil des Trennbauteils auftreffende Schallleistung.

Die einzelnen Transmissionsgrade sind folgendermaßen definiert:

- τ_d Verhältnis der vom gemeinsamen Teil des trennenden Bauteils abgestrahlten Schalleistung im Empfangsraum zur auf den gemeinsamen Teil des trennenden Bauteils auftreffenden Schalleistung
- τ_f Verhältnis der von einem flankierenden Bauteil im Empfangsraum abgestrahlten Schalleistung zur auf den gemeinsamen Teil des trennenden Bauteils auftreffenden Schalleistung
- τ_e Verhältnis der durch Luftschall-Direktübertragung von einem kleinen Element innerhalb des trennenden Bauteils abgestrahlten Schalleistung im Empfangsraum zur auf den gemeinsamen Teil des trennenden Bauteils auftreffenden Schalleistung
- τ_s Verhältnis der durch Luftschall-Nebenwegübertragung über ein System im Empfangsraum abgestrahlten Schalleistung zur auf den gemeinsamen Teil des trennenden Bauteils auftreffenden Schalleistung
- n Anzahl der flankierenden Bauteile
- m Anzahl der Elemente mit direkter Luftschallübertragung
- k Anzahl der Systeme mit Luftschall-Nebenwegübertragung

Das Bau-Schalldämm-Maß R' als Zielgröße der Berechnung wird bestimmt über

$$R' = 10 \lg \frac{1}{\tau_{\text{ges}}} = -10 \lg \tau_{\text{ges}} \quad (4.4)$$

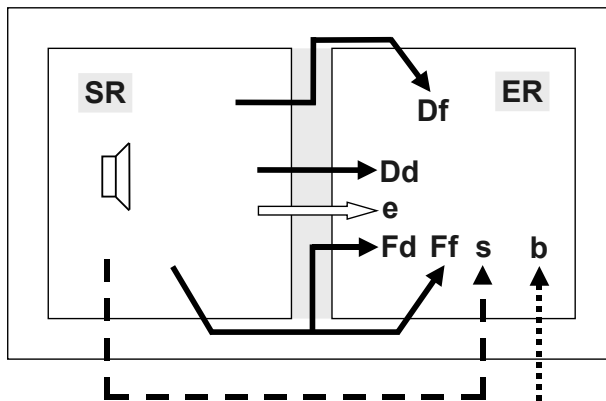


Abb. 4.4 Zu berücksichtigende Schallübertragungswege bei der Luftschalldämmung zwischen zwei Räumen.

SR: Senderaum, ER: Empfangsraum, Dd: Direkter Weg über Trennbauteil, FF: Weg Flanke-Flanke, Fd: Weg Flanke-Direkt, Df: Weg Direkt-Flanke, e: Weg über Elemente im Trennbauteil, s: Weg über Systeme, b: Störgeräusche

Berücksichtigung der Körperschallübertragung

Mit Bezug auf die in Abb. 4.4 genannten Körperschall-Übertragungswege kann die direkte Körperschallübertragung durch

$$\tau_d = \tau_{Dd} + \sum_{F=1}^n \tau_{Fd} \quad (4.5)$$

präzisiert werden. τ_{Dd} und τ_{Fd} sind dabei die Transmissionsgrade der Wege Dd und Fd. Entsprechend gilt für die indirekte Körperschallübertragung

$$\tau_f = \tau_{Df} + \tau_{Ff} \quad (4.6)$$

τ_f beschreibt die Schallabstrahlung eines flankierenden Bauteils im Empfangsraum und muss für jedes der beteiligten Flankenbauteile separat bestimmt werden. Wenn jeder Flankenweg allgemein durch das Element i , auf das der Schall im Senderaum auftrifft, und das abstrahlende Element j im Empfangsraum gekennzeichnet wird, dann kann der Transmissionsgrad für die flankierende Übertragung allgemein mit τ_{ij} bezeichnet werden. Der Zusammenhang zwischen τ_{ij} und dem Flanken-Schalldämm-Maß R_{ij} des Übertragungsweges ij ist gegeben durch

$$\tau_{ij} = 10^{-R_{ij}/10} \quad (4.7)$$

Das Flanken-Schalldämm-Maß kann dargestellt werden durch

$$R_{ij} = \frac{R_i}{2} + \frac{R_j}{2} + \overline{D_{v,ij}} + 10 \lg \frac{S_s}{\sqrt{S_i S_j}} \quad (4.8)$$

R_i und R_j sind die Schalldämm-Maße der Bauteile im Sende- und Empfangsraum, S_i und S_j die dazugehörigen Bauteilflächen, und S_s ist die Fläche des Trennbauteils. $\overline{D_{v,ij}}$ ist die richtungsgemittelte Schnellepegeldifferenz, die über folgende Beziehung ermittelt wird:

$$\overline{D_{v,ij}} = \frac{D_{v,ij} + D_{v,ji}}{2} \quad (4.9)$$

In engem Zusammenhang mit $\overline{D_{v,ij}}$ steht das Stoßstellendämm-Maß K_{ij} , das als invariante Kenngröße zur Charakterisierung der Körperschallübertragung an einer Bauteilverbindung (Stoßstelle) verwendet wird.

Die Schnellepegeldifferenzen $D_{v,ij}$ und $D_{v,ji}$ ergeben sich aus den mittleren Körperschall-Schnellepegeln der beiden an der Stoßstelle zusammentreffenden Bauteile, wobei bei zweimaliger Messung Sende- und Empfangsseite vertauscht werden. Gl. (4.8) besagt, dass das Flanken-Schalldämm-Maß prinzipiell durch die Direktdämmung der beteiligten Bauteile und eine Schnellepegeldifferenz an der Stoßstelle bestimmt werden kann. Es lässt sich somit aus messtechnisch bestimmbar Größen ermitteln. Angaben zur messtechnischen Bestimmung der Schnellepegeldifferenzen finden sich in EN 10848-1.

Berücksichtigung von Vorsatzkonstruktionen

Im Berechnungsverfahren der EN 12354-1 können auch Vorsatzkonstruktionen, die sich verbessernd auf die Luftschalldämmung auswirken, an jedem beliebigen Bauteil des jeweils betrachteten Übertragungsweges berücksichtigt werden, z. B. Vorsatzschalen, schwimmende Estriche, Unterdecken. So gilt für die Flankenwege als Erweiterung von Gl. (4.8)

$$R_{ij} = \frac{R_i}{2} + \Delta R_i + \frac{R_j}{2} + \Delta R_j + \overline{D_{v,ij}} + 10 \lg \frac{S_s}{\sqrt{S_i S_j}} \quad (4.10)$$

ΔR_i und ΔR_j sind hier die Luftschallverbesserungsmaße für Vorsatzkonstruktionen auf der Sende- oder Empfangsseite des Übertragungsweges. Entsprechendes gilt für die Direktübertragung über das trennende Bauteil.

Berücksichtigung der Luftschallübertragung

Für die direkte Luftschallübertragung ergibt sich mit der Norm-Schallpegeldifferenz für Elemente

$$D_{n,e} = L_1 - L_2 + 10 \lg \frac{A_0}{A} \quad (4.11)$$

der Transmissionsgrad

$$\tau_e = \frac{A_0}{S_s} 10^{-D_{n,e}/10} \quad (4.12)$$

Entsprechend ergibt sich für die indirekte Luftschallübertragung mit der Norm-Schallpegeldifferenz für Systeme

$$D_{n,s} = L_1 - L_2 + 10 \lg \frac{A_0}{A} \quad (4.13)$$

der Transmissionsgrad

$$\tau_s = \frac{A_0}{S_s} 10^{-D_{n,s}/10} \quad (4.14)$$

Umrechnung auf situationsbezogene Bedingungen

Im EN-Rechenmodell wird berücksichtigt, dass sich aufgrund unterschiedlicher Einbaubedingungen die akustischen Kenngrößen eines Bauteils zwischen Prüfstands- und Bausituation unterscheiden können. Dies gilt insbesondere für die Luftschall- und Stoßstellendämmung. Deshalb werden die Prüfstandswerte zuerst in sog. In-situ-Werte umgerechnet, bevor sie als Eingangsgrößen im Rechenmodell verwendet werden. Die Größen in den Berechnungsgleichungen sind deshalb an die In-situ-Bedingungen anzupassen, bevor sie in der Leistungsbilanz von Gl. (4.3) eingesetzt werden. Die vorzunehmende In-situ-Anpassung geht davon aus, dass sich

unterschiedliche Einbaubedingungen durch den Gesamt-Verlustfaktor eines Bauteil beschreiben lassen, der Verluste durch Materialdämpfung, Luftschallabstrahlung und insbesondere Energieableitung an den Bauteilrändern erfasst. Grundlagen zu dieser In-situ-Anpassung sind in der Literatur [4.6] beschrieben. Die messtechnischen Konsequenzen werden in Abschnitt 4.4.3.2 („Einfluss des Verlustfaktors“) behandelt.

Benötigte Kenngrößen und Messverfahren für die Luftschalldämmung

Grundsätzlich geht die EN 12354 davon aus, dass alle zur Berechnung benötigten Größen auch durch Messungen bestimmt werden können. Daraus ergibt sich der Bedarf für folgende (Labor)-Messverfahren:

- Messung der Direktdämmung R von Bauteilen (siehe Abschnitt 4.4)
- Messung der Flankenschalldämmung R_{ij} von Bauteilen und Bauteilkombinationen
- Messung der Schnellepegeldifferenz $\overline{D_{v,ij}}$ an Bauteilverbindungen (Stoßstellen) und Bestimmung des Stoßstellendämm-Maßes K_{ij}
- Messung des Gesamtverlustfaktors (siehe Abschnitt 4.4.5.3)
- Messung der Luftschallverbesserungsmaße ΔR (siehe Abschnitt 4.4.6.3)
- Messung der Norm-Schallpegeldifferenz für Elemente $D_{n,e}$ (siehe Abschnitt 4.4.6.2)
- Messung der Norm-Schallpegeldifferenz für Systeme $D_{n,s}$ (siehe Abschnitte 4.4.6.2 und 4.4.9)

Für die Überprüfung der erreichten Luftschalldämmung (Bau-Schalldämm-Maß R') bzw. des erreichten Luftschallschutzes im ausgeführten Gebäude im Rahmen von Güteprüfungen sind zusätzliche Messverfahren festzulegen (siehe hierzu Abschnitt 4.4.7).

4.3.2.3 Trittschalldämmung zwischen Räumen nach EN 12354-2

Die Berechnung der Trittschalldämmung folgt dem schon bekannten Prinzip, dass die Gesamtübertragung aus den Anteilen der einzelnen Übertragungswege zusammengesetzt wird. Für den Gesamt-Trittschallpegel L'_n gilt deshalb (für übereinander liegende Räume)

$$L'_n = 10 \lg \left(10^{L_{n,d}/10} + 10^{L_{n,ij}/10} \right) \quad (4.15)$$

wobei mit $L_{n,d}$ der Norm-Trittschallpegel für die direkte Übertragung des Trittschalls über die Trenndecke und mit $L_{n,ij}$ die Norm-Trittschallpegel für die Übertragung über n flankierende Wände gemeint sind. Für nebeneinander liegende Räume entfällt in Gl. (4.15) bei der Berechnung der erste Summand. Unter Berücksichtigung der Trittschallminderung durch Deckenauflagen und Vorsatzkonstruktionen kann für die Direktübertragung

$$L_{n,d} = L_n - \Delta L - \Delta L_d \quad \text{dB} \quad (4.16)$$

und für die Flankenübertragung

$$L_{n,ij} = L_n - \Delta L + \frac{R_i - R_j}{2} - \Delta R_j - \overline{D_{v,ij}} - 10 \lg \sqrt{\frac{S_i}{S_j}} \quad (4.17)$$

gesetzt werden. Die benötigten Größen sind:

L_n	Norm-Trittschallpegel der Decke
ΔL	Trittschallminderung durch die Deckenauflage
ΔL_d	Trittschallminderung durch Vorsatzkonstruktionen auf der Empfangsraumseite des trennenden Bauteils i (Decke)
R_i	Schalldämm-Maß des angeregten Bauteils (Decke)
R_j	Schalldämm-Maß für Direktübertragung durch das flankierende Bauteil j im Empfangsraum
ΔR_j	Luftschallverbesserungsmaß durch Vorsatzschalen des flankierenden Bauteils j im Empfangsraum
$\overline{D_{v,ij}}$	richtungsgemittelte Schnellepegeldifferenz
S_i	Fläche des trennenden Bauteils (Decke)
S_j	Fläche des flankierenden Bauteils j im Empfangsraum

Auch hier ist wie bei der Berechnung der Luftschallübertragung über die Gesamtverlustfaktoren eine In-situ-Korrektur für die betreffenden Kenngrößen durchzuführen.

Ein vereinfachtes Berechnungsverfahren auf der Basis von Einzahlwerten sieht anknüpfend an den Nachweis der DIN 4109 für homogene Decken folgendes Vorgehen vor:

$$L'_{n,w} = L_{n,eq,0,w} - \Delta L_w + K \quad \text{dB} \quad (4.18)$$

Der bewertete Norm-Trittschallpegel berechnet sich hier aus dem äquivalenten bewerteten Norm-Trittschallpegel $L_{n,eq,0,w}$ und der bewerteten Trittschallminderung ΔL_w sowie einem Korrekturfaktor zur Berücksichtigung der flankierenden Trittschallübertragung.

Aus den Berechnungsansätzen ergibt sich zusätzlich zu den schon genannten Verfahren folgender Bedarf für die messtechnische Ermittlung von Kenngrößen:

- Messung des Norm-Trittschallpegels L_n einer Deckenkonstruktion (siehe Abschnitt 4.5.1)
- Messung der Trittschallminderungen ΔL und ΔL_d (siehe Abschnitt 4.5.8)
- Bestimmung des äquivalenten Norm-Trittschallpegels $L_{n,eq,0,w}$ einer Rohdecke (siehe Abschnitt 4.5.4.4)
- Messung von L'_n im Rahmen von Güteprüfungen in Gebäuden.

4.3.2.4 Luftschalldämmung gegen Außenlärm nach EN 12354-3

Die Luftschallübertragung von außen in das Gebäudeinnere erfolgt in erster Linie direkt über die Außenbauteile. Gegebenenfalls können zusätzlich noch flankierende Bauteile berücksichtigt werden, falls sie erkennbar an der Übertragung des Außenlärms beteiligt sind. Damit ergibt sich für die Gesamtübertragung das Bau-Schalldämm-Maß der Fassade durch

$$R' = -10 \lg \left(\sum_{i=1}^n \tau_{e,i} + \sum_{f=1}^m \tau_f \right) \quad \text{dB} \quad (4.19)$$

Dabei werden mit $\tau_{e,i}$ die Transmissionsgrade für die Direktübertragung der einzelnen Fassadenbauteile (z. B. Wand, Fenster, Türen, Lüftungseinrichtungen) und mit τ_f die Transmissionsgrade für die flankierenden Übertragungswege beschrieben. Für zusammengesetzte Bauteile, die aus mehreren einzelnen Elementen unterschiedlicher Schalldämmung bestehen, kann deren Teil-Transmissionsgrad τ_e wie folgt bestimmt werden:

$$\tau_e = \sum_{j=1}^n \frac{S_j}{S} 10^{R_j/10} + \frac{l_0}{S} \sum_{k=1}^m l_{s,k} 10^{R_{s,k}/10} \quad (4.20)$$

Dabei ist

- R_j das Schalldämm-Maß des Teiles j des Bauteils [dB]
- S die Fläche des Bauteils [m^2]
- S_j die Fläche des Teiles j des Bauteils [m^2]
- $R_{s,k}$ das Schalldämm-Maß je Längeneinheit des Schlitzes oder der Fuge k mit Dichtung [dB]
- $l_{s,k}$ die Länge des Schlitzes oder der Fuge k mit Dichtung [m], mit $l_0 = 1$ m als Bezugslänge;
- n die Anzahl des aus einzelnen Teilen bestehenden Bauteils
- m die Anzahl der Schlitzes oder Fugen, einschließlich Dichtung zwischen den einzelnen Teilen.

Als Besonderheit wird hier die Schalldämmung von Fugen und Schlitzes (ggf. mit entsprechenden Dichtungen) mit einer eigenen Kenngröße $R_{s,k}$ berücksichtigt. Abgesehen von $R_{s,k}$ wurden alle für die Berechnung benötigten Kenngrößen bereits zuvor in Abschnitt 4.3.2.2 deklariert, so dass auf die dort bereits genannten Messverfahren zurückgegriffen werden kann.

Für die Überprüfungen der Schalldämmung von Außenbauteilen im eingebauten Zustand (Güteprüfung am Bau) sind zusätzliche Messverfahren zu definieren, die den besonderen Bedingungen des gerichteten Schalleinfalls Rechnung tragen (siehe hierzu Abschnitt 4.4.7.4).

4.3.2.5 Schallübertragung von Räumen ins Freie nach EN 12354-4

Aus lauten Räumen eines Gebäudes (z. B. Räumen für die Unterbringung zentraler haustechnischer Anlagen, Gewerberäumen) kann über die Gebäudehülle Schall in die Umgebung abgestrahlt werden. Das Berechnungsverfahren der EN 12354-4 beschreibt, wie bei bekanntem Innenschallfeld die Schallleistung der abstrahlenden Elemente der Gebäudehülle bestimmt werden kann, aus der dann über eine Ausbreitungsrechnung der Immissionspegel an einem bestimmten Einwirkungsort berechnet wird. Aus bauakustischer Sicht steht die Gebäudehülle im Vordergrund, die sich aus einzelnen abstrahlenden Segmenten zusammensetzt. Die Schallleistung L_w eines solchen Segmentes kann aus dessen Schalldämm-Maß R' , dessen Fläche S und dem Innenschalldruckpegel $L_{p,in}$ über

$$L_w = L_{p,in} + C_d - R' + 10 \lg \frac{S}{S_0} \quad (4.21)$$

bestimmt werden. Dabei ist C_d der so genannte Diffusitätsterm, der die Eigenschaften des anregenden Schallfeldes beschreibt, und S_0 ist eine Bezugsfläche von 1 m^2 .

Bauakustisch interessiert lediglich die Schalldämmung R' des Segmentes. Dieses kann aus m verschiedenen flächenhaften Bauteilen der Fläche S_i mit den Schalldämm-Maßen R_i und n einzelnen Elementen (kleine Bauteile wie Lüfter etc.) mit den Norm-Schallpegeldifferenzen $D_{n,e,i}$ bestehen. Für R' ergibt sich damit und mit $A_0 = 10 \text{ m}^2$ als Bezugswert für die äquivalente Absorptionsfläche

$$R' = -10 \lg \left[\sum_{i=1}^m \frac{S_i}{S} 10^{-R_i/10} + \sum_{i=m+1}^{m+n} \frac{A_0}{S} 10^{-D_{n,e,i}/10} \right] \quad (4.22)$$

Die messtechnisch relevanten Größen sind die Schalldämm-Maße und Norm-Schallpegeldifferenzen der einzelnen Bauteile.

4.3.2.6 Geräusche haustechnischer Anlagen nach EN 12354-5

Dieser Teil der EN 12354 behandelt Geräusche, die von haustechnischen Anlagen in Gebäuden verursacht werden. Dazu gehören u. a. Anlagen der Heizungs-, Lüftungs- und Klimatechnik, der Wasserinstallation und Aufzugsanlagen.

Zu berücksichtigen sind folgende Übertragungsmöglichkeiten:

- Übertragung des von Anlagen abgestrahlten Luftschalls
- Übertragung von Luftschall in Rohren und Kanalsystemen
- Übertragung von Körperschall, der von den Anlagen in den Baukörper eingeleitet wird.

Für die Luftschallabstrahlung der Schallquellen stehen aus dem technischen Schallschutz diverse Verfahren zur messtechnischen Bestimmung der Schallleistung zur Verfügung (siehe Kapitel 5), so dass aus Sicht der bauakustischen Messtechnik dafür kein Handlungsbedarf besteht. Für die Berechnung der Luftschallausbreitung

im Gebäude kann nach die Norm-Schallpegeldifferenz zwischen zwei (beliebigen) Räumen herangezogen werden. Diese muss auch messtechnisch bestimmt werden können.

Komplexer gestaltet sich die Berechnung der Luftschallübertragung in Rohren und Kanälen. Hierfür existieren umfangreiche Regelwerke (z. B. VDI 2081 [4.7]), auf die sich die EN 12354-5 bezieht. Die Bestimmung des Schallleistungspegels der Schallquellen (z. B. Ventilatoren) und des Übertragungsverhaltens von Elementen des Kanalsystems (z. B. Schalldämpfer, Bögen, Verbindungsstücke) ist durch genormte Messverfahren geregelt, z. B. [4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12], so dass hier für die bauakustische Messtechnik ebenfalls kein Handlungsbedarf besteht.

Neuland wird für die Bauakustik bei der Berechnung der Körperschallübertragung betreten. Problematisch sind dabei die Charakterisierung der Körperschallerzeugung einer Anlage und die Körperschalleinleitung in die angekoppelte Struktur. Das hier zugrunde gelegte Konzept von charakteristischer Körperschallleistung und Kopplungsfunktion geht auf [4.13] zurück. Als kennzeichnende Größe zur Beschreibung der Körperschallerzeugung wird die so genannte charakteristische Körperschallleistung definiert. Diese kann aus der freien Schnelle an den Kontaktpunkten der Quelle zum Baukörper und aus der Admittanz der Quelle bestimmt werden. Hier weist die EN 12354-5 ausdrücklich darauf hin, dass aus diesem Konzept heraus geeignete Messverfahren zu entwickeln sind.

Ausgehend von der charakteristischen Körperschallleistung erfolgt in EN 12354-5 eine Umrechnung in die so genannte installierte Leistung. Das ist die tatsächlich interessierende Emissionsgröße der Körperschallquelle. Dabei wird berücksichtigt, dass die in eine Struktur eingeleitete Körperschallleistung nicht nur von der Quelle, sondern auch von der angeregten Struktur abhängt. Ausschlaggebend für die Leistungsübertragung ist das Verhältnis von Quell- und Strukturadmittanz. Im Rechenverfahren wird das durch den so genannten Kopplungsterm berücksichtigt. Die sich daraus ergebende messtechnische Aufgabe besteht in der Ermittlung der benötigten Admittanzen. Dies ist keine spezifische Fragestellung der bauakustischen Messtechnik. Hinweise zur Messung von Admittanzen bzw. Impedanzen finden sich in den Kapiteln 7.4.3 und 7.4.4.

Wenn die in den Baukörper eingeleitete Körperschallleistung bekannt ist, kann die Körperschallausbreitung im Gebäude mit den aus EN 12354-1 und EN 12354-2 bekannten Methoden erfolgen. Die messtechnische Aufgabe besteht darin, die Körperschallübertragungswege zu charakterisieren, am besten durch geeignete Übertragungsfunktionen.

Im Rahmen der Überprüfung von Anforderungen stellt sich messtechnisch noch die Aufgabe, die Immissionspegel der Anlagen in schutzbedürftigen Räumen zu ermitteln. Dafür werden geeignete Messverfahren benötigt.

4.4 Messung der Luftschalldämmung und Luftschallübertragung

4.4.1 Grundprinzip der Schalldämmungsmessung

Ausgangspunkt ist die Definition der Schalldämmung über eine Leistungsbetrachtung. Im Sinne einer Übertragungsfunktion beschreibt der Transmissionsgrad τ nach Gl. (4.1) das Verhältnis der durchgelassenen (abgestrahlten) Schallleistung P_2 zur auf das Bauteil auffallenden Schallleistung P_1 . Daraus ergibt sich die Definition des Schalldämm-Maßes R als

$$R = 10 \lg \frac{1}{\tau} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \quad \text{mit} \quad R \geq 0 \quad (4.23)$$

Die Schalldämmung kann also nicht direkt gemessen werden, sondern setzt eine Bestimmung der Schallleistungen P_1 und P_2 voraus. Denkbar wäre z. B. die gesuchten Leistungen aus den Intensitäten und Flächen zu bestimmen, die vor dem Bauteil für die Anregung verantwortlich bzw. hinter dem Bauteil bei der Abstrahlung wirksam sind. Ausführungen zur Intensitätsmessung finden sich in Kapitel 5.7. Verfahren, wie über Intensitätsmessungen die Schalldämmung bestimmt werden kann, werden in ISO 15186-1 und ISO 15186-2 beschrieben.

Ein anderer Ansatz führt zum Zweiraumverfahren, das bereits dem Umstand Rechnung trägt, dass das betrachtete Bauteil häufig als Trennbauteil zwischen zwei Räumen fungiert (siehe Abb. 4.5).

Das Grundprinzip besteht darin, dass im Senderaum ein diffuses Schallfeld erzeugt wird, mit welchem das Trennbauteil angeregt wird.

In der Bauakustik werden weitgehend diffuse Schallfelder vorausgesetzt. Als diffus wird ein Schallfeld bezeichnet, wenn die Schallenergie sich aufgrund vielfacher Reflexionen gleichmäßig im Raum verteilt und damit die Schallenergiedichte an jedem Punkt im Raum gleich groß ist. Im diffusen Schallfeld werden alle Raumflächen gleichstark durch Schall bestrahlt. Voraussetzungen sind ausreichend reflektierende Raumberandungen, die dazu führen, dass sich der Schall im Mittel in allen Richtungen mit der gleichen Wahrscheinlichkeit ausbreitet. Im Diffusfeld müssen ausreichend viele Eigenmoden des Raumes im betrachteten Frequenzband angeregt werden können. Diese idealisierenden Annahmen für diffuse Schallfelder werden in der Praxis oft nicht ausreichend erfüllt.

Für bauakustische Messungen wird zur Anregung des Schallfeldes üblicherweise ein von Lautsprechern abgestrahltes Signal verwendet. In bestimmten Fällen sind aber auch andere Quellen denkbar, z. B. das von außen auf ein Gebäude einwirkende Verkehrsgeschall, wenn die Schalldämmung eines Außenbauteils bestimmt werden soll (siehe hierzu Abschnitt 4.4.7.4). Wenn nun die Effektivwerte der Schalldrücke $\tilde{p}_1$ und $\tilde{p}_2$ im Sende- und Empfangsraum bzw. deren Schalldruckpegel L_1 und L_2 gemessen werden, dann wäre eine Charakterisierung der über das Bauteil stattfindenden Schallübertragung bereits über das Verhältnis der Schalldruckquadrate $\tilde{p}_1^2/\tilde{p}_2^2$ bzw. durch die Schallpegeldifferenz

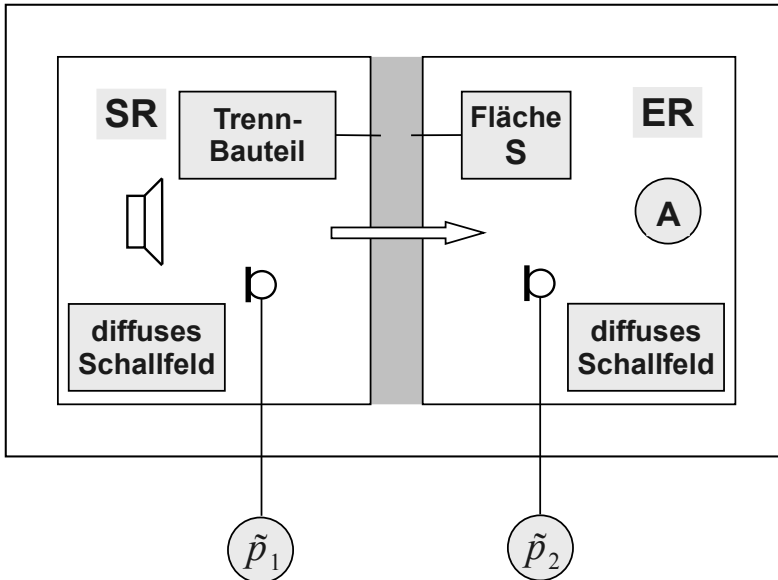


Abb. 4.5 Grundprinzip der Schalldämmungsmessung nach dem Zweiraumverfahren
 $\tilde{p}_1$ und $\tilde{p}_2$: Schalldrücke im Send- und Empfangsraum, S : Fläche des Trennbauteils, A : äquivalente Absorptionsfläche im Empfangsraum

$$D = L_1 - L_2 \quad \text{dB} \quad (4.24)$$

denkbar. Dabei wird aber nicht berücksichtigt, dass der Schalldruck(pegel) im Empfangsraum von der Größe der übertragenden Bauteilfläche und der absorbierenden Ausstattung des Empfangsraumes abhängt. Auch wird stillschweigend vorausgesetzt, dass in beiden Räumen ideale Diffusfelder vorliegen, so dass die Schalldrücke im Send- oder Empfangsraum ortsunabhängig überall denselben Wert haben. Da diese Annahme unter realen Gegebenheiten nicht vollständig zu erfüllen ist, müssen messtechnische Vorkehrungen getroffen werden, die ein plausibles Messergebnis sicherstellen (siehe Abschnitt 4.4.5.1, „Maßnahmen zur Minimierung nicht ideal diffuser Schallfelder“).

Zuerst allerdings soll die Gültigkeit des Diffusfeldansatzes weiter vorausgesetzt werden. Wie z. B. in [4.14] gezeigt wird, ist die auf das trennende Bauteil mit der Fläche S auftreffende Schallleistung

$$P_1 = \frac{\tilde{p}_1^2 S}{4\rho c} \quad (4.25)$$

wobei ρc die Schallkennimpedanz ist. Die in den Empfangsraum vom trennenden Bauteil übertragene Schallleistung lässt sich dadurch bestimmen, dass stationäre Verhältnisse für die Übertragung gelten. Dann kann angenommen werden, dass gerade soviel Schallleistung in den Raum übertragen wird, wie durch Verluste im

Raum ständig verloren geht. Die Verlusteigenschaften des Raumes werden über die äquivalente Absorptionsfläche A beschrieben. A ist eine gedachte, vollständig absorbierende Fläche ($\alpha = 1$), die in einem Raum zu denselben Verlusten führt wie die tatsächlich vorhandenen absorbierenden Flächen und Gegenstände mit ihrer tatsächlichen Absorption.

Im Diffusfeld gilt dann für die über das Trennbauteil abgestrahlte Schallleistung durch Gleichsetzung mit der absorbierten Leistung

$$P_2 = \frac{\tilde{p}_2^2}{4\rho c} \quad (4.26)$$

Für den Transmissionsgrad ergibt sich dann mit Gl. (4.1)

$$\tau = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\tilde{p}_2^2 A}{\tilde{p}_1^2 S} \quad (4.27)$$

und für das Schalldämm-Maß mit Gl. (4.23)

$$R = 10 \lg \frac{\tilde{p}_1^2}{\tilde{p}_2^2} + 10 \lg \frac{S}{A} \quad (4.28)$$

In Pegelschreibweise wird daraus mit

$$R = L_1 - L_2 + 10 \lg \frac{S}{A} \quad \text{dB} \quad (4.29)$$

die bekannte Formel zur Bestimmung des Schalldämm-Maßes, die fälschlicherweise oft als Definition des Schalldämm-Maßes bezeichnet wird, tatsächlich aber die Messvorschrift unter (idealen) Diffusfeldbedingungen wiedergibt.

Die zu bestimmenden akustischen Größen sind die Schallpegel L_1 im Senderraum und L_2 im Empfangsraum sowie die äquivalente Absorptionsfläche A . L_1 und L_2 sind als die Pegel der örtlich gemittelten Schalldruckquadrate zu verstehen, worauf in Abschnitt 4.4.5.1 („*Abtastung des Schallfeldes – Messung des mittleren Schalldruckpegels im Raum*“) detailliert eingegangen wird. A kann durch Messung der Nachhallzeit T bestimmt werden. Die Nachhallzeit ist definiert als diejenige Zeit, in der die Energiedichte im Schallfeld nach dem Abschalten der Quelle auf den millionsten Teil des Anfangswertes bzw. der Schalldruckpegel um 60 dB abgefallen ist (näheres siehe Kapitel A.1).

Über die Sabinesche Formel gilt dann:

$$A = 0,16 \frac{V}{T} \quad (4.30)$$

Dabei sind

- A äquivalente Schallabsorptionsfläche [m^2]
- V Volumen des Empfangsraumes [m^3]
- T Nachhallzeit im Empfangsraum [s]

Das anzuwendende Messverfahren zur Bestimmung von T nach ISO 354 und weitere Verfahren nach ISO 3382 werden in Abschnitt 4.4.5.2 beschrieben.

Aufgrund der Frequenzabhängigkeit von R und A sind alle akustischen Messgrößen in Abhängigkeit von der Frequenz zu erfassen. Die messtechnische Umsetzung von Gl. (4.29) findet sich für Laborbedingungen in ISO 140-3 und für Baubedingungen in ISO 140-4.

4.4.2 Kennzeichnende Größen zur Beschreibung der Schalldämmung und des Schallschutzes

4.4.2.1 Definition und Anwendung der Kenngrößen

Der Definition des Transmissionsgrades in Gl. (4.1) und des Schalldämm-Maßes in Gl. (4.23) wurde eine ausschließliche Schallübertragung über das betrachtete Bauteil zugrunde gelegt. Dies kann in Prüfständen durch geeignete Maßnahmen in ausreichender Weise sichergestellt werden (siehe hierzu Abschnitt 4.4.4). Falls die Schalldämmung im Gebäude ermittelt werden soll, kann dies allerdings nicht mehr garantiert werden. Es muss mit Nebenwegübertragung gerechnet werden (siehe hierzu Abschnitt 4.3.2.2). Die gesamte in den Empfangsraum übertragene Schallleistung P_{ges} setzt sich nach Gl. (4.3) aus der über das Trennbauteil übertragenen Schallleistung sowie der auf anderen Wegen in den Raum gelangten Schallleistung zusammen (siehe Abb. 4.4). Dafür kann analog zu Gl. (4.1) nach Gl. (4.3) ein Gesamt-Transmissionsgrad $\tau_{\text{ges}} = P_{\text{ges}}/P_1$ definiert werden, bei dem die gesamte übertragene Schallleistung ebenfalls auf die auf das trennende Bauteil auftreffende Schallleistung bezogen wird. Bei diesem Ansatz wird bereits gedanklich vorweggenommen, dass man sich die Gesamtübertragung unabhängig von den tatsächlichen Übertragungswegen über das trennende Bauteil vorstellt. Dieser Ansatz wird noch deutlicher, wenn in Analogie zu den Gln. (4.23) und (4.29) das Schalldämm-Maß im Gebäude mit

$$R' = 10 \lg \frac{1}{\tau_{\text{ges}}} = 10 \lg \frac{P_1}{P_{\text{ges}}} \quad (4.31)$$

und

$$R' = L_1 - L_2 + 10 \lg \frac{S}{A} \quad \text{dB} \quad (4.32)$$

bestimmt wird. Zur Unterscheidung von der Ausgangssituation wird das Schalldämm-Maß nun mit R' bezeichnet und Bau-Schalldämm-Maß genannt. Der Apostroph weist darauf hin, dass das Schalldämm-Maß auch durch Nebenwegübertragung beeinflusst sein kann. Es bleibt aber bei derselben Formulierung für die messtechnische Umsetzung und damit auch beim Bezug auf die Fläche S des Trennbauteils. Man tut so, als ob die gesamte Leistung über das Trennbauteil übertragen wurde und ignoriert die tatsächlichen Übertragungsverhältnisse. R' wird in der Regel größer sein als R . Der Unterschied zwischen R und R' ist dann der Anteil der

Nebenwegübertragung, der zur reinen Übertragung über das Trennbauteil hinzukommt.

Der Bezug auf die Trennfläche S ist aus physikalischer Sicht willkürlich, bietet aber bei der Berechnung der resultierenden Schalldämmung im Gebäude gewisse Vorteile. Will man diese „Inkonsequenz“ vermeiden, kann alternativ – ohne Bezug auf die Trennfläche – auf Schallpegeldifferenzen zurückgegriffen werden. Unabhängig von der Herleitung können ja die Gln. (4.29) und (4.32) aus praktischer Sicht als eine Schallpegeldifferenz $D = L_1 - L_2$ verstanden werden, die mit einem Korrekturglied $10 \lg S/A$ versehen wird. Diese „Korrektur“ hat die Aufgabe, situationsbedingte Umstände der Messung zu berücksichtigen. Wenn nun dieses Korrekturglied nicht mehr zwangsläufig aus den physikalischen Voraussetzungen des Verfahrens abgeleitet wird, kann eine „Korrektur“ der situationsbedingten Messumstände auch anderweitig erfolgen. Hierfür sind Korrekturen hinsichtlich der Nachhallzeit oder der äquivalenten Absorptionsfläche im Empfangsraum üblich. Man erhält so die Norm-Schallpegeldifferenz

$$D_n = D - 10 \lg \frac{A}{A_0} = L_1 - L_2 - 10 \lg \frac{A}{A_0} \quad \text{dB} \quad (4.33)$$

und die Standard-Schallpegeldifferenz

$$D_{nT} = D + 10 \lg \frac{T}{T_0} = L_1 - L_2 + 10 \lg \frac{T}{T_0} \quad \text{dB} \quad (4.34)$$

Dabei ist:

- D die Schallpegeldifferenz in dB
- A die äquivalente Schallabsorptionsfläche des Empfangsraumes in m^2
- A_0 die Bezugs-Absorptionsfläche in m^2 (für Räume in Wohngebäuden oder Räume vergleichbarer Größe gilt $A_0 = 10 \text{ m}^2$).
- T die Nachhallzeit im Empfangsraum in s;
- T_0 die Bezugs-Nachhallzeit (für Wohnräume gilt $T_0 = 0,5 \text{ s}$)

Die Normierung der Schallpegeldifferenz auf eine Nachhallzeit von 0,5 s berücksichtigt die Erfahrung, dass üblicherweise in möblierten Wohnräumen nahezu volumen- und frequenzunabhängig eine Nachhallzeit von etwa 0,5 s vorliegt [4.15].

Da diesen drei Kenngrößen dieselben akustischen Messgrößen zugrunde liegen, können sie ohne weiteres in einander umgerechnet werden:

$$D_{nT} = R' + 10 \lg \left(\frac{0,32 V}{S} \right) \quad (4.35)$$

$$D_{nT} = D_n + 10 \lg \left(\frac{V}{31,25} \right) \quad (4.36)$$

$$D_n = R - 10 \lg \left(\frac{S}{A_0} \right) \quad (4.37)$$

Da D_{nT} nur in Gebäuden gemessen wird, gelten die beiden ersten Umrechnungen nur für Gebäudemessungen (deshalb R'). Die dritte Umrechnung kann für Messungen in Prüfständen oder Gebäuden herangezogen werden. Deshalb kann hier statt R auch R' gesetzt werden. Vorteilhaft bei der praktischen Messung und Auswertung von D_{nT} ist, dass nicht das Raumvolumen benötigt wird, da die Nachhallzeit T im Gegensatz zur Absorptionsfläche A direkt gemessen werden kann. Unsicherheiten, die bei der Bestimmung des maßgeblichen Raumvolumens z. B. bei gekoppelten Räumen oder offenen Grundrissen entstehen können [4.17], werden damit eliminiert.

Bei Messungen in Gebäuden kommt es immer wieder vor, dass die Schallübertragung zwischen nicht unmittelbar aneinander grenzenden Räumen erfasst werden soll. Da es in diesem Fall keine gemeinsame Trennfläche gibt, wäre hier die Angabe eines Schalldämm-Maßes ohne jegliche praktische Bedeutung. In solchen Fällen ist die Verwendung der Norm- oder Standard-Schallpegeldifferenz üblich. Welche der beiden Größen zu verwenden ist, hängt von den geltenden Anforderungen ab. Im Rahmen der DIN 4109 ist dies in der Fassung von 1989 die Norm-Schallpegeldifferenz, in deren Neufassung (zurzeit Entwurf) wird generell für alle Anforderungen die (bewertete) Standard-Schallpegeldifferenz herangezogen. Zu beachten ist bei beiden Kenngrößen, dass die Voraussetzung diffuser Schallfelder durch die „Uminterpretation“ der Messgleichung (4.32) nicht ausgehebelt wird. Entsprechende Ausführungen in Abschnitt 4.4.5.1 „Maßnahmen zur Minimierung von Einflüssen nicht ideal diffuser Schallfelder“ zur Messung des Schalldämm-Maßes in Schallfeldern mit ungenügenden Diffusfeldeigenschaften haben deshalb auch für diese Kenngrößen volle Gültigkeit.

Wegen seiner leistungsbezogenen Definition kann gezeigt werden, dass die Reziprozität auch für R zutrifft, wenn die Voraussetzung diffuser Schallfelder in beiden Messräumen erfüllt ist. Das Schalldämm-Maß ist deshalb von der Messrichtung unabhängig. Dies gilt auch für das Bau-Schalldämm-Maß. Auf D_{nT} trifft das allerdings nicht mehr zu. Wenn in Gl. (4.35) R' als reziproke und richtungsunabhängige Größe in D_{nT} umgerechnet wird, muss dabei das Volumen des Empfangsraumes berücksichtigt werden. Bei unterschiedlich großen Räumen führt dies bei unterschiedlichen Messrichtungen zu unterschiedlichen Ergebnissen. Der größere Raum erhält den höheren Wert. Zur messtechnischen Überprüfung der Anforderungen in Gebäuden schreibt die DIN 4109-1 (Entwurf) deshalb vor, dass D_{nT} vom größeren zum kleineren Raum gemessen wird.

Zusammenfassend gilt: R ist als Messgröße ausschließlich in Prüfständen mit unterdrückter Nebenwegübertragung zu ermitteln und beschreibt als Produkteigenschaft die Leistungsfähigkeit eines schalldämmenden Bauteils. R' wird nur in Gebäuden gemessen (Bau-Schalldämm-Maß!) und beschreibt die resultierende Schalldämmung unter Berücksichtigung aller Nebenwege. D_n wird im Labor für die Kennzeichnung der Schallübertragung einzelner Elemente und kleiner Bauteile verwendet (siehe Abschnitt 4.4.6.2), ansonsten aber für Gebäudemessungen. D_{nT} wird ausschließlich in Gebäuden verwendet und beschreibt den Schallschutz zwischen zwei Räumen.

4.4.2.2 Frequenzabhängigkeit der Kenngrößen

Alle zuvor beschriebenen Größen zur Kennzeichnung der Schalldämmung und des Schallschutzes weisen eine mehr oder weniger ausgeprägte Frequenzabhängigkeit auf. Die Messungen zu ihrer Ermittlung müssen deshalb in einem „interessierenden“ Frequenzbereich durchgeführt werden. Als Messfrequenzbereich wird in den bauakustischen Normen für Messungen in Prüfständen der Bereich von 100 bis 5000 Hz und für Messungen in Gebäuden der Bereich von 100 bis 3150 Hz vorgegeben. Diese Vorgaben sind als Mindestumfang des Frequenzbereichs zu verstehen und beziehen sich auf Messungen mit Terzfiltern. Für Baumessungen sind nach ISO 140-4 auch Messungen mit Oktavfiltern im Frequenzbereich von 125 bis 2000 Hz möglich. Dies ist in Deutschland für Güteprüfungen nach DIN 4109 allerdings nicht vorgesehen. Für Baumessungen wird empfohlen, den vorgegebenen Bereich um Terzbänder mit den Mittenfrequenzen 4000 Hz und 5000 Hz nach oben zu erweitern. Falls Angaben zu tieferen Frequenzen benötigt werden, kann zusätzlich mit Terzfiltern der Mittenfrequenzen 50 Hz, 63 Hz und 80 Hz gemessen werden. Über 5000 Hz hinausgehende Messungen sind nicht erforderlich, da aufgrund der spektralen Zusammensetzung üblicher Geräusche und der zunehmenden Schalldämmung zu hohen Frequenzen hin dort keine wesentlichen Störungen mehr zu erwarten sind. Hingegen ist bekannt, dass auch unterhalb von 100 Hz wesentliche Störungen durch tieffrequenten Schall auftreten können. Es ist deshalb in vielen Fällen wünschenswert, das schalldämmende Verhalten auch unterhalb von 100 Hz zu kennen. Bei tiefen Frequenzen sind allerdings die dort herrschenden Einschränkungen der Messgenauigkeit (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „*Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung*“) und die dafür vorgesehenen Hinweise zur Messdurchführung zu berücksichtigen. Gegebenenfalls sind die speziell für tiefe Frequenzen vorgesehenen Messverfahren anzuwenden (siehe Abschnitt 4.4.7.1 „*Messungen der Schalldämmung bei tiefen Frequenzen*“).

Falls in Einzelfällen eine Darstellung der Ergebnisse im Terz- statt im Oktavspektrum erfolgen soll, werden jeweils drei Terzbänder zum entsprechenden Oktavband zusammengefasst. Dafür gilt

$$R_{\text{Oct}} = -10 \lg \left(\sum_{n=1}^3 \frac{10^{-R_{1/3\text{Oct},n}/10}}{3} \right) \quad \text{dB} \quad (4.38)$$

4.4.2.3 Einzahlangaben und Spektrum-Anpassungswerte für Schalldämmung und Schallschutz

Aus technischer Sicht enthalten die frequenzabhängigen Kennwerte alle benötigten Informationen. Für zahlreiche praktische Anwendungen hingegen besteht der Bedarf, die schalltechnische Leistungsfähigkeit eines Bauteils oder eines Gebäudes hinsichtlich der Schalldämmung oder des Schallschutzes durch einen einzigen Zahlenwert, den so genannten Einzahlwert, zu charakterisieren. So lassen sich dann

unterschiedliche Produkte auf einfache Art und Weise mit einander vergleichen und es können Anforderungen an den Schallschutz formuliert werden.

Die Ermittlung der Einzahlangaben beruht auf dem Bezugskurvenverfahren, das für die Luftschalldämmung in ISO 717-1 beschrieben wird. Die gemessenen Terz- oder Oktavwerte der Kenngröße werden mit der Bezugskurve verglichen. Diese repräsentiert aus der historischen Entwicklung heraus ursprünglich die Schalldämmung einer Wand aus 25 cm dicken Vollziegeln. Bei Messungen in Terzbändern werden für den Vergleich die Werte von 100 bis 3150 Hz herangezogen, bei Oktavmessungen von 125 bis 2000 Hz. Die aus dem Vergleich ermittelte Einzahlangabe trägt zur Unterscheidung von den frequenzabhängigen Größen stets den Index w . So ergibt sich aus dem frequenzabhängigen Schalldämm-Maß R das bewertete Schalldämm-Maß R_w und aus R' das bewertete Bau-Schalldämm-Maß R'_w . Ebenso folgt aus D_n die bewertete Norm-Schallpegeldifferenz $D_{n,w}$ und aus D_{nT} die bewertete Standard-Schallpegeldifferenz $D_{nT,w}$.

Über die Aussagekraft und Anwendung der so ermittelten Einzahlwerte gibt es in den einzelnen Ländern kontroverse Ansichten [4.17]. Deshalb wurden zusätzlich so genannte Spektrum-Anpassungswerte C und C_{tr} geschaffen, die es erlauben, die Schalldämmung oder den Schallschutz hinsichtlich unterschiedlicher Geräuscharten zu bewerten. Sie werden zum betreffenden Einzahlwert addiert, so dass sich für die Schalldämmung oder den Schallschutz ein neuer Zahlenwert ergibt, beispielsweise $R + C_{tr}$ oder $D_{nT,w} + C$. Dafür wurden zwei Geräuschkategorien definiert, die stellvertretend für zahlreiche Geräusche stehen: beim Anpassungswert C wird ein A-bewertetes Rosa Rauschen zugrunde gelegt, das z. B. für übliche Wohngeräusche oder für Verkehrsgeräusche bei hohen Geschwindigkeiten herangezogen werden kann. C_{tr} dagegen steht für eher tieffrequent orientierte Geräusche wie z. B. innerstädtischer Straßenverkehr. Die Spektrum-Anpassungswerte C und C_{tr} werden stets ergänzend zu den Einzahlwerten angegeben, z. B. für das Schalldämm-Maß in der Form $R_w(C; C_{tr}) = 53(0; - - 4)$ dB. Außerdem können Spektrum-Anpassungswerte für nach oben oder unten erweiterte Frequenzbereiche formuliert werden, um besonderen Anforderungen in diesen Frequenzbereichen Rechnung zu tragen. Eine ausführliche Behandlung der Spektrum-Anpassungswerte und ihrer Anwendung findet sich in [4.17] und [4.18].

Im messtechnischen Zusammenhang ist die Bildung der Einzahlangaben und Spektrum-Anpassungswerte nur insofern von Bedeutung, als dass sie aus den Messwerten nach den Vorgaben zu ermitteln und in den Prüfberichten anzugeben sind. Aus diesem Grund soll auf weitere Einzelheiten der anzuwendenden Verfahren nicht näher eingegangen werden. Stattdessen wird auf die Ausführungen in ISO 717-1 und die zusätzlichen Erläuterungen in [4.17] und [4.19] hingewiesen.

4.4.3 Schalldämmung als Bauteil- und Systemeigenschaft

Wovon hängt die Schalldämmung ab? Nähere Betrachtungen zeigen eine Fülle von Einflüssen, die bei der Messung der Schalldämmung zu berücksichtigen und sachgerecht in entsprechenden Messanweisungen umzusetzen sind.

4.4.3.1 Schalldämmung als Bauteileigenschaft

Materialeigenschaften

Vielfach wird die Schalldämmung als eine Größe betrachtet, die spezifisch für ein Bauteil ist und sich in charakteristischer Weise aus dessen Eigenschaften ergibt. Dies schlägt sich in zahlreichen Berechnungsformeln nieder, die einen theoretischen Zusammenhang zwischen solchen Eigenschaften und der Schalldämmung herstellen. Als einfaches Beispiel, das bereits auf wesentliche messtechnisch relevante Aspekte hinweist, sei hier und in den nachfolgenden Ausführungen ein einschaliges homogenes Bauteil betrachtet. Eine häufig gewählte Darstellung für die Schalldämmung ist die nachfolgende, die für eine unendliche Platte zwischen zwei luftgefüllten Halbräumen hergeleitet wird [4.14, 4.20]:

$$\text{für } f \ll f_c \quad R = 10 \lg \left(\frac{m'' \omega}{2 \rho_0 c_0} \right)^2 - 3 \text{ dB} \quad (4.39)$$

$$\text{für } f > f_c \quad R = 10 \lg \left(\frac{m'' \omega}{2 \rho_0 c_0} \right)^2 + 5 \lg \frac{f}{f_c} + 10 \lg 2\eta \quad (4.40)$$

mit

m''	flächenbezogene Masse der Platte
$\rho_0 c_0$	Schallkennimpedanz für Luft
η	Verlustfaktor
f_c	Koinzidenzgrenzfrequenz

Wenn dabei noch berücksichtigt wird, dass die Koinzidenzgrenzfrequenz f_c der Platte mit

$$f_c = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{m''}{B'}} = \frac{c_0^2}{2\pi h} \sqrt{\frac{12\rho(1-\mu^2)}{E}} \quad (4.41)$$

c_0	Schallgeschwindigkeit in Luft [m/s]
B'	Biegesteifigkeit der Platte, bezogen auf die Plattenbreite in [Nm]
ρ	Dichte der Platte [kg/m ³]
h	Dicke der Platte [m]
μ	Poissonsche Querkontraktionszahl [-]
E	Elastizitätsmodul [N/m ² , Pa]

gegeben ist, wird damit auch der Zusammenhang der Plattendämmung zur Steifigkeit (und dem E-Modul) hergestellt. Außer der Frequenzabhängigkeit ergibt sich

für die Schalldämmung somit erwartungsgemäß die Abhängigkeit von der Masse m'' , der Steifigkeit B' (und somit auch E) und der Dämpfung η . Der Verlustfaktor kann in diesem Ansatz zuerst einmal durch die innere Dämpfung (Materialdämpfung) verursacht gesehen werden. Grundsätzlich aber berücksichtigt er alle in Frage kommenden Verlustmechanismen.

In entsprechender Weise sind für andere Konstruktionen, z. B. mehrschalige Bauteile wie leichte Ständerwände oder schwimmende Estriche, weitere relevante Größen zu berücksichtigen. Hierzu gehören die dynamische Steifigkeit und der Strömungswiderstand bei Dämmstoffen.

Die angesprochenen Einflussgrößen spielen auch bei der schalltechnischen Charakterisierung von Bauprodukten eine Rolle, insbesondere dann, wenn es um die Reproduzierbarkeit von Messergebnissen der Schalldämmung und die eindeutige, zuverlässige Zuordnung von gemessenen schalltechnischen Eigenschaften zu bestimmten Produkteigenschaften geht. Aus diesem Grund werden in den Messnormen (z. B. ISO 140-3) Angaben zur Bauteilbeschaffenheit gefordert. Darüber hinausgehend verlangt die DIN 4109-11 bei Eignungsprüfungen für die untersuchten Bauteile die Feststellung der relevanten Material- und Bauteileigenschaften. Weitergehende Festlegungen enthält das „Beschlussbuch“ der bauakustischen Prüfstellen [4.21]. Dort wird beispielsweise für Messungen der Schalldämmung von Wärmedämmverbundsystemen (WDVS) vorgeschrieben, dass die flächenbezogenen Massen der Trägerwand und des WDVS-Putzes, die Verlustfaktoren der Trägerwand und für den Dämmstoff die dynamische Steifigkeit, der Strömungswiderstand, die Rohdichte und der Verlustfaktor (optional) bestimmt werden.

Damit sind aber die in der Realität vorhandenen Bedingungen noch nicht vollständig berücksichtigt. Das Bauteil wird endliche Abmessungen haben, es weist bestimmte Einspannbedingungen an den Rändern auf und es grenzt üblicherweise an einen oder zwei endliche Räume an. Ein Charakteristikum der Schallfelder endlicher Körper und Räume sind Reflexionen an den Berandungen und die dadurch verursachten stehenden Wellen (Eigenschwingungen, Moden). Diese beeinflussen die tatsächliche Schalldämmung in erheblichem Maße. Ein großer Teil der getroffenen Regelungen zur Messung der Schalldämmung sind Vorkehrungen zur Minimierung unerwünschter modaler Einflüsse.

Einfluss der modalen Eigenschaften und der Größe des Bauteils

Bei Anregung einer Platte durch ein diffuses Schallfeld treten auf der Platte sowohl erzwungene als auch freie Biegewellen auf. Man spricht von nichtresonanter und resonanter Anregung. Unterhalb der Grenzfrequenz f_c trägt die resonante Übertragung wenig zur Gesamtübertragung bei. Die nichtresonante Übertragung dominiert. In diesem Frequenzbereich bestimmt die Masse die Schalldämmung (siehe Gl. (4.39)). Die Eigenmoden der Platte sind an der Übertragung kaum beteiligt. Oberhalb der Grenzfrequenz dagegen wird der größte Teil der Schallleistung über die Eigenmoden übertragen. Voraussetzung für die beschriebenen Verhältnisse ist ein diffuses Schallfeld für die Anregung, also keine stehenden Wellen im Raum. Wenn hinge-

gen in einem oder beiden Räumen stehende Wellen vorhanden sind, können diese sowohl oberhalb als auch unterhalb der Grenzfrequenz mit den Plattenmoden koppeln, so dass sich die Schalldämmung verringert. Die gekoppelten Moden in den Räumen und auf der Platte dominieren dann die Schallübertragung. Für die Schalldämmung und deren Messung ist es also aufschlussreich, Vorstellungen von der Modenbildung zu haben.

Für eine rechteckförmige Platte der Biegesteifigkeit B' (bezogen auf die Plattenbreite) mit der flächenbezogenen Masse m'' und den Kantenlängen l_x und l_y ergeben sich die Eigenfrequenzen im Falle der gelenkig gelagerten Platte zu

$$f_{mn} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{B'}{m''}} \left[\left(\frac{m}{l_x} \right)^2 + \left(\frac{n}{l_y} \right)^2 \right] = \frac{c_0^2}{4f_c} \left[\left(\frac{m}{l_x} \right)^2 + \left(\frac{n}{l_y} \right)^2 \right] \quad m, n = 1, 2, \dots \quad (4.42)$$

Je kleiner die Plattenabmessungen und die Grenzfrequenz sind, desto höher liegen demnach die Eigenfrequenzen. Bei gleichen konstruktiven Eigenschaften hat die kleinere Platte die höheren Eigenmoden. Bei gleichen Plattenabmessungen haben biegesteife Bauteile höhere Eigenmoden. Entsprechende Zusammenhänge gelten auch für andere Einspannbedingungen, allerdings mit verschobenen Eigenfrequenzen.

Es ist offensichtlich, dass die Schallübertragung von der Anzahl der vorhandenen Moden in einem Frequenzband abhängt. Diese hängt mit der Modendichte zusammen, die definiert ist als die Anzahl der Schwingungsmoden pro Hertz. Dafür gilt nach [4.22] für eine Platte mit der Fläche S , der Dicke h und der Longitudinalwellengeschwindigkeit c_L :

$$n(\omega) = \frac{S}{3,6c_L h} \quad (4.43)$$

Diese Beziehung kann als hilfreiche Näherung für Platten jeglicher Form herangezogen werden, um die Anzahl der zu erwartenden Eigenmoden abzuschätzen. Um den Zusammenhang zur Grenzfrequenz herzustellen, kann stattdessen auch

$$n(\omega) = \frac{f_c}{2c_0^2} S \quad (4.44)$$

geschrieben werden. Auch die Modendichte der Platte ist von den Plattenabmessungen (und von f_c) abhängig. Sie nimmt mit der Größe der Platte zu und mit der Biegesteifigkeit der Platte ab.

Des Weiteren spielen die Befestigungsbedingungen eines Bauteils an seinen Rändern eine Rolle für die Ausbildung von Eigenmoden und deren Eigenfrequenzen. Abb. 4.6 zeigt als Beispiel die experimentell ermittelten Schwingungsformen einer Mauerwerkswand, die bei gleicher Frequenz bei unterschiedlicher Randanbindung unterschiedliche Moden ausbildet. Zu beachten ist vor allem das für die Abstrahlung bedeutsame Schwingungsverhalten an den Rändern. Aus der Theorie sind Lösungen für ausgewählte Randbedingungen (frei, gelenkig, eingespannt) bekannt. Es ist jedoch nicht immer erkennbar, welche Bedingungen unter praktischen

Verhältnissen tatsächlich vorliegen. Bei Prüfstandsuntersuchungen sollte deshalb der Einbau so praxisgerecht wie möglich erfolgen.

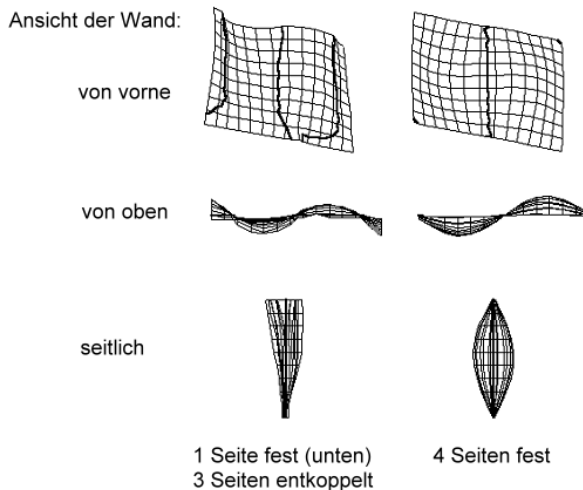


Abb. 4.6 Modalanalyse einer im Wandprüfstand eingebauten Wand bei 57 Hz für feste und entkoppelte Randanbindung

Ein wesentliches Fazit lautet also: Die Schalldämmung hängt von den Bauteilabmessungen ab. Es ist nahe liegend und erforderlich, diesen Einfluss bei Vorgaben für die Messung der Schalldämmung zu berücksichtigen. Eine grundsätzliche Regel heißt deshalb: Bauteile sollten solche Abmessungen haben, die für eine übliche Einbausituation im Gebäude typisch ist. Zwar kann nicht jede mögliche Abmessung im Prüfstand untersucht werden, jedoch können Rahmenbedingungen festgelegt werden. So wird in ISO 140-3 für Wände eine Prüföffnung von etwa 10 m² und für Decken zwischen 10 und 20 m² vorgeschrieben, wobei keine Kante kürzer als 2,30 m² sein soll. Eine kleinere Prüföffnung darf verwendet werden, wenn die Wellenlänge der freien BiegeWellen bei den tiefsten betrachteten Frequenzen kleiner ist als die Hälfte der kleinsten Abmessung des Prüfgegenstandes. D. h. mindestens zwei Wellenlängen müssen auf der kürzesten Abmessung unterkommen. Gefordert ist damit eine ausreichend große Modendichte.

Zur Dimensionierung kann folgende Beziehung herangezogen werden, für die die Longitudinalwellengeschwindigkeit c_L bekannt sein oder abgeschätzt werden muss. Werte für c_L finden sich in der Literatur [4.14].

$$\lambda_B = 2\pi \sqrt[4]{\frac{B'}{m''}} \frac{1}{\sqrt{\omega}} \approx 1,35 \sqrt{\frac{hc_L}{f}} \quad (4.45)$$

Allerdings sieht man am Beispiel einer biegesteifen Wandkonstruktion (Mauerwerk, $h = 0,24 \text{ m}$, $c_L = 2800 \text{ m/s}$), dass für eine untere Frequenz von 100 Hz mit $\lambda_B = 3,5 \text{ m}$ die kleinste Abmessung der Prüföffnung bereits 7 m und ihre erforderliche Fläche mindestens 50 m^2 sein müsste. De facto sind die Anforderungen der Norm bei biegesteifen Bauteilen also nicht durchgängig erfüllbar. Offensichtlich ist dieses Kriterium für biegeweiche Bauteile leichter zu erfüllen als für biegesteife. Die aufgezeigte Diskrepanz wird in der Praxis allerdings dadurch entschärft, dass in realen Gebäuden die tatsächlichen Flächen in derselben Größenordnung wie die Prüföffnung liegen.

Falls Bauteile mit kleineren Abmessungen als die vorhandene Prüföffnung geprüft werden sollen, z. B. Fenster, Türen oder Fassadenelemente bestimmter Abmessungen in der Prüföffnung eines Wandprüfstands, muss das Prüfobjekt in der Prüföffnung in eine Trennwand eingebaut werden. Diese muss selbst eine so hohe Schalldämmung haben, dass die von ihr übertragene Schallleistung gegenüber der über das Prüfobjekt übertragenen vernachlässigbar ist. Eine entsprechende Validierungsmethode wird in Abschnitt 4.4.3.2 („Kontrolle der Nebengewegübertragung in Prüfständen“) behandelt. In allen Fällen, bei denen die Prüföffnungsfläche nicht identisch mit der Trennfläche zwischen den Messräumen ist, muss in Gl. (4.29) für die Fläche S die Fläche der Öffnung in der Trennwand angesetzt werden, die zum Einbau des Prüfgegenstandes erforderlich ist.

Speziell für Verglasungen wird in ISO 140-1 eine eigene Prüföffnung mit den Abmessungen $1250 \text{ mm} \times 1500 \text{ mm}$ und einer definierten Abstufung im Trennwandquerschnitt festgelegt. Dazu kommen detaillierte Einbauvorschriften (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „Einbaubedingungen“). Auch für Türen wird in der Regel eine eigene Prüföffnung verwendet, deren Abmessungen allerdings nicht normativ festgelegt sind. Für Fenster können Abmessungen verwendet werden, die den praktischen Gegebenheiten entsprechen, doch wird eine Prüfung in der genormten Prüföffnung für Verglasungen empfohlen.

Bauteile wie Fenster, Türen und Fassadenelemente werden bei gleichem Konstruktionsprinzip in unterschiedlichen Größen gebaut. Deshalb muss bei Abmessungen, die von denen des geprüften Bauteils abweichen, mit beträchtlichen Änderungen der Schalldämmung gerechnet werden. Im Zweifelsfall ist die Prüfung mit den interessierenden Maßen durchzuführen, um zu verlässlichen Aussagen zu gelangen. Im Allgemeinen kann eine kleinere Schalldämmung erwartet werden, wenn die Fläche größer als die des geprüften Bauteils ist. Dies ist auch mit Hinblick auf die oben genannten modalen Einflüsse plausibel (zunehmende Modendichte bei größerer Fläche). Ebenfalls mit der Modenverteilung hängt zusammen, dass bei quadratischen Bauteilen niedrigere Schalldämm-Maße als bei rechteckigen mit gleicher Fläche auftreten können. Hier bilden sich Moden mit gleichen Eigenfrequenzen in Längs- und Querrichtung und damit einer verstärkten Übertragung bei diesen Frequenzen aus. Als ein weiterer flächenabhängiger Effekt kann beobachtet werden, dass Prüfgegenstände desto empfindlicher auf die Art der Randeinspannung reagieren, je kleiner ihre Fläche ist. Mit kleinerer Bauteilfläche wird das Verhältnis von Umfang zur Fläche größer und damit gewinnen auch randbedingte Einflüsse an Einfluss. Nach [4.23] sind dabei zwei verschiedene Einflüsse zu betrach-

ten: eine verstärkte Abstrahlung an den Rändern unterhalb der Grenzfrequenz und eine verstärkte Kopplung zwischen Prüfgegenstand und Prüfstand, was zu einer Erhöhung des Gesamtverlustfaktors führt (siehe hierzu Abschnitt 4.4.3.2 „Einfluss des Verlustfaktors“).

Eine Quantifizierung der Flächenabhängigkeit wird in [4.24] anhand von Modellversuchen vorgenommen. Der Trend, dass sich mit größerer Bauteilfläche die Schalldämmung verringert, wird bestätigt. Als Näherung wird für das bewertete Schalldämm-Maß eine Korrektur

$$\Delta R_w = 5 \lg \frac{S}{S_0} \quad \text{dB} \quad (4.46)$$

abgeleitet, wobei für die Bezugsfläche S_0 bei Fenstern 2 m^2 , für Wände 10 m^2 und für Decken 20 m^2 vorgesehen werden. Eine Flächenverdoppelung schlägt sich dadurch mit einer Verminderung um 1,5 dB nieder.

Einfluss der Umgebungs- und Betriebsbedingungen sowie der Vorbehandlung

Die Schalldämmung der Prüfobjekte kann von den Umgebungsbedingungen, den Betriebsbedingungen und der Vorbehandlung abhängen. Für derartige Einflüsse sind deshalb Festlegungen zu treffen, um zu einem aussagefähigen und reproduzierbaren Messergebnis zu kommen. Die relevanten Angaben sind außerdem in den Prüfberichten zu protokollieren.

Eine mögliche Einflussgröße sind Temperatur und Luftfeuchte in den Prüfräumen. So ist bei manchen Materialien bekannt, dass sich E-Modul oder Verlustfaktor temperaturabhängig verhalten. Für Scheiben mit laminierten Gläsern (Verbundglas mit Gießharz oder thermoplastischer Verbundfolie) ist deshalb im Beschlussbuch der bauakustischen Prüfstellen [4.21] eine ausreichend lange Akklimatisierung des Prüfobjekts (mindestens 24 Stunden) im Prüfklima vorgeschrieben, damit die Scheibentemperatur der Prüfraumtemperatur entspricht. Außerdem muss der Prüfbericht den Hinweis enthalten, dass bei niedrigeren Temperaturen als der Prüftemperatur die Schalldämmung kleiner werden kann. Grundsätzlich wird bei Prüfstandsmessungen in den einschlägigen Messnormen der ISO 140er-Reihe die Bestimmung von Lufttemperatur und relativer Luftfeuchte in den Prüfräumen sowie deren Angabe in den Prüfberichten verlangt. Im Rahmen der Neustrukturierung dieser Normenreihe wird in ISO 10140-2 (Entwurf) darüber hinaus auch die Ermittlung und Angabe des Luftdrucks zum Zeitpunkt der Messungen vorgesehen.

Eine weitere Einflussgröße kann die Feuchtigkeit des Prüfgegenstandes selbst sein. Bei Laborprüfungen an Bauteilen aus Mauerwerk oder Beton ist zu berücksichtigen, dass die im Prüfstand aufgebauten Bauteile in frischem Zustand zusätzliche Feuchtigkeit durch Vermörtelung und Putz enthalten. Nun kann nicht abgewartet werden, bis der Zustand der Ausgleichsfeuchte erreicht wurde. Jedoch sollten die Messungen an möglichst trockenen Bauteilen durchgeführt werden, damit zumindest bei Steifigkeit und Verlustfaktor des Bauteils keine wesentlichen Änderungen mehr auftreten. In DIN 4109-11 wird deshalb vor der Messung eine Mindest-

trocknungszeit von 14 Tagen vorgeschrieben. Außerdem muss der massebezogene Feuchtegehalt von Steinen und Putz zum Zeitpunkt der Messung festgestellt und im Prüfbericht angegeben werden. Dies kann durch Bohrkern oder aus der Abbruchmasse (zeitnah zur Messung) erfolgen. Da die Feuchte auch die (flächenbezogene) Masse des Mauerwerks erhöht, muss die Bestimmung von m'' aus der Abbruchmasse ebenfalls zeitnah erfolgen. Auch für nass hergestellte Estriche muss nach DIN 4109-11 eine Wartezeit von mindestens 2 Wochen (bei Gussasphaltestrichen von 3 Tagen) eingehalten werden.

Von Bedeutung können bei bestimmten Prüfobjekten auch die Betriebsbedingungen sein. Hinreichend bekannt ist, dass bei Fenstern und Türen die Funktionsfähigkeit der Dichtungen über die erreichbare Schalldämmung entscheidet. Ein zu öffnender Prüfgegenstand ist deshalb nach ISO 140-3 und ISO 140-10 für die Prüfung so einzubauen, dass er auf übliche Weise geöffnet und geschlossen werden kann. Er muss unmittelbar vor der Prüfung mindestens fünfmal, nach ISO 140-10 sogar zehnmal geöffnet und geschlossen werden. Prüfobjekte mit mehreren möglichen Betriebszuständen, z. B. Luftdurchlassvorrichtungen mit Luftmengeneinstellung, sind in der für den üblichen Einsatz vorgesehenen Einstellung zu betreiben.

Undichtigkeiten

Eine große Rolle bei der gemessenen Schalldämmung können Undichtigkeiten des Prüfobjektes spielen. Diese können bei beweglichen Bauteilen wie Fenstern oder Türen auftreten, wo die Einstellung der Dichtungen maßgeblich für den Schalldämmungsgrad ist. Problematisch ist dabei, dass für die Prüfstandsuntersuchungen oft mit größter Sorgfalt eingebaut und eingestellt wird, was unter den praktischen Baubedingungen dann häufig allerdings nicht mehr geschieht. Für Türen sieht die DIN 4109 bei Eignungsprüfungen deshalb einen Malus („Vorhaltemaß“) von 5 dB (üblicherweise ansonsten 2 dB) auf das gemessene R_w vor. Problematisch können Undichtigkeiten auch bei Fügestellen elementierter Bauteile sein, wenn die Elementverbindungen nicht sorgfältig abgedichtet und montiert wurden. Des Weiteren können Undichtigkeiten an den Randanschlüssen zu angrenzenden Wänden und Decken die Schalldämmung drastisch verringern. Dies kann bei Prüfstandsmessungen auch bei massiven Wänden auftreten, wenn beim Einbau der Prüfwanne die Anschlussfugen nicht sorgfältig hergestellt wurden. Derartige Effekte treten bei Prüfstandsuntersuchungen eher selten, bei Baumessungen dagegen häufig auf. Es ist dann Aufgabe des Messingenieurs, den Mangel als solchen und seine Ursachen festzustellen. Abweichungen des gemessenen Schalldämm-Maßes vom üblicherweise für vergleichbare Konstruktionen zu erwartenden Wert sind zwar noch kein schlüssiges Indiz für Undichtigkeiten – auch Mängel in der Flankendämmung oder sonstige Nebenwege können eine mögliche Ursache der Minderung sein – doch ist der Einfluss von Undichtigkeiten mit etwas Erfahrung im Frequenzgang der Schalldämmung zu erkennen. Es tritt eine deutliche Minderung des zu erwartenden Schalldämm-Maßes bei mittleren und hohen Frequenzen auf, erkennbar als Abflachung der Schalldämmkurve.

Einfluss des Schalleinfallswinkel

Ist die Schalldämmung, wie oft angenommen wird, eine nur vom Bauteil abhängige Eigenschaft? Schon eine genauere Betrachtung des in Gl. (4.39) dargestellten Zusammenhangs macht deutlich, dass bereits hier die reinen Bauteileigenschaften nicht ausreichen, sondern auch das anregende Schallfeld betrachtet werden muss. In der Herleitung dieser Formel, z. B. in [4.14], ist nämlich die Abhängigkeit vom Schalleinfallswinkel ϑ zu berücksichtigen:

$$R = 10 \lg \left(\frac{m''\omega}{2\rho_0 c_0} \right)^2 + 10 \lg \cos^2 \vartheta \quad (4.47)$$

Der Abzug von 3 dB in Gl. (4.39) ergibt sich unter Annahme eines mittleren Einfallswinkels von 45° , der als repräsentativ für ein diffuses Schallfeld betrachtet wird. Ebenso werden auch bei der Herleitung von Gl. (4.40), z. B. in [4.14], Annahmen zum Schalleinfallswinkel getroffen, die hier den Spuranpassungseffekt betreffen.

Die Abhängigkeit vom Schalleinfallswinkel kann in der praktischen Anwendung nicht ignoriert werden. Bei Messungen im Labor wird das Problem pragmatisch dadurch gelöst, dass Messungen im diffusen Schallfeld vorgeschrieben werden und „per definitionem“ ein über alle Einfallsrichtungen gleichverteilter Schalleinfall auf das Bauteil angenommen wird. Diese idealisierende Annahme ist im realen Fall natürlich nicht erfüllt. Vor allem bei tieferen Frequenzen können bei geringerer Modendichte bestimmte Einfallswinkel vorherrschen. Da dies von den aktuellen räumlichen Bedingungen abhängt, ist nahe liegend, dass davon die Vergleichbarkeit der Messergebnisse bei tiefen Frequenzen beeinträchtigt wird.

Der in Gl. (4.47) dargestellte Zusammenhang gilt unterhalb der Grenzfrequenz. Er ist deshalb vor allem bei biegeweichen Bauteilen, also solchen, bei denen die Grenzfrequenz hoch liegt ($f_c > 1600$ Hz), von Bedeutung. Fassadenbauteile, die oft aus biegeweichen Materialien (Verglasungen, Blechpaneele etc.) bestehen, unterliegen im praktischen Einsatzfall beim Außenlärm meistens einem gerichteten Schalleinfall, der von einer vorhandenen Quelle (z. B. Verkehrsweg oder Einzelquelle) herrührt. Die tatsächlich erreichte Schalldämmung hängt also von der konkreten Situation ab und ist nicht notwendigerweise identisch mit derjenigen, die im Prüfstand unter Diffusfeldbedingungen gemessen werden kann. Für die Überprüfung der vor Ort erreichten Schalldämmung solcher Bauteile ist es im Rahmen von Güteprüfungen erforderlich, die Messungen unter einem definierten Einfallswinkel durchzuführen, damit die Einhaltung von Anforderungen überprüft werden kann und Vergleichbarkeit der Messungen gewährleistet ist. In ISO 140-5 wird deshalb ein Einfallswinkel von 45° vorgeschrieben (siehe hierzu Abschnitt 4.4.7.4).

Weitere Einflüsse des anregenden Schallfeldes treten zutage, wenn die modalen Eigenschaften der Schallfelder in den Messräumen betrachtet werden. Darauf wird nachfolgend eingegangen.

4.4.3.2 Schalldämmung als Systemeigenschaft

Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung

Eigenmoden spielen nicht nur beim Prüfgegenstand selbst, sondern auch in den Schallfeldern der Messräume eine Rolle. Dort liegt ihre Bedeutung darin, dass (insbesondere bei tiefen Frequenzen) das jeweilige Schallfeld im Sende- oder Empfangsraum mehr oder weniger deutlich ausgeprägte Moden aufweist, was dem Grundsatz eines diffusen Schallfeldes widerspricht, und darüber hinaus darin, dass die Modenkopplung der Teilsysteme (hier die Schallfeder der beiden Prüfräume und das schallübertragende Bauteil) für eine reduzierte Schalldämmung verantwortlich ist.

Bei reflektierenden Raumwänden bilden sich in einem Raum Eigenschwingungen (Raumresonanzen) mit ihren Eigenfrequenzen aus, die aus dem wellentheoretischen Ansatz für einen Rechteckraum wie folgt berechnet werden:

$$f_{lmn} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{\ell}{l_x}\right)^2 + \left(\frac{m}{l_y}\right)^2 + \left(\frac{n}{l_z}\right)^2} \quad (4.48)$$

Näherungsweise kann die Eigenfrequenzdichte mit

$$\frac{dN_f}{df} \approx 4\pi V \frac{f^2}{c^3} \quad (4.49)$$

angegeben werden [4.25], wobei V das Raumvolumen und c die Schallgeschwindigkeit in Luft darstellt. Die Eigenfrequenzdichte nimmt also mit der Raumgröße und der Frequenz zu. Damit trotz der Eigenschwingungen im Raum eine einigermaßen gleichmäßige Schallpegelverteilung zustande kommt, wird eine ausreichend große Eigenfrequenzdichte vorausgesetzt. Nach [4.14] wird für raumakustische Messungen eine Eigenfrequenzdichte $dN_f/df \approx 1/\text{Hz}$ vorausgesetzt, so dass daraus mit Gl. (4.49) für den möglichen Messfrequenzbereich

$$f \geq \sqrt{\frac{c^3}{4\pi V} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}} \approx \frac{1800 \text{ Hz}}{\sqrt{V/\text{m}^3}} \quad (4.50)$$

folgt. Für einen bauakustischen Messraum im Labor mit dem Mindestvolumen von 50 m^3 ergibt sich daraus eine untere Frequenzgrenze von etwa 250 Hz. Wollte man tatsächlich 100 Hz als in den Messnormen geforderter Wert einhalten, müsste der Raum mindestens 325 m^3 haben. Das ist für bauakustische Messräume nicht üblich und praktikabel.

Speziell im tieferen Frequenzbereich interessiert, wie stark sich einzelne Moden überlappen und damit in der Lage sind, einen betrachteten Frequenzbereich vollständig abzudecken. Dies ist vor allem dann von Bedeutung, wenn im betrachteten Frequenzbereich nur wenige Moden vorhanden sind, aber dennoch eine möglichst gleichmäßige Anregung angestrebt wird. Die Fähigkeit zur Überlappung hängt au-

ßer von der Modendichte auch von der Dämpfung der Resonanzen ab, was durch die so genannte Halbwertsbreite Δf ausgedrückt werden kann. Die Halbwertsbreite, auch 3 dB-Halbwertsbreite genannt, ist derjenige Frequenzbereich, bei dem für eine Resonanzkurve die Werte 3 dB unter dem Resonanzmaximum liegen (siehe Abb. 4.7). Der Zusammenhang zwischen Halbwertsbreite Δf und Verlustfaktor η (als Maß für die Dämpfung) ist durch

$$\eta = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (4.51)$$

gegeben, wobei f_0 die Resonanzfrequenz ist. Wenn die Halbwertsbreiten klein gegenüber dem Frequenzabstand benachbarter Raumresonanzen sind, wird das Übertragungsverhalten von einzelnen Moden bestimmt. Sind sie dagegen groß gegenüber dem Modenabstand, kommt eine vollständige Überlappung der Moden zustande, so dass keine Einzelfrequenzen mehr dominierend in Erscheinung treten können. Die Überlappung der Moden kann durch den so genannten modal overlap M (Modenüberlappung) als Produkt aus der Halbwertsbreite Δf und der Modendichte durch

$$M = \Delta f \cdot \frac{dN_f}{df} \quad (4.52)$$

beschrieben werden. Er ist ein Maß dafür, wie stark die Resonanzen den Bereich aller möglichen Frequenzen in einem bestimmten Frequenzbereich abdecken.

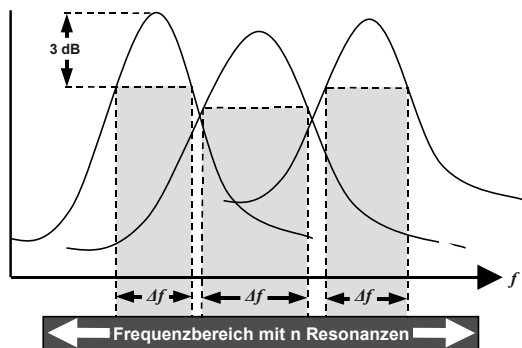


Abb. 4.7 3 dB-Halbwertsbreite und Modenüberlappung bei Moden in einem bestimmten Frequenzbereich

Da die raumakustischen Dämpfungsverhältnisse üblicherweise durch die Nachhallzeit T beschrieben werden und

$$\Delta f = \frac{2,2}{T} \quad (4.53)$$

gilt, ist für die Konditionierung der Schallfeldverhältnisse folgende Darstellung hilfreich:

$$M = \frac{2,2}{T} \cdot \frac{dN_f}{df} \quad (4.54)$$

Eine Senkung der Nachhallzeit führt also zu einer besseren Modenüberlappung. Wenn als Kriterium für ein diffuses Schallfeld eine ausreichende Überlappung der Moden mit $M \geq 3$ vorausgesetzt wird [4.26], dann entspricht dies der Vorgabe der so genannten Schröderfrequenz oder Großraumbedingung [4.27]

$$f = 2000 \sqrt{\frac{T}{V}} \quad (4.55)$$

mit dem Raumvolumen V in m^3 und der Nachhallzeit T in s. Sie ist diejenige Frequenz, oberhalb derer ein Schallfeld als ausreichend diffus betrachtet werden kann.

Kritisch sind bezüglich der gewünschten Diffusität bei tiefen Frequenzen also lange Nachhallzeiten und kleine Volumina. Bei Baumessungen kann auf die Raumgröße kein und auf die Nachhallzeiten nur wenig Einfluss genommen werden und kleine Räume kommen häufig vor. Bei Labormessungen dagegen schreibt ISO 140-1 für die Sende- und Empfangsräume ein Mindestvolumen von 50 m^3 vor, und die Nachhallzeiten in den Räumen sollen zwischen 1 und 2 s liegen. Für ein Volumen von gerade 50 m^3 und eine Nachhallzeit von 2 s ergäbe sich aus der Großraumbedingung eine untere Frequenzgrenze von 400 Hz. Eine Halbierung der Nachhallzeit auf 1 s bzw. eine Verdoppelung des Raumvolumens auf 100 m^3 würde lediglich eine Änderung auf 283 Hz bewirken. Man sieht also, dass die Möglichkeiten im Rahmen der vorgeschriebenen Nachhallzeiten und realistischer Raumvolumina nur von begrenzter Wirksamkeit sind und die bauakustische Messtechnik mit den modalen Effekten bei tiefen Frequenzen leben muss. Dennoch können durch verschiedene Maßnahmen zumindest die ungünstigsten Auswirkungen verhindert werden. So wird der reguläre bauakustische Frequenzbereich nach unten auf 100 Hz begrenzt (noch tiefere Frequenzen sind optional). Jedoch sagt die für die Prüfstandsmessungen zuständige ISO 140-3 selbst, dass „in den unteren Frequenzbändern (im Allgemeinen unterhalb etwa 400 Hz und insbesondere unterhalb 100 Hz) ... die Bedingungen eines diffusen Schallfeldes in den Prüfräumen nicht erwartet werden (können), speziell dann nicht, wenn die Raumvolumina nur 50 m^3 bis 100 m^3 betragen.“ Eine Folge ist, dass bei tieferen Frequenzen mit größeren Messunsicherheiten gerechnet werden muss. Auskunft darüber gibt ISO 140-2. Für diesen Frequenzbereich geben ISO 140-3 und ISO 140-4 deshalb eine (informative) Messanleitung mit Modifikationen des üblichen Messvorgangs an. Eine eigenständige Methode zur Schalldämmungsmessung im Labor bei tiefen Frequenzen wird in ISO 15186-3 beschrieben. Hierbei kommen die Intensitätsmessung und eine starke rückseitige Bedämpfung des Empfangsraumes zum Einsatz.

Die bereits genannte Festlegung der Nachhallzeiten im Bereich zwischen 1 und 2 s stellt einen Kompromiss bezüglich unterschiedlicher Zielsetzungen dar. Einerseits soll in halliger Umgebung ein Diffusfeld erzeugt werden, was geringe Absorption bzw. lange Nachhallzeiten erfordert. Andererseits soll die Modenüberlap-

pung bei tieferen Frequenzen erhöht werden, was stärkere Dämpfung bzw. kurze Nachhallzeiten voraussetzt. In Messräumen mit schallharten Oberflächen sind die Nachhallzeiten bei tiefen Frequenzen oft sehr lang, so dass zur Erfüllung der Vorgaben eine zusätzliche Bedämpfung erforderlich wird. Die eingebrachten Absorber müssen als Tiefenabsorber ausgelegt werden (Plattenschwinger, Verbundplatten-Resonatoren). Falls die Prüfstandswände bereits mit biegeweichen Vorsatzschalen zur Unterdrückung der Flankenübertragung versehen sind und möglicherweise noch das Prüfobjekt mit ähnlichen Eigenschaften den Messraum bedämpft, können die Nachhallzeiten allerdings auch unter 1 s fallen.

Zur Verbesserung der Diffusität können in den Messräumen Diffusoren angebracht werden. ISO 140-1 sieht zur Ermittlung der Anzahl und Position der Diffusor-Elemente ein empirisches Vorgehen vor.

Hinsichtlich der Erzeugung eines homogenen Schallfeldes wird immer wieder auch der Einfluss der Raumform genannt. ISO 140-1 macht dazu keine besonderen Vorgaben, weist aber darauf hin, dass die Verhältnisse der Raumabmessungen so gewählt werden, dass die Eigenfrequenzen in den unteren Frequenzbändern möglichst gleichmäßig verteilt liegen. Für rechteckige Räume kann dazu Gl. (4.48) verwendet werden. Immer wieder werden in diesem Zusammenhang schiefwinklige Räume vorgeschlagen, für die eine bessere Modenverteilung erwartet wird [4.28]. Für Schalldämmungsmessungen hingegen kann diese Empfehlung sogar kontraproduktiv sein. So wird in [4.29] von schiefwinkligen Räume, insbesondere solchen, die sich zur Prüfwand hin verjüngen, abgeraten. Ausgehend von FEM-Berechnungen wird nachgewiesen, dass es zu einer Konzentration der Schallenergie in den Raumbereichen kommt, die von der Prüfwand entfernt liegen. Das Prüfobjekt wird deshalb weniger stark angeregt als aus den Messungen unter Diffusfeldannahmen angesetzt wird, wenn die Schalldämmung nach Gl. (4.29) wird. Ein Hinweis in ISO 140-1 besagt, dass die Volumina und die entsprechenden Abmessungen der beiden Messräume nicht gleich sein sollten. Empfohlen wird ein Unterschied von mindestens 10 % für die Volumina und/oder die linearen Abmessungen. Obwohl hier nur Empfehlung, sollte dieser Hinweis bei der Auslegung bauakustischer Prüfräume höchste Priorität haben. Damit soll vermieden werden, dass ausgeprägte Moden des einen Raumes mit solchen des anderen Raumes übereinstimmen und durch die Modenkopplung eine erhöhte Schallübertragung ermöglicht wird [4.30]. Die Kopplung stark ausgebildeter Moden kann auch zwischen einem oder gar beiden Luftschallfeldern und dem Körperschallfeld des geprüften Bauteils auftreten. Dies führt zu starken Einbrüchen in der Schalldämmung. Die genannten Effekte spielen sich im Bereich „tieferer“ Frequenzen ab, wo die Luft- und Körperschallfelder bereits durch einzelne Moden geprägt werden. Auch wenn die beiden Messräume gegeneinander „verstimmt“ werden können, lässt sich eine Modenkopplung nicht völlig vermeiden, da die modalen Eigenschaften des Prüfgegenstandes a priori nicht bekannt sind und stark differieren. So kann es trotzdem immer wieder zu starken Kopplungen zwischen einzelnen ausgeprägten Moden des Prüfobjekts und einem der beiden Messräume kommen. Um die Dominanz stark ausgeprägter Moden zu vermindern, ist wieder eine ausreichende Bedämpfung hilfreich. Dies gilt übrigens nicht nur, wie bislang behandelt, für die Luftschallfelder, sondern glei-

chermaßen für das Körperschallfeld auf dem Prüfobjekt. So wird tatsächlich in ISO 140-3 ein Mindestverlustfaktor vorgesehen, der von schweren Bauteilen im eingebauten Zustand im Prüfstand eingehalten werden sollte.

Die unterschiedlichen modalen Verhältnisse bei tieferen Frequenzen führen dazu, dass für denselben Prüfgegenstand zum Teil erhebliche Unterschiede zwischen den gemessenen Schalldämm-Maßen unterschiedlicher Prüflaboratorien zustande kommen können. Als besonders ungünstig erweisen sich Send- und Empfangsräume gleicher Abmessungen, da es dort zu besonders starker Modenkopplung kommen kann. In [4.31] wird anhand von Untersuchungen in Modellräumen und in Gebäuden für gleich große Räume ein Fehler von 2 bis 3 dB im Einzahlwert abgeleitet. Die Abweichungen gegenüber „verstimmten“ Räumen sind frequenzabhängig. Bei tiefen Frequenzen betragen sie etwa 4 bis 7 dB und nehmen erwartungsgemäß zu höheren Frequenzen ab.

In [4.32] werden aufgrund von Änderungen der Raumgeometrie für eine einschalige Wand Änderungen bis zu 15 dB im Terzspektrum des Schalldämm-Maßes angegeben. Außer der Raumgröße und -geometrie werden in [4.33] die Bauteile näher untersucht. Biegeweiche leichte Bauteile weisen im Gegensatz zu massiven schweren Bauteilen nur geringe Abhängigkeit von den Raumeigenschaften. Große Änderungen treten dagegen bei schweren Bauteilen auf, weil die Eigenfrequenzdichte der Bauteile klein ist und die Modenkopplungen betont werden.

Eine systematische Untersuchung der aus dem modalen Verhalten resultierenden Einflussgrößen wurde in [4.24] in einem Modellprüfstand durchgeführt (siehe Abb. 4.8), so dass die folgenden Angaben zu den entsprechenden Unsicherheiten formuliert werden konnten.

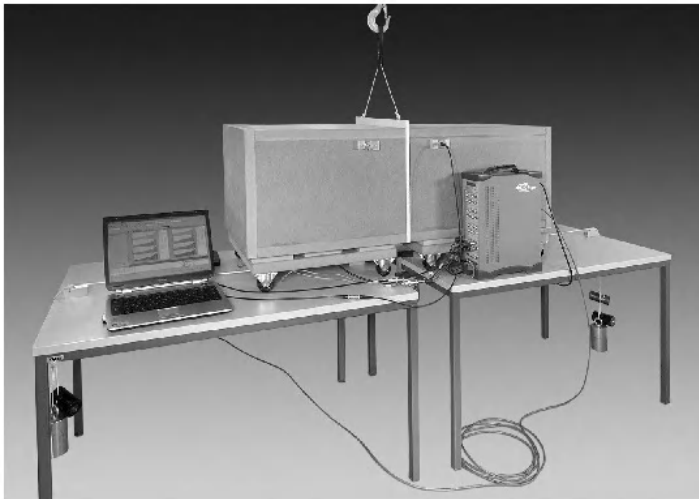


Abb. 4.8 Versuchsaufbau für Modelluntersuchungen zur Schalldämmung (Bild: PTB)

Der Einfluss einer unterschiedlichen Lage der Körperschallmoden bei gleichen Luftschallfeldern macht sich bei biegeweichen Bauteilen kaum bemerkbar. Bei biegesteifen Bauteilen dagegen ergeben sich vor allem bei tiefen Frequenzen unterhalb der Koinzidenzgrenzfrequenz Unsicherheiten aufgrund einer unzureichenden Anzahl von Körperschallmoden mit einer Standardabweichung zwischen 1 bis 2 dB für Terzwerte. Der Einfluss weist keine systematische Richtung auf. Die Einzahlwerte bei biegesteifen Bauteilen haben lediglich noch eine Standardabweichung von maximal 0,5 dB, was durch die geringe Korrelation zwischen den Terzwerten erklärt wird.

Der Einfluss der Raumgrößen (bei gleich bleibendem Prüfgegenstand) wird in [4.24] insgesamt als bedeutend eingeschätzt. Generell ist die Streuung auf Grund veränderter Raumgrößen bei tiefen Frequenzen größer und nimmt zu höheren Frequenzen hin ab. Wenn zwei gleichgroße Räume angenommen werden, wie es bei Messungen in Gebäuden häufig vorkommt, ergeben sich größere Streuungen als bei zwei unterschiedlich großen Räumen, wie es bei Prüfstandsmessungen üblich ist. Die Vorgabe in ISO 140-1 für unterschiedlich große Räume erweist sich somit als eine wesentliche Maßnahme zur Verminderung der Messwertstreuungen. Die zwischen gleichen Räumen gemessenen Schalldämm-Maße sind systematisch kleiner als diejenigen zwischen ungleichen und weisen eine größere Streuung auf. Besonders groß sind die Abweichungen bei tiefen Frequenzen und nehmen zu höheren Frequenzen hin ab. Sie betragen im Mittel bis zu 4 dB. Im Einzahlwert R_w zeigen sich für biegeweiche Bauteile zwischen der Prüfstands- und Bausituation keine wesentlichen Unterschiede. Für biegesteife Bauteile dagegen ergeben sich im Mittel um ca. 1,3 dB kleinere R_w -Werte für gleich große Räume und eine mit 1,8 dB deutlich höhere Standardabweichung.

Da die Messräume bei Baumessungen in der Regel nicht leer und unbedämpft sind, wird in [4.24] ergänzend der Einfluss von Diffusion und Absorption in den Luftschallfeldern quantifiziert, wobei insbesondere wieder die Bedingungen gleichgroßer Räume betrachtet werden. Bei einem biegeweichen Bauteil sind keine erkennbaren Einflüsse erkennbar. In den Einzahlwerten sind nur für das biegesteife Bauteil deutliche Unterschiede zwischen halliger und bedämpfter Umgebung in der Größe von etwa 1,5 dB feststellbar. Der Einfluss von Diffusoren (Möblierung) wird insgesamt als gering beurteilt. Im Vergleich zu Messungen in verschiedenen großen Räumen zeigt sich allerdings vor allem bei tiefen Frequenzen für alle untersuchten Varianten eine um mehrere dB geringere Schalldämmung.

Aus all diesen Phänomenen wird klar, dass die Schalldämmung nicht eine reine Bauteileigenschaft ist, sondern als Systemeigenschaft eines gekoppelten Gesamtsystems betrachtet werden muss. Die Messung der Schalldämmung beschreibt stets das gesamte zugrunde liegende Schallübertragungssystem. Durch ergänzende Maßnahmen kann lediglich dafür gesorgt werden, dass diese Einflüsse überschaubar sind und auf ein akzeptables Maß reduziert werden.

Abstrahlungseffekte und Einbaubedingungen

In den normativen Regelungen zur Messung der Schalldämmung finden sich für Prüfstandsuntersuchungen detaillierte Hinweise zu den Einbaubedingungen. Dahinter stecken im Wesentlichen zwei Effekte: die Abstrahlbedingungen des Prüfgegenstandes und die Energieableitung vom Prüfgegenstand auf die flankierenden Bauteile des Prüfstandes. In beiden Fällen spielen die Art des Einbaus und die daraus resultierenden Umgebungsbedingungen eine wesentliche Rolle. Diese Effekte werden nachfolgend erläutert.

Abstrahlverhalten

Auf einer unendlichen Platte ist die Abstrahlung freier Biegewellen nur oberhalb der Koinzidenzgrenzfrequenz f_c möglich. Unterhalb findet keine Abstrahlung statt. Betrachtet man dagegen die Abstrahlbedingungen auf einer endlichen Platte, dann kann auch unterhalb von f_c eine Abstrahlung erfolgen, und zwar an den Rändern stärker als in der Plattenmitte. Dieses Phänomen beruht darauf, dass unterhalb von f_c eine Abstrahlung nur dann möglich ist, wenn die Kompensation gegenphasiger Druckgebiete (hydrodynamischer Kurzschluss) aufgehoben wird. Dies ist an den Ecken und Kanten der Fall und hängt in seiner Ausprägung stark von den aktuellen Bedingungen an den Rändern ab.

Eine dieser Einflussgrößen ist die Einspannung des Bauteils an den Rändern. Es kann gezeigt werden [4.34, 4.35], dass sich bei fester Einspannung einer Platte der Abstrahlgrad für die Eck- und Kantenmoden gegenüber der gelenkigen Lagerung verdoppelt. Die kleinste Abstrahlung ergibt sich bei freier Lagerung. Dieser Einfluss ist nur unterhalb von f_c relevant, so dass er vor allem für biegeweiche Bauteile mit großem f_c zu beachten ist.

Ein weiterer und für die Messpraxis bedeutsamer Einfluss ist der so genannte Nischeneffekt. Eine Nische tritt auf, wenn die Tiefe der Prüföffnung größer ist als die Dicke des Prüfobjektes. Das ist z. B. dann der Fall, wenn die Prüföffnung in eine hochschalldämmende Trennwand eingebaut ist, die wegen der erforderlichen Schalldämmung eine entsprechende Dicke (bis zu 50 cm) benötigt (siehe hierzu Abschnitt 4.4.3.2 „Nebenwegübertragung im Prüfstand“ und „Kontrolle der Nebenwege“). Entscheidend ist dabei, wo das Prüfobjekt in der Nische eingebaut wird. Je nach Einbauposition können Unterschiede von mehreren dB im Schalldämm-Maß auftreten, allerdings beschränkt auf den Bereich unterhalb der Grenzfrequenz. Deshalb ist der Nischeneffekt vor allem bei biegeweichen Bauteilen von Bedeutung. In [4.36] werden Unterschiede bis zu 9 dB genannt. Die kleinste Schalldämmung ergibt sich bei einer glatten Nische in der Mitte der Prüföffnung, die größte auf ihrer Kante. Beim Einbau in der Nischenmitte kommt es zu einer verstärkten resonanten Schallübertragung [4.37], die allerdings unterdrückt werden kann durch einen abgestuften Nischenquerschnitt. Gegenüber einer glatten Nische liegt das bewertete Schalldämm-Maß im abgestuften Querschnitt bei Verglasungen um 2 dB und bei Fenstern um 1 dB höher [4.38]. Von praktischer Bedeutung für das Messergebnis sind darum die aktuellen Messbedingungen und deren Dokumentation in den

Prüfberichten. Zur Vermeidung großer Abweichungen werden für Verglasungen in den Messvorschriften der ISO 140-1 sehr detaillierte Vorgaben zur Geometrie der Prüföffnung und in ISO 140-3 zur Einbauposition gemacht. Zugrunde gelegt wird eine abgestufte Nische, wie sie in Abb. 4.9 gezeigt wird. Beim Einbau soll die Nische beiderseits der Verglasung unterschiedliche Tiefen mit einem Verhältnis von 2:1 aufweisen.

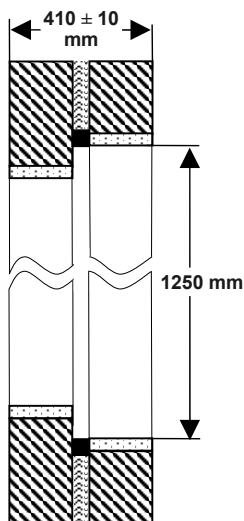


Abb. 4.9 Prüföffnung für Verglasungen nach ISO 140-1

Die Untersuchungen in [4.39] belegen, dass mit derartigen Vorgaben für die Geometrie der Prüföffnung und die Einbauposition eine deutliche Verbesserung der Vergleichbarkeit zwischen unterschiedlichen Laboratorien erreicht werden kann. Für andere Prüfobjekte werden keine derart verbindlichen Vorgaben gemacht. Jedoch soll nach ISO 140-1 und ISO 140-3 das Verhältnis der Öffnungstiefen in der Öffnung der Prüfraumwand etwa 2:1 betragen. Für Fenster wird ein Einbau vorgesehen, der weitestgehend den Bedingungen in der Praxis entspricht. Die Prüfung soll bevorzugt in einer abgestuften Nische erfolgen.

Auch wenn ein Prüfobjekt nicht in einer Nische sondern bündig in der Prüfraumwand eingebaut ist, können sich Auswirkungen der näheren Umgebung ergeben. So spielt es eine Rolle, ob die abstrahlende Fläche ungestört in den Halbraum abstrahlen kann oder aus einer Eckposition heraus in den Viertelraum. Im zweiten Fall ergibt sich eine verstärkte Abstrahlung (und da die Situation der Reziprozität unterliegt auch eine verstärkte Anregung). Nach [4.34] erhöht sich die Abstrahlung für den Viertelraum auf den doppelten Wert. Da sich dieses Verhalten im gemessenen Schalldämm-Maß niederschlägt, ist die geometrische Situation bei der Prüfung schalldämmender Elemente eine durchaus bedeutsame Angelegenheit. In ISO 140-

10, wo das Messverfahren für die Schalldämmung kleiner Bauteile (z. B. Lüftungskanäle oder Lüftungsöffnungen) in Prüfständen geregelt wird, werden deshalb präzisierende Vorgaben für die Position der Prüfgegenstände gemacht. Grundsätzlich sollen auch bei der Laborprüfung reflektierende Flächen in der direkten Umgebung berücksichtigt werden, wenn dies der üblichen Einbausituation in der Praxis entspricht. Wenn für ungehinderte Abstrahlung die Auswirkungen benachbarte Reflexionsflächen vermieden werden sollen, müssen diese mindestens 1 m vom Prüfgegenstand entfernt sein. Wenn dieser Einfluss entsprechend der tatsächlichen Einbausituation aber gewünscht wird, dann soll das Prüfobjekt 0,1 m von der Wandkante entfernt positioniert werden.

Auf dieselben Effekte bezieht sich ISO 140-3, wenn für die Prüfung von Türen vorgesehen wird, dass sich die Unterkante der Tür möglichst nah am Fußboden der Prüfräume befindet. Hierbei geht es um die Übertragungseigenschaften von Fugen und Schlitten, die für die erreichbare Schalldämmung die maßgebliche Rolle spielen und deshalb in einer situationsgerechten geometrischen Anordnung an der Schallübertragung zu beteiligen sind.

Einbaubedingungen

In den vorhergehenden Kapiteln wurde an verschiedenen Stellen auf die Bedeutung der Einbaubedingungen für die zu messende Schalldämmung hingewiesen. Als Effekte wurden Auswirkungen auf das Eigenschwingungsverhalten des Prüfgegenstandes durch die Einspannbedingungen, Auswirkungen auf das Abstrahlverhalten und Auswirkungen auf die Energieweiterleitung auf benachbarte Bauteile/Prüfstand genannt. Im Sinne reproduzierbarer und vergleichbarer Messergebnisse werden in den einschlägigen Regelwerken deshalb Festlegungen für den Einbau der Prüfgegenstände getroffen. Einige davon wurden bereits in den vorhergehenden Abschnitten angesprochen. Hinweise genereller Art finden sich in ISO 140-3 und in ISO 10140-2 (Entwurf). Eine Zusammenstellung objektbezogener Festlegungen findet sich in den „Test Code Principles“ der ISO 10140-6 (Entwurf).

Falls keine festen Vorgaben gemacht werden, soll der Einbau des Prüfgegenstandes vorzugsweise wie bei der Anwendung im Bau erfolgen, wobei übliche Anschlüsse und Abdichtungen sorgfältig nachgebildet werden sollen. Um bei massiven Bauteilen die Anbindung an den Prüfstand unter dem Aspekt der Energieweiterleitung zu charakterisieren, wird in ISO 140-3 die Messung des Gesamtverlustfaktors empfohlen (siehe hierzu Abschnitt 4.4.5.3). Beim Einbau des Prüfgegenstands in einer Öffnung sollte, solange aus der üblichen Einbaupraxis heraus nicht zwingend andere Bedingungen zu realisieren sind, das Verhältnis der Öffnungstiefen 1:2 betragen. In Ringversuchen [4.40, 4.41] konnte nachgewiesen werden, dass leichte mehrschalige Wände mit biegeweichen Schalen (Metallständerwände) durch die Einbaubedingungen erheblichen Messwertstreuungen unterliegen. In ISO 140-1 werden deshalb Vorgaben an den Einbaurahmen gemacht, in den die Wand bei der Prüfung zwischen den Messräumen eingebaut wird. Dessen flächenbezogene Masse muss gegenüber den Wandschalen mindestens sechsmal schwerer sein und mindestens 450 kg/m^2 betragen. Auch soll die Trennfuge zwischen den Messräumen außerhalb

des Wandquerschnitts liegen. Zu berücksichtigen ist wegen des Nischeneffekts auch die Position im Einbaurahmen. Sehr detaillierte Einbauvorgaben werden für Verglasungen in ISO 140-3 gemacht, die ebenfalls das Resultat eines umfangreichen Ringversuchs sind [4.38, 4.39]. Als Besonderheit wird beim Einbau eine Fugendichtungsmasse mit spezifizierten akustischen Eigenschaften gefordert, die hinsichtlich der Einspannbedingungen und der Randbedämpfung der Glasscheiben für definierte Verhältnisse sorgen soll.

Da die Einbaubedingungen von derart entscheidender Bedeutung sind, wird in den genannten Regelwerken eine sorgfältige Dokumentation der aktuellen Einbausituation gefordert. In [4.21] werden dazu ausdrücklich die Randanschlüsse, die Verbindungsmittel zum Prüfstand, die Lage des Prüfgegenstandes zu den Prüfstandsflächen und die Anpassung an die Prüföffnung genannt.

Einfluss des Verlustfaktors

Wie Gl. (4.40) zeigt, hängt die Schalldämmung eines Bauteils auch vom Verlustfaktor ab. Man kann ihn als einen Gesamtverlustfaktor η_{ges} verstehen, der sich aus den inneren Verlusten (Materialdämpfung) η_i , den durch Abstrahlung vom Bauteil hervorgerufenen Verlusten η_s und den an den Rändern durch Weiterleitung von Energie auf benachbarte flankierende Bauteile hervorgerufenen Verlusten η_{fl} zusammensetzt (Abb. 4.10).

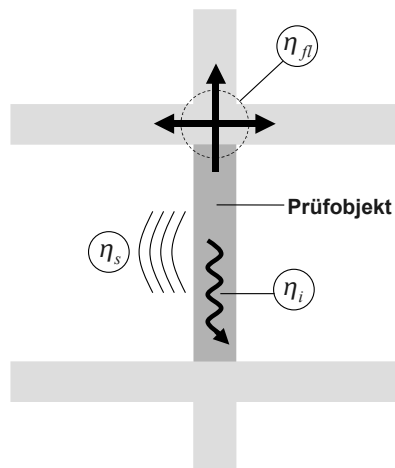


Abb. 4.10 Gesamtverluste η_{ges} auf einem Prüfobjekt und deren Zusammensetzung aus inneren Verlusten η_i , Abstrahlungsverlusten η_s und Randverlusten η_{fl}

Es gilt also:

$$\eta_{\text{ges}} = \eta_i + \eta_s + \eta_{fl} \quad (4.56)$$

Typischerweise ergeben sich für ein einschaliges massives Bauteil die in Abb. 4.11 dargestellten Verhältnisse.

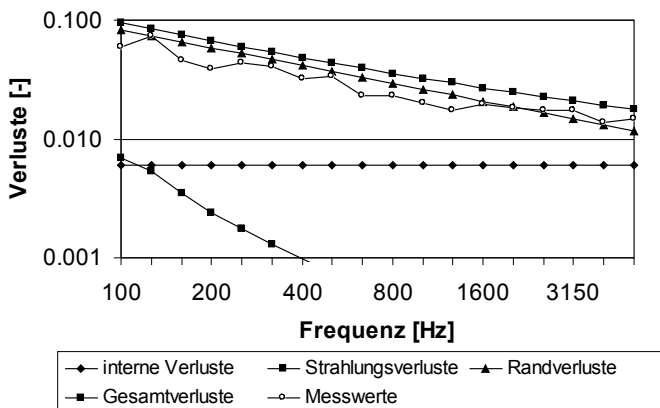


Abb. 4.11 Typisches Verhalten der Verluste auf einem massiven Bauteil

Werte für den internen Verlustfaktor können der Literatur, z. B. [4.20], entnommen werden. Für viele übliche Baumaterialien liegt er zwischen etwa 10^{-2} und $5 \cdot 10^{-3}$. Nach [4.20] kann der Strahlungsverlustfaktor durch

$$\eta_s = \frac{\rho_0 c_0 \sigma}{\pi f m''} \quad (4.57)$$

beschrieben werden. Oberhalb der Grenzfrequenz, bei massiven Bauteilen also der wesentliche Frequenzbereich, nehmen die Abstrahlungsverluste zu hohen Frequenzen hin ab. Nach [4.42] liegen die Strahlungsverlustfaktoren bei üblichen Bauprodukten zwischen etwa $2,5 \cdot 10^{-2}$ bis $2,5 \cdot 10^{-3}$ bei 100 Hz und etwa $5 \cdot 10^{-4}$ bis $5 \cdot 10^{-5}$ bei 5000 Hz, wenn für den Abstrahlgrad $\sigma = 1$ angesetzt wird. Die Weiterleitungsverluste können im Sinne der statistischen Energieanalyse durch einen Kopplungsverlustfaktor beschrieben werden, der nach EN 12354-1 durch

$$\eta_{fl} = \frac{c_0}{\pi^2 S \sqrt{f f_c}} \sum_{k=1}^4 l_k \alpha_k \quad (4.58)$$

bestimmt werden kann. S ist dabei die Bauteilfläche, l_k die Länge der Kante k des Bauteils und α_k der Körperschallabsorptionsgrad für BiegeWellen an der Kante k . α_k hängt von den Kopplungsbedingungen an den Bauteilrändern ab und kann aus den Stoßstellendämm-Maßen des Bauteils zu den benachbarten Elementen bestimmt werden. Näheres hierzu ist in Anhang C von EN 12354-1 zu finden.

Während die inneren Verluste für viele übliche Baumaterialien (z. B. Mauerwerk, Beton) als frequenzunabhängig betrachtet werden können, nehmen (bei mas-

siven biegesteifen Bauteilen) die Abstrahlungsverluste und Weiterleitungsverluste mit zunehmender Frequenz im Allgemeinen ab (siehe auch Abb. 4.11). Die Abstrahlungsverluste können bei üblichen Bauteilen gegenüber den beiden anderen Verlustarten vernachlässigt werden. Für massive Bauteile, solange sie nicht hoch bedämpft sind, sind in vielen Fällen die Weiterleitungsverluste dominierend. Diese hängen von der Art der Ankopplung des Bauteils an die umgebende Baustruktur ab. Bei massiven Wänden und Decken wird das Schalldämm-Maß deshalb stark von den Ankopplungsbedingungen an die umgebenden Baukonstruktionen beeinflusst. Dass durch die Einbaubedingungen tatsächlich große Unterschiede im gemessenen Schalldämm-Maß auftreten können, zeigt ein Beispiel in Abb. 4.12. Für eine Mauerwerkswand, die zum einen starr und zum anderen entkoppelt in den Prüfstand eingebaut wurde, tritt im bewerteten Schalldämm-Maß ein Unterschied von 9 dB auf. Abb. 4.13 zeigt für diese Einbausituationen die Verlustfaktoren, die auf den in ISO 140-3 angegebenen Mindestverlustfaktor nach Gl. (4.64) bezogen wurden. Die große Streuung der Verlustfaktoren, die im Rahmen eines Ringversuchs [4.42] für die gleiche Wand in verschiedenen Prüfständen bei gleicher Wandanbindung gemessen wurden, zeigt Abb. 4.22.

Für die hinreichende Beschreibung der Einbausituation wird in ISO 140-3 angesichts der dargestellten Situation für massive Bauteile völlig zu Recht die Messung und die Angabe des Verlustfaktors vorgesehen. Dies ist derzeit zwar nur eine Empfehlung, sollte aber als unabdingbar für interpretierbare Messergebnisse gesehen werden.

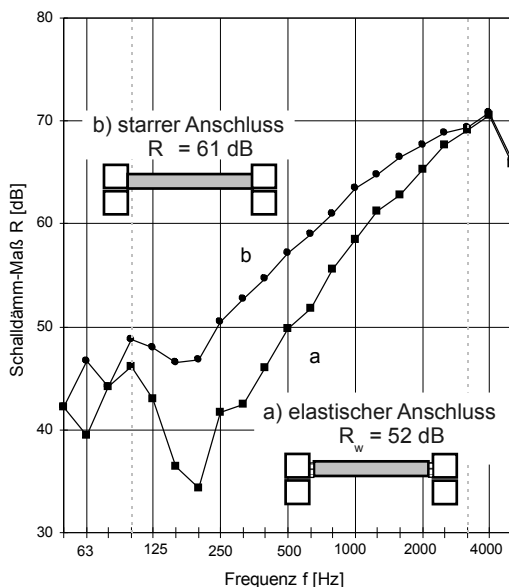


Abb. 4.12 Schalldämm-Maß einer Mauerwerkswand ($m'' = 440 \text{ kg/m}^2$), gemessen im Wandprüfstand bei elastischer und starrer Randanbindung

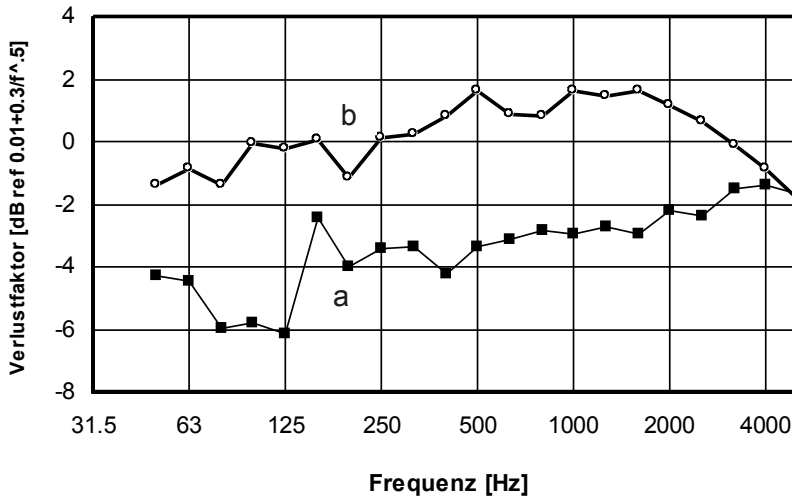


Abb. 4.13 Verlustfaktoren einer Mauerwerkswand ($m'' = 440 \text{ kg/m}^2$), gemessen im Wandprüfstand bei elastischer (a) und starrer (b) Randanbindung. Messwerte des Verlustfaktors bezogen auf den Mindestverlustfaktor nach ISO 140-1

Der Einfluss des Verlustfaktors muss beachtet werden, wenn die Vergleichbarkeit von Prüfstandsmessungen und die Übertragbarkeit von Prüfstandsergebnissen auf die Bausituation betrachtet werden [4.42, 4.43, 4.44, 4.45]. Bei der Übertragbarkeit geht es um die Frage, ob die im Labor gemessene Schalldämmung eine vernünftige Angabe für das im realen Gebäude eingebaute Bauteil darstellt (In-situ-Bedingungen). In den Berechnungsverfahren der EN 12354 (siehe Abschnitt 4.3.2.2) wird dazu die so genannte In-situ-Korrektur eingeführt, die für Schalldämm-Maße folgende Umrechnung von Laborwerten R_{lab} in In-situ-Werte R_{situ} vornimmt:

$$R_{\text{situ}} = R_{\text{lab}} - 10 \lg \frac{\eta_{\text{lab}}}{\eta_{\text{situ}}} \quad \text{dB} \quad (4.59)$$

η_{lab} und η_{situ} sind dabei die Gesamt-Verlustfaktoren, die für das Bauteil im Labor bzw. im Bau vorliegen. Die Körperschallnachhallzeit T_s ist jedoch die eigentliche Messgröße, aus der über

$$\eta_{\text{ges}} = \frac{2,2}{f T_s} \quad (4.60)$$

der Gesamtverlustfaktor ermittelt werden kann. Damit lautet die In-situ-Korrektur

$$R_{\text{situ}} = R_{\text{lab}} + 10 \lg \frac{T_{s,\text{lab}}}{T_{s,\text{situ}}} \quad \text{dB} \quad (4.61)$$

$T_{s,\text{lab}}$ wird durch Messungen während der Laborprüfung ermittelt (siehe hierzu Abschnitt 4.4.5.3). Für $T_{s,\text{situ}}$ sind geeignete Annahmen zu treffen. Möglichkeiten

zur rechnerischen Abschätzung werden in EN 12354 genannt. Eine einfache und verlässliche Möglichkeit bietet der Bau-Verlustfaktor, der in [4.43] für Massivbauteile in üblichen Massivbaukonstruktionen durch

$$10 \lg \eta_{\text{bau}} = -12,4 - 3,3 \lg \frac{f}{100} \quad (4.62)$$

angegeben wird. Hinweise zur Korrektur werden in [4.46] gegeben. Falls Labor-messwerte aus verschiedenen Prüfständen mit einander verglichen werden sollen, kann eine Normierung auf einen einheitlichen Verlustfaktor vorgenommen werden:

$$R^* = R_{\text{lab}} - 10 \lg \frac{\eta_{\text{lab}}}{\eta_{\text{ref}}} \quad (4.63)$$

Diese Normierung wird in den einschlägigen Messverfahren der ISO 140-3 noch nicht gefordert, jedoch wird die Messung der Körperschallnachhallzeiten für massive Bauteile empfohlen. Als Referenzwert kann der Mindestverlustfaktor aus ISO 140-1 mit

$$\eta_{\text{min}} = 0,01 + \frac{0,3}{\sqrt{f}} \quad (4.64)$$

herangezogen werden. Praktikabel ist jedoch ein Bezug auf den Bauverlustfaktor nach Gl. (4.62), da damit für massive Bauteile bereits ein Wert generiert wird, der die im Massivbau üblicherweise zu erwartende Schalldämmung repräsentiert [4.43]. Einen Vergleich zwischen dem Mindest-Verlustfaktor nach Gl. (4.64) und dem Bau-Verlustfaktor nach Gl. (4.62) zeigt Abb. 4.14.

Es ist offensichtlich, dass eine In-situ-Korrektur und damit die Kenntnis der Verlustfaktoren oder Körperschallnachhallzeiten nur dann erforderlich ist, wenn bei den in Frage kommenden Bauteilen auch eine wesentliche Energieweiterleitung auf benachbarte Strukturen zu erwarten ist und der Gesamtverlustfaktor von den Randverlusten dominiert wird. Das ist üblicherweise der Fall bei starr an die bauliche Umgebung angebundenen massiven Bauteilen. Nicht erforderlich ist auf Grund geringer oder vernachlässigbarer Energieweiterleitung demgegenüber eine Korrektur bei folgenden Konstruktionen:

- zweischalige Leichtbauteile, z. B. Holzständerwände oder Metallständerwände
- Bauteile mit einem inneren Verlustfaktor größer als 0,03
- Bauteile, die sehr viel leichter sind als die umgebenden Bauteile (mindestens um den Faktor 3)
- Bauteile, die nicht fest mit den umgebenden Bauteilen verbunden sind.

Für Prüfstandsuntersuchungen sieht ISO 140-1 für Konstruktionen mit einer flächenbezogenen Masse $m'' < 150 \text{ kg/m}^2$ keine besonderen Maßnahmen vor, da gegenüber den (in der Regel) schweren Prüfstandswänden eine große Stoßstellendämmung und damit eine ausreichend geringe Energieweiterleitung angenommen wird. Für schwere Bauteile dagegen sollten die Energieverluste in die umgebende Prüfstandsstruktur so groß sein, dass sich auf dem Prüfgegenstand ein Mindestverlustfaktor η_{min} gemäß Gl. (4.64) einstellt. Da die in diese Kategorie gehörenden

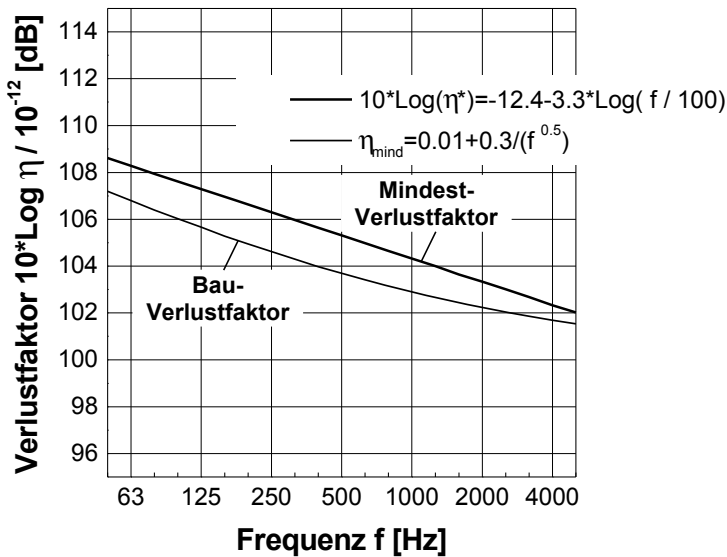


Abb. 4.14 Vergleich von Mindest-Verlustfaktor nach ISO 140-1 und Bau-Verlustfaktor

Bauteile biegesteife Bauteile mit in der Regel geringer Modendichte bei tiefen Frequenzen sind, führt eine Bedämpfung zu einer größeren Modenüberlappung (siehe hierzu Abschnitt 4.4.3.2 „Modale Effekte“). Dieser Effekt wird in ISO 140-1 zwar nicht angesprochen, sorgt aber bei solchen Bauteilen für eine bessere Vergleichbarkeit von Messergebnissen. Untersuchungen in unterschiedlichsten Prüfständen im Rahmen eines Ringversuchs [4.47, 4.48] zeigen allerdings, dass in vielen Fällen der Mindestverlustfaktor nicht erreicht wird, so dass die nach Gl. (4.64) geforderten Werte eher als ein Orientierungswert zu betrachten wären.

Um einen ausreichenden Verlustfaktor zu gewährleisten, ist es vorteilhaft, wenn das Prüfobjekt nicht vollständig vom Baukörper des umgebenden Prüfstandes entkoppelt wird und wenn der Prüfstand durch seine baulichen Bedingungen die Voraussetzungen bietet, Energie aus dem geprüften Bauteil aufnehmen zu können. Dies wäre z. B. nicht der Fall, wenn das Prüfobjekt in einem vom Prüfstand völlig entkoppelten Einbaurahmen zwischen die Messräume eingebracht wird oder wenn der Prüfstand als Leichtbaukonstruktion erstellt wird. In derartigen Prüfständen weisen die Prüfobjekte ausgesprochen kleine Verlustfaktoren auf.

Nebenwegübertragung

Eine grundlegende Frage bauakustischer Messungen ist die Frage nach den tatsächlich beteiligten Wegen im betrachteten Übertragungssystem. Da die Messung der Schalldämmung stets in einer vorgegebenen baulichen Umgebung stattfindet, kommen a priori außer der direkten Übertragung über das trennende Bauteil auch weitere Übertragungswege, die Nebenwege, in Betracht. Eine systematische Zusammenstellung dieser Wege enthält Abb. 4.4. Die Gesamtübertragung zwischen zwei Räumen kann dann durch

$$\tau_{\text{ges}} = \frac{P_{\text{ges}}}{P_1} = \frac{P_2 + P_3}{P_1} \quad \text{und} \quad R' = 10 \lg \frac{1}{\tau_{\text{ges}}} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2 + P_3} \quad (4.65)$$

beschrieben werden. Wie in Gl. (4.1) ist P_1 die auf das Trennbauteil auftreffende und P_2 die von ihm direkt durchgelassene Schallleistung. P_3 ist die zusätzlich über Nebenwege übertragene Leistung. Für Bausituationen trägt R' den Namen Bau-Schalldämm-Maß. Da dieser Name ausschließlich im Zusammenhang mit dem Schallschutz von Gebäuden verwendet werden soll, wird für die Prüfstandssituation vom scheinbaren Schalldämm-Maß gesprochen.

Nebenwegübertragung im Prüfstand

Voraussetzungsgemäß soll bei der Messung der Schalldämmung im Prüfstand ausschließlich die schalltechnische Leistungsfähigkeit des geprüften Bauteils beschrieben werden. Es soll also keine andere Schallübertragung bei der Messung geben als diejenige über das zu prüfende Bauteil. Nebenwege sind durch die Konstruktion der Prüfstände auszuschließen bzw. soweit zu unterdrücken, dass sie bei der Gesamtübertragung keine Rolle mehr spielen. In Gl. (4.65) ist also dafür zu sorgen, dass P_3 gegenüber P_2 vernachlässigt werden kann. Man spricht dann von Prüfständen mit unterdrückter Nebenwegübertragung, die als Kennwert das Schalldämm-Maß R liefern.

Die Nebenwege e (Elemente) und s (Systeme) in Abb. 4.4 können in Prüfständen durch die Art der Konstruktion ausgeschlossen werden. Eine Übertragung über flankierende Bauteile hingegen muss kontrolliert werden. Zur ausreichenden Unterdrückung dieser Wege wird mit Vorsatzschalen zur Vermeidung der Luftschallanregung und -abstrahlung von Flankenbauteilen und mit Trennfugen zur Vermeidung der Körperschallübertragung zwischen beiden Messräumen gearbeitet. Eine mögliche Realisierung zeigt Abb. 4.18. Da im Empfangsraum nicht nur die aus dem Senderraum stammende und über verschiedene Wege übertragene Schallleistung sondern auch die aus dem Umfeld des Prüfstandes übertragenen Störgeräusche zum gemessenen Schalldruckpegel beitragen, muss außerdem auf eine ausreichende Schalldämmung des Prüfstandes gegenüber Außengeräuschen geachtet werden. Schwachpunkt sind hier in der Regel die Zugangstüren, die bei Planung und Ausführung besonderer Sorgfalt bedürfen. Gegenüber tieffrequenten Einwirkungen durch Körperschall von außen (Schwingungen und Erschütterungen) werden die Prüfstände oft auf einer schwingungsisolierenden Lagerung aufgestellt, die ausrei-

chend tief abgestimmt ist, und durch Trennfugen vom umgebenden Gebäude akustisch getrennt. Wenn der Prüfstand bis zu einer unteren Frequenz von 50 Hz betrieben werden soll, sollte die Abstimmungsfrequenz nicht höher als ca. 20 Hz liegen.

Kontrolle der Nebenwege in Prüfständen

Um zu überprüfen, ob der Anteil der Nebenwegübertragung vernachlässigt werden kann, ist in ISO 140-3 ein Verfahren vorgesehen, das sich an bestimmten Konstruktionen orientiert. Die grundlegende Idee ist, dass in die Prüföffnung ein hochschalldämmendes Bauteil eingebaut wird, welches die Direktübertragung so stark vermindert, dass die Flankenübertragung bei der Messung zum Tragen kommt. Das für diese Anordnung ermittelte scheinbare Schalldämm-Maß R' wird $R'_{\max}$ genannt. Um eine Messung als ausreichend nebenwegsfrei bezeichnen zu können, muss das für ein bestimmtes Prüfobjekt gemessene scheinbare Schalldämm-Maß R' im gesamten Frequenzbereich um mindestens 15 dB kleiner sein als $R'_{\max}$. Es darf dann als R bezeichnet werden. Allerdings muss beachtet werden, dass die flankierende Übertragung des Prüfstandes auch von der Art des im Prüfstand eingebauten Prüfobjektes beeinflusst wird. So kann bei leichten Bauteilen (mehrschalige Bauteile mit biegeweichen Platten oder sehr leichte einschalige Bauteile) davon ausgegangen werden, dass nur der Weg Ff über die Prüfstandsflanken eine Rolle spielt, da die Stoßstellendämmung zwischen Prüfstand und leichtem Bauteil (Wege Df und Fd) sehr hoch ist. Bei massiven Bauteilen dagegen kann sich in Abhängigkeit von deren flächenbezogener Masse der Weg Ff verringern, während die Wege Fd und Df verstärkt zum Tragen kommen. Zur Eingrenzung der vielen in Frage kommenden Möglichkeiten werden in ISO 140-1 für Wände und Decken je drei so genannte repräsentative Konstruktionen festgelegt, mit denen $R'_{\max}$ ermittelt werden kann. Je eine Konstruktion stellt ein mehrschaliges leichtes Bauteil dar, die beiden anderen sind einschalige Bauteile unterschiedlicher flächenbezogener Masse, die mit akustisch wirksamen Vorsatzschalen verkleidet werden. Zur Überprüfung des 15 dB-Kriteriums sind die Schalldämm-Maße derjenigen repräsentativen Konstruktion heranzuziehen, die der Konstruktion des zu prüfenden Bauteiles am ehesten entspricht. Falls ein geprüftes Bauteil das geforderte Kriterium nicht erfüllt, werden in ISO 140-3 Untersuchungen zum Beitrag der Flankenübertragung und gegebenenfalls Maßnahmen zur Verbesserung der Flankendämmung gefordert. Für die Untersuchung der Flankenübertragung schlägt diese Norm in Anhang D drei Möglichkeiten vor:

- Beidseitige Verkleidung des Prüfgegenstandes mit hochwirksamen Vorsatzschalen, so dass die Wege Dd, Df und Fd ausgeblendet werden und die Übertragung auf den Ff-Wegen verbleibt.
- Körperschallmessungen im Empfangsraum auf dem Prüfgegenstand und den flankierenden Bauteilen. Aus der mittleren Schnelle kann für jedes Bauteil die in den Raum abgestrahlte Schallleistung oberhalb der Grenzfrequenz abgeschätzt werden, wenn der Abstrahlgrad den Wert 1 erhält. Das Verfahren wird nachfolgend beschrieben.
- Direkte Messung der Flankenübertragung mittels Intensitätsmessverfahren

Eine besondere Art der Nebenwegübertragung kann dann auftreten, wenn das Prüfobjekt nicht die gesamte Fläche der Trennwand zwischen den beiden Messräumen einnimmt. Dies ist z. B. bei der Prüfung von Türen, Fenstern Verglasungen, und Fassadenelementen der Fall. So hat die Prüföffnung für Verglasungen nach ISO 140-1 eine Fläche von knapp 2 m^2 , während die typische Gesamtfläche der Trennwand zwischen den Messräumen etwa 10 m^2 beträgt. In diesem Fall muss dafür gesorgt werden, dass die nicht zum Prüfobjekt gehörende Fläche der Trennwand und sonstiger Einbauten (z. B. Abdeckrahmen zur Anpassung der Prüföffnung an die Bauteilgröße) eine so hohe Schalldämmung hat, dass ihre Schallübertragung gegenüber dem Anteil über das Prüfobjekt gering wird. In ISO 140-1 und ISO 140-3 ist dafür eine entsprechende Validierungsmethode festgelegt. Die Schalldämmung des Prüfobjekts wird durch eine wirksame Verkleidung so erhöht, dass seine direkte Übertragung vernachlässigt werden kann. Die verbleibende Nebenwegübertragung über die nicht zur Prüföffnung gehörende Trennwandfläche (und gegebenenfalls über die Prüfstandsflanken) kann als scheinbares Schalldämm-Maß R'_T gemessen werden. Dieses ist auf die freie Fläche der Prüföffnung zu beziehen. Das gemessene scheinbare Schalldämm-Maß R'_S des Prüfobjektes selbst muss dann im gesamten Frequenzbereich um mindestens 6 dB größer als R'_T sein. Wenn die Differenz zwischen 6 und 15 dB liegt, wird durch eine rechnerische Korrektur der gemessene Wert vom Nebenwegeinfluss bereinigt und als R_S bezeichnet. Dafür gilt

$$R_S = -10 \lg \left(10^{-R'_S/10} - 10^{-R'_T/10} \right) \quad \text{dB} \quad (4.66)$$

Nebenwegübertragung im Gebäude

Bei bauakustischen Messungen in Gebäuden besteht die Aufgabe in der Regel darin, die Einhaltung vereinbarter Schallschutzanforderungen zu überprüfen. Das dabei ermittelte Bau-Schalldämm-Maß R'_w , aber auch die den Schallschutz beschreibenden Größen $D_{n,w}$ und $D_{nT,w}$ geben nur Auskunft über die Schallübertragung aller beteiligten Übertragungswege gemeinsam. Deshalb kann es in einzelnen Fällen erforderlich sein, die Übertragung über die Nebenwege oder über das Trennbauteil alleine zu quantifizieren. Dies ist dann von Bedeutung, wenn Anforderungen nicht eingehalten werden und die Ursachen eines mangelhaften Schallschutzes identifiziert werden sollen.

Eine Trennung der von den einzelnen Bauteilen im Empfangsraum abgestrahlten Schallleistungen oder die Ermittlung von Flankenschalldämm-Maßen kann unter bestimmten Voraussetzungen über Körperschallmessungen an der Oberfläche der betrachteten Bauteile erfolgen. Ohne auf die Grundlagen der Körperschallmesstechnik einzugehen, die hinreichend in Kapitel 7 behandelt wird, sollen hier die Grundzüge einiger üblicher Verfahren in Kürze angesprochen werden. Neben Körperschallmessmethoden besteht auch die Möglichkeit, über Intensitätsmessungen die abgestrahlten Anteile der einzelnen Bauteile direkt zu messen. Darauf wird in Abschnitt 4.4.8.2 eingegangen.

Ermittlung der Schalldämmung über Körperschallmessungen

Wie bei der herkömmlichen Schalldämmungsmessung wird im Senderraum mittels eines Lautsprechers ein stationäres breitbandiges Geräusch abgestrahlt. Im Empfangsraum wird auf der Oberfläche des Bauteils, dessen Abstrahlung interessiert, mit bekannten Körperschallmessmethoden der mittlere Schnellpegel L_v ermittelt. Die Verwendung von piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmern, wie sie in Kapitel 7.4.1 beschrieben werden, ist die in der Bauakustik am weitesten verbreitete Methode. Hinweise zur Auswahl und Ankopplung der Sensoren und zur Rückwirkung der Sensoren auf die schwingende Struktur finden sich ebenfalls im genannten Kapitel. Messungen mit einem Laser-Vibrometer, wie es in Kapitel 7.3.2 beschrieben wird, bieten Vorteile, wenn leichte schwingende Strukturen, wie sie bei zahlreichen Konstruktionen des Leichtbaus vorkommen, rückwirkungsfrei abgetastet werden sollen und vor allem, wenn das Messgerät als Scanning Laser-Vibrometer eingesetzt wird. Seine Anwendung ist aber eher auf den Laborbereich beschränkt.

Eine einfache Möglichkeit der Messung von Oberflächenschwingungen bietet die so genannte „Druckkammer“, die in [4.49] beschrieben und neuerdings wieder verwendet wird (siehe Abb. 4.15 und 4.16). Sie kann im Rahmen von Übersichtsmessungen verwendet werden und bietet den Vorteil, dass an den Bauteilen keine Aufnehmer befestigt werden müssen. Dies erleichtert die Anwendung in bewohnten Räumen.

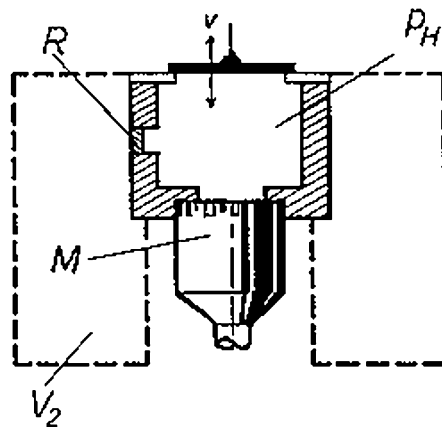


Abb. 4.15 Druckkammer für Körperschallmessungen; Bezeichnungen: siehe Text (Bild: Straten-schulte)

Es handelt sich um ein einfaches Körperschallmessgerät, dass als Vorsatz vor übliche 1/2"-Messmikrofone angebracht werden kann. Ähnlich wie in Kapitel 7.4.1, wo die Ankopplung von piezoelektrischen Beschleunigungssensoren über eine Tastspitze beschrieben wird, wird hier ein elastisch gelagerter Kolben (K) mit einer Spitze gegen die Bauteiloberfläche gedrückt. Die vom schwingenden Kolben verursach-



Abb. 4.16 Druckkammer im Einsatz (Bild: Stratenschulte)

ten Druckschwankungen im angekoppelten Druckkammer-Volumen (V_1) werden von einem üblichen 1/2"-Messmikrofon gemessen, wobei über einen Strömungswiderstand (R) und ein angekoppeltes Zusatzvolumen (V_2) dafür gesorgt wird, dass der Wechseldruck proportional der Schwingschnelle ist.

Der mittlere Schnellepegel L_v wird durch Messung der Effektivwerte der Schnellen $\tilde{v}_1 \dots \tilde{v}_n$ an ausreichend vielen Punkten auf der Oberfläche des schwingenden Bauteils ermittelt über

$$L_v = 10 \lg \frac{1}{n} \left(\frac{\tilde{v}_1^2 + \tilde{v}_2^2 + \dots + \tilde{v}_n^2}{v_0^2} \right) \quad \text{dB} \quad (4.67)$$

Als Bezugsschnelle ist $v_0 = 10^{-9} \text{ m/s}$ der genormte Wert. In der Akustik ist allerdings auch $v_0 = 5 \cdot 10^{-8} \text{ m/s}$ gebräuchlich.

Bei massiven homogenen Bauteilen üblicher Wohnraumgröße genügen bereits 6 - 8 Messpunkte. Falls es sich um inhomogene massive Bauteile handelt (z. B. Mauerwerk aus Lochsteinen), sollte die Zahl der Messpunkte erhöht werden.

Für das schwingende Bauteil ergibt sich die abgestrahlte Schallleistung aus seiner mittleren Schnelle zu

$$W = \rho c S \overline{v^2} \sigma \quad (4.68)$$

mit

- ρc Kennimpedanz der Luft
- $\overline{S}$ abstrahlende Fläche des Bauteils
- $\overline{v^2}$ flächengemittelte quadrierte Schnelle
- σ Abstrahlgrad, $\sigma = 1$ für $f < f_c$

In Pegelschreibweise ergibt sich daraus

$$L_W = L_v + 10 \lg \frac{S}{m^2} + 10 \lg \sigma \quad \text{dB} \quad (4.69)$$

wenn als Bezugswert für die Schnelle $v_0 = 5 \cdot 10^{-8} \text{ m/s}$ verwendet wird. Mit Gl. (5.40) lässt sich der vom abstrahlenden Bauteil im Diffusfeld erzeugte Schalldruckpegel L_2 aus der Schallleistung L_w bestimmen:

$$L_2 = L_W - 10 \lg \frac{A}{m^2} + 6 \text{ dB} \quad (4.70)$$

Mit L_w aus Gl. (4.69) ergibt sich damit

$$L_2 = L_v + 10 \lg \frac{S}{A} + 10 \lg \sigma + 6 \text{ dB} \quad (4.71)$$

Da bei der Berechnung Annahmen zum Abstrahlgrad getroffen werden müssen, ist in der Regel nur eine Aussage oberhalb der Koinzidenzgrenzfrequenz f_c sinnvoll, da dort $\sigma = 1$ gesetzt werden kann. Deshalb bieten sich derartige Messungen für Konstruktionen mit niedrigem f_c (biegesteife Bauteile, $f_c < 200 \text{ Hz}$) an, wie es z. B. die meisten massiven Bauteile sind. Da frequenzabhängige Werte für den Abstrahlgrad unterhalb von f_c in der Regel nicht ausreichend bekannt sind, sind solche Messungen für biegeweichen Bauteile ($f_c > 1600 \text{ Hz}$) wie z. B. Gipskartonplatten wenig sinnvoll.

Für die Schalldämmung ergibt sich somit, wenn Gl. (4.71) in Gl. (4.32) eingesetzt wird

$$R' = L_1 - L_2 + 10 \lg \frac{S_{tr}}{A} = L_1 - L_v + 10 \lg \frac{S_{tr}}{S} - 6 \text{ dB} \quad (4.72)$$

Zur Unterscheidung von der abstrahlenden Fläche S wurde hier die Fläche des Trennbauteils mit S_{tr} bezeichnet. Wenn die Abstrahlung des Trennbauteils betrachtet wird, sind beide Flächen gleich und für die gemessene Schalldämmung ergibt sich

$$R' = R'_d = L_1 - L_v - 6 \text{ dB} \quad (4.73)$$

Für die richtige Interpretation der Ergebnisse ist zu beachten, dass mit solchen Messungen stets die Gesamtabstrahlung des Bauteils erfasst wird und die beitragenden Wege nicht getrennt ermittelt werden können. Bei der Messung auf dem Trennbau teil beinhaltet dies die Direktübertragung auf dem Weg Dd und die vom Trennbau teil abgestrahlten Flankenanteile der Wege Fd. R' wird hier deshalb mit R'_d bezeichnet.

Wenn die Messung auf einem Flankenbauteil mit der abstrahlenden Fläche S_f durchgeführt wird, dann gilt für die Schalldämmung

$$R' = R'_f = L_1 - L_v + 10 \lg \frac{S_{tr}}{S_f} - 6 \text{ dB} \quad (4.74)$$

Hier fasst R'_f die vom Flankenbauteil abgestrahlten Anteile der Wege Ff und Df zusammen.

Falls zur Orientierung Auswertungen für den Frequenzbereich $f < f_c$ gemacht werden und mangels genauer Kenntnis des tatsächlichen Abstrahlgrades $\sigma = 1$ gesetzt wird, dann wird in diesem Frequenzbereich die Abstrahlung überschätzt und die Schalldämmung unterschätzt.

Körperschallmessungen auf den Bauteilen sind auch im Prüfstand sinnvoll, wenn der Einfluss von Flankenwegen untersucht werden soll. Das dazu in ISO 140-3 (Anhang D) genannte Verfahren entspricht den vorhergehenden Erläuterungen. Es kann auch auf dem Trennbauteil gemessen werden, wenn der Verdacht besteht, dass Undichtigkeiten im Prüfobjekt oder den Anschlüssen die Schalldämmung verfälschen. Dann wird tatsächlich nur die Direktdämmung gemessen, und zwar bezogen auf die vom Prüfobjekt abgestrahlte Schallleistung, während Übertragungswege über Undichtigkeiten der Konstruktion nicht erfasst werden. Das Verfahren ist deshalb geeignet, Messergebnisse bezüglich Undichtigkeitseinflüssen zu überprüfen.

4.4.4 Prüfstände für die Messung der Luftschalldämmung

In den vorhergehenden Ausführungen wurde deutlich, dass die gemessene Schalldämmung eine Systemgröße ist, die maßgeblich von den Eigenschaften der Prüfstände mit beeinflusst wird. Folglich muss dafür gesorgt werden, dass Festlegungen für die in Frage kommenden Prüfstände getroffen werden, die eine möglichst gute Wiederholpräzision der Ergebnisse im selben Prüfstand und möglichst gute Vergleichspräzision der Ergebnisse aus verschiedenen Prüfständen ermöglichen.

Für die Messung der Direktschalldämmung sind folgende Prüfstände üblich:

- Wandprüfstände
- Deckenprüfstände
- Fensterprüfstände, auch für Paneele etc
- Türenprüfstände, auch für Paneele etc.
- Prüfstände mit Prüföffnungen für besondere Bauteile

Einen Ausschnitt aus einem bauakustischen Labor mit Wandprüfstand und Deckenprüfständen zeigt Abb. 4.17. Die erforderlichen Eigenschaften der Prüfstände werden in ISO 140-1 spezifiziert. Ein Beispiel für einen Wandprüfstand mit durchgehender Trennfuge und Vorsatzschalen in beiden Messräumen wird in Abb. 4.18 dargestellt. Für die Messung der Flanken- oder Nebenwegübertragung über bestimmte Bauteile und Konstruktionen sind spezielle Prüfstände vorgesehen, bei denen die direkte Schallübertragung unterdrückt wird und die Schallübertragung zwischen den Messräumen nur über ausgewählte Flanken- oder Nebenwege des Prüfgegenstandes zum Tragen kommt. Auf entsprechende Messverfahren und Prüfeinrichtungen wird in Abschnitt 4.4.9 eingegangen. Ein Beispiel für einen Flankenprüfstand in horizontaler Übertragungsrichtung für flankierende Wandaufbauten zeigt Abb. 4.19. Für die Messung der Verbesserung der Luftschalldämmung ΔR durch Vorsatzschalen nach ISO 140-16 (siehe Abschnitt 4.4.6.3) wird ein Wand- oder Deckenprüfstand herangezogen.



Abb. 4.17 Teilansicht eines bauakustischen Labors (HFT-Stuttgart) mit Wandprüfstand (mitte) und Deckenprüfständen (links)

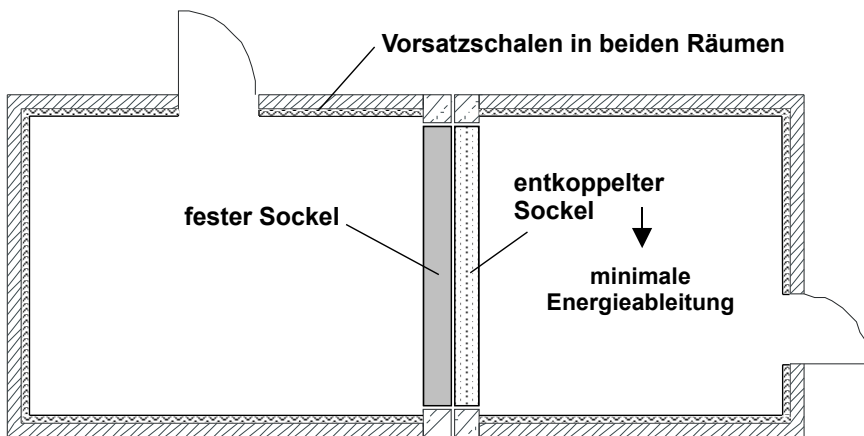


Abb. 4.18 Grundriss eines Wandprüfstands mit Trennfuge und beidseitigen Vorsatzschalen (HFT-Stuttgart). Der Prüfstand besitzt für den Einbau der Prüfobjekte einen festen Sockel mit starker und einen schwimmenden Sockel mit kleiner Energieableitung.

Auf wesentliche Bedingungen, die von den Prüfständen erfüllt sein müssen, wurde in den vorhergehenden Kapiteln bereits detailliert eingegangen, so dass es hier genügt, die wichtigsten Vorgaben als Übersicht zusammen zu stellen:

- Realisierung eines diffusen Schallfeldes, Minderung modaler Schallfeldeffekte bei tieferen Frequenzen. Daraus resultieren Anforderungen an die Raumgrößen (mindestens 50 m^2), an den Volumenunterschied von mindestens 10 % zwischen den Räumen und an die Nachhallzeiten, die zwischen 1 und 2 s liegen sollen. Bei Bedarf erfolgt eine Konditionierung des Schallfeldes mit Diffusoren (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung“).



Abb. 4.19 Flankenprüfstand für horizontale Flankendämmung und Stoßstellendämmung (HFT-Stuttgart); Länge der im Bild offenen Prüföffnung ca. 11 m

- Ausschließlich Messung der Direktübertragung über den Prüfgegenstand. Daraus resultieren die Unterdrückung von Nebenwegübertragungen und die Ermittlung der Maximaldämmung des Prüfstandes (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „Kontrolle der Nebenwege in Prüfständen“).
- Ausreichend kleine Störgeräusche von außen. Daraus resultiert eine ausreichende Schalldämmung der Prüfstände gegen Luft- und Körperschallübertragung von außen.
- Ausreichende Körperschallverluste auf massiven Bauteilen. Daraus resultiert die Festlegung des Mindest-Verlustfaktors (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „Einfluss des Verlustfaktors“).
- Beschaffenheit der Prüföffnungen und Einbaurahmen für definierte Einbausituationen und Übertragungsbedingungen. Daraus resultieren geometrische Festlegungen für die Flächen und die Nischengestaltung sowie Vorgaben für den Einbaurahmen z. B. bei Leichtbauwänden (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „Abstrahlungseffekte und Einbaubedingungen“).

Wie die Unterdrückung der Flankenwege sichergestellt wird, ist in ISO 140-1 nicht explizit vorgeschrieben. Jedoch kommen dafür Trennfugen zwischen den Räumen und Vorsatzschalen an den Raumbooberflächen in Betracht. Drei Realisierungsmöglichkeiten zeigt Abb. 4.20.

Obwohl die gezeigten Varianten alle den Vorgaben der ISO 140-1 entsprechen, ist zu erwarten, dass sie zu recht unterschiedlichen Bedingungen für die Energieableitung des Prüfobjektes führen. Abb. 4.21 zeigt für die gleiche Wand die im Rahmen eines Ringversuchs [4.42] in 12 verschiedenen Prüfständen gemessenen Schalldämm-Maße. Wie stark sich in den Prüfständen die für diese Wand gemessenen Verlustfaktoren unterscheiden, geht aus Abb. 4.22 hervor.

Zur Überprüfung der geforderten Unterdrückung der Nebenwege sind entsprechende messtechnische Prozeduren vorgeschrieben, die in Abschnitt 4.4.3.2 („Kontrolle der Nebenwege in Prüfständen“) bereits näher erläutert wurden. Wie für mas-

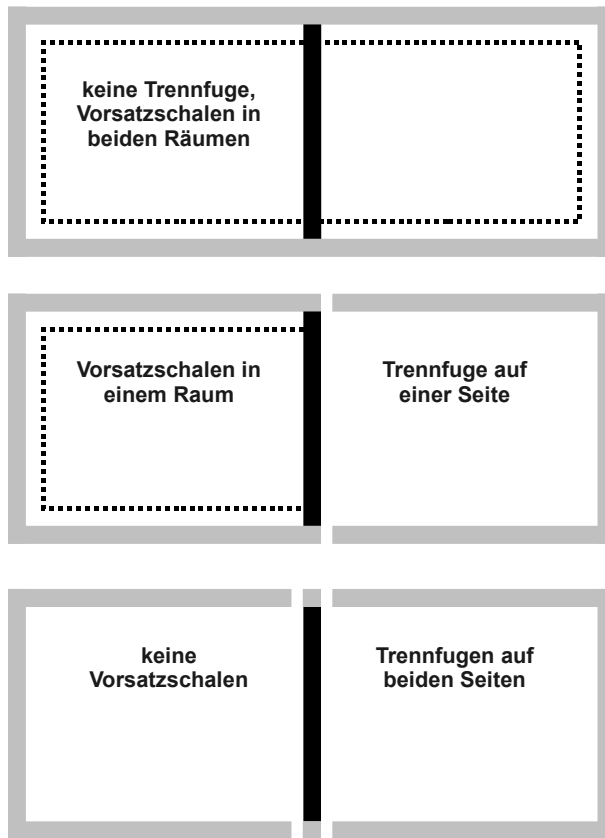


Abb. 4.20 Ausgewählte Realisierungsmöglichkeiten zur Unterdrückung der Nebenwegübertragung in Prüfständen nach ISO 140-1

sive Bauteile bei der Prüfung eine ausreichende Körperschallbedämpfung (siehe Mindestverlustfaktor in ISO 140-1) realisiert werden soll, wird nicht explizit ausgeführt.

Da eine beliebig große Vereinheitlichung der Prüfstandsauslegung nicht realisierbar ist, muss letztlich immer mit einem verbleibenden Einfluss der Prüfstandsbedingungen auf die Vergleichbarkeit von Messergebnissen aus unterschiedlichen Prüfständen gerechnet werden. Durch Ringversuche können solche Einflüsse identifiziert und bei Bedarf Abhilfemaßnahmen festgelegt werden. Beispiele finden sich für massive Wände in [4.42, 4.47, 4.48], für Leichtbauwände in [4.40, 4.41] und für Verglasungen in [4.39]. Eine systematische Zusammenstellung und Auswertung bauakustischer Ringversuche findet sich in [4.50].

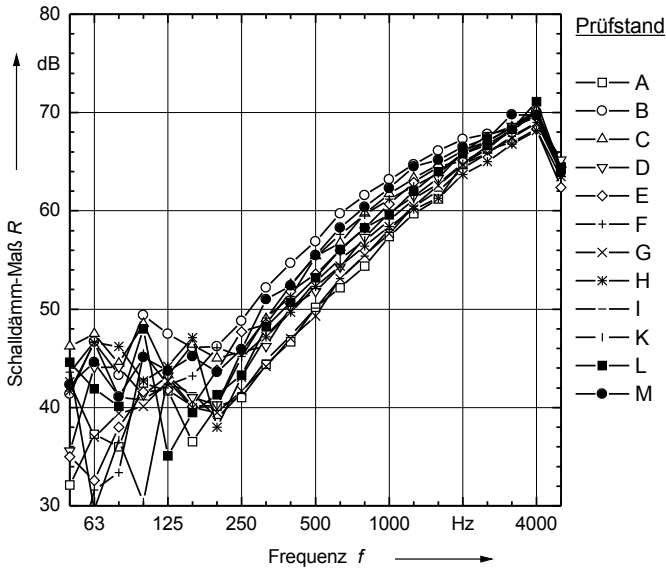


Abb. 4.21 Schalldämm-Maße aus einem Ringversuch [4.42] mit einer Kalksandsteinwand in 12 verschiedenen Prüfständen

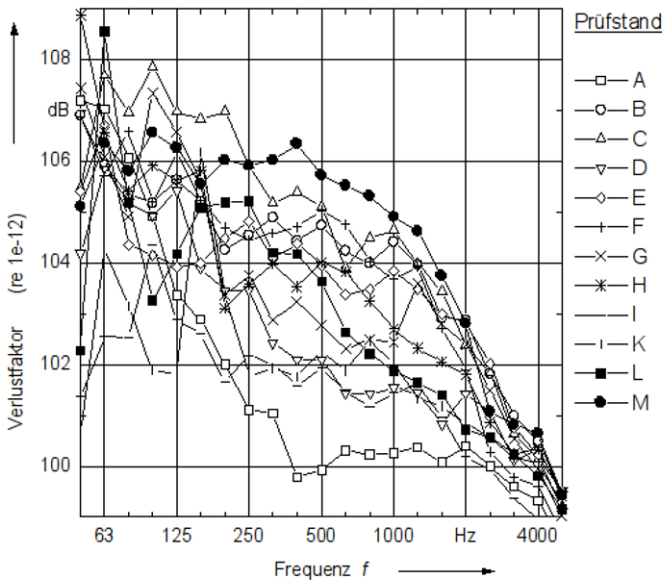


Abb. 4.22 Verlustfaktormessungen aus einem Ringversuch [4.42] mit einer Kalksandsteinwand in 12 verschiedenen Prüfständen, feste Anbindung der Wand an den Prüfstand

4.4.5 Vorgehen bei der Messung der Luftschalldämmung

4.4.5.1 Messung der Luftschallpegel

Die wesentlichen Informationen über technische und anwendungsbezogene Fragen zu Luftschallmikrofonen finden sich in Kapitel 1. In Kapitel 2 werden die grundlegenden Aspekte der Schallpegelmessstechnik dargestellt. Spezielle Aspekte zur Messung der Luftschallpegel im bauakustischen Zusammenhang werden nachfolgend angesprochen.

Messgeräte zur Messung der Luftschalldämmung

Als Schallpegelmesser wird im Allgemeinen eine Kombination eines Mikrofons mit einem Signalprozessor und einer Anzeigevorrichtung verstanden. Ein Mehrkanalschallpegelmesser kann zwei oder mehr Mikrofoneingänge haben, was für bauakustische Zwecke zur Pegelerfassung und Pegelmittelung im Sende- und Empfangsraum von praktischem Nutzen ist. Integraler Bestandteil eines Schallpegelmessers können auch Softwareprogramme und weitere gerätetechnische Ausstattungen sein. Ausführliche Angaben zu Schallpegelmessern finden sich in Kapitel 2.3. Zur Vereinfachung der routinemäßigen Messprozeduren in der Bauakustik werden als Erweiterung des Schallpegelmessers komplette bauakustische Messsysteme angeboten. Diese sind so konzipiert, dass neben den Aufgaben eines Schallpegelmessers auch die zusätzlichen messtechnischen Aufgaben zur Ermittlung der Luftschall- oder Trittschalldämmung wahrgenommen werden können. Hierzu gehört die Erzeugung der Anregesignale für die Messung der Pegeldifferenz und der Nachhallzeit und die Berechnung der benötigten Kenngröße aus den (gemittelten) Messgrößen. Unterschiedliche Realisierungsansätze sind dafür verfügbar, z. B. Bauakustikanalysatoren, die alle Ausstattungsmerkmale in einem Gerät vereinigen oder PC-gestützte Messsysteme, die als Messtechnikplattform je nach Softwaremodul für unterschiedliche akustische Anwendungsbereiche, z. B. die Bauakustik, eingesetzt werden können (siehe Abb. 4.23). Das eigentliche Messgerät (mit A/D-Wandler) kann über eine PCMCIA-Schnittstelle oder als PCI-Steckkarte mit dem Rechner verbunden werden. Es bietet die benötigten Signalein- und Ausgänge. Die Auslegung kann für ein- oder mehrkanalige Anwendungen vorgenommen werden. Die in den bauakustischen Messsystemen zur Anwendung kommende digitale Signalverarbeitung wird eingehend in Kapitel 9 behandelt. Eine übliche Ausstattung der Bauakustik-Messsysteme beinhaltet folgende Merkmale:

- Mikrofoneingänge (mit Mikrofonspeisung für Messmikrofone und Vorverstärker)
- Terz- und Oktav-Echtzeitanalysator
- interner Signalgenerator für breitbandiges Rauschen (rosa, weiß, gg. auch rot / weiß) und terzgefiltertes Rauschen, optional auch Erzeugung von MLS-Signalen
- Erzeugung der Signale zur Nachhallzeitmessung (abgeschaltetes Rauschen oder alternative Verfahren)

- Leistungsverstärker zur Versorgung des Lautsprechers
- Räumliche Mittelung der Schalldruckpegel an mehreren Mikrofonpositionen
- Durchführung der Störpegelkorrektur
- automatische Messung der Nachhallzeit (mit der Möglichkeit, Abklingkurven mit nichtlinearem Verlauf auszusondern), Mittelung der Nachhallzeiten
- Berechnung der Einzalkennwerte (incl. Spektrum-Anpassungswerte) aus den gemessenen (und gemittelten) Messgrößen
- bei Bedarf automatisierte Messabläufe
- grafische und numerische Messdokumentation mit entsprechender Bericht-Software



Abb. 4.23 Bauakustik-Messsysteme, links: PC-gestütztes Messsystem, rechts: Zweikanal-Echtzeitanalysator (Bilder: Norsonic)

Hinweise zur messtechnischen Qualitätssicherung

Vorgaben für die Geräte zur Messung der Luftschalldämmung werden in ISO 140-3 formuliert. Die Messunsicherheiten der Geräte zur Schallpegelmessung müssen die Anforderungen der Klasse 0 oder 1 nach IEC 651 und IEC 804 (beide Regelwerke ersetzt durch DIN EN 61672-1) erfüllen. Da die Messung der Luftschalldämmung auf einer Differenzmessung beruht, wäre vom Prinzip her eine Absolutmessung der Pegel nicht erforderlich. Auf eine Kalibrierung könnte verzichtet werden, wenn im Sende- und Empfangsraum mit derselben Messkette gemessen wird. Üblich ist jedoch eine mehrkanalige (zweikanalige) Messung, um entweder in beiden Räumen gleichzeitig zu messen oder eine zeitsparende Pegelmittelung bei Mikrofoneinzelpositionen vornehmen zu können. In diesem Fall müssen die Messkanäle kalibriert werden. Nach DIN 4109-11 muss dann durch elektrische oder rechnerische Korrek-

turen die Übereinstimmung der Übertragungsfaktoren im gesamten relevanten Frequenzbereich sichergestellt werden. Nach ISO 140-3 ist das gesamte Messsystem vor jeder Messung mit einem Schallkalibrator der Klasse 1 nach IEC 942 (neuerdings: DIN EN 60942) zu kalibrieren. Für Schallpegelmesser, die für Messungen im Schallfeld einer ebenen Welle kalibriert wurden, muss eine Diffusfeldkorrektur angewendet werden. Die Überprüfung der Messstrecke mit Hilfe eines geeigneten Kalibrators ist eine wesentliche Maßnahme zur Kontrolle der Funktionsfähigkeit. Ausführliche Angaben zur Kalibrierung von Mikrofonen werden in Kapitel 1.3.4 gegeben. Da für die frequenzabhängige Messung eine Terzfilterung vorgesehen ist, müssen Terzfilter vorhanden sein, die die Anforderungen nach IEC 225 (neuerdings: DIN EN 61260) erfüllen. Messeinrichtungen zur Messung der Nachhallzeit müssen den in ISO 3382 spezifizierten Anforderungen genügen.

Gemäß DIN 4109-11, wo messtechnische Festlegungen für die Durchführung bauakustischer Eignungs- und Güteprüfungen für Nachweise nach DIN 4109 getroffen werden, wird eine regelmäßige Überprüfung der Geräte durch das Messpersonal gefordert. Zusätzlich wird auf die Möglichkeit hingewiesen, die gesamte Apparatur an Hand von Schallschutz-Vergleichsmessungen nach den Richtlinien der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt zu überprüfen (siehe nachfolgende Ausführungen).

Anforderungen an die elektroakustischen Leistungsmerkmale von Schallpegelmessern werden in DIN EN 61672-1 formuliert, u. a. für Richtcharakteristik, Frequenzbewertung, Pegellinearität, Zeitbewertung, Tonimpulsantwort und den Einfluss der Umgebungsbedingungen. Prüfvorschriften für Baumusterprüfungen zur Prüfung der elektroakustischen Leistungsmerkmale enthält DIN EN 61672-2. Behandelt werden dort Schallpegelmesser der Klasse 1 und 2, die sich hinsichtlich der einzuhaltenden Grenzabweichungen für die elektroakustischen Eigenschaften unterscheiden. Ein Schallpegelmesser, der als Schallpegelmesser der Klasse 1 oder Klasse 2 ausgewiesen wird, muss alle verpflichtenden Festlegungen für Klasse 1 bzw. Klasse 2 erfüllen, die in DIN EN 61672-1 enthalten sind. Bei der Kalibrierung ist für einen Schallpegelmesser der Klasse 1 ein Schallkalibrator der Klasse 1, für einen Schallpegelmesser der Klasse 2 ein Schallkalibrator der Klasse 1 oder Klasse 2 nach IEC 60942 (DIN EN 60942) zu verwenden. Für festgelegte Kombinationen eines Mikrofons, Schallpegelmessers und Schallkalibrators sind frequenzabhängige Korrekturdaten anzugeben.

Bei Bedarf ist eine Kalibrierung der Geräte im Rahmen einer Akkreditierung eines Prüflabors nach DIN EN ISO 17025 und eines Qualitätsmanagementsystems gemäß ISO 9001 erforderlich, wobei die Rückführbarkeit der Messnormale auf nationale oder internationale Normale nachzuweisen ist.

Die Eichung von Schallpegelmessern ist nach [4.51] erforderlich, „wenn sie im Bereich des Arbeits- oder Umweltschutzes zum Zwecke der Durchführung öffentlicher Überwachungsaufgaben, der Erstattung von Gutachten für staatsanwaltliche oder gerichtliche Verfahren, Schiedsverfahren oder für andere amtliche Zwecke oder der Erstattung von Schiedsgutachten verwendet werden.“ Näheres regelt Anlage 21 der Eichordnung.

Ein wesentliches Element der Qualitätssicherung für bauakustische Messungen sind in Deutschland Schallschutz-Vergleichsmessungen, die nach den Richtlinien der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) [4.52] durchgeführt werden. Sie betreffen solche Prüfstellen, die für die Erteilung allgemeiner bauaufsichtlicher Prüfzeugnisse für den Nachweis des Schallschutzes im bauaufsichtlichen Verfahren tätig sind. Außerdem werden diese Richtlinien beim Verfahren zur Aufnahme in eine vom Verband der Materialprüfungsämter e.V. (VMPA) geführte Liste herangezogen, in der sachverständige Prüfstellen für die Durchführung von Güteprüfungen nach DIN 4109 - Schallschutz im Hochbau verzeichnet sind. Im Rahmen der Vergleichsmessungen werden an die Geräte u. a. folgende Anforderungen gestellt:

- Das Norm-Hammerwerk muss den Vorgaben nach ISO 140 Teil 7 entsprechen. Ein Kurztest bei der Vergleichsmessung überprüft Fallhöhe, Fallgeschwindigkeit, Schlagfolge und Krümmungsradius der Hämmer.
- Der Schallpegelmesser muss den Anforderungen nach DIN EN 60651 bzw. DIN EN 60804 (zukünftig DIN EN 61672) für Schallpegelmesser der Klasse 1 oder 0 entsprechen.
- Korrekturen für Terzfilter sind zu ermitteln.
- Der einzustellende Kalibrationswert der Schallpegelmessanlage und deren Frequenzgang müssen bei Trittschalldämmungs- und bei zweikanalig durchgeführten Luftschalldämmungs-Messungen berücksichtigt werden. Die Werte müssen den Messprotokollen der Eichämter entnommen werden.
- Diffusfeldkorrekturen für alle bauartgeprüften Mikrofontypen werden bei der Prüfung bereitgehalten.
- Die Lautsprecher müssen die Anforderungen nach ISO 140-4 erfüllen.

Weitere Einzelheiten sind der Richtlinie zu entnehmen.

Signale und Schallquellen zur Schallfeldanregung

Die Erzeugung des Schallfeldes im Senderaum muss im gesamten bauakustischen Frequenzbereich erfolgen. Dazu werden breitbandige Signale verwendet, deren Frequenzspektrum den interessierenden Frequenzbereich abdeckt. Breitbandige Spektren können auf unterschiedliche Art und Weise realisiert werden. In den klassischen Verfahren werden dazu Zufallsrauschen oder Impulse (idealerweise als Dirac-Stoß betrachtet) verwendet, die das geforderte breitbandige Verhalten aufweisen. Als neue Verfahren für bau- und raumakustische Anwendungen sind seit einiger Zeit als deterministische Signale auch Gleitsinus (Sweep-Verfahren) und Pseudozufallsrauschen (MLS-Technik) durch ISO 18233 zugelassen worden. Die Signale und deren Eigenschaften werden detailliert in Kapitel 9.10.1 und 9.12 behandelt. Die nachfolgenden Ausführungen beziehen sich auf die Anregung mit statistischen Rauschsignalen.

Aus den bereits diskutierten Eigenschaften des Schallfeldes ergibt sich, dass auch die Schallfeldanregung im Senderaum so beschaffen sein muss, dass sich möglichst diffuse Schallfeldverhältnisse ergeben. Dazu muss ein breitbandiges Si-

gnal verwendet werden, damit möglichst viele Eigenmoden des Raumes innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes angeregt werden können. Nach ISO 140-3 wird ein stationäres Rauschsignal mit kontinuierlichem Spektrum im betrachteten Frequenzbereich verwendet, das zu einer statistischen Anregung der im Frequenzband vorhandenen Resonanzen führt. Das Signal kann als Breitbandrauschen, das den bauakustischen Messbereich „parallel“ abdeckt oder als bandgefiltertes Rauschen, das mindestens Terzbandbreite hat und den bauakustischen Frequenzbereich „seriell“ abdeckt, abgestrahlt werden. Das Sendesignal muss im gesamten Frequenzbereich so stark sein, dass das im Empfangsraum messbare Signal noch ausreichend über dem Störgeräusch liegt (siehe hierzu Abschnitt 4.4.5.1 „Fremdgeräuschkorrektur“). Zur Erzielung ausreichend hoher Sendepiegel im Bereich hoher Frequenzen, wo i. d. R. hohe Schalldämm-Maße vorliegen, empfiehlt sich weißes Rauschen, bei dem die spektrale Leistungsdichte im gesamten Frequenzbereich konstant ist und deshalb in Frequenzbändern gleicher relativer Bandbreite der Sendepiegel konstant mit der Frequenz um 3 dB pro Oktave ansteigt. Falls in einzelnen Frequenzbändern Störgeräuschprobleme auftreten, kann die Sendeleistung im betroffenen Frequenzband durch bandgefiltertes Rauschen erhöht werden. Für bestimmte Situationen kann statt eines weißen Rauschens auch rosa Rauschen (spektrale Leistungsdichte abnehmend mit $1/f$ und konstanter Pegel in allen Terz- oder Oktavbändern) oder rotes Rauschen (spektrale Leistungsdichte abnehmend mit $1/f^2$ und abfallender Pegel in Terz- oder Oktavbändern mit einem Pegelabfall von 3 dB pro Oktave) sinnvoll sein.

Als Schallquellen werden Lautsprecher verwendet, an die in ISO 140-3 und ISO 3382 ebenfalls Anforderungen gestellt werden. Ziel ist eine allseitig gleichmäßige Abstrahlung (Kugelcharakteristik) zur Erzielung eines Schallfeldes mit möglichst gleichmäßiger Schallverteilung. Die geforderte Richtcharakteristik ist nach den Vorgaben der ISO 140-3 zu überprüfen. Die dort genannten Toleranzen, die frequenzabhängig formuliert werden, sind einzuhalten. Eine feste normative Vorgabe, wie die ungerichtete Abstrahlung technisch realisiert wird, gibt es nicht. Lautsprecher in Polyeder-Anordnung, vorzugsweise mit 12 Lautsprechern als Dodekaeder (siehe Abb. 4.24), werden jedoch als eine ausreichende Annäherung an eine allseitig ungerichtete Abstrahlung betrachtet. Nach DIN 4109-11 sind die Anforderungen an die Lautsprecher entweder durch Typprüfung oder Einzelprüfung nachzuweisen.

Maßnahmen zur Minimierung von Einflüssen nicht ideal diffuser Schallfelder

Die „klassischen“ Messmethoden der Bauakustik setzen diffuse Schallfelder voraus. Viele messtechnische Vorgaben resultieren allerdings aus der Tatsache, dass in der Praxis diese Bedingungen nicht hinreichend erfüllt sind und deshalb Vorkehrungen zur Minimierung der möglichen Fehler getroffen werden müssen. Dazu kommen folgende grundsätzliche Maßnahmen in Frage, die nachfolgend erläutert werden:

1. Konditionierung der Schallfelder (siehe Abschnitt 4.4.3.2 „Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung“) mit Vorgaben zu Volumina und Geometrie



Abb. 4.24 Lautsprecher in Dodekaederform für bau- und raumakustische Messungen (Bild: Norsonic)

- der Messräume, geeigneter Bedämpfung, Erhöhung der Diffusität durch Anbringen von Diffusoren.
2. Maßnahmen bei der Anregung des Schallfeldes (Abstrahleigenschaften der Schallquelle, Anzahl der Quellpositionen, Abstandsregeln).
 3. Maßnahmen bei der Abtastung des Schallfeldes (Abstandsregeln, räumliche Mittelung)
 4. Modifikation des bestehenden bzw. Verwendung anderer Messverfahren

Abweichungen von einer konstanten Pegelverteilung

Abweichungen vom Diffusfeld und mögliche Maßnahmen wurden bereits zuvor in Abschnitt 4.4.3.2 („*Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung*“) hinsichtlich der zu geringen Modendichte in zu kleinen Räumen bzw. bei zu tiefen Frequenzen diskutiert. Weitere Effekte kommen dazu, die die vorausgesetzte gleichmäßige Schallverteilung in den Räumen in Frage stellen. Der so genannte Waterhouse-Effekt [4.53] berücksichtigt, dass die Schallenergie in der Nähe der Raumoberflächen zunimmt. Zwar wird in den genormten Messverfahren der ISO 140 dafür gesorgt, dass bei der Pegelmittelung im Raum solche Randbereiche ausgeschlossen werden. Als Problem bleibt jedoch, dass bei der Ermittlung der äquivalenten Absorptionsfläche über die Nachhallzeit das Raumvolumen mit dem so genannten

Waterhouse-Term zu korrigieren wäre. Das wird jedoch in den aktuellen bauakustischen Messnormen nicht berücksichtigt, so dass tendenziell, vor allem bei tiefen Frequenzen, zu hohe Schalldämm-Maße ermittelt werden. Wie die Waterhouse-Korrektur auch bei der Messung der Schalldämmung Berücksichtigung finden kann, wird in [4.54] gezeigt.

Als weiterer Effekt ist der Einfluss des Direktfeldes in der Nähe der Schallquelle zu beachten. Auch wenn sich in geschlossenen Räumen ein diffuses Schallfeld ausbildet, nimmt der Schallpegel zuerst einmal mit wachsendem Abstand von der Quelle ab, bei einer Kugelquelle mit 6 dB pro Entfernungsverdoppelung. In der Nähe der Quelle überwiegt noch dieser Direktfeldanteil. Erst wenn der Abstand groß genug ist, geht der Schallpegel in den konstanten Pegel des Hallfeldes (Diffusfeldes) über. Der Gesamtpegel ergibt sich aus der Summe von Direktfeld- und Diffusfeldpegel. Aus der Gleichsetzung beider Beiträge wird der so genannte Hallradius r_g bestimmt, der den Übergang vom Direktfeld ins Diffusfeld beschreibt (siehe Abb. 4.25). Er wird für eine frei in den Raum abstrahlende Kugelquelle mit Hilfe der äquivalenten Absorptionsfläche A über

$$r_H = \sqrt{\frac{A}{16\pi}} \approx \frac{1}{7} \sqrt{A} \quad (4.75)$$

berechnet.

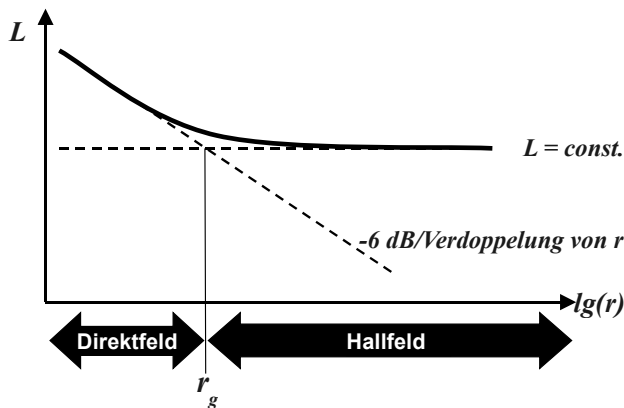


Abb. 4.25 Schallpegel im Raum: Direktfeld, Hallfeld und Hallradius r_g

Messungen im Diffusfeld setzen also voraus, dass außerhalb des Hallradius gemessen wird.

Als Vorgabe für Messungen unter möglichst gut angenäherten Diffusfeldbedingungen ergibt sich aus den genannten Einflüssen, dass nicht zu nahe an der Quelle und den Raumoberflächen gemessen werden darf. Die messtechnische Umsetzung dieser und einiger weiterer daraus folgenden Vorgaben wird nachfolgend erläutert.

Anregung des Schallfeldes im Senderraum

In einem Raum mit idealen Diffusfeldbedingungen wäre zur Anregung des Schallfeldes keine Vorgabe für den Schallquellenort erforderlich. Die abnehmende Modendichte zu tieferen Frequenzen hin bewirkt allerdings, dass es vom Ort der Schallquelle abhängt, welche Raummoden wie stark angeregt werden können. Das Schallfeld und damit auch das gemessene Schalldämm-Maß hängen in diesem Frequenzbereich also von der Lautsprecherposition ab. Zur Minderung dieses Einflusses werden in ISO 140 für alle mit Lautsprecheranregung durchgeführten Messungen mehrere Lautsprecherstandorte gefordert. Werden Einzelpositionen verwendet, dann sind mindestens zwei Standorte vorgeschrieben, die auch auf beide Messräume verteilt werden können. Alternativ kann auch mit kontinuierlich bewegten Lautsprechern gemessen werden. Die Bahn des Lautsprechers muss dann mindestens 1,6 m lang sein. Verfahren zur Validierung geeigneter Lautsprecherstandorte und zur Festlegung der benötigten Anzahl werden für Labormessungen in ISO 140-3 vorgegeben. Der Grundgedanke dieser Validierungsmethode besteht darin, dass die mit einer großen Anzahl von gleichmäßig im Raum verteilten Standorten gemessene Schalldämmung durch eine Mindestanzahl von Standorten möglichst gut angenähert wird. Bei der Auswahl unterschiedlicher Standorte ist eine dreidimensionale Verteilung zu beachten. Die Positionierungen auf nur einer Ebene im Raum ist nicht hinreichend. Der Abstand zu den Raumberandungsflächen muss mindestens 0,7 m betragen. Die Lautsprecherpositionen sollen mindestens 0,7 m auseinander liegen, falls nur zwei Lautsprecher verwendet werden, sogar 1,4 m. Ein vergleichbares Qualifikationsverfahren kann auch für die Bahnen kontinuierlich bewegter Lautsprecher angewendet werden.

An den modalen Eigenschaften des Schallfeldes orientiert sich ein Ansatz, der den Lautsprecher in einer Raumecke positioniert. Vorgegeben durch die Randbedingungen besitzen die stehenden Wellen an den Raumberandungen ein Schalldruckmaximum. In den Ecken herrscht somit die beste Anregemöglichkeit für die Raumresonanzen. So wird in ISO 140-4 für Messungen der Schalldämmung in Gebäuden insbesondere für kleine Räume, die eine geringe Modendichte aufweisen, auch die Eckposition als vorteilhaft in Betracht gezogen. Das alternative Verfahren für die Messung der Schalldämmung bei tiefen Frequenzen nach ISO 15186-3 sieht für Einzelpositionen der Lautsprecher die Eckposition sogar als obligatorisch vor. Hier ist der Zusammenhang zu den angestrebten Verbesserungen im tieffrequenten Bereich unmittelbar erkennbar [4.55].

Da die vorausgesetzten Diffusfeldbedingungen auch für die Anregung des Prüfgegenstandes gelten, darf dieser (im Idealfall) nicht dem Direktfeld der Schallquelle ausgesetzt sein. In ISO 140-3 und ISO 140-4 wird deshalb gefordert, dass der Lautsprecher sich in einem solchen Abstand vom Prüfgegenstand befindet, „dass der Anteil der direkten Schallstrahlung auf ihn nicht überwiegt“. Dieser Abstand wird dann in ISO 140-3 für Labormessungen durch

$$d > 0,1 \sqrt{\frac{V}{\pi T}} \quad (4.76)$$

präzisiert. Mit dem Raumvolumen V in m^3 und der Nachhallzeit T in s ist das nichts anderes als der in Gl. (4.75) genannte Hallradius, wenn über die Sabinesche Formel A durch T ersetzt wird. In einem Messraum von 50 m^3 und einer Nachhallzeit $T = 2 \text{ s}$ ergäbe sich nach dieser Vorgabe ein Mindestabstand von $0,28 \text{ m}$, ein Messraum mit 100 m^3 und $T = 1 \text{ s}$ oder ein Wohnraum mit 50 m^3 und $T = 0,5 \text{ s}$ ergäben mindestens $0,56 \text{ m}$.

Um die Ermittlung der benötigten Abstände für die jeweilige Messung zu vermeiden, wurde in der zurückgezogenen DIN 52210-1 (Abschnitt 4.4.2) für Labormessungen pragmatisch $d \geq 2 \text{ m}$ als unter üblichen Bedingungen zutreffender Abstand angegeben.

Wenn die Schalldämmung einer Decke gemessen werden soll, dann ist die Messung vorzugsweise von unten nach oben durchzuführen, damit zum Trennbauteil ein ausreichend großer Lautsprecherabstand eingehalten werden kann.

Bei Messungen in Gebäuden findet die Schallübertragung nicht ausschließlich über das trennende Bauteil zwischen zwei Räumen statt. Angesichts der möglichen Beteiligung der Flankenbauteile (Wände, Fußböden, Decken) ist dafür zu sorgen, dass auch diese sich möglichst außerhalb des Direktfeldes befinden. Die Abstandsbedingungen sind auch für solche Bauteile anzuwenden. Dies kann unter den realen baulichen Verhältnissen, insbesondere bei kleinen Räumen, allerdings zu Konflikten führen, die dann vor Ort pragmatisch gelöst werden müssen.

Abtastung des Schallfeldes - Messung des mittleren Schalldruckpegels im Raum

Die in der Messgleichung Gl. (4.29)) benötigten Schallpegel L_1 und L_2 sind als Repräsentanten eines Diffusfeldpegels zu verstehen. Angesichts der unvollständig erfüllten Diffusfeldbedingungen kann dies nur ein durch geeignete räumliche Mittelung zustande gekommener Pegel sein, der versucht, den als konstant angenommenen Diffusfeldpegel im realen inhomogenen Schallfeld so gut wie möglich anzunähern. Da die Art der Mittelung maßgebend für das erzielte Messergebnis ist, werden in den Regelwerken detaillierte Vorgaben zur Pegelmittelung gemacht. Die benötigte Größe ist der räumliche (und zeitliche) Mittelwert der Schalldruckquadrate bzw. der Schalldruckpegel, für die eine „energetische“ Pegelmittelung durchgeführt wird. Die räumliche Mittelung hat über den gesamten Raum zu erfolgen, ausgenommen die Bereiche, in denen das resultierende Schallfeld vom Direktfeld des Lautsprechers oder vom Nahfeld der Raumbegrenzungen deutlich beeinflusst wird.

Nach ISO 140-3 wird der bereits in Gl. (4.76) geforderte Abstand auch für den Abstand der Mikrofonpositionen vom Lautsprecher angesetzt. Somit gilt auch hier, dass mindestens der Hallradius als Abstand eingehalten werden muss. Für die praktische Anwendung werden darüber hinaus in ISO 140-3 für Labor- und in ISO 140-4 für Baumessungen Mindestabstände vorgegeben, die auf jeden Fall einzuhalten sind (siehe Abb. 4.26).

Obwohl nicht für die Messung der Schalldämmung, sondern speziell für Nachhallmessungen vorgesehen, sollen hier auch die Vorgaben aus ISO 3382 genannt werden, da diese dort auch begründet werden. Zur Vermeidung eines zu starken

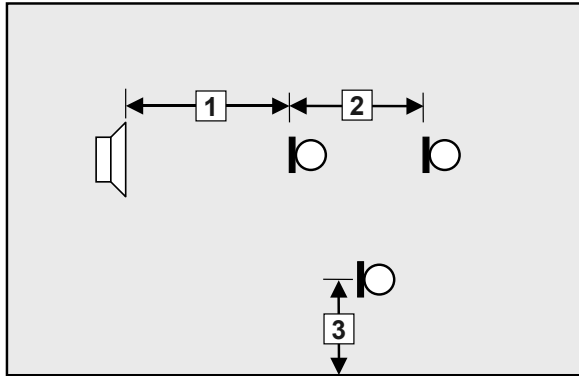


Abb. 4.26 Mindestabstände bei Messungen der Schalldämmung

(1) zwischen Lautsprecher und Mikrofonen: $d > 1,0 \text{ m}$

(2) zwischen den Mikrofonpositionen: $d > 0,7 \text{ m}$

(3) zwischen Mikrofonposition und Raumberandungen:

$d > 0,7 \text{ m}$ für Labormessungen

$d > 0,5 \text{ m}$ für Baumessungen

außerdem für Labormessungen: $d > 1,0 \text{ m}$ zwischen Prüfgegenstand und Mikrofonen

Direktfeldeinflusses auf die Mikrofone wird dort

$$d \geq 2 \sqrt{\frac{V}{cT}} \quad (4.77)$$

gefordert, wobei V das Raumvolumen in m^3 , c die Schallgeschwindigkeit in m/s und T die Nachhallzeit in s ist. Auch diese Vorgabe ist sofort einsichtig, wenn der in Gl. (4.75) definierte Hallradius herangezogen wird: der Abstand soll etwa dem doppelten Hallradius entsprechen. Die Mikrofonpositionen sollen untereinander mindestens eine halbe Wellenlängen auseinander liegen, was bei 100 Hz einem Abstand von etwa $1,70 \text{ m}$ entspricht. Eine Viertel-Wellenlänge wird als Abstand der Mikrofone zu den Raumberandungen vorgesehen, also etwa $0,85 \text{ m}$ bei 100 Hz .

Für die räumliche Mittelung kommen nach ISO 140-3 und ISO 140-4 verschiedene Möglichkeiten in Betracht: punktweise (serielle) Abtastung mit einem Einzelmikrofon an verschiedenen Orten, punktweise (parallele) Abtastung mehrerer feststehender Mikrofone oder ein kontinuierlich bewegtes Mikrofon entlang einer bestimmten Bahn.

Da es eine zeitsparende Methode zur Pegelmittelung darstellt, wird häufig ein kontinuierlich bewegtes Mikrofon verwendet, in der Regel mittels eines Schwenkarms auf einer Kreisbahn (siehe Abb. 4.27). Der gemittelte Pegel L ergibt sich dafür aus

$$L = 10 \lg \left(\frac{\frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} p^2(t) dt}{p_0^2} \right) \quad \text{dB} \quad (4.78)$$

mit

p	Schalldruck in Pa
$p_0 = 20 \mu\text{Pa}$	Bezugsschalldruck
T_m	Integrationszeit in s



Abb. 4.27 Mikrofon-Schwenkanlage (Bild: Norsonic)

Werden bei punktwiser Abtastung des Schallfeldes n einzelne Mikrofonpositionen verwendet, dann ergibt sich der gemittelte Schallpegel L im Raum aus den einzelnen Schalldruckpegeln L_i mit

$$L = 10 \lg \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 10^{L_i/10} \right) \quad \text{dB} \quad (4.79)$$

Die punktweise Abtastung ist in kleinen Räumen oft die einzige Möglichkeit, wenn die vorgegebenen Mindestabstände eingehalten werden sollen und dies mit Drehmikrofonen nicht realisiert werden kann.

Zur Bildung des geforderten zeitlichen Mittelwertes ist eine ausreichend lange Messdauer erforderlich. ISO 140-3 und ISO 140-4 sehen in den Frequenzbändern unterhalb von 400 Hz eine Mittelungsdauer von mindestens 6 s und darüber von mindestens 4 s vor. Bei bewegten Mikrofonen muss bei der Messung eine ganze Anzahl von Bahnumläufen erfasst werden, mindestens jedoch 30 s.

Falls Einzelpositionen verwendet werden, sind diese im zulässigen Bereich möglichst gleichmäßig zu verteilen. Bei Labormessungen nach ISO 140-3 muss

an mindestens 5 verschiedenen Orten gemessen werden. Bei Baumessungen nach ISO 140-4 wird darüber hinaus explizit vorgeschrieben, dass pro Lautsprecherposition jeweils mindestens 5 Messorte zu verwenden sind, so dass sich insgesamt mindestens 10 Einzelmessungen ergeben. Bei bewegten Mikrofonen soll für Labormessungen der Bahnradius mindestens 1 m und bei Baumessungen mindestens 0,7 betragen. Die Bahnebene soll nicht in parallelen Ebenen zu den Raumflächen liegen, sondern gegenüber diesen um mindestens 10° geneigt sein. In [4.56] wird zur Erzielung einer wirklich vollständigen räumlichen Abtastung sogar ein Bahnradius von mindestens 1,5 m mit einer Neigung von nahe 45° vorgeschlagen. Für Baumessungen nach ISO 140-4 werden explizit mindestens 2 Messabläufe mit dem Drehmikrofon vorgeschrieben, z. B. jeweils eine pro Lautsprecherposition. Weitere Hinweise für Baumessungen finden sich in ISO 140-14.

Modifizierte und alternative Messverfahren bei tiefen Frequenzen

Zur Minderung der messtechnischen Probleme bei tiefen Frequenzen auf Grund nicht diffuser Schallfeldverhältnisse können verschiedene Maßnahmen eingesetzt werden. Ein nahe liegender Ansatz sieht vor, dass im Rahmen des üblichen Verfahrens ein höherer Aufwand bei der Anregung und Abtastung des Schallfeldes betrieben wird, um zu einer statistisch sichereren Aussage für die gemessenen Mittelwerte der Schalldruckpegel zu gelangen. Eine „Anleitung für Messungen in den unteren Frequenzbändern“ in ISO 140-3 und ISO 140-4 sieht deshalb für den Frequenzbereich unterhalb etwa 400 Hz folgende Maßnahmen vor:

- Erhöhung der Mindestabstände zu den Raumberandungen und zum Prüfgegenstand bis auf den doppelten Wert der üblichen Vorgabe.
- Erhöhung der Anzahl der Mikrofonpositionen.
- Erhöhung der Anzahl der Lautsprecherpositionen, vorzugsweise Messung mit kontinuierlich bewegtem Lautsprecher.
- Erhöhung der Mittelungszeit auf etwa den dreifachen Wert der üblichen Vorgabe.
- Erhöhung der Modenüberlappung (Modal overlap) durch Bedämpfung der Raumresonanzen mit im Raum verteilten Tiefenabsorbern.

Weitere Einzelheiten sind ISO 140-3 und ISO 140-4 zu entnehmen.

Als alternatives Verfahren wird in ISO 15186-3 die Intensitätsmesstechnik, zusammen mit einigen weiteren Modifikationen des Standardverfahrens, zur Bestimmung der abgestrahlten Schallleistung im Empfangsraum angewendet. Dieses Verfahren ist für Schalldämmungsmessungen im Frequenzbereich von 50 bis 160 Hz vorgesehen und führt zu einer deutlichen Verbesserung der Reproduzierbarkeit der Messergebnisse gegenüber dem herkömmlichen Verfahren.

Fremdgeräuschkorrektur

Das der Schalldämm-Messung zu Grunde gelegte Messsignal für den Schalldruckpegel enthält außer dem eigentlich gewünschten Signal aus der Luftschallübertra-

gung über den Prüfgegenstand weitere, unerwünschte Signalanteile, die als Fremdgeräusch bezeichnet werden. Dieses kann sich zusammensetzen aus Geräuschen, die von außen in den Messraum übertragen werden, aus elektrischem Rauschen im Übertragungssystem und aus elektrischem Übersprechen zwischen Sende- und Empfangskette. Wenn der Abstand zwischen Nutz- und Störsignal zu klein wird, wird der Gesamtpegel vom Störsignal mit bestimmt. Im Senderaum ist das angesichts der hohen, vom Lautsprecher erzeugten Schalldruckpegel kein Problem. Im Empfangsraum dagegen, insbesondere bei hoch schalldämmenden Prüfgegenständen, muss die aktuelle Situation überwacht werden. Bei ungenügendem Abstand zum Störgeräusch würde die gemessene Schalldämmung zu gering bestimmt. Bei Bedarf ist der gemessene Empfangsraumpegel deshalb vom Störeinfluss zu bereinigen. Regelungen für die Durchführung der Korrektur bei Messungen in Prüfständen enthält ISO 140-3. Falls das Gesamtsignal in den einzelnen Frequenzbändern mindestens 15 dB über dem Störsignal liegt, kann auf eine Korrektur verzichtet werden, da die Verfälschung des Messwertes nicht mehr merkbar ins Gewicht fällt. Beträgt der Unterschied dagegen nur 6 bis 15 dB, ist in den betreffenden Frequenzbändern eine rechnerische Fremdgeräuschkorrektur nach folgender Beziehung durchzuführen:

$$L = 10 \lg \left(10^{L_{sb}/10} - 10^{L_b/10} \right) \quad (4.80)$$

Dabei ist L der korrigierte Signalpegel, L_{sb} der Gesamtpegel der Summe aus Signal und Fremdgeräusch und L_b der Fremdgeräuschpegel. Wenn nur noch 6 dB oder weniger als Störgeräuschabstand erreicht werden, wird eine rechnerische Korrektur zu unsicher. In diesem Fall wird dann der für den Fremdgeräuschabstand von 6 dB geltende Korrekturwert von 1,3 dB angesetzt und der im betreffenden Frequenzband ermittelte Pegelwert als Messgrenze kenntlich gemacht. Die Fremdgeräuschkorrektur bei Baumessungen nach ISO 140-4 folgt demselben Prinzip. Allerdings muss eine Korrektur erst dann durchgeführt werden, wenn der Störgeräuschabstand kleiner als 10 dB wird.

Ein grundlegendes Problem der beschriebenen Fremdgeräuschkorrektur besteht darin, dass nicht der tatsächlich bei der Messung vorliegende Störpegel sondern ein davor oder danach gemessener Wert herangezogen wird. Es empfiehlt sich deshalb, nicht nur bei kritischen Messumständen, stets eine gehörmäßige Kontrolle der Verhältnisse im Empfangsraum, um aktuelle Störungen erkennen zu können. Ein anderer Ansatz zur Berücksichtigung der Störgeräusche ergibt sich bei alternativen Methoden zur Schalldämmungsmessung, die mit deterministischen Signalen (MLS-Signal oder Sinus-Sweep) und der Ermittlung von Impulsantworten arbeiten. Dort können die zum Zeitpunkt der Messung vorliegenden Störgeräusche berücksichtigt werden und es lässt sich noch bei wesentlich ungünstigeren Störsignalverhältnissen ein gültiges Messergebnis erzielen.

Meteorologische Einflüsse auf die Schalldämmungsmessung

Bereits in Abschnitt 4.4.3.1 („Einfluss der Umgebungs- und Betriebsbedingungen“) wurde darauf hingewiesen, dass die Umgebungsbedingungen die schalltechnischen Eigenschaften der Prüfobjekte beeinflussen können. Nun lässt sich aber auch zeigen, dass die Messung der Schalldämmung selbst von meteorologischen Einflüssen mit bestimmt wird. In [4.57] wird die Rolle des (statischen) Luftdrucks und der Temperatur untersucht. Anhand theoretischer Betrachtungen, die durch experimentelle Ergebnisse bestätigt werden, ergibt sich dort für das gemessene Schalldämm-Maß R_{mess} eine Korrektur

$$\Delta R = R_{\text{mess}} - R_N \quad (4.81)$$

gegenüber dem bei Referenzbedingungen gemessenen Schalldämm-Maß R_N , die daraus resultiert, dass sich die Schallkennimpedanz ρc mit Luftdruck und Temperatur ändert. Die Korrektur lässt sich mit

$$\Delta R = -20 \lg \left[\frac{(\rho c)_{\text{mess}}}{(\rho c)_N} \right] = -20 \lg \left[\frac{B_{\text{mess}}}{B_N} \sqrt{\frac{T_N}{T_{\text{mess}}}} \right] \quad \text{dB} \quad (4.82)$$

bestimmen, wenn $(\rho c)_{\text{mess}}$ die Schallkennimpedanz, B_{mess} der statische Luftdruck und T_{mess} die absolute Temperatur bei den vorliegenden Messbedingungen und $(\rho c)_N$, B_N und T_N die entsprechenden Größen unter Referenzbedingungen sind. Während der Temperatureinfluss bei Labormessungen vernachlässigbar ist, nimmt die Schalldämmung bei einer Änderung von Meereshöhe auf eine Höhe von 1000 m um ca. 1 dB zu. In [4.57] wird deshalb der Bezug des gemessenen Schalldämm-Maßes auf Referenzbedingungen ($B_N = 980 \text{ hPa}$ und $T_N = 293 \text{ K}$) vorgeschlagen.

4.4.5.2 Messung der Nachhallzeit

Alle bauakustischen Messverfahren, die im Labor oder im Bau nach dem Prinzip des Zweiraumverfahrens arbeiten und alle Messungen, bei denen Immissionspegel in Räumen bestimmt werden, benötigen zur Charakterisierung der raumakustischen Eigenschaften die Nachhallzeit der Empfangsräume. Sie ist damit eine wesentliche Größe der bauakustischen Messtechnik.

Methodische Grundlagen

Die theoretischen Hintergründe der Nachhallzeit und ihrer Messung haben sich in umfangreicher Literatur niedergeschlagen. Im vorliegenden Zusammenhang sei auf die Darstellungen an anderen Stellen dieses Buches verwiesen. Ausführlich wird im Kapitel 3 auf die Messung der Nachhallzeit im raumakustischen Zusammenhang eingegangen. Dort werden auch die grundlegenden Ansätze der Impulsmessverfahren (MLS u. a.) ausführlich dargestellt. Insbesondere sei auf Kapitel A.1 verwiesen, das einige grundlegende Erläuterungen zur Nachhallzeit enthält. Genannt seien auch

die Ausführungen in Kapitel 9, wo insbesondere in Kapitel 9.10 auf die Maximalfolgen (MLS) eingegangen wird. Es genügt also an dieser Stelle, nur auf einige praktische Aspekte bei der Nachhallzeitmessung einzugehen.

Zur Normungssituation

Wären die Nachhallzeit in der Raumakustik eine wesentliche Größe zur Beurteilung der raumakustischen Eigenschaften und zur raumakustischen Dimensionierung von Räumen darstellt, hat sie in der Bauakustik nur eine „unterstützende“ Funktion: sie soll lediglich eine quantitative Berücksichtigung der Raumeigenschaften unter der Annahme diffuser Schallfelder ermöglichen, so wie es sich z. B. aus der Herleitung der Messgleichung (4.29) für die Schalldämmung ergibt.

Diese Situation hat auf Normungsebene dazu geführt, dass für die raumakustischen Anwendungen mit ISO 3382 ein eigenes Regelwerk zur Messung der Nachhallzeiten entstanden ist, während die Bauakustik sich mit den Angaben aus einer anderen Messnorm - ISO 354 zur Messung der Schallabsorptionsgrade im Hallraum - begnügt. Traditionell war in der Bauakustik die Methode des abgeschalteten Rauschens das übliche Messverfahren. In den ambitionierteren Anwendungsbereichen der Raumakustik wurden dagegen auch andere Methoden in Betracht gezogen, die auf dem Verfahren der integrierten Raumantwort beruhen. Mittlerweile hat ISO 354 auch dieses Verfahren in seinen Anwendungsbereich aufgenommen. Um den gesamten Bereich der Nachhallzeitmessung in einem einheitlichen Regelwerk darzustellen, wurde vereinbart, die ISO 3382 in zwei Teilen herauszugeben. Der erste Teil beschäftigt sich mit Aufführungsräumen, wobei neben der Nachhallzeit auch andere raumakustische Parameter behandelt werden. Der zweite Teil deckt die Messung der Nachhallzeit „in gewöhnlichen Räumen“ ab. Die dort genannten Angaben können dann auch für bauakustische Messungen herangezogen werden. Das ist allerdings auf Normungsebene noch umzusetzen.

Messtechnisches Vorgehen

Außer der Pegelmessung erfordert die Ermittlung des Schalldämm-Maßes nach Gl. (4.29) auch die messtechnische Bestimmung der äquivalenten Absorptionsfläche A , die über die Sabinesche Formel

$$A = 0,16 \frac{V}{T} \quad (4.83)$$

mit der gemessenen Nachhallzeit verknüpft ist. Bei der Messung der Standard-Pegeldifferenz D_{nT} nach Gl. (4.34) wird die Nachhallzeit unmittelbar als Messgröße herangezogen. Die Erläuterungen zur Messung der Nachhallzeit sind in allen bauakustischen Messnormen ausgesprochen knapp gehalten. Im Wesentlichen ist es der Verweis auf die Vorgaben der ISO 354, die bei der Messung der Nachhallzeit für alle bauakustischen Anwendungsbereiche herangezogen werden soll. Dort

werden alternativ die Methoden mit abgeschaltetem Rauschen oder mit integrierter Impulsantwort vorgesehen. Im ersten Fall werden die Abklingkurven durch direkte Aufzeichnung des Pegelabfalls nach dem Abschalten der Schallquelle ermittelt. Der Raum wird dabei mit Breitbandrauschen oder bandbegrenztem Rauschen angeregt. Im zweiten Fall wird die Raumimpulsantwort ermittelt, wobei dafür auf unterschiedliche Verfahren zurückgegriffen werden kann (Anregung mit realen Impulsen, MLS-Signalen, Sinus-Sweep/Chirp). Die Abklingkurven ergeben sich durch Rückwärtsintegration der quadrierten Impulsantworten. Ein Vergleich der messtechnischen Wiederholbarkeit der unterschiedlichen Methoden zur Nachhallzeitmessung findet sich in [4.58].

ISO 354 sieht für beide Fälle mindestens 12 räumlich von einander unabhängige Messungen vor. Dafür sind mindestens 3 Mikrofonpositionen und mindestens zwei Lautsprecherorte erforderlich. Die Lautsprecherorte müssen mindestens 3 m von einander entfernt sein, die Mikrofone 1,5 m zu einander, 2 m zur Schallquelle und 1 m zu den Raumbegrenzungsflächen und dem Prüfgegenstand. Die genannte Vorgehensweise aus ISO 354 ist allerdings primär zur Messung der Schallabsorption in Hallräumen vorgesehen. In den bauakustischen Messverfahren wird der für Schalldämm-Messungen erforderliche Aufwand reduziert, indem als Minimum eine Lautsprecherposition und drei Mikrofonpositionen mit jeweils zwei Abklingvorgängen angesetzt werden, so dass sich mindestens 6 Messvorgänge ergeben. Aus diesen ist der Mittelwert entweder als Scharmittelwert oder als arithmetischer Mittelwert zu bilden. Nach [4.58] wird allerdings vorgeschlagen, bei der Methode des abgeschalteten Rauschens vorzugsweise die Scharmittelung zu verwenden. Es muss nach dem Abschalten der Schallquelle ca. 0,1 s bis zum Beginn der Auswertung gewartet werden oder erst einige dB unter dem Startwert begonnen werden, damit sichergestellt ist, dass die Auswertung auf jeden Fall nur auf dem abfallenden Teil der Pegelaufzeichnung stattfindet. Das ausgewertete Pegelintervall soll mindestens 20 dB Dynamik haben. Allerdings muss darauf geachtet werden, dass der untere Wert des Auswertebereichs zum Fremdgeräusch noch einen Abstand von mindestens 10 dB hat. Probleme mit durchhängenden Abklingkurven können sich bei gekoppelten Räumen und unübersichtlichen Raumverhältnissen ergeben [4.16]. In solchen Fällen sollte die Steigung des ersten Kurvenabschnitts als maßgeblich für die Ermittlung der Nachhallzeit betrachtet werden. Gegebenenfalls ist dafür das auszuwertende Pegelintervall zu verringern.

4.4.5.3 Messung des Verlustfaktors

Die Bedeutung des Verlustfaktors wurde bereits in Abschnitt 4.4.3.2 („Einfluss des Verlustfaktors“) dargestellt. In den Berechnungsverfahren der EN 12354 (siehe Abschnitt 4.3.2) wird er benötigt, um bei massiven Bauteilen gemäß Gl. (4.59) oder (4.51) das In-situ-Verhalten prognostizieren zu können. Hierfür ist auch die Kenntnis des Verlustfaktors dieser Bauteile im Prüfstand erforderlich. In den Regelwerken zur Messung der Schalldämmung wird (unverbindlich) die Messung des Verlustfaktors vorgesehen. Damit soll die bei der Prüfung vorliegende Einbausituation cha-

rakterisiert werden. Gegenüber dieser optionalen Behandlung ist der Verlustfaktor bei der Messung der Stoßstellendämm-Maße nach EN 10848 unverzichtbarer Bestandteil des Messverfahrens. Stets ist dabei der Gesamtverlustfaktor nach Gl. (4.56) gemeint.

Bei der Messung des Verlustfaktors kommen prinzipiell mehrere Möglichkeiten in Frage. Bei der stationären Körperschallanregung eines Bauteils kann die Verlustleistung über eine Leistungsbilanz ermittelt werden. Eine zweite Möglichkeit nutzt die Übertragungsfunktionen, die z. B. im Rahmen einer Modalanalyse ermittelt werden, um aus der 3 dB-Halbwertsbreite einzelner Moden den Verlustfaktor zu bestimmen. Die dritte Möglichkeit bestimmt den Verlustfaktor aus den gemessenen Körperschall-Nachhallzeiten T_s . Der Zusammenhang zwischen Verlustfaktor und Körperschall-Nachhallzeit ist dabei über

$$\eta_{\text{ges}} = \frac{2,2}{fT_s} \quad (4.84)$$

gegeben. Diese Möglichkeit bietet sich für bauakustische Untersuchungen an erster Stelle an, da sie wesentliche Vorteile bietet. Dann kann nämlich auf die bei Luftschallmessungen schon bekannten Impulsmessmethoden (Anregung mit realen Impulsen oder Rückwärtsintegration der Impulsantwort) zurückgegriffen werden, wie sie im raum- und bauakustischen Bereich nach ISO 3382 zum Einsatz kommen und bereits in Abschnitt 4.4.5.2 angesprochen wurden. Dann können auch die ganzen Vorteile der MLS-Technik genutzt werden. Aber auch die Anregung mit realen Impulsen, z. B. durch Hammerschläge, bietet Vorteile, da damit eine schnelle und bei genügender Erfahrung auch sichere Bestimmung der Körperschall-Nachhallzeiten möglich ist. Diese Methode bietet sich vor allem bei Baumessungen an. Bei der Hammeranregung muss allerdings darauf geachtet werden, dass die Anregung nicht zu stark ist, damit nicht lokale Deformationen der angeregten Struktur das Ergebnis beeinflussen. Beide Verfahren sind nach EN 10848-1 zulässig.

Der Körperschall-Nachhallzeit liegt dieselbe Definition wie der bislang für Luftschallmessungen betrachteten Nachhallzeit zu Grunde: es wird die Zeit ermittelt, die der Körperschallpegel auf einer Struktur benötigt, um nach Abschalten einer Anregung um 60 dB abzufallen. Die Messung der Nachhallzeit kann, wie beim Luftschall besprochen, entweder über abgeschaltetes Rauschen oder über Impulsmessverfahren erfolgen. Das Verfahren des abgeschalteten Rauschens erweist sich aber als wenig praktikabel, da es erhebliche Probleme mit dem dafür geforderten Dynamikbereich des Messsignals geben kann. Zur Anregung bei den Impulsmessverfahren werden geeignete Körperschallquellen benötigt. Für die Anregung mit einem MLS-Signal kommen elektrodynamische Schwingererger in Frage, wie sie in Kapitel 7.7.1 beschrieben werden. Die Anregung durch reale Impulse kann mit einem Hammer erfolgen. Die Nachhallzeit wird aus der Körperschallschnelle oder -beschleunigung gewonnen. Die Messung dieser Größen kann mit den in der Bauakustik üblichen Körperschallaufnehmern, üblicherweise Beschleunigungsaufnehmern nach dem piezoelektrischen Prinzip (siehe Kapitel 7), erfolgen. Weitere Angaben zur eigentlichen Körperschallmesstechnik, die nicht Gegenstand dieses Kapitels ist, finden sich in Kapitel 7.

Das Verfahren zur Messung des Verlustfaktors ist in den Laborverfahren zur Messung der Luft- und Trittschalldämmung (ISO 140-3, ISO 140-6) vergleichsweise knapp und eher vorläufig beschrieben. Eine aktuellere Beschreibung der messtechnischen Vorgehensweise, in die eingehende Untersuchungen [4.42, 4.59] eingeflossen sind, findet sich in EN 10848-1. Allerdings nehmen die Angaben in ISO 140-3 und ISO 140-6 darauf noch nicht Bezug. Dennoch sollten die in EN 10848-1 getroffenen Festlegungen zur Messung des Verlustfaktors herangezogen werden. In diesem Regelwerk geht es um die messtechnische Bestimmung des so genannten Stoßstellendämm-Maßes K_{ij} , wobei dort die Messung der Körperschall-Nachhallzeiten verbindlich vorgeschrieben ist, da diese zur Ermittlung der Kenngröße benötigt werden. Die nachfolgend erläuterten Aspekte finden sich in den Festlegungen der EN 10848-1 wieder.

Im Prinzip können die grundlegenden Überlegungen zur Messung der Nachhallzeit in einem Luftschallfeld auf die Situation der Körperschall-Nachhallzeiten sinngemäß übertragen werden. Es müssen ausreichend viele Messvorgänge zur Auswertung zur Verfügung stehen. Es muss die Nachhallzeit an mehreren Orten gemessen werden, wobei auch die Körperschallanregung örtlich variieren soll, damit die Nachhallzeit durch ausreichende Mittelung bestimmt werden kann. Hintergrund dieser Festlegungen sind die bei den Luftschallmessungen wohlbekannten Einschränkungen der Diffusität des Schallfeldes. Dies gilt auch für das Körperschallfeld auf plattenförmigen Bauteilen, wenn im Bereich geringer Modendichte starke lokale Schwankungen des Schallfeldes zu erwarten sind. Nach EN 10848-1 sind deshalb auf dem zu prüfenden Bauteil mindestens drei Anregepunkt und für jeden Anregepunkt mindestens drei Aufnehmerpositionen zu verwenden. Aus den einzelnen Aufzeichnungen ist dann die Nachhallzeit durch Mittelung zu bilden. Wie bei den Luftschallmessungen sind auch bei den Körperschallmessungen für die Messpositionen ausreichende Mindestabstände zu den Kanten des Bauteils, zur Körperschallquelle und untereinander einzuhalten. Diese betragen 0,5 m zwischen Aufnehmern und den Bauteilkanten, 1 m zwischen den Anregorten und den Bauteilkanten und 0,5 m zwischen den einzelnen Aufnehmerorten. Zwischen der geforderten Anzahl von Anrege- und Messorten und den geforderten Abständen kann es bei Messungen in Gebäuden angesichts oft kleiner Bauteilflächen allerdings zu Konflikten kommen. Eine Messung ist dann nur möglich, wenn die (eigentlich für Prüfstandsmessungen getroffenen) Vorgaben an die Möglichkeiten der aktuellen Verhältnisse angepasst werden.

Ein besonderes Problem, das bei der Messung der Nachhallzeiten im Luftschallfeld keine Rolle spielt, sind die mit unter sehr kurzen Nachhallzeiten. Diese können in ungünstigen Fällen bis zu 20 ms kurz sein, so dass vor allem bei tiefen Frequenzen eine Messung an den zu großen Ausschwingzeiten der verwendeten Terzfilter scheitern kann. Eine Verbesserung kann erreicht werden, wenn die so genannte zeitinverse Filterung verwendet wird [4.60]. Inzwischen wird diese Auswertemethode in einigen bauakustischen Messgeräten implementiert, so dass sie auch in der bauakustischen Messtechnik angewendet werden kann. Damit gelingt es, die Grenze der auswertbaren Nachhallzeiten auf ein Viertel des ursprünglichen Wertes zu senken.

4.4.6 Laborverfahren zur Messung der Luftschalldämmung

Laborverfahren dienen der Kennzeichnung der schalltechnischen Leistungsfähigkeit von Bauprodukten. Grundlage aller Verfahren zur Beschreibung der schalldämmenden Eigenschaften ist die Messung einer Schallpegeldifferenz nach dem Zwei-raumverfahren, aus der dann je nach Verfahren ein Schalldämm-Maß, eine Norm-Schallpegeldifferenz oder eine Verbesserung des Schalldämm-Maßes ermittelt wird. Auf Normungsebene sind die einschlägigen Verfahren in der Reihe der ISO 140er-Normen niedergelegt. Die Anforderungen an die Prüfstände sind durch ISO 140-1 vorgegeben. Angaben zur Prüfstandsauslegung finden sich in Abschnitt 4.4.4.

4.4.6.1 Messung der Luftschalldämmung von Bauteilen in Prüfständen

Das messtechnische Grundprinzip der Schalldämmungsmessung in Prüfständen ist durch ISO 140-3 festgelegt. Es wird sinngemäß für weitere, nachfolgend beschriebene Verfahren adaptiert. Die Ausführungen der Abschnitte 4.4.3, 4.4.4 und 4.4.5 enthalten alle wesentlichen Aussagen zu diesem Verfahren, so dass der Verweis darauf genügt.

4.4.6.2 Luftschalldämmung kleiner Bauteile und Elemente

Kleine Bauteile, die meistens als komplette Elemente im Bau eingesetzt werden, können wesentlich zur Luftschallübertragung zwischen zwei Räumen oder aus einem Raum ins Freie hinaus beitragen. Solche Elemente sind z. B. Lüftungskanäle, Lüftungsauslässe, Frischluftöffnungen, Kabelkanäle und Rollladenkästen. Auch Dichtungssysteme an Verbindungsstellen sind in diesem Zusammenhang zu berücksichtigen.

Prinzipiell wäre das übliche Verfahren zur Schalldämmungsmessung auch für Elemente anwendbar. Im Gegensatz zu großformatigen Bauteilen (z. B. Wände und Decken) ist man bei einzelnen Elementen meistens aber nicht an einer flächenkorrigierten Angabe für die Schallübertragung interessiert (siehe Berücksichtigung der übertragenden Fläche in Gl. (4.29)). Als kennzeichnende Größe wird deshalb die von der Prüffläche unabhängige Norm-Schallpegeldifferenz für Elemente $D_{n,e}$ verwendet. Diese wird nach Gl. (4.33) als

$$D_{n,e} = D - 10 \lg \frac{A}{A_0} = L_1 - L_2 - 10 \lg \frac{A}{A_0} \quad \text{dB} \quad (4.85)$$

geschrieben.

ISO 140-10 regelt die Messungen für solche Elemente, die typischerweise kleiner als 1 m^2 sind. Das Verfahren orientiert sich strikt an den messtechnischen Vorgaben aus ISO 140-3, so dass alle zuvor genannten Angaben zur Messtechnik auch hier Geltung haben. Die Prüfungen werden in Prüfständen nach ISO 14-1 durchgeführt.

Bei der Messung in Prüfständen mit den üblichen Prüföffnungen für Wände (oder Fenster) muss das zu prüfende Element in eine Trennfläche mit ausreichend hoher Schalldämmung eingebaut werden. Dabei muss sichergestellt sein, dass die Schallübertragung über diese Trennfläche gegenüber der Übertragung über das Element vernachlässigt werden kann. Auf die Vorgehensweise zur Überprüfung dieser Anforderung wurde bereits in Abschnitt 4.4.3.2 („Kontrolle der Nebenwege in Prüfständen“) eingegangen.

Falls die Übertragung über ein einzelnes Element zu so kleinen Pegeln im Empfangsraum führt, dass die Aussage unsicher wird, kann die Messung auch mit mehreren gleichzeitig eingebauten Elementen durchgeführt werden. Das Messergebnis ist dann bei n untersuchten Elementen über

$$D_{n,e} = D - 10 \lg \frac{A}{A_0} = L_1 - L_2 - 10 \lg \frac{A}{A_0} + 10 \lg n \quad \text{dB} \quad (4.86)$$

auf ein Element umzurechnen ist.

Großen Einfluss auf das Messergebnis haben die Einbaubedingungen. Das betrifft zum einen die Montage des Elements mit allen Verbindungen und Abdichtungen gegenüber anderen Bauteilen. Das betrifft insbesondere aber auch den Einbauort des Elements in der Trennfläche. Bezogen auf die Anregung und Abstrahlung können sich die Schallfeldbedingungen in der Umgebung schallharter Berandungen gegenüber dem Einbau in einer großen Fläche für das zu prüfende Element signifikant ändern. Auf derartige Effekte wurde bereits in Abschnitt 4.4.3.2 („Abstrahlungseffekte und Einbaubedingungen“) eingegangen. ISO 140-3 gibt deshalb detaillierten Anweisungen für den Einbau und die Positionierung der Elemente sowie die Nachbildung der akustisch relevanten Umgebungsbedingungen.

Wenn ein oder mehrere Elemente in ein anderes Bauteil eingebaut werden, z. B. ein Lüftungsgerät oder ein Rollladenkasten in eine Wand, dann ist die resultierende Schalldämmung des zusammengesetzten Bauteils die interessierende Größe. Die Norm-Schallpegeldifferenz des Elements ist dann auf die Fläche des trennenden Bauteils umzurechnen. Dies wird bei der Berechnung der resultierenden Schalldämmung in Gl. (4.23) im zweiten Summationsterm berücksichtigt.

Für die bauakustische Planung sind Messwerte von $D_{n,e}$ nur dann brauchbar, wenn das geprüfte Element baugleich ist mit dem zum Einbau vorgesehenen und dieselben Abmessungen hat. Um die notwendige Übereinstimmung herstellen zu können, sind die Eigenschaften der untersuchten Elemente zuzüglich der Einbaubedingungen im Prüfbericht vollständig anzugeben.

4.4.6.3 Verbesserung der Luftschalldämmung durch Vorsatzschalen

Vorsatzschalen sind eine häufig angewendete Konstruktion zur Verbesserung der Schalldämmung einschaliger Bauteile. Für die Kennzeichnung der schalltechnischen Qualität solcher Vorsatzschalen und für die bauakustische Planung von Gebäuden besteht Bedarf, deren Eigenschaften auch messtechnisch zu charakterisieren. Während es für die Verbesserung der Trittschalldämmung schon seit langem

entsprechende Messverfahren gibt (siehe Abschnitt 4.5.8), stand lange Zeit für Zusatzkonstruktionen zur Verbesserung der Luftschalldämmung kein adäquates genormtes Verfahren zur Verfügung. Erst durch die europäischen Berechnungsverfahren (siehe Abschnitt 4.3.2.2, „*Berücksichtigung von Vorsatzkonstruktionen*“ und Gl. (4.10) wurde die Verbesserung der Luftschalldämmung methodisch in ein Berechnungsmodell eingebunden und dadurch auch der Bedarf deklariert, ein geeignetes Messverfahren für die benötigte Größe zu erarbeiten. Dieses steht seit November 2006 mit der ISO 140-16 zur Verfügung.

Messtechnisches Vorgehen

Wie bei der Messung der Trittschallminderung durch Deckenauflagen (Abschnitt 4.5.8.1) kann auch die Verbesserung des Schalldämm-Maßes ΔR durch eine Vergleichsmessung an einer Bezugskonstruktion mit und ohne Vorsatzschale ermittelt werden. Da deutsche Übersetzungen internationaler Normen einen immer „internationaleren“ Charakter annehmen, heißt es dafür in der Sprachregelung der DIN EN ISO 140-16

$$\Delta R = R_{\text{with}} - R_{\text{without}} \quad (4.87)$$

Dabei ist R_{with} die gemessene Schalldämmung der Bezugskonstruktion mit und R_{without} ohne Vorsatzschale.

Physikalisch besteht das Hauptproblem bei der Ermittlung eines Verbesserungsmaßes für die Luftschalldämmung darin, dass das durch die Vorsatzkonstruktion entstehende zweischalige System auch von den Eigenschaften des Bauteils, das es zu verbessern gilt, abhängt. Bei ausreichend schweren Wänden mit niedriger Ko-Inzidenzgrenzfrequenz f_c ist dieser Einfluss gering, so dass man quasi von einer von der Grundkonstruktion unabhängigen Verbesserung ausgehen kann. Das nach Gl. (4.87) ermittelte ΔR kann dann, vergleichbar dem ΔL der Trittschalldämmung, mit beliebigen anderen Grundkonstruktionen kombiniert werden, solange diese die Voraussetzung ausreichend großer flächenbezogener Masse erfüllen (siehe Gln. (4.91) und (4.92)). Unter praktischen Bedingungen ist von einem Verhältnis von mindestens etwa 1:10 zwischen den flächenbezogenen Massen der Vorsatzschale und der Grundkonstruktion auszugehen. Die Grenzfrequenz f_c sollte unter 125 Hz liegen.

Anders sind die Verhältnisse bei leichten massiven Grundkonstruktionen und höherer Grenzfrequenz. Dort können sich starke Wechselwirkungen zwischen Grund- und Vorsatzkonstruktion ergeben. Vor allem im Bereich der Grenzfrequenz lassen sich besonders große Verbesserungen feststellen. Die ermittelte Verbesserung ist damit aber eine von der Grundkonstruktion abhängige Größe.

Um dennoch zu aussagekräftigen und vergleichbaren Ergebnissen bei der Charakterisierung der Luftschallverbesserung zu kommen, wurden in ISO 140-16 verschiedene Grundkonstruktionen, so genannte Bezugskonstruktionen, festgelegt, auf denen die Vorsatzkonstruktionen zu prüfen sind.

Als „Bezugswand in schwerer Ausführung“ wird eine Mauerwerkswand mit einer flächenbezogenen Masse $m'' = (350 \pm 50) \text{ kg/m}^2$ festgelegt, deren f_c im Bereich von 125 Hz liegt. Typischerweise kann das mit einer Kalksandsteinwand (Rohdichteklasse 1,8; Dicke 17,5 cm; einseitig verputzt) realisiert werden. Für Vorsatzschalen an Decken wird als „Bezugsdecke in schwerer Ausführung“ die in ISO 140-8 zur Messung der Trittschallminderung vorgeschriebene Prüfdecke herangezogen (siehe Abschnitt 4.5.6). Man kann also bei der gleichen Grundkonstruktion die Verbesserung der Luft- und der Trittschalldämmung ermitteln. Als so genannte „Leichtbau-Bezugswand“ ist eine leichte massive Wand mit etwa 70 kg/m^2 und einer im mittleren Frequenzbereich bei etwa 500 Hz liegenden Grenzfrequenz vorzusehen. Dies kann z. B. mit einer Wand aus Porenbeton realisiert werden.

Die Auswahl einer dieser Bezugskonstruktionen ergibt sich aus den aktuellen Fragestellungen an die Gesamtkonstruktion. Falls die genannten Bezugskonstruktionen für den interessierenden Anwendungsfall nicht in Betracht kommen, kann auch auf anderen Grundkonstruktionen gemessen werden. Die Messergebnisse haben dann allerdings nur für den untersuchten Aufbau Gültigkeit.

Das anzuwendende Messverfahren entspricht vollständig den bereits dargestellten Vorgaben der ISO 140-3. Die Prüfungen finden in den bekannten Prüfständen nach ISO 140-1 statt, die für die Messung der Luftschalldämmung von Wänden und Decken vorgesehen sind. So ist die in ISO 140-16 beschriebene Methode weniger ein neues Messverfahren, sondern vielmehr eine Festschreibung von Messbedingungen und Messauswertungen für den vorliegenden Anwendungsfall.

Einzahlangaben für die Verbesserung der Luftschalldämmung

Für die durch Messung ermittelten frequenzabhängigen Kenngrößen können auch in diesem Fall Einzahlangaben ermittelt werden. In ISO 140-16 wurde dafür ein Bewertungsverfahren zur Bildung von Einzahlwerten eingeführt, das dem Ansatz bei der Verbesserung der Trittschalldämmung ΔL_w folgt. Im gleichen Sinne werden die frequenzabhängigen Messergebnisse ΔR einer bestimmten Vorsatzschale rechnerisch mit einer in der Norm definierten Referenzkonstruktion kombiniert. Aus den frequenzabhängigen verbesserten Werten wird dann der Einzahlwert des Schalldämm-Maßes gebildet. Daraus ergibt sich die Verbesserung des bewerteten Schalldämm-Maßes ΔR_w . Je nach verwendeter Grundkonstruktion kann dann noch zwischen $\Delta R_{w,\text{heavy}}$ und $\Delta R_{w,\text{light}}$ unterschieden werden.

Zusätzlich können die genannten Einzahlwerte durch die Spektrum-Anpassungswerte C und C_{tr} (siehe Abschnitt 4.4.2.3) ergänzt werden, um so die reale Verbesserung gegenüber bestimmten Anregespektren zu beschreiben (siehe hierzu Abschnitt 4.4.2.3). Dadurch ergibt sich

$$\Delta(R_w + C) = (R_{w,\text{ref,with}} + C_{\text{ref,with}}) - (R_{w,\text{ref,without}} + C_{\text{ref,without}}) \quad (4.88)$$

und

$$\Delta(R_w + C) = (R_{w,\text{ref,with}} + C_{tr,\text{ref,with}}) - (R_{w,\text{ref,without}} + C_{tr,\text{ref,without}}) \quad (4.89)$$

Falls als Bezugskonstruktionen nicht die durch die Norm benannten schweren oder leichten Bauteile verwendet werden, kann bei der Bildung der Einzahlangaben das Referenzverfahren nicht angewendet werden. In diesem Falle werden die Einzahlwerte für die Schalldämmung der Bezugskonstruktion ohne und mit Vorsatzschale direkt von einander subtrahiert:

$$\Delta R_{w,\text{direkt}} = R_{w,\text{with}} \quad (4.90)$$

Auch in diesem Fall ist die Angabe von Spektrum-Anpassungswerten möglich.

Als Messnorm beschreibt ISO 140-16 die messtechnischen Regelungen. Die Anwendung der damit gewonnenen Messergebnisse zählt nicht mehr zu ihrem Geltungsbereich. Allerdings wird darauf hingewiesen, dass im Rahmen der physikalischen Voraussetzungen die ermittelten Angaben für ΔR und ΔR_w rechnerisch mit den Schalldämm-Maßen anderer Grundkonstruktionen kombiniert werden können (siehe dazu auch das Vorgehen in den europäischen Berechnungsverfahren, Gl. (4.10) und Gl. (4.17)). Frequenzabhängig gilt also

$$R_{\text{with}} = R_{\text{without}} + \Delta R \quad (4.91)$$

und in Einzahlwerten

$$R_{w,\text{with}} = R_{w,\text{without}} + \Delta R_w \quad (4.92)$$

Diese Vorgehensweise ist anwendbar für ausreichend schwere Grundkonstruktionen mit niedriger Grenzfrequenz, die in etwa der schweren Bezugskonstruktion dieser Norm entsprechen. Außerdem sollte die flächenbezogene Masse der Grundkonstruktion etwa zehnmal größer sein als diejenige der Vorsatzschale. Bei leichten massiven Bauteilen ist die Anwendbarkeit nicht grundsätzlich sichergestellt. Bei den sonstigen, nicht in der Norm festgelegten Grundkonstruktionen ist diese Anwendung generell nicht möglich.

4.4.7 Messung der Luftschalldämmung in Gebäuden

Die Grundprinzipien zur Messung der Luftschalldämmung, wie sie in den vorhergehenden Kapiteln behandelt wurden, gelten auch für alle Messungen, die in Gebäuden durchgeführt werden („Feldmessungen“). Da schon zuvor bei den allgemeinen Erläuterungen einzelne Fragestellungen zu den Gebäude-Messverfahren angesprochen wurden, können sich die Erläuterungen dieses Kapitels auf ergänzende Aspekte beschränken. Auch für Gebäudemessungen werden alle wesentlichen Messverfahren durch entsprechende Regelwerke abgedeckt. Das Standardverfahren zur Messung der Luftschalldämmung in Gebäuden ist in ISO 140-4 niedergelegt. Es wird bei der Messung der Luftschalldämmung von Innenwänden, Decken und Türen herangezogen (siehe Abschnitt 4.4.7.1). Für die Schalldämmung von Außen-

bauteilen, sowohl Einzelementen wie Fenstern als auch einer ganzen Fassade, wird das messtechnische Vorgehen in ISO 140-5 beschrieben (siehe Abschnitt 4.4.7.4). Zusätzlich wird in ISO 10 052 ein Kurzprüfverfahren genannt, das zur Reduzierung des messtechnischen Aufwandes herangezogen werden kann. Da sich Baumessungen aufgrund der fast unendlichen Vielfalt an unterschiedlichen Baubedingungen nicht wie Prüfstandsmessungen vereinheitlichen lassen, gibt es schließlich noch in ISO 140-14 ergänzende Hinweise zur Durchführung der Gebäudemessungen in besonderen Situationen.

4.4.7.1 Messung der Luftschalldämmung nach dem Standardverfahren

Messungen nach ISO 140-4 dienen der Beurteilung der bauakustischen Qualität von Gebäuden oder Teilen davon und der Überprüfung von gesetzlichen oder vertraglichen Anforderungen an den Schallschutz. Deshalb ist die dort vorgegebene Vorgehensweise z. B. in DIN 4109 verbindlich für die Überprüfung der bauordnungsrechtlich einzuhaltenden Anforderungen an die Luftschalldämmung und den Luftschallschutz vorgeschrieben.

Messgrößen und Messgeräte

Das Messprinzip macht keine Unterschiede, ob nach Gl. (4.29) R im Prüfstand oder nach Gl. (4.32) R' im Bau gemessen wird. Messgrößen sind in beiden Fällen die räumlich und zeitlich gemittelten Schalldruckpegel im Sende- und Empfangsraum und die Nachhallzeit zur Bestimmung der äquivalenten Absorptionsfläche. Die Anforderungen an die Messgeräte zur Messung der Schallpegel und der Nachhallzeit sind identisch mit denjenigen aus Abschnitt 4.4.5.1 („Messgeräte zur Messung der Luftschalldämmung“).

Messung der Schalldämmung

Noch viel mehr als im Labor muss bei Baumessungen damit gerechnet werden, dass die Voraussetzungen an die Diffusität des Luftschallfeldes in den Messräume nicht oder sehr ungenügend erfüllt sind. Gegen alle Regeln, die in Abschnitt 4.4.3.2 („Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung“) genannt wurden, wird unter üblichen Baubedingungen regelmäßig verstoßen. Maßnahmen, die im Labor gezielt zur Verbesserung der Diffusität und zur Vermeidung modaler Kopplungseffekte eingesetzt werden, können bei Baumessungen nur sehr eingeschränkt oder gar nicht angewendet werden. Als ungünstig erweisen sich in diesem Sinne kleine Räume, stark bedämpfte Räume, Messungen zwischen gleich großen Räumen (wie es bei der vertikalen Übertragung üblich ist) und schlecht kontrollierbare Störgeräuscheinflüsse.

Im Prinzip müsste unter diesen Umständen mehr Aufwand als bei einer Labormessung getrieben werden, um zu einem plausiblen Messergebnis zu kommen. Dies widerspricht aber dem in der Praxis gestellten Anspruch, Baumessungen mit dem geringst möglichen Aufwand durchzuführen. Deshalb sind die grundlegenden Festlegungen (weitgehend) identisch mit denjenigen der Laborverfahren. Die Vorgaben zur Schallfeldanregung entsprechen denjenigen aus ISO 140-3 (siehe Abschnitt 4.4.5.1 („*Signale und Schallquellen zur Schallfeldanregung*“)). Bei der Pegelmittelung können Einzelpositionen der Mikrofone zur punktweisen Abtastung des Schallfeldes oder kontinuierlich bewegte Mikrofone auf einer Kreisbahn verwendet werden. Die erforderliche, energetisch vorzunehmende Pegelmittelung erfolgt bei Einzelpositionen nach Gl. (4.79) und für geschwenkte Mikrofone nach Gl. (4.78). Bei Einzelmikrofonen müssen mindestens 10 Messungen (je 5 pro Lautsprecherposition) und bei Schwenkmikrofonen mindestens 2 Messungen (je 1 pro Lautsprecherposition) durchgeführt werden. Die von den Laborprüfungen etwas abweichenden Mindestabstände der Mikrofone können Abb. 4.26 entnommen werden. Angesichts oft kleiner Raumabmessungen darf bei Messungen mit Einzelmikrofonen der Abstand zu den Raumberandungen auf 0,5 m reduziert werden. Der Bahnradius von Drehmikrofonen kann von mindestens 1 m auf mindestens 0,7 m vermindert werden. Wie bei den Labormessungen muss die zeitliche Mittelung der Pegel bei einzelnen Mikrofonen über eine Zeit von mindestens 4 s in den Frequenzbändern ab 400 Hz und unterhalb 400 Hz über mindestens 6 s erfolgen. Bei Schwenkmikrofonen muss die Mittelungszeit mindestens 30 s betragen und soll eine ganze Anzahl von Bahnumläufen erfassen. Im Gegensatz zu den Labormessungen geht der verbindliche Messfrequenzbereich statt bis 5000 Hz nur bis 3150 Hz. Die Messung bei höheren Frequenzen wird empfohlen.

Messung der Nachhallzeit

Die Messung der Nachhallzeit folgt für die Baumessungen denselben Regularien, die bereits in Abschnitt 4.4.5.2 für die Prüfstandsmessungen erläutert wurden.

Fremdgeräuschkorrektur

Noch viel mehr als bei Labormessungen muss bei Messungen in Gebäuden der Fremdgeräuscheinfluss kontrolliert und berücksichtigt werden. Angesichts der zu erwartenden höheren Störpegel wird bei Baumessungen gegenüber den Labormessungen eine Korrektur des Messergebnisses erst dann gefordert, wenn der Abstand zum Störgeräusch 10 dB unterschreitet. Die weiteren Vorgaben zur Fremdgeräuschkorrektur entsprechen denjenigen aus Abschnitt 4.4.5.1 („*Fremdgeräuschkorrektur*“).

Messung der Schalldämmung bei tiefen Frequenzen

Grundsätzlich ergeben sich für Messungen bei tiefen Frequenzen (bzw. kleinen Räumen) dieselben Probleme mit der Diffusität des Schallfeldes wie bei Prüfstandsmessungen. Die relevanten Einflussgrößen wurden bereits in Abschnitt 4.4.3.2 („Modale Effekte bei der Messung der Schalldämmung“) erläutert. Ergänzende Regelungen zu Messungen bei tiefen Frequenzen entsprechen denjenigen für die Labormessungen (siehe Abschnitt 4.4.5.1 „*Modifizierte und alternative Messverfahren bei tiefen Frequenzen*“).

Kennzeichnende Größen zur Beschreibung der Schalldämmung und des Schallschutzes in Gebäuden

Während bei Bauteilen zur Charakterisierung der schalldämmenden Eigenschaften ausschließlich das im Prüfstand ermittelte Schalldämm-Maß R herangezogen wird (Ausnahme: $D_{n,e}$ für kleine Bauteile), gibt es für den Schutz gegenüber Luftschallübertragung in Gebäuden die in den Gln. (4.32) – (4.34) definierten Kenngrößen R' , D_n und D_{nT} . Messtechnisch hat es keine Konsequenzen, welche der genannten Größen zur Überprüfung der Anforderungen herangezogen werden soll, da alle Größen nach den Gln. (4.35) – (4.37) in einander umgerechnet werden können. Falls D_{nT} bzw. $D_{nT,w}$ die Zielgröße ist, erweist es sich als vorteilhaft, dass dann nach Gl. (4.34) das Raumvolumen nicht benötigt wird. Dieses kann bei unübersichtlichen raumakustischen Verhältnissen zu einer beträchtlichen Fehlerquelle werden, wenn (wie z. B. bei gekoppelten Räumen oder offenen Grundrissen) das maßgebliche Volumen nicht ohne weiteres ersichtlich ist [4.16]. Zu beachten ist allerdings, dass D_{nT} und $D_{nT,w}$ richtungsabhängig sind. Die Messung vom kleineren in den größeren Raum ergibt höhere Werte als umgekehrt. Zur Überprüfung von Anforderungen sollte deshalb, wenn nicht anders gefordert, vom größeren in den kleineren Raum gemessen werden. Ein weiterer Vorteil von $D_{nT}/D_{nT,w}$ besteht darin, dass die Verwechslungsgefahr von Bauteileigenschaften (R , R_w) und Gebäudeeigenschaften (R' , R'_w) ausgeschlossen ist.

Flankenübertragung und Nebenwege

Im Gegensatz zu Labormessungen wird im Bau der Einfluss der flankierenden Übertragung und möglicher Nebenwege (z. B. Undichtigkeiten in Trennwänden, Übertragung über Kabelkanäle, Lüftungskanäle etc.) stets mitgemessen. Das Messergebnis gibt die vorgefundenen Verhältnisse gemäß Gl. (4.3) wieder. Falls Anforderungen nicht eingehalten wurden und Maßnahmen zur Verbesserung der Schalldämmung zu ergreifen sind, muss ggf. mit weiterführenden Untersuchungen Ursachenfindung betrieben werden. Aus der bauakustischen Erfahrung heraus wird ein erfahrener Messingenieur in vielen Fällen die Ursachen ohne Messungen benennen können. Wiederholungsmessungen in derselben Übertragungssituation, aber mit modifizier-

ten Übertragungsverhältnissen, können dann Aufschluss geben, ob die Annahmen berechtigt waren und erlauben eine Quantifizierung einzelner Einflüsse. Hierzu ist es z. B. möglich, Bauteile mit „kritischer“ Schalldämmung provisorisch mit einer biegeweichen Vorsatzschale (z. B. Gipskartonplatten mit ausreichendem Abstand zum Bauteil und Hohlraumdämpfung) abzudecken, Undichtigkeiten in elementierten Bauteilen provisorisch abzudichten, Öffnungen für Lüftung und Klimatisierung abzudecken und Durchführungen von Kanälen, Rohrleitungen oder Kabeln zu verschließen. Der Einfluss flankierender Übertragungswege kann mit Körperschallmessungen, wie sie in Abschnitt 4.4.3.2 („*Ermittlung der Schalldämmung über Körperschallmessungen*“) behandelt wurden, quantifiziert werden. Damit können Aussagen getroffen werden, ob notwendige Verbesserungen der Schalldämmung am trennenden Bauteil oder an einem oder mehreren flankierenden Bauteilen erforderlich sind.

Vergleich von Bau- und Prüfstandswerten

Ohne Weiteres ist für ein bestimmtes Bauteil ein direkter Vergleich der im Bau und im Labor gemessenen Schalldämmung nicht möglich. Auch wenn nach Gl. (4.31) und Gl. (4.32) das im Bau gemessene Schalldämm-Maß stets auf die Fläche des trennenden Bauteils bezogen wird, ist das gemessene R'_w aufgrund der Neben- und Flankenwege keine das Bauteil alleine beschreibende Größe. Selbst wenn sichergestellt werden kann, dass diese Einflüsse vernachlässigbar sind, ist ein Vergleich von Schalldämmwerten im Bau mit Laborwerten nur bedingt möglich. Zu berücksichtigen sind nach Abschnitten 4.4.3.1 und 4.4.3.2 die Einflüsse der Bauteilgröße, Einbausituation und Energieableitung, die sich zwischen Prüfstand und Bau signifikant unterscheiden können.

4.4.7.2 Besonderheiten bei Messungen der Schalldämmung in Gebäuden

Das Messverfahren zur Bestimmung der Schalldämmung in Gebäuden ist in ISO 140-4 niedergelegt. Dort werden allerdings nur die Messprinzipien dargestellt. Dabei wird von einfachen, idealisierten Bedingungen ausgegangen, die im Vergleich mit praktischen Gegebenheiten oft nur annähernd oder gar nicht erfüllt sind. Für die Durchführung von Messungen unter realen Baubedingungen enthält ISO 140-14 deshalb Leitfäden für besondere bauliche Bedingungen, die die Anwendung der Messverfahren in konkreten Situationen erleichtern sollen. Im Wesentlichen geht es um kompliziertere Raumformen, die von einfachen Rechteckräumen abweichen und die daraus folgenden Probleme bei der Anzahl und Positionierung von Lautsprechern und Mikrofonen. Für sehr große, lange und schmale Räume, Treppenräume und akustisch mit einander verbundene Räume werden Leitlinien formuliert, die zu einer praktikablen Umsetzung der Grundnorm führen sollen. Ziel ist dabei eine Vereinheitlichung des messtechnischen Vorgehens und damit eine bessere Vergleichbarkeit von Messungen in Gebäuden. Es wird zu diesem Zweck eine Vielzahl un-

terschiedlicher Raumsituationen dargestellt, für die in schematischen Zeichnungen entsprechende Messkonfigurationen vorgesehen werden. Da diese Mustersituationen, auch wenn sie viele praktisch vorkommende Situationen darstellen, nicht die Vielfalt realer Situationen vollständig und detailgerecht abbilden können, werden die Leitlinien dieses Regelwerkes als informative Angaben formuliert.

Im Einzelnen wird auf folgende Aspekte mit messtechnischer Relevanz eingegangen: Anzahl von Lautsprecher- und Mikrofonpositionen in Abhängigkeit vom Raumvolumen, teilweise getrennte Räume, stark bedämpfte Räume, versetzte Räume, komplexe Raumgeometrien und Messungen an Türen. Zur Überprüfung der Diffusität der Schallfelder wird eine Methode genannt, mit der die Standardabweichung der Raumpegel an verschiedenen Messorten frequenzabhängig und volumenabhängig mit theoretischen Werten verglichen werden kann.

4.4.7.3 Kurzprüfverfahren für Messungen in Gebäuden

Für bauakustische Messungen der Luft- und Trittschalldämmung in Gebäuden stehen die bereits genannten Standard-Verfahren zur Verfügung. Diese sind darauf ausgelegt, eine möglichst große Genauigkeit des Messergebnisses sicherzustellen. Bei Messungen in Gebäuden kann es jedoch von Bedeutung sein, die erreichte bauakustische Qualität oder die Einhaltung von Anforderungen mit reduziertem geräte- und messtechnischen Aufwand zu überprüfen, um bei verringertem Zeitaufwand eine möglichst große Zahl von Messungen durchführen zu können, wobei ein Verlust an Genauigkeit in Kauf genommen wird. Für diesen Zweck wurden in der Vergangenheit unterschiedliche Kurzprüfverfahren entwickelt, die alle nicht genormt waren. Dem Bedarf nach genormten Kurzprüfverfahren wurde durch die Erarbeitung der ISO 10052 Rechnung getragen. Dort sind Kurzprüfverfahren für die Luft- und Trittschalldämmung zwischen Räumen, die Luftschalldämmung von Fassaden und die Schalldruckpegel von haustechnischen Anlagen beschrieben.

Die wesentlichen Elemente zur Vereinfachung der Messmethoden bestehen in der Verwendung eines Handschallpegelmessers, der bei der räumlichen Pegelmitteilung von Hand auf einer Lemniskate bewegt wird, der Messung in Oktavbändern und der Möglichkeit, die Nachhallzeitkorrektur statt durch Messung aus tabellierten Werten zu bestimmen.

Bei der Anregung des Schallfeldes im Senderraum wird der Lautsprecher in einer Raumecke gegenüber dem Trennbauteil positioniert. Damit soll die Anregung möglichst aller Raummoden sichergestellt werden.

Die Bestimmung des mittleren Schalldruckpegels im Raum erfolgt wie bei der Messung mit rotierenden Mikrofonen durch Gl. (4.78). Es soll in den Oktavbändern zwischen 125 Hz bis 2000 Hz gemessen werden. Zur Beschreibung der raumakustischen Eigenschaften der Empfangsräume wird das Nachhallmaß

$$k = 10 \lg \frac{T}{T_0} \quad \text{dB} \quad (4.93)$$

verwendet, wobei T die Nachhallzeit und $T_0 = 0,5 \text{ s}$ die Bezugsnachhallzeit ist. Mit dem Nachhallmaß kann z. B. die Standard-Schallpegeldifferenz als

$$D_{nT} = L_1 - L_2 + k \quad (4.94)$$

ausgedrückt werden.

Die Nachhallzeit kann zwar gemessen werden, die wesentliche Vereinfachung wird aber in der tabellierten Darstellung des Nachhallmaßes gesehen. Dazu können die Werte des Nachhallmaßes in Abhängigkeit von der Raumausstattung für verschiedene Raumvolumina frequenzabhängig in Oktavbändern oder als A- oder C-bewertete Einzahlwerte den Tabellen entnommen werden.

Über Untersuchungen zur Validierung dieser Kurzprüfverfahren wird in [4.61] berichtet. Die Abweichungen zwischen den Einzahlwerten des regulären und des Kurzprüfverfahrens werden mit $\pm 2 \text{ dB}$ angegeben.

4.4.7.4 Messung der Luftschalldämmung von Außenbauteilen an Gebäuden

An den Schallschutz gegenüber Außenlärm werden Anforderungen gestellt, deren Höhe nach DIN 4109 von der örtlichen Lärmsituation („maßgeblicher Außenlärmpegel“) abhängt. Die Anforderungen richten sich dabei nicht an einen im Gebäudeinneren einzuhaltenden Schalldruckpegel sondern an die resultierende Schalldämmung der Fassaden- oder Dachkonstruktion, die sich nach Gl. (4.19) und Gl. (4.20) aus den Schalldämm-Maßen der einzelnen Bauteile zusammensetzt. Bei Nachmessungen am Bau können sich daraus zwei Fragestellungen ergeben: Überprüfung der resultierenden Schalldämmung der gesamten Fassade oder Überprüfung der Schalldämmung einzelner Bauteile. Das zweite ist vor allem bei Fenstern der Fall, wo die am Bau erreichte Schalldämmung oft von der aus Prüfstandsmessungen deklarierten Qualität abweichen kann.

Die Messung der Schalldämmung von Außenbauteilen ist in ISO 140-5 geregelt. Die Besonderheit dieser Norm besteht darin, dass sie auf internationaler Ebene das messtechnische Vorgehen zur Gewinnung von Kenngröße regeln soll, während die Vorgaben zur Verwendung bestimmter Kenngröße auf nationaler Ebene erfolgen. Daraus resultiert in ISO 140-6 eine Vielzahl unterschiedlicher Kenngrößen, die sich aus Modifikationen des Grundverfahrens ergeben.

Im Unterschied zu den bisher betrachteten Messverfahren zur Bestimmung der Schalldämmung ist das übliche Zweiraumverfahren nun nicht mehr anwendbar. Der Sendepiegel vor dem Gebäude stammt aus der Schallausbreitung im Freifeld. Es handelt sich nicht mehr um den statistisch verteilten Schalleinfall eines (mehr oder weniger) diffusen Schallfeldes. Vielmehr erfolgt der Schalleinfall gerichtet unter einem bestimmten Einfallswinkel. Dieser kann je nach vorliegenden realen Schallquellen (z. B. Straße, Industrieanlage) ganz unterschiedliche Werte aufweisen. Unterschiedliche Einfallswinkel können zu unterschiedlichen Messergebnissen für die Schalldämmung führen. Das liegt an der Winkelabhängigkeit des Schalldämm-Maßes, wie sie in Abschnitt 4.4.3.1 („Einfluss des Schalleinfallswinkels“, siehe Gl. (4.47))

erläutert wurde. Falls die Messungen mit dem vor Ort vorhandenen Umgebungsgeräusch durchgeführt werden sollen, ergibt sich der richtige“ Einfallswinkel von alleine. Falls die Anregung mit einem Lautsprecher durchgeführt wird, ist der Schalleinfallswinkel zur Vereinheitlichung der Messergebnisse auf 45° einzustellen.

Der Empfangsschallpegel wird wie zuvor als Schallpegel im Diffusfeld eines Raumes betrachtet. Bei der weiteren Festlegung des anzuwendenden Messverfahrens kommt es darauf an, ob als Schallquelle ein Lautsprecher oder das vor Ort vorhandene Verkehrsgeräusch (aus Straßen- Eisenbahn- oder Fluglärm stammend) verwendet werden soll. Bei der Messung des Außenpegels muss des Weiteren entschieden werden, ob die Schalldämmung eines einzelnen Bauteils oder eine Fassade als Ganzes zu beurteilen ist. Aus der Kombination dieser Möglichkeiten nennt ISO 140-5 insgesamt 12 Kenngrößen, die zur Charakterisierung der Schalldämmung herangezogen werden können. Die nachfolgenden Ausführungen beschränken sich auf die Kenngrößen R'_{45° und $D_{2m,nT}$.

Das Bau-Schalldämm-Maß R'_{45° dient der Charakterisierung der Schalldämmung eines einzelnen Bauteils. Es wird mit Lautsprecherbeschallung gemessen, wobei der Schalleinfallswinkel am zu prüfenden Bauteil 45° beträgt. Die messtechnische Vorgehensweise ergibt sich unmittelbar aus der folgenden Beziehung:

$$R'_{45^\circ} = L_{1,S} - L_2 + 10 \lg \left(\frac{S}{A} \right) - 1,5 \text{ dB} \quad (4.95)$$

Dabei ist $L_{1,S}$ der mittlere Schalldruckpegel, der außen direkt auf der Fläche des betrachteten Bauteils gemessen wird. L_2 ist der im Empfangsraum gemessene mittlere Schalldruckpegel, S die Fläche des geprüften Bauteils und A die äquivalente Absorptionsfläche im Empfangsraum. Formal ähnelt die in dieser Gleichung genannte Beziehung der Vorgehensweise nach Gl. (4.32). Der Unterschied zur herkömmlichen Bestimmung des Schalldämm-Maßes nach dem Zweiraumverfahren ergibt sich aus den Schallfeldbedingungen auf der Sendeseite, die bereits zuvor angesprochen wurden. Für beliebige Einfallswinkel ϑ ließe sich Gl. (4.32) in der Form

$$R'_\vartheta = L_1 - L_2 + 10 \lg \left(\frac{S \cos \vartheta}{A} \right) \quad (4.96)$$

schreiben. Für $\vartheta = 45^\circ$ ergibt sich daraus Gl. (4.95).

$D_{2m,nT}$ ist die Standard-Schallpegeldifferenz zur Charakterisierung der Schalldämmung einer größeren Fläche der Fassade als Ganzes. Sie wird über

$$D_{2m,nT} = L_{1,2m} - L_2 + 10 \lg \frac{T}{T_0} \quad \text{dB} \quad (4.97)$$

ermittelt. Abgesehen von der grundsätzlichen Definition einer Standard-Schallpegeldifferenz nach Gl. (4.34) zeigt sich gegenüber Gl. (4.95), zweite vorhergehend der wesentliche Unterschied darin, dass nun der Sendepiegel im Abstand von 2 m vor der zu prüfenden Fassade zu messen ist. Vor einer reflektierenden Oberfläche ist das Schallfeld auf Grund von Interferenzen stark ortsabhängig. Ein hier gemessener Schalldruckpegel L_1 kann also starken Schwankungen unterliegen, die unmittelbar

in das Messergebnis der Schalldämmung eingehen. Grundsätzlich sind bei tiefen Frequenzen größere Streuungen zu erwarten. Jedoch wird davon ausgegangen, dass in einem Abstand von 2 m die interferenzbedingten Schwankungen in erträglichem Rahmen liegen.

Bei der Messung wird der Lautsprecher vor dem Gebäude so aufgestellt, dass der Schalleinfallswinkel $(45 \pm 5)^\circ$ beträgt. Sein Abstand soll bei der Überprüfung einzelner Prüfobjekte mindestens 5 m zur Mitte des Prüfobjekts und bei der Überprüfung von Fassaden mindestens 7 m zur Fassade betragen. Es ist für eine möglichst gleichmäßige Beschallung der zu prüfenden Fläche zu sorgen.

Wenn die Messung des Außenpegels direkt auf dem Bauteil erfolgt, spricht man vom „Bauteil-Lautsprecher-Verfahren“. Die Kenngröße ist R'_{45° . Die Messung ist direkt vor der Oberfläche des Prüfobjektes durchzuführen. Je nach Orientierung der Mikrofonachse soll der Abstand maximal 10 bzw. 3 mm betragen. Für die Pegelmittelung sind mindestens 3 Messpositionen zu wählen. Die Zahl der Positionen muss bei ungleichmäßiger Pegelverteilung erhöht werden.

Wenn der Außenpegel L_1 ($2 \pm 0,2$) m vor der Fassade ermittelt wird, heißt das Verfahren „Lautsprecher-Verfahren für die gesamte Fassade“. Die zu ermittelnde Kenngröße ist dann $D_{2m,nT}$. Das Mikrofon wird im genannten Abstand in der Mitte der Fassade in 1,5 m Höhe über dem Boden des Empfangsraumes positioniert. Bei größeren Außenwandflächen muss möglicherweise mehr als eine Lautsprecherposition verwendet werden, um eine gleichmäßige Beschallung der Fassade zu gewährleisten. Dann sind dafür auch weitere Mikrofonpositionen zu verwenden. Über die Schallpegeldifferenzen der einzelnen Positionen wird eine (energetische) Mittelung durchgeführt.

Im Empfangsraum werden für das Schallfeld wie bei der üblichen Zweiraummethode Diffusfeldbedingungen angenommen. Daraus ergibt sich auch dieselbe messtechnische Vorgehensweise wie bei den zuvor behandelten Messungen in Prüfständen oder Gebäuden. Die Messungen (gemittelter Schalldruckpegel L_2 , Nachhallzeit T) folgen deshalb in allen Punkten (Anzahl und Abstände der Mikrofone, Fremdgeräuschkorrektur etc.) den Vorgaben aus ISO 140-6 (siehe Abschnitt 4.4.7.1).

Der Frequenzbereich für die Messungen soll mindestens den Bereich 100 Hz bis 3150 Hz, vorzugsweise aber 50 Hz bis 5000 Hz umfassen.

An die Messgeräte werden dieselben Anforderungen gestellt wie bei den bisherigen Messungen zur Luftschalldämmung. Der Lautsprecher zur Anregung im Außenbereich hat nun aber andere Qualifikationen zu erbringen als bei der Schallfeldanregung in geschlossenen Räumen. Benötigt wird eine möglichst große Lautsprecherleistung, um trotz der üblichen Störgeräusche im Gebäude und von außen einen ausreichend hohen Empfangspegel im Messraum zu erzeugen. Eine allseitig gleichmäßige Abstrahlung wie in einem Senderraum mit diffusem Schallfeld ist nicht erforderlich. Vielmehr sollte der Lautsprecher eine möglichst starke, nach vorne gerichtete Abstrahlung besitzen, um vor dem Prüfobjekt einen möglichst hohen Schalldruckpegel zu erzeugen. Dabei darf sich der Pegel auf der Fläche des Prüfobjektes in jedem Frequenzband um maximal 5 dB unterscheiden. Abb. 4.28 zeigt einen für Außenmessungen vorgesehenen Lautsprecher.



Abb. 4.28 Lautsprecher zur Messung der Schalldämmung von Außenbauteilen (Bild: Straten-schulte)

4.4.8 Alternative Verfahren zur Messung der Luftschalldämmung

Die nachfolgenden, kurzgefassten Erläuterungen dienen lediglich als Hinweis auf alternative Verfahren in der bauakustischen Messtechnik, die durch die aktuellen Entwicklungen der Messtechnik und Signalverarbeitung möglich geworden sind. Auf eine grundsätzliche Darstellung dieser Methoden wird an dieser Stelle verzichtet.

Die Vorgehensweise des Messverfahrens für die Schalldämmung ergab sich bei allen vorhergehenden Betrachtungen aus den durch Gl. (4.29) gegebenen Verhältnissen. Es sollte in Erinnerung gerufen werden, dass die dortigen Angaben nicht die Definition des Schallsdämm-Maßes darstellen, sondern lediglich eine Anwendung der in Gl. (4.23) allgemein formulierten Definition für die speziellen Bedingungen diffuser Schallfelder sind.

Wenn über alternative Verfahren zur Messung der Schalldämmung gesprochen wird, kommen verschiedene Ansätze in Frage. Zwei davon sollen hier genannt werden.

Beim ersten Ansatz wird statt der bislang betrachteten „klassischen“ Anregung, die statistische Signale (breitbandiges oder bandbegrenztes Rauschen) verwendet, mit deterministischen Signalen gearbeitet. Im Einzelnen geht es dabei um das Maximalfolgenverfahren, bei dem ein MLS-Signal verwendet wird und um das Swept-Sine-Verfahren, bei dem ein Gleitsinus-Signal verwendet wird.

Beim zweiten Ansatz erfolgt die Bestimmung der Schallleistung im Empfangsraum durch direkte Messung der Abstrahlung des Trennbauteils. Dies führt zur Messung der Schalldämmung nach der Schallintensitätsmethode.

4.4.8.1 Neue Messverfahren nach ISO 18233

Eine für Normenverhältnisse ungewöhnlich detaillierte Behandlung der Grundsätze und der Anwendung des MLS- und Swept-Sine-Verfahrens findet sich in ISO 18233 („Anwendung neuer Messverfahren in der Bau- und Raumakustik“). Weitere Hinweise finden sich in diesem Buch. Insbesondere sei verwiesen auf Kapitel 3.2.2 („Sweep-Verfahren“ und „MLS-Technik“) sowie auf die Kapitel 9.2 und 9.9.

Durch die Darstellung dieser Verfahren in ISO 18233 soll dafür gesorgt werden, dass ihr Einsatz als normenkonform bezeichnet werden kann und nicht mehr den Status von „Außenseiterverfahren“ besitzt.

Der grundlegende Ansatz der dort genannten Verfahren besteht in der Verwendung von deterministischen Signalen, mit denen sich die Impulsantworten des zu prüfenden Systems ermitteln und daraus wiederum die benötigten Schalldruckpegel ableiten lassen. Das zu prüfende System ist bei der Schalldämmungsmessung die Übertragungskette aus Senderaum, Trennbauteil und Empfangsraum. Es kann gezeigt werden, wie aus der gemessenen Impulsantwort die Pegeldifferenz zwischen beiden Räumen bestimmt werden kann, so dass sich daraus dann das Schalldämmmaß ermitteln lässt.

Aus messtechnischer Sicht ist die Anwendung dieser Methoden attraktiv, insbesondere weil die Messungen auch bei starken Störgeräuschen mit ausreichendem Signal-Rauschabstand möglich sind. So kann bezüglich der Störgeräusche in wesentlich kritischeren Situationen als mit der herkömmlichen Rauschanregung noch gemessen werden.

4.4.8.2 Bestimmung der Schalldämmung mit Schallintensitätsmessungen

Wenn der Definition der Schalldämmung eine Leistungsbetrachtung nach Gl. (4.1) und Gl. (4.2) zugrunde gelegt wird, dann ist es naheliegend, die Leistung auch direkt zu bestimmen. Dies ist mit der Messung der Schallintensität möglich. Eine ausführliche Darstellung der Schallintensitätsmesstechnik findet sich in Kapitel 5.7. Auf weitere Erläuterungen der messtechnischen Aspekte kann an dieser Stelle deshalb verzichtet werden. Eine Umsetzung der Schallintensitätsmesstechnik für bauakustische Anwendungen findet sich auf Normungsebene in ISO 15186-1 für Messungen der Schalldämmung in Prüfständen, in ISO 15186-2 für Messungen der Schalldämmung in Gebäuden und in ISO 15186-3 für Messungen der Schalldämmung in Prüfständen bei tiefen Frequenzen.

4.4.9 Flankierende Luftschallübertragung

Im europäischen Berechnungsmodell ist für die Luftschallübertragung zwischen zwei Räumen nach Abb. 4.4 und Gl. (4.3) auch die Übertragung über Systeme vorgesehen. Solche Systeme können z. B. abgehängte Unterdecken sein, in deren Hohlraum eine Schallübertragung zu benachbarten Räumen stattfinden kann. Eine typische Situation zeigt Abb. 4.29.

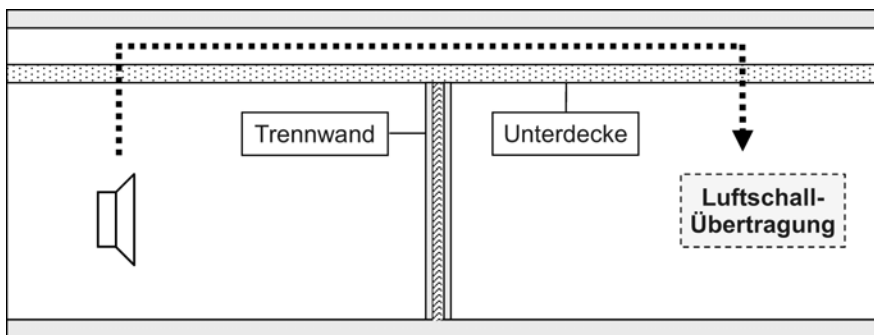


Abb. 4.29 Flankierende Luftschallübertragung über den Hohlraum einer abgehängten Unterdecke

Der Bedarf zur messtechnischen Charakterisierung der flankierenden Luftschallübertragung über solche Systeme wurde speziell für Unterdecken bislang in ISO 140-9 abgedeckt. Seit Erscheinen der neuen Normenreihe ISO 10848 mit insgesamt 4 Teilen ist das vorgesehene Messverfahren nun in diesem Regelwerk implementiert. ISO 10848-1 enthält die allgemeinen Rahmenbedingungen des Verfahrens. Teil 2 dieser Norm beschreibt das Vorgehen zur Messung der flankierenden Luft- und Trittschallübertragung über leichte Flankenbauteile.

Die in Abb. 4.28 dargestellten Verhältnisse decken allerdings nur einen Teil des Anwendungsbereichs von ISO 10848-2 ab. Außer der flankierenden Luftschallübertragung über Systeme kann nach dem dort genannten Messverfahren genauso auch die Flankenübertragung über die Bauteile selbst bestimmt werden. In Abb. 4.4 ist das der Flankenweg Ff. Andere Flankenwege spielen bei den für dieses Messverfahren vorgesehenen leichten Bauteilen keine Rolle, da voraussetzungsgemäß von einer schwachen Kopplung zwischen Flankenbauteil und trennendem Bauteil ausgegangen wird. Das heißt, dass es am Knotenpunkt zwischen Flanken- und Trennbauteil keinen wesentlichen Energieübergang vom einen zum anderen Bauteil gibt. Die Übertragung über das Flankenbauteil enthält damit nur den Weg Ff, nicht aber die Wege Fd und Df. Dies kann unter den üblichen baulichen Bedingungen z. B. für durchlaufende Unterdecken, Hohlraumböden, aber auch leichte durchlaufende Fassaden als gültig angenommen werden.

Unter diesen Bedingungen darf im Prüfstand die Trennwand zwischen Send- und Empfangsraum nicht starr mit dem durchlaufenden Flankenbauteil gekoppelt sein. Die Trennwand ist somit nicht Bestandteil des Prüfaufbaus. Sie übernimmt le-

diglich die Funktion, beide Räume akustisch von einander zu trennen. Sie muss darum als hochschalldämmende Wand aufgebaut werden, die die direkte Luftschallübertragung unterdrückt. Wie eine solche Trennwand als mehrschalige Leichtbaukonstruktion ausgeführt werden soll, wird in ISO 10848-1 beschrieben.

Die Interessierende Kenngröße zur Beschreibung der Luftschallübertragung ist in diesem Fall die Norm-Flankenschallpegeldifferenz, die nach Gl. (4.33) als

$$D_{nf} = L_1 - L_2 - 10 \lg \frac{A}{A_0} \quad \text{dB} \quad (4.98)$$

geschrieben wird. Es ist zu berücksichtigen, dass bei Bauteilen mit durchlaufenden Hohlräumen nicht zwischen der Übertragung des Luftschalls im Hohlraum (siehe o.g. Beispiel der abgehängten Unterdecke) und der Übertragung über die durchlaufende Struktur unterschieden wird. Gemessen wird im Empfangsraum immer die resultierende Gesamtübertragung, die charakteristisch für die untersuchte Konstruktion ist.

Das prinzipielle Messverfahren folgt den Vorgaben für die Messung der Luftschalldämmung. Dies betrifft die Anforderungen an die Messgeräte, die Lautsprecheranregung, die Messung der Schallpegel im Sende- und Empfangsraum, die Messung der Nachhallzeit und die Anwendung der Fremdgeräuschkorrektur.

Besondere Anforderungen ergeben sich für Prüfstände zur Messung der Flankenübertragung. Die grundlegenden Vorgaben enthält ISO 10848-1. Bezüglich Raumvolumina, Nachhallzeiten in den Messräumen, Anforderungen an die Diffusität der Schallfelder etc. gelten dieselben Festlegungen, die bereits für Prüfstände zur Messung der Luft- und Trittschalldämmung in ISO 140-1 formuliert wurden. Erfahrungsgemäß hängen die erzielten Messergebnisse der Flankenübertragung von der Bauteilgröße ab. Damit für die Prüfung der in Frage kommenden Systeme vergleichbare Abmessungen zugrunde gelegt werden können und zwischen unterschiedlichen Prüfständen eine ausreichende Vergleichbarkeit der Messergebnisse herrscht, muss nach ISO 10848-2 die Prüfstandsbreite $(4,5 \pm 0,5)$ m und die Prüfstandshöhe mindestens 2,3 m betragen. Die gemessene Norm-Schallpegeldifferenz soll die Produkteigenschaften des geprüften Systems charakterisieren. Deshalb darf nur die resultierende Schallübertragung über das flankierende Prüfobjekt, nicht aber die Schallübertragung über die flankierenden Bauteile des Prüfstandes zum gemessenen Schalldruckpegel im Empfangsraum beitragen. Aus diesem Grund muss die Schallübertragung über den Prüfstand durch eine Trennfugen und/oder Vorsatzschalen unterbunden werden.

4.5 Messung der Trittschalldämmung und Trittschallübertragung

Trittschall kann als ein Sonderfall der Körperschallanregung und -übertragung betrachtet werden. Geräusche, die beim Begehen von Decken, Treppen und Gebäude-

zugängen in benachbarte Räume übertragen werden, zählen zu den klassischen Aufgaben der Bauakustik. Im Gegensatz zur Luftschalldämmung geht es bei der Trittschalldämmung um die Dämmung gegenüber einer mechanischen Anregung. Die Trittschalldämmung beschreibt im weiteren Sinne deshalb die Dämmeigenschaften von Bauteilen gegenüber einer Körperschallanregung. Neben der Beschreibung der Dämmeigenschaften geht es zusätzlich aber auch um die Minderung von Trittschall durch zusätzliche Maßnahmen, wie schwimmende Estriche oder Bodenbeläge, die zum Schutz gegen Trittschallanregung verwendet werden können. Messmethoden zur Erfassung und Kennzeichnung der trittschalldämmenden Eigenschaften von Bauteilen gehören zum Grundrepertoire der bauakustischen Messtechnik.

4.5.1 Grundprinzip der Messung der Trittschalldämmung

Eigentlich vermutet man, dass es bei der Trittschalldämmung um die Beschreibung der Anregung und Übertragung von durch Gehvorgänge verursachten Geräuschen geht. Wollte man allerdings der Messung der Trittschalleigenschaften möglichst praxisnahe und realistische Gehvorgänge zugrunde legen, dann müssten diese auch repräsentativ im Messverfahren abgebildet werden. Dass dies erhebliche grundsätzliche Probleme hervorrufen würde, ist offensichtlich. So wie bei der Messung und Beschreibung der Luftschalldämmung eine von der Art des Anregespektrums unabhängige Darstellung im Sinne einer Übertragungsfunktion vorgesehen wurde (siehe Abschnitt 4.4.1 „Luftschalldämmung, Grundzüge des Verfahrens“), ist es nahe liegend, auch für die Trittschalldämmung ein vergleichbares Verfahren heranzuziehen. Die charakteristische Übertragungsfunktion könnte in diesem Fall z. B. durch das Verhältnis einer anregenden Kraft $\tilde{F}^2$ zur von der angeregten Struktur abgestrahlten Schallleistung W über

$$\ddot{U}_{KS} = \frac{W}{\tilde{F}^2} \quad (4.99)$$

beschrieben werden.

Die Bestimmung einer solchen Körperschallübertragungsfunktion setzt also die Anregung mit einer definierten Kraft und die Messung der abgestrahlten Luftschallleistung voraus. Während die Bestimmung der Luftschallleistung bereits für die Luftschalldämmung gelöst wurde, besteht das messtechnische Problem in der Realisierung der Körperschallanregung und der Bestimmung des dabei wirksamen Kraftspektrums. Messtechnische Lösungen sind verfügbar, z. B. die stationäre Anregung mit einem elektrodynamischen Schwingerreger (siehe hierzu die entsprechenden Ausführungen in Kapitel 7.7.1) oder die transiente Anregung mit einem Impulshammer (siehe hierzu Kapitel 7.7.2), wenn gleichzeitig die Anregekräfte über Kraftaufnehmer gemessen werden. Auf der Basis solcher Körperschallübertragungsfunktionen wurden entsprechende Messverfahren entwickelt und erprobt, wie sie z. B. in [4.62] zur Bestimmung der „Körperschallempfindlichkeit“ beschrie-

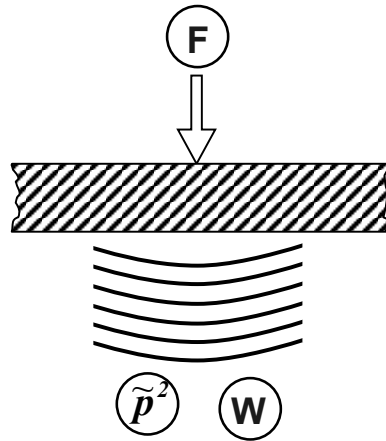


Abb. 4.30 Übertragungsfunktion für die Körperschallanregung von Bauteilen

ben werden. Abb. 4.31 zeigt als Beispiel den Einsatz eines Impulshammers bei der Messung der Körperschallübertragungseigenschaften einer Holz-Wangentreppe.



Abb. 4.31 Messung der Körperschallübertragungseigenschaften einer Holz-Wangentreppe mit dem Impulshammer

Allerdings haben sich solche Methoden in der üblichen bauakustischen Messtechnik nicht durchgesetzt. Als die heute geltenden Regelwerke zur Messung der Trittschalldämmung formuliert wurden (zum ersten mal wurde in Deutschland 1938 ein Hammerwerk in eine Norm – DIN 4110-1938 [4.63] – eingeführt, ein erster in-

ternationaler Normentwurf bei ISO unter Einbeziehung des Norm-Hammerwerks wurde 1948 vorgelegt) hätten auf dem Hintergrund der klassischen bauakustischen Messtechnik solche Vorgehensweisen auch den Rahmen der üblichen messtechnischen Betätigung gesprengt. Die Verfasser der in den nationalen und internationalen Normen niedergelegten Verfahren haben sich deshalb bei der Messung der Trittschalldämmung zu einem anderen Vorgehen entschlossen.

Das festgelegte Verfahren folgt dem Ansatz, dass eine genormte Körperschallquelle verwendet wird, die einfach betrieben werden kann und von der angenommen wird, dass sie eine definierte und gleich bleibende Körperschallanregung liefert. Die Hypothese ist also: wenn immer die gleiche Quelle (mit den gleichen Anregeeigenschaften) verwendet wird, dann muss die anregende Kraft auch nicht mehr gemessen werden. Es muss nur noch die Empfangsgröße, d. h. der an einem vorgegebenen Empfangsort abgestrahlte Luftschall, gemessen werden. Da immer mit der gleichen Quelle angeregt wird, können solche Schallpegel – als Kenngröße der Körperschallübertragungseigenschaften – unmittelbar miteinander verglichen werden. Sie können auch zur Kennzeichnung der Bauteileigenschaften und zur Formulierung bauakustischer Anforderungen verwendet werden.

Dieser Ansatz führte zur Definition des Norm-Hammerwerks als der dafür vorgesehenen Körperschallquelle und des Norm-Trittschallpegels als der ihm zugeordneten Kenngröße für die Trittschallübertragung.

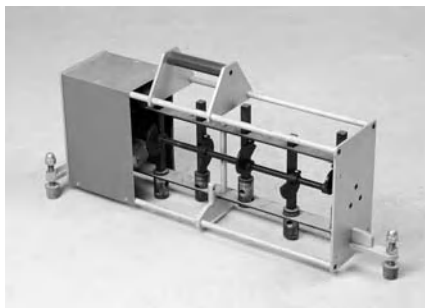


Abb. 4.32a Normhammerwerk mit offenem Gehäuse



Abb. 4.32b Normhammerwerk mit geschlossenem Gehäuse (Bild: Norsonic)

Als rein mechanische Quelle nutzt das Norm-Hammerwerk die Stoßkräfte, die durch eine im freien Fall auf der anzuregenden Struktur auftreffenden Masse entstehen. Eine detaillierte Beschreibung des Norm-Hammerwerks findet sich in Abschnitt 4.5.2. Abb. 4.32a und 4.32b zeigen zwei Varianten des Norm-Hammerwerks. Das daraus resultierende Messprinzip ergibt sich aus Abb. 4.33. Die messtechnischen Einzelheiten des Messverfahrens werden in Abschnitt 4.5.7 erläutert.

Das betrachtete Bauteil wird durch das Norm-Hammerwerk angeregt. Ein Senderaum im Sinne der bei der Messung der Luftschalldämmung geltenden Voraussetzungen ist in diesem Falle nicht erforderlich, da es sich ja um eine Körperschallanregung handelt. Gemessen wird der Schalldruckpegel L_i im Empfangsraum, der

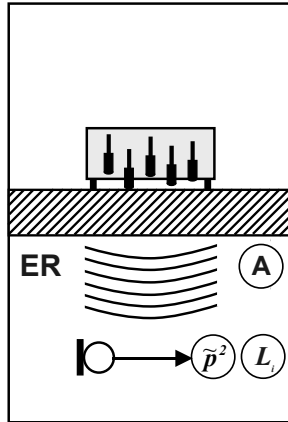


Abb. 4.33 Messprinzip für die Trittschalldämmung ER: Empfangsraum, L_i : Trittschallpegel, A: äquivalente Absorptionsfläche

Trittschallpegel genannt wird. Wie bei der Luftschalldämmung werden auch hier für das Schallfeld Diffusfeldbedingungen angenommen, aus denen sich dieselben messtechnischen Konsequenzen ergeben. Deshalb ist zu berücksichtigen, dass der Schallpegel im Empfangsraum von der absorbierenden Ausstattung des Raumes abhängt. Es wird deshalb auf eine normierte äquivalente Absorptionsfläche $A_0 = 10 \text{ m}^2$ (Bezugsabsorptionsfläche) bezogen:

$$L_n = L_i + 10 \lg \frac{A}{A_0} \quad (4.100)$$

Der derart normierte Pegel wird Norm-Trittschallpegel L_n genannt.

Da Diffusfeldbedingungen vorausgesetzt werden, hätte anstelle des Norm-Trittschallpegels auch unmittelbar der Schallleistungspegel des übertragenen Trittschalls bestimmt werden können

$$L_W = L_i + 10 \lg \frac{A}{\text{m}^2} - 6 \text{ dB} \quad (4.101)$$

der mit dem Norm-Trittschallpegel über

$$L_W = L_n + 10 \lg \frac{A_0}{\text{m}^2} - 6 \text{ dB} \quad (4.102)$$

zusammenhängt. Unter der Annahme einer definierten anregenden Kraft stellt der Norm-Trittschallpegel also tatsächlich eine Körperschallübertragungsfunktion im Sinne von Gl. (4.99) dar.

Grundsätzlich muss der Trittschallpegel nicht zwangsläufig direkt unter dem angeregten Bauteil gemessen werden. Dies ist zwar (bei Prüfstandsmessungen) der

vorgesehene Fall zur Charakterisierung der trittschalldämmenden Eigenschaften von Bauteilen. Jedoch sind (bei Messungen in Gebäuden) auch beliebige andere Übertragungssituationen möglich, z. B. die horizontale Trittschallübertragung zwischen nebeneinander liegenden Räumen (siehe Abb. 4.42).

Wie bei der Luftschalldämmung kann auch hier die äquivalente Absorptionsfläche A aus der Nachhallzeit T mit Hilfe der Sabineschen Formel bestimmt werden. Es gelten dafür die in Abschnitt 4.4.5.2 genannten messtechnischen Bedingungen.

4.5.2 Das Norm-Hammerwerk und seine Anregeeigenschaften

Um eine reproduzierbare Anregung sicherzustellen, werden die mechanischen Eigenschaften des Norm-Hammerwerks in ISO 140-6 verbindlich innerhalb einzuhaltender Toleranzen festgelegt. Es werden 5 Hämmer im Abstand von jeweils 100 mm mit einer Masse von je 500 g und eine Fallhöhe von 40 mm verwendet. Da die Kontaktgeometrie für das erzeugte Kraftspektrum von Bedeutung ist, werden für die Schlagfläche der Hämmer ein Durchmesser von 30 mm und eine sphärische Oberfläche mit einem Verrundungsradius von 500 mm gefordert. Durch einen automatischen Antrieb wird das Hammerwerk so betrieben, dass jeder Hammer mit einer Frequenz von 2 Hz fällt, so dass sich für die 5 Hämmer insgesamt eine Schlagfrequenz von 10 Hz ergibt. Dies entspricht einem Abstand der aufeinander folgenden Hammerschläge von 100 ms. Zusätzlich wird gefordert, dass das Hammerwerk auf schwingungs isolierten Füßen aufgestellt werden kann. Die Kontrolle der genannten Vorgaben hat auf einer ebenen harten Oberfläche zu erfolgen. Nach den Richtlinien der PTB [4.52] sind dabei Aufschlaggeschwindigkeit, Schlagfolge, Fallhöhe, Zustand der Hammerschlagflächen und der Aufstellfüße sowie Krümmungsradius der Schlagflächen zu überprüfen.

Wenn unter den genannten Vorgaben die Masse eines Hammers im freien, reibungslosen Fall auf der Oberfläche der anzuregenden Struktur auftrifft, muss sie beim Aufprall die Geschwindigkeit

$$v = \sqrt{2gh} = 0,886 \text{ m/s} \quad (4.103)$$

haben. Das ist die Größe, die bei der messtechnischen Qualitätssicherung überprüft werden sollte, um die mechanische Funktionsfähigkeit sicherzustellen.

Mit dem beim Aufprall vorhandenen Impuls

$$I = m \sqrt{2gh} \quad (4.104)$$

kann unter Heranziehen der für das Norm-Hammerwerk geltenden Vorgaben ($h = 0,04 \text{ m}$; $m = 0,5 \text{ kg}$; $f_s = 10 \text{ Hz}$; $g = 10 \text{ m/s}^2$) der Spitzenwert der Hammerwerkskraft F [N] im Frequenzintervall Δf mit

$$|F_{\Delta f}|^2 = 4f_s I^2 \Delta f = 8\Delta f \quad (4.105)$$

berechnet werden [4.20]. Das Kraftspektrum in Terzen mit der Mittenfrequenz f_m ergibt sich daraus, ebenfalls für Spitzenwerte, zu

$$|F_{Af}|^2 = 1,85 f_m \quad [\text{N}^2] \quad (4.106)$$

bzw. als Pegelspektrum für Effektivwerte mit $F_0 = 10^{-6} \text{N}$ zu

$$L_{F,Af} \approx 150 + 10 \lg \frac{f_m}{f_{\text{ref}}} \quad \text{dB} \quad f_{\text{ref}} = 1000 \text{ Hz} \quad (4.107)$$

In Oktavbändern gilt entsprechend

$$|F_{Af}|^2 = 5,66 f_m \quad [\text{N}^2] \quad (4.108)$$

und

$$L_{F,Af} \approx 155 + 10 \lg \frac{f_m}{f_{\text{ref}}} \quad \text{dB} \quad f_{\text{ref}} = 1000 \text{ Hz} \quad (4.109)$$

Der nach diesen Beziehungen ermittelte Kraftpegel des Norm-Hammerwerks steigt mit 3 dB pro Oktave an.

Bei näherer Betrachtung des Anregevorgangs sind allerdings einige Besonderheiten zu beachten. So ist zu berücksichtigen, dass es sich um eine periodische Folge von einzelnen Schlägen mit einer Schlagfrequenz von 10 Hz handelt. Das Spektrum der Kraft kann dafür durch eine Fourierreihe dargestellt werden, deren Fourierkoeffizienten aus dem Zeitverlauf der Kraft berechnet werden (siehe hierzu z. B. [4.20, 4.64]). Das Spektrum ist also ein Linienspektrum, bei dem die Frequenzen der einzelnen Komponenten ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz 10 Hz sind. Diese Besonderheit kann dazu führen, dass bei Bauteilen mit geringer Modendichte je nach Frequenz der einzelnen Moden manche Moden angeregt werden, andere hingegen nicht. Dies kann Auswirkungen auf die Vergleichbarkeit von Messergebnissen haben, wenn sich die Modenverteilung zweier ansonsten gleicher Prüfobjekte auf Grund von Einspannbedingung oder aktueller Prüffläche unterscheiden.

Des Weiteren muss berücksichtigt werden, dass die Amplituden des diskreten Kraftspektrums vom Zeitverlauf des Einzelschlages abhängen. Für den Stoßvorgang auf ideal starrer Oberfläche kann eine gleich bleibende Amplitude aller spektralen Komponenten im gesamten Frequenzbereich angenommen werden. Wenn für den Zeitverlauf der Kraft kein idealer (bzw. ausreichend kurzer) Stoßvorgang mehr vorausgesetzt werden kann, was z. B. auf weichen Bodenbelägen der Fall ist, dann nehmen die Amplituden der Spektrallinien ab einer bestimmten Frequenz ab. Auf die Abhängigkeit des Anregespektrums von den aktuellen Stoßbedingungen wird detailliert in [4.65] und [4.66] eingegangen. Es ist also nicht berechtigt, von einem stets gleichen Kraftspektrum des Norm-Hammerwerks auszugehen.

Ein weiterer beachtenswerter Aspekt ergibt sich, wenn die in die angeregte Struktur eingeleitete Körperschallleistung betrachtet wird, die ja für die auf der Struktur sich einstellende Schnelle verantwortlich ist. Mit der der anregenden Kraft F und der Impedanz $\underline{Z}_s$ der angeregten Struktur gilt nach [4.20] für die Körperschallleistung P die bekannten Beziehung

$$P = \frac{1}{2} |F|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\underline{Z}_S} \right\} \quad (4.110)$$

Um die Wirkung des auf die Oberfläche auftreffenden Hammers zu berücksichtigen, kann in einem einfachen Ansatz [4.20] die Impedanz des Hammers der Impedanz der Struktur vorgeschaltet werden. Da die Hammerimpedanz als Masseimpedanz betrachtet werden kann, gilt dann statt Gl. (4.110)

$$P = \frac{1}{2} |F|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\underline{Z}_S + j\omega m} \right\} \quad (4.111)$$

Die in eine Platte eingeleitete Körperschalleistung kann nach [4.20] auch über die mittlere Schnelle $\bar{v}^2$ auf der Platte, deren Fläche S , ihrer flächenbezogenen Masse m'' und ihrem Verlustfaktor η aus

$$P = \frac{1}{2} \omega \eta m'' S \bar{v}^2 \quad (4.112)$$

bestimmt werden. Wenn die Schnelle auf der Platte als die maßgebliche Größe für den übertragenen Trittschall betrachtet wird, gilt dafür mit Gl. (4.111) und Gl. (4.112)

$$\bar{v}^2 = \frac{|F|^2}{\omega \eta m'' S} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\underline{Z}_S + j\omega m} \right\} \quad (4.113)$$

Solange die Hammermasse klein gegenüber der Strukturimpedanz ist, was z. B. bei ausreichend schweren Decken der Fall ist, kann sie bei der Leistungsübertragung vernachlässigt werden. Die Schnelle auf der Platte hängt nur von den Platteigenschaften ab. Das entspricht der Zielsetzung, die Trittschalleigenschaften des betrachteten Bauteils zu charakterisieren. Bei leichten Deckenkonstruktionen ist das jedoch nicht mehr zwangsläufig sichergestellt. Hier kann unter Umständen die Hammermasse das Ergebnis beeinflussen, so dass die Bauteilcharakterisierung durch die Quelleigenschaften des Hammerwerkes „verfälscht“ wird.

4.5.3 Alternativen zum Norm-Hammerwerk

Solange wie das Norm-Hammerwerk existiert, solange gibt es auch eine bis heute andauernde Diskussion um die Vor- und Nachteile dieser Körperschallquelle und die mit ihm in Verbindung stehenden Mess- und Beurteilungsverfahren. Immer wieder werden dabei Alternativen zum Norm-Hammerwerk vorgeschlagen und zum Einsatz gebracht.

4.5.3.1 Grundsätzliche Fragestellungen zur Anwendung des Norm-Hammerwerks

Da der Norm-Trittschallpegel per Definition unmittelbar an die Existenz des Norm-Hammerwerkes und dessen Eigenschaften gekoppelt ist, kann er auch nur mit dem Norm-Hammerwerk gemessen werden. Die Verwendung anderer Quellen zur Körperschallanregung muss deshalb zwangsläufig zu anders definierten Kenngrößen für die Trittschalldämmung führen oder bestenfalls zu Näherungen für den Norm-Trittschallpegel. Wenn nach der Zweckmäßigkeit des Norm-Hammerwerks gefragt wird, muss allerdings zuerst die Zweckbestimmung geklärt sein: geht es lediglich um die Bestimmung einer Übertragungsfunktion oder um die Beurteilung hinsichtlich realer Gehvorgänge? Bei beiden Zielsetzungen gibt es gravierende Einschränkungen, so dass schon frühzeitig Kritik an der Verwendung des Norm-Hammerwerks geäußert wurde und seine Zweckmäßigkeit bis heute immer wieder in Frage gestellt wird. Eine ausführliche Zusammenstellung einschlägiger Positionen findet sich in [4.67].

Ausgehend von Gl. (4.99) könnte man das Ziel aus rein technischer Sicht in der Darstellung einer Übertragungsfunktion sehen. Dann wäre die zu lösende Frage nicht, wie ein Gehvorgang möglichst praxisnah nachzubilden wäre, sondern es wäre lediglich sicherzustellen, dass die messtechnischen Voraussetzungen einer reproduzierbaren und definierten Anregung erfüllt werden. Allerdings zeigten die vorangehenden Ausführungen, dass alleine aus physikalischen Gründen eine unabhängig von der anzuregenden Struktur gleiche Anregung nicht für alle in Frage kommenden Deckenkonstruktionen möglich ist. So kann von einer Quelle, die unabhängig von der angeregten Struktur immer dasselbe Kraftspektrum liefert, nur ausgegangen werden, wenn sich die Quelle als Kraftquelle betrachten lässt. Dies setzt voraus, dass die Quellimpedanz sehr viel kleiner als die Impedanz der angeregten Struktur ist. Bei leichten Deckenkonstruktionen ist diese Voraussetzung nicht mehr zwangsläufig erfüllt. Darüber hinaus ist zu berücksichtigen, dass die weichfedernden Eigenschaften von Bodenbelägen den Zeitverlauf des Stoßvorgangs und damit auch das Anregespektrum verändern (siehe [4.65] und [4.66]). Somit kann das Norm-Hammerwerk nur eingeschränkt zur Bestimmung von Übertragungsfunktionen eingesetzt werden.

Im Gegensatz zur englischsprachigen Formulierung in ISO 140-6 und ISO 140-7, wo für das vom Norm-Hammerwerk erzeugte Geräusch von „impact sound pressure level“ die Rede ist, sprechen die deutschsprachigen Ausgaben dieser Regelwerke vom „Trittschallpegel“. Dies führt zur berechtigten Frage, was die Anregung durch das Norm-Hammerwerk mit der tatsächlichen Anregung beim Gehen zu tun hat. An dieser Fragestellung hat sich schon frühzeitig eine bis heute immer wieder aufgegriffene Diskussion entzündet.

So wird zuerst immer wieder darauf hingewiesen, dass der Normtrittschallpegel weder physikalisch noch von der subjektiven Beurteilung her einen realen Gehvorgang repräsentiert. Bereits in [4.68] wird detailliert der Zusammenhang zwischen Hammerwerksanregung und Gehvorgängen untersucht. Wie Gl. (4.109) zeigt, steigt der Kraftpegel des Norm-Hammerwerks (auf ideal starrer Oberfläche) mit 3 dB pro

Oktave an. Dies ist für die meisten Anzeigevorgänge bei normalem Gehen nicht der Fall. Diese neigen eher dazu, verstärkt die tiefen Frequenzen anzuregen (siehe z. B. Abb. 4.35 und 4.37). Das Anzeigespektrum des Norm-Hammerwerks liefert somit für viele reale Gehvorgänge keine zufriedenstellende Übereinstimmung mit dem tatsächlichen Anzeigevorgang. Lediglich Anzeigevorgänge, die denen des harten Aufschlages beim Normhammerwerk ähnlich sind, wären damit angemessen zu realisieren. Aus physikalischer Sicht wäre darüber hinaus sicherzustellen, dass die Impedanzbedingungen zwischen Körperschallquelle und angeregter Struktur dem natürlichen Gehvorgang nachgebildet werden. Auf diese Fragestellung wird neuerdings wieder verstärkt eingegangen [4.69, 4.70, 4.71, 4.72]. Notwendigerweise sind die hier angesprochenen technischen Aspekte durch die Frage nach der subjektiven Beurteilung von Gehgeräuschen im Vergleich zu künstlichen Trittschallquellen wie dem Norm-Hammerwerk zu ergänzen. Hierauf wird beispielsweise in [4.73, 4.74, 4.75] eingegangen.

So ist das Norm-Hammerwerk in der Gesamtbilanz eine Lösung, die weder dem einen noch dem anderen Ansatz voll Genüge leisten kann. Trotz der bekannten Unzulänglichkeiten hat es sich aber als Konvention durchgesetzt und ist zum internationalen Standard geworden, von dem nur schwer wieder abzurücken wäre.

Dennoch werden Alternativen zum Norm-Hammerwerk eingesetzt, die nachfolgend kurz erläutert werden sollen. Der Bedarf nach Alternativen wird aus zwei Gründen geltend gemacht: erstens werden Körperschallquellen gesucht, die mit realen Gehvorgängen besser korrelieren. Zweitens besteht Bedarf an Quellen, die eine vereinfachte Anregung erlauben und das Norm-Hammerwerk ersetzen wollen, ohne seine Existenz in Frage zu stellen. Zur ersten Kategorie gehören Quellen wie das sog. „modifizierte Hammerwerk“, ein Gummiball oder die sog. „Bang machine“, die auch Eingang in genormte Festlegungen gefunden haben. Das modifizierte Hammerwerk und ein Gummiball („schwere weiche Trittschallquelle“ genannt) sind in ISO-140-11 festgelegt worden. Die Vorgaben für die Bang machine finden sich in einer japanischen [4.76] und einer koreanischen Norm [4.77]. Zur zweiten Kategorie gehören nicht genormte Hammerwerke, die nicht mit mechanisch betriebenen Hämmern sondern z. B. mit nach dem elektrodynamischen Prinzip bewegten Stößeln arbeiten.

4.5.3.2 Genormte Körperschallquellen zur Messung der Trittschalldämmung

Um gegenüber dem Norm-Hammerwerk auch Anzeigevorgänge mit tieffrequenter Anregung vorsehen zu können, werden in ISO 140-11 mit dem modifizierten Hammerwerk und einem Gummiball ergänzend zwei weitere Körperschallquellen festgelegt.

Modifiziertes Hammerwerk

Die dem modifizierten Hammerwerk zugrunde gelegte Idee geht allerdings über den Ansatz hinaus, lediglich ein ähnliches Anregespektrum wie Gehvorgänge mit weichem Stoß zu liefern. Um die Verhältnisse beim Anregevorgang physikalisch korrekt zu realisieren, müsste auch die Impedanz der Körperschallquelle derjenigen beim realen Gehvorgang nachgebildet werden. Ausgehend von Untersuchungen in [4.69] wird eine elastische Zwischenschicht zwischen Hammer und angeregter Struktur verwendet, die den Federcharakter der nachzubildenden Quellimpedanz realisieren soll. Dies kann nach ISO 140-11 dadurch erreicht werden, dass entweder die Schlagflächen der Hämmer des Norm-Hammerwerkes mit einer Feder, z. B. einer elastischen Schicht definierter Eigenschaften (dynamische Steifigkeit $s = 24 \text{ kN/m} \pm 10 \%$, Verlustfaktor $0,2 < \eta < 0,5$) versehen werden oder im Aufschlagbereich der Hämmer eine elastische Schicht definierter Eigenschaften (dynamische Steifigkeit je Flächeneinheit $s' = 34 \text{ MN/m}^2 \pm 10 \%$, Verlustfaktor $0,2 < \eta < 0,5$) auf die Oberfläche der zu prüfenden Decke aufgelegt wird (siehe Abb. 4.34). In beiden Fällen muss die beim Norm-Hammerwerk festgelegte Fallhöhe der Hämmer von 40 mm eingehalten werden.

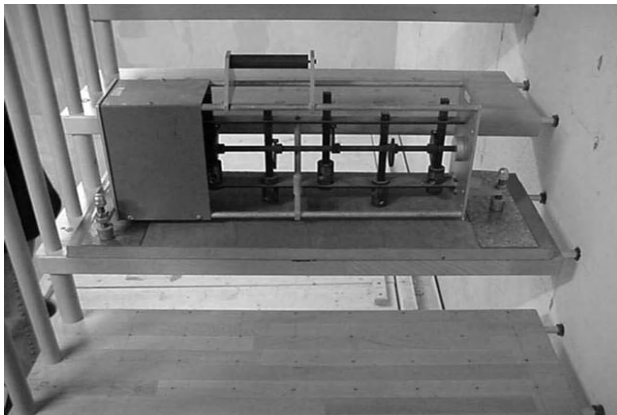


Abb. 4.34 Modifiziertes Hammerwerk bei der Trittschallanregung einer Treppe

Die Messung erfolgt nach denselben Vorgaben, die für die Messung des Norm-Trittschallpegels mit dem Norm-Hammerwerk festgelegt wurden (siehe Abschnitt 4.5.8.4). Abb. 4.35 zeigt zum Vergleich die Schalldruckpegel, die bei Anregung einer leichten Treppe durch den normalen Gehvorgang, das Norm-Hammerwerk und das modifizierte Hammerwerk in einem benachbarten Empfangsraum erzeugt werden. Es ist deutlich erkennbar, dass beim Normhammerwerk mittlere und hohe Frequenzen gegenüber dem Gehvorgang stark überbetont werden, während das modifizierte Hammerwerk in der Lage ist, den spektralen Verlauf des Gehvorgangs zufriedenstellend darzustellen. Als nachteilig für die praktische Anwendung erweist sich der vergleichsweise niedrige Trittschallpegel des modifizierten Hammerwerks.

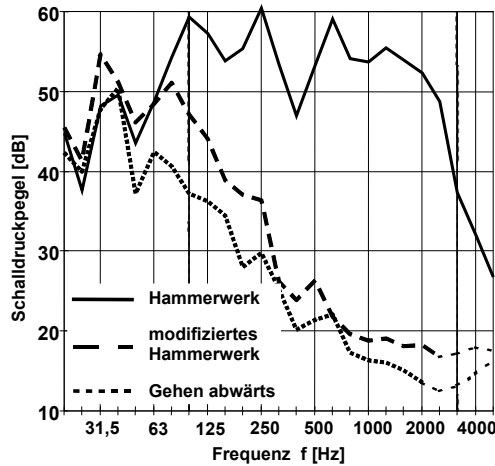


Abb. 4.35 Schalldruckpegel bei unterschiedlicher Anregung einer Treppe (Messung im Nachbarraum)

Gummiball

Einzelne Stöße mit tieffrequenter Anregung, wie sie z. B. durch springende Kinder verursacht werden, aber auch Gehvorgänge mit „weicher“ Anregecharakteristik können mit einem fallenden Gummiball realisiert werden. Abb. 4.36 zeigt den Ball und Abb. 4.37 den Vergleich der gemessenen Kraftspektren bei der Anregung einer massiven Decke durch Gehen, Norm-Hammerwerk und Gummiball. Der Ball wird in ISO 140-11 spezifiziert. Er wird dort „schwere/weiche Trittschallquelle“ genannt. Bereits lange vor der Berücksichtigung in der ISO-Normung wurden in Japan mit einer entsprechenden Quelle Erfahrungen gesammelt und dafür dann in [4.76] Festlegungen getroffen. Angaben zur Entwicklung dieser Quelle werden in [4.78] gemacht. Eine detaillierte Übersicht über Eigenschaften, Anwendung und Interpretation von Ergebnissen des Gummiballs enthält [4.79]. Die maßgebliche einzuhaltende Eigenschaft dieser Quelle ist nach ISO 140-11 der so genannte Trittkraftereignispegel L_{FE} , der über

$$L_{FE} = 10 \lg \left(\frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} \frac{F^2(t)}{F_0^2} dt \right) \quad \text{dB} \quad (4.114)$$

definiert wird und aus der Integration des Kraftsignals $F(t)$ über die Zeitdauer des Stoßvorganges $t_2 - t_1$ sowie Bezug auf eine Referenzzeit $T_0 = 1$ s und eine Referenzkraft $F_0 = 1$ N ermittelt wird. Er muss in den Oktavbändern 31,5 Hz bis 500 Hz vorgegebene Werte einhalten. Diese Werte gelten für eine Fallhöhe von 100 cm die auch für die Messungen vorgesehen wird. Genaue Spezifikationen der Balleigenschaften sollen die Einhaltung dieser Werte ermöglichen. Deshalb werden Form und Größe des Balles (Durchmesser 180 mm, Wanddicke 30 mm), die Materialei-

enschaften, die Masse ($2,5 \text{ kg} \pm 0,1 \text{ kg}$) und der Rückprallkoeffizient ($0,8 \pm 0,1$) festgelegt.



Abb. 4.36 Gummiball zur Anregung von Trittschall

Das mit diesem Ball anzuwendende Messverfahren wird in Abschnitt 4.5.8.4 („Messungen mit einem Gummiball“) beschrieben.

Bang machine

Der Wunsch nach einer tieffrequenten stoßartigen Anregung von Decken hat lange vor dem Gummiball zu einer weiteren genormten Realisierung in Form der sog. „Bang machine“ geführt. Erfahrungen mit dieser Körperschallquelle liegen seit etwa 30 Jahren vor. In der japanischen Norm JIS A 1418-2 [4.76] und der koreanischen Norm KS F 2810-2 [4.77] werden diese Körperschallquelle und das anzuwendende Messverfahren und in JIS 1419 [4.80] und in KS F 2863-2 [4.81] das entsprechende Beurteilungsverfahren beschrieben.

Zur Anregung der Deckenkonstruktion wird ein Gummireifen verwendet, dessen akustisch relevante Eigenschaften (Größe, Reifendruck, Kontaktfläche zwischen Reifen und Decke, elastische Eigenschaften des Reifenmaterials, Reifenmasse) festgelegt sind. Der Reifen befindet sich an einem drehbar gelagerten Arm der Maschine (siehe Abb. 4.38), der einen freien Fall aus etwa 83 cm Höhe erlaubt. Der Fallvorgang wird in Abständen von ca. 1,7 s mehrfach wiederholt. Die festgelegten Eigenschaften des Reifens und der Fallhöhe führen zu definierten Bedingungen für die auftretende Maximalkraft und die Dauer des Aufpralls. Der durch den Stoßvorgang verursachte maximale Schalldruckpegel $L_{F\max}$ wird im Frequenzbereich 50 bis 630 Hz im unter der Decke liegenden Raum gemessen und als über mehrere Fallvorgänge, Anrege- und Messorte gemittelte Größe für die Beurteilung ausgewertet.

Das gewählte Anregeverfahren und das vorgesehene Auswerteverfahren führen gegenüber dem Norm-Hammerwerk zu einer wesentlich stärkeren Berücksichti-

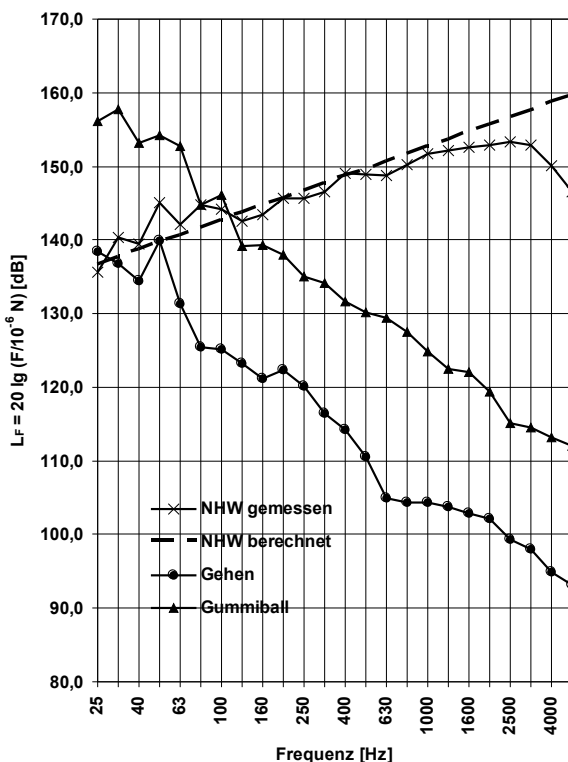


Abb. 4.37 Kraftpegel bei Anregung einer Decke mit Norm-Hammerwerk, Gehen und Gummiball

gung tiefer Frequenzen. Vergleiche von Messungen mit der Bang machine und dem Norm-Hammerwerk findet sich in [4.82] und [4.83]. In [4.83] wird außerdem eine Methode vorgestellt, nach der für leichte Holzdeckenkonstruktionen auf der Grundlage von Quellkräften und Impedanzen von Quellen und Decken die Trittschallpegel von Normhammerwerk, Bang machine und Gummiball ineinander umgerechnet werden können.

4.5.3.3 Nicht genormte Schallquellen zur Körperschallanregung

Schallquellen, die eine einfache und vielseitige Körperschallanregung ermöglichen sollen, sind in unterschiedlichen technischen Realisierungen verfügbar. Sie eignen sich für unterschiedliche messtechnische Fragestellungen, bei denen eine Körper-



Abb. 4.38 Bang machine zur Trittschallmessung

schallanregung erforderlich ist, sind aber nicht genormt. Sie werden auch für Messungen der Trittschalldämmung eingesetzt.

Klein-Hammerwerk

Als Klein-Hammerwerk wird eine nach dem elektrodynamischen Prinzip arbeitende Körperschallquelle bezeichnet, bei der ein Stößel mit einer Schlagfrequenz von 10 Hz bewegt wird. Es wird bevorzugt zur Messung der Körperschallübertragung wie z. B. bei der Stoßstellendämmung, zur Körperschallanregung von Einrichtungsgegenständen oder Rohrleitungen oder zur Überprüfung von körperschalldämmenden Maßnahmen benutzt, wo keine genormte Anregung vorausgesetzt wird. Auf Grund der kleinen Masse des Stößels von lediglich 22 g eignet es sich auch zur Anregung leichter Strukturen und kann wegen der geringen Größe auch an unzugänglichen Stellen verwendet werden. Da die Anregung wie beim Norm-Hammerwerk ebenfalls auf einem Stoßvorgang beruht, ergibt sich ein ähnlicher Frequenzgang der Kraft, so dass mit entsprechenden Korrekturwerten näherungsweise auch die Trittschalldämmung von Deckenkonstruktionen bestimmt werden kann.

Midi-Hammerwerk

Ebenfalls nach dem elektrodynamischen Prinzip und mit nur einem Hammer (Stößel) arbeitet eine als „Midi-Hammerwerk“ bezeichnete Körperschallquelle, die größer als das zuvor beschriebene Klein-Hammerwerk aber kleiner und leichter als ein Norm-Hammerwerk ist. Im „Normalbetrieb“ entspricht die Schlagkraft derjenigen des Norm-Hammerwerks. Die technische Konzeption erlaubt jedoch eine Reihe von Modifikationen für den Anregevorgang. So kann die Schlagfrequenz



Abb. 4.39 Kleinhammerwerk bei der Körperschallanregung einer Konsole (Bild: Kurz+Fischer)

schrittweise zwischen 1 bis 20 Hz variiert werden, die Schlagkraft kann gegenüber der Kraft eines Norm-Hammerwerkes abgeschwächt oder verstärkt werden und der Hammer kann gegen einen Hammer mit weicher Oberfläche ausgewechselt werden. Die Eigengeräusche sind gering. Die Anregung kann in allen Richtungen, auch über Kopf, erfolgen. So sind gegenüber dem Norm-Hammerwerk zahlreiche andere Einsatzfälle denkbar, bei denen die Anregebedingungen an die konkrete Aufgabenstellung angepasst werden können.



Abb. 4.40 Midi-Hammerwerk (Bild: Stratenschulte)

4.5.4 Kennzeichnende Größen zur Beschreibung der Trittschalleigenschaften von Bauteilen und des Trittschallschutzes in Gebäuden

Wie beim Luftschall gibt es auch für den Trittschall Kenngrößen zur Beschreibung der Dämmung, des in Gebäuden erreichten Schallschutzes und der Verbesserung durch zusätzlich angebrachte Konstruktionen. Neben den frequenzabhängigen Größen werden auch Einzahlwerte definiert.

4.5.4.1 Trittschallpegel im Prüfstand und in Gebäuden

Bei Trittschallmessungen in Prüfständen wird durch den nach ISO 140-1 vorzusehenden Aufbau (siehe Abschnitt 4.5.6) dafür gesorgt, dass die flankierende Trittschallübertragung gegenüber dem direkt übertragenen Anteil, der über das Deckenbauteil abgestrahlt wird, vernachlässigt werden kann. Der kennzeichnende Wert für die Trittschalldämmung ist der Norm-Trittschallpegel L_n , der in diesem Fall eine Bauteileigenschaft ist. Bei der Trittschallübertragung in Gebäuden kann die Flankenübertragung dagegen nicht grundsätzlich ausgeschlossen werden. In vielen Fällen macht sie sogar den Hauptanteil der resultierenden Übertragung aus [4.84]. Die ermittelte Kenngröße ist der Norm-Trittschallpegel L'_n , der durch den Beistrich als im Gebäude ermittelte Größe gekennzeichnet wird. Sie beschreibt in diesem Fall nicht das einzelne Bauteil sondern eine Übertragungssituation für den Trittschall unter Berücksichtigung aller beteiligten Übertragungswege. Abb. 4.41 zeigt die Beteiligung der flankierenden Trittschallübertragung für unterschiedliche Übertragungssituationen.

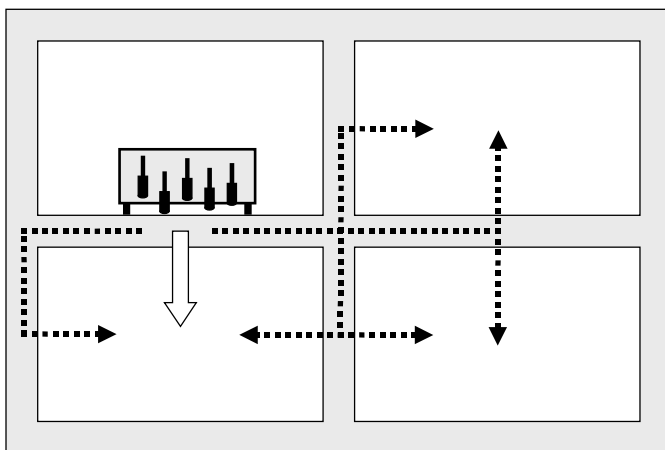


Abb. 4.41 Direkte ($\Rightarrow$) und flankierende ($\cdots\Rightarrow$) Trittschallübertragung im Gebäude

Trittschallmessungen in Gebäuden werden nicht nur im direkt unter der angeregten Decke liegenden Raum durchgeführt. Abb. 4.42 zeigt typische Messsituationen, die zur Überprüfung von Anforderungen in Frage kommen. Für die horizontale und diagonale Trittschallübertragung sowie die Übertragung von unten nach oben ist nur die flankierende Übertragung beteiligt. Die Übertragung von unten nach oben ist z. B. von Interesse bei der Einhaltung von Anforderungen zwischen Gaststätten und darüber liegenden Wohnräumen.

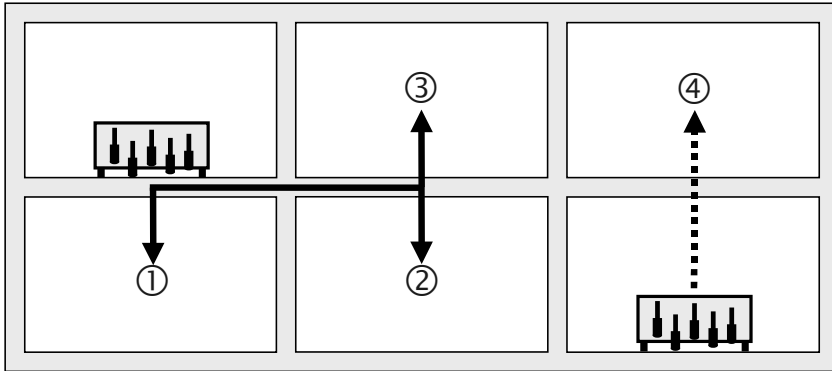


Abb. 4.42 Typische Übertragungssituationen für die Trittschallmessung

- 1) vertikale Übertragung
- 2) diagonale Übertragung
- 3) horizontale Übertragung
- 4) Übertragung von unten nach oben

Für Trittschallmessungen in Gebäuden kann alternativ zum Norm-Trittschallpegel L'_n auch der Standard-Trittschallpegel

$$L'_{nT} = L_i - 10 \lg \frac{T}{T_0} \quad (4.115)$$

ermittelt werden. In diesem Fall werden die Empfangsraumeigenschaften nicht durch Bezug des gemessenen Trittschallpegels L_i auf eine Absorptionsfläche A_0 sondern durch Bezug auf eine Referenz-Nachhallzeit T_0 berücksichtigt. Diese Kenngröße ist in ISO 140-7 geregelt.

Wie bei den entsprechenden Luftschallgrößen ist auch hier ohne weiteres eine Umrechnung der einen Größe in die andere möglich:

$$L'_{nT} = L'_n - 10 \lg \frac{0,16 V}{A_0 T_0} = L'_n - 10 \lg(0,032 V) \quad (4.116)$$

V ist dabei das Volumen des Empfangsraums in m^3 .

Für Wohnungen ist $T_0 = 0,5$ s anzusetzen. Es wird dabei davon ausgegangen, dass die Nachhallzeit in Wohnungen fast unabhängig ist vom Raumvolumen und von der Frequenz. Beide Kenngrößen werden auch zur Formulierung von Anforderungen an den Trittschall verwendet.

4.5.4.2 Frequenzabhängigkeit des Trittschallpegels

Wie die Luftschalldämmung zeigt auch die Trittschalldämmung ein frequenzabhängiges Verhalten, so dass die Messung der Trittschallpegel frequenzabhängig durchgeführt wird. Als Messfrequenzbereich wird in ISO 140-6 für Messungen in Prüfständen der Bereich von 100 bis 5000 Hz und in ISO 140-7 für Messungen in Gebäuden der Bereich von 100 bis 3150 Hz vorgegeben. Diese Vorgaben sind als Mindestumfang des Frequenzbereichs zu verstehen und beziehen sich auf Messungen mit Terzfiltern. Für Baumessungen sind nach ISO 104-7 auch Messungen mit Oktavfiltern im Frequenzbereich 125 bis 2000 Hz möglich. Dies ist in Deutschland für Güteprüfungen nach DIN 4109 allerdings nicht vorgesehen. Für Baumessungen wird empfohlen, den vorgegebenen Bereich um Terzbänder mit den Mittenfrequenzen 4000 Hz und 5000 Hz nach oben zu erweitern. Falls Angaben zu tieferen Frequenzen benötigt werden, kann zusätzlich mit Terzfiltern der Mittenfrequenzen 50 Hz, 63 Hz und 80 Hz gemessen werden.

Es ist bekannt, dass gerade bei der Trittschallübertragung wesentliche Störungen im tieffrequenten Bereich auftreten können. In vielen Fällen ist es deshalb wünschenswert, das Trittschallverhalten auch unterhalb von 100 Hz zu erfassen. Bei tiefen Frequenzen sind allerdings die dort herrschenden Einschränkungen der Messgenauigkeit und die dafür vorgesehenen Hinweise zur Messdurchführung zu berücksichtigen. Gegebenenfalls sind die speziell für tiefe Frequenzen vorgesehenen Hinweise in ISO 140-6 und ISO 140-7 zu berücksichtigen (siehe Abschnitt 4.5.7.8). Falls in Einzelfällen eine Darstellung der Ergebnisse im Oktav- statt im Terzspektrum erfolgen soll, werden jeweils drei Terzbänder zum entsprechenden Oktavband zusammengefasst. Dafür gilt für den Norm-Trittschallpegel

$$L'_{n,\text{oct}} = 10 \lg \left(\sum_{j=1}^3 10^{L'_{n,\text{Terz},j}/10} \right) \quad \text{dB} \quad (4.117)$$

Entsprechend wird auch beim Standard-Trittschallpegel vorgegangen.

4.5.4.3 Einzahlangaben und Spektrum-Anpassungswerte für den Trittschallpegel

Wie bei der Luftschalldämmung werden auch für die Trittschalldämmung Einzahlwerte herangezogen, wenn es um die einfache bauakustische Charakterisierung der Konstruktionen oder um die Festlegung und Überprüfung bauakustischer Anforderungen in Gebäuden geht. Die dabei heranzuziehenden Bewertungsverfahren

ren sind in ISO 717-2 festgelegt. Die Messwerte des Norm- oder Standard-Trittschallpegel werden mit einer festgelegten Bezugskurve verglichen, wobei im Gegensatz zur Luftschalldämmung nun die Überschreitungen dieser Kurve für die Ermittlung des Einzahlwertes maßgebend sind. Bei Messungen in Terzbändern werden für den Vergleich die Werte von 100 bis 3150 Hz herangezogen, bei Oktavmessungen von 125 bis 2000 Hz. Die aus dem Vergleich ermittelte Einzahlangabe trägt zur Unterscheidung von den frequenzabhängigen Größen stets den Index w . Der so ermittelte Kennwert ist der bewertete Norm-Trittschallpegel $L_{n,w}$ bei Messungen in Prüfständen oder $L'_{n,w}$ zur Beschreibung der Trittschallübertragung in Gebäuden. Wenn anstelle des Norm-Trittschallpegels der auf die Nachhallzeit bezogene Standard-Trittschallpegel als Kenngröße für den Trittschallschutz herangezogen wird, dann ergibt sich nach demselben Bewertungsverfahren als Einzahlwert der bewertete Standard-Trittschallpegel $L'_{nT,w}$.

Die vom Norm-Hammerwerk verursachte Körperschallanregung einer Deckenkonstruktion sorgt zusammen mit der in ISO 717-2 festgelegten Bezugskurve dafür, dass gegenüber der subjektiven Empfindung der Trittschallpegel bei hohen Frequenzen zu stark und bei tiefen Frequenzen zu schwach bewertet wird. Über Bezugskurven, die der subjektiven Störwirkung besser entsprechen, wird bereits in [4.85] berichtet. Körperschallquellen zur verstärkten tieffrequenten Anregung wurden in Abschnitt 4.5.3.2 vorgestellt. Auf der Basis der bestehenden ISO-Regelwerke zur Messung und Beurteilung des Trittschalls kann zur Berücksichtigung des Trittschallspektrums bei typischen Gehgeräuschen der Spektrum-Anpassungswert C_I verwendet werden, der in ISO 717-2 festgelegt ist. Dieser Wert wird als Korrekturwert zu den Einzahlwerten $L_{n,w}$, $L'_{n,w}$ oder $L'_{nT,w}$ addiert und z. B. in der Form $L_{n,w}(C_I) = 50(+3)$ dB angegeben. Der resultierende Wert $L_{n,w} + C_I$ dieses Beispiels beträgt für das betrachtete Bauteil also $(50 + 3)$ dB = 53 dB. Das Bauteil wird unter Berücksichtigung seines tieffrequenten Trittschallverhaltens also schlechter beurteilt. Das bei seiner Ermittlung heranzuziehende Bewertungsverfahren führt dazu, dass sich bei Massivdecken mit wirkungsvollen Deckenauflagen Werte von etwa 0 und für Holzbalkendecken mit starken tieffrequenten Trittschallanteilen positive Werte für C_I ergeben. Der Spektrum-Anpassungswert C_I kann auch zur Formulierung von Anforderungen herangezogen werden, z. B. $L'_{n,w} + C_I$ oder $L_{nT,w} + C_I$. Eine ausführliche Behandlung des Spektrum-Anpassungswertes C_I und seiner Anwendung findet sich in [4.17, 4.19, 4.86].

4.5.4.4 Weitere Kenngrößen zur Beschreibung trittschalldämmender Eigenschaften

Der zuvor definierte (Norm)-Trittschallpegel ist die wesentliche Größe zur Kennzeichnung des resultierenden Trittschallverhaltens einer Deckenkonstruktion. In der Praxis besteht aber Bedarf, neben der Gesamtkonstruktion auch die Teilkomponenten in ihrem Verhalten gegenüber Trittschall zu kennzeichnen. Nach Abb. 4.43 setzt sich eine gebrauchsfertige Decke aus der Rohdecke, einer Deckenauflage auf der Rohdecke (z. B. Bodenbeläge oder schwimmende Estriche) und ggf. noch einer

Unterdeckenkonstruktion als zusätzlicher Schale auf der abstrahlenden Deckenunterseite zusammen.

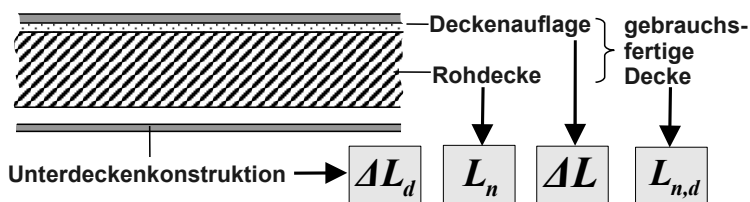


Abb. 4.43 Kennzeichnung des Trittschallverhaltens von Deckenkonstruktionen nach EN 12354-2 (Bezeichnungen siehe Text)

Für den resultierenden Norm-Trittschallpegel der Gesamtkonstruktion geht das Trittschall-Berechnungsverfahren der EN 12354-2 davon aus, dass dieser aus den Kenngrößen der einzelnen Komponenten nach folgendem Ansatz berechnet werden kann:

$$L_{n,d} = L_n - \Delta L - \Delta L_d \quad (4.118)$$

$L_{n,d}$ ist dabei der von der Gesamtkonstruktion direkt abgestrahlte Trittschall, L_n der Norm-Trittschallpegel der Rohdecke, ΔL die Trittschallminderung durch die Deckenauflage und ΔL_d die Trittschallminderung durch die Unterdeckenkonstruktion. Dieser additive Ansatz gilt streng genommen jedoch nur für massive Rohdecken, weil nur dort angenommen werden kann, dass sich die Trittschallminderung unabhängig von der Decke selbst verhält. Diese Einschränkung für die Anwendung von ΔL ist auch messtechnisch von Bedeutung und führt dazu, dass für Deckenauflagen auf leichten Decken (z. B. Holzdecken) eigene Messverfahren entwickelt wurden (näheres dazu in Abschnitt 4.5.8.4).

Messtechnisch kann ΔL aus der Differenz der Trittschallpegel der Rohdecke ohne und mit Auflage ermittelt werden. Das anzuwendende Messverfahren für die Trittschallminderung von Deckenauflagen auf schweren Decken wird in ISO 140-8 und für Deckenauflagen auf leichten Decken in ISO 140-11 beschrieben. Einzelheiten zur Messung werden in Abschnitt 4.5.8 behandelt.

Grundsätzlich ließe sich die Trittschallminderung ΔL_d einer an der Deckenunterseite angebrachten Vorsatzschale durch dieselbe Messprozedur wie für die Deckenauflagen ermitteln. Die in den Messnormen ISO 140-8 und ISO 140-11 genannten Regelungen beziehen sich allerdings nur auf Deckenauflagen. Sie könnten sinngemäß aber auch zur Messung von ΔL_d herangezogen werden. Da die schalltechnische Funktion der an der Deckenunterseite angebrachten Vorsatzschalen nicht in der Reduktion der Körperschallanregung und -übertragung wie bei den Deckenauflagen sondern in der Reduktion der Luftschallabstrahlung besteht, kann diese Eigenschaft ersatzweise auch durch ΔR_w beschrieben werden. Das ist die Verbesserung des bewerteten Schalldämm-Maßes für die Luftschalldämmung, deren Messung in ISO 140-16 beschrieben wird (siehe Abschnitt 4.4.6.3). Bei der Messung kann diesel-

be Decke verwendet werden, die auch für die Messung der Trittschallminderung vorgeschrieben wird.

In Gl. (4.118) ist die Direktübertragung des Trittschalls über die Decke in einen darunter liegenden Raum gemeint. Die flankierende Trittschallübertragung ist in diesem Ansatz noch nicht enthalten. Sie kann mit denselben Kennwerten der Decke und zusätzlichen Kennwerten für die Flankenbauteile nach EN 12354-2 separat berechnet werden. Auf Möglichkeiten zur Messung der flankierenden Trittschallübertragung wird in Abschnitt 4.5.9.2 eingegangen.

Die Berechnungen nach Gl. (4.118) sind frequenzabhängig, vorzugsweise in Terzbändern, durchzuführen. In DIN 4109 wird im Rahmen des Schallschutznachweis stattdessen ein Verfahren auf der Basis von Einzahlwerten verwendet. Hierbei wird der bewertete Norm-Trittschallpegel $L'_{n,w}$ der Gesamtdecke aus der bewerteten Trittschallminderung ΔL_w und einem speziellen Einzahlwert für die Rohdecke, dem so genannte äquivalente Norm-Trittschallpegel $L_{n,w,eq}$, gebildet. Dafür gilt dann

$$L'_{n,w} = L_{n,w,eq} - \Delta L_w \quad (4.119)$$

Der resultierende Norm-Trittschallpegel der gebrauchsfertigen Decke lässt sich also durch Subtraktion der beiden Größen $L_{n,w,eq}$ und ΔL_w ermitteln. Auf diese Weise können alle Rohdecken, die sich durch den äquivalenten Norm-Trittschallpegel beschreiben lassen, mit beliebigen Deckenauflagen rechnerisch kombiniert werden, ohne dass die betrachtete Kombination tatsächlich messtechnisch beschrieben werden müsste. Vereinfachend kommt noch dazu, dass die Werte des $L_{n,w,eq}$ für übliche massive Rohdecken bekannt sind (siehe Gl. (4.121)), so dass hierfür in der Regel keine weiteren Messungen erforderlich sind.

Es kann gezeigt werden, dass für eine solche Berechnung auf der Basis von Einzahlwerten der bewertete Norm-Trittschallpegel $L_{n,w}$ nicht geeignet wäre [4.87] Deshalb wird bei der Bildung des Einzahlwertes durch eine besondere Bewertungsmethode aus den frequenzabhängigen Werten des Norm-Trittschallpegels der Rohdecke anstelle des bewerteten Norm-Trittschallpegels der äquivalente Norm-Trittschallpegel ermittelt. Der Einzahlwert der Rohdecke wird sozusagen für die Kombination mit der bewerteten Trittschallminderung tauglich gemacht, so dass ein mit dem praktischen Verhalten übereinstimmender Norm-Trittschallpegel für die gebrauchsfertige Gesamtkonstruktion (Rohdecke mit Deckenauflage) zustande kommt. Die Einzelheiten dieses Bewertungsverfahrens sind in ISO 717-2 beschrieben. Dort wird der äquivalente Norm-Trittschallpegel abweichend von der sonstigen Schreibweise $L_{n,eq,0,w}$ genannt.

Die Trittschallminderung ΔL besitzt für übliche Deckenauflagen eine ausgeprägte Frequenzabhängigkeit, die z. B. durch das Federverhalten der Bodenbeläge oder das Resonanzverhalten der schwimmenden Estriche geprägt ist. Auch hier besteht Bedarf für die Gewinnung eines Einzahlwertes ΔL_w . Das methodische Vorgehen zur Einzahlbildung wird in ISO 717-2 beschrieben. Dabei wird unter Verwendung einer genormten Bezugsdecke die frequenzabhängig gemessene Trittschallminderung in den Einzahlwert ΔL_w umgerechnet. Nach ISO 717-2/A2 kann ergänzend ein Spektrum-Anpassungswert $C_{I,A}$ für die Trittschallminderung von Deckenauflagen

auf leichten Decken ermittelt werden. Damit sollen auch bei der Trittschallminderung die tiefen Frequenzen besser berücksichtigt werden.

In Gl. (4.119) soll durch den Beistrich im Norm-Trittschallpegel zum Ausdruck gebracht werden, dass das Verhalten der Decke im Gebäude gemeint ist, also die Flankenwegübertragung des Trittschalls bereits enthalten ist, ohne dass sie näher spezifiziert werden muss. In EN 12354-2 wird dieser Ansatz gegenüber der frequenzabhängigen Berechnung „Vereinfachtes Verfahren“ zur Prognose der Trittschallübertragung genannt. Allerdings wird er noch ergänzt durch einen Korrekturfaktor k zur separaten Berücksichtigung der flankierenden Trittschallübertragung:

$$L'_{n,w} = L_{n,w,eq} - \Delta L_w + k \quad (4.120)$$

k hängt von den flächenbezogenen Massen der flankierenden Bauteile ab und kann in EN 12354-2 tabellarisch ermittelt werden. Die Einzahlwerte ΔL_w und $L_{n,w,eq}$ werden aus den frequenzabhängigen Messwerten nach ISO 717-2 ermittelt (siehe hierzu Abschnitt 4.5.8.3).

Zu beachten ist für die Rechnung mit Einzahlwerten nach den Gln. (4.119) und (4.120), dass der $L_{n,w,eq}$ nur für homogene, einschalige Deckenkonstruktionen ermittelt werden kann, im Prinzip also für plattenförmige Deckenkonstruktionen. Nach DIN 4109 können neben Stahlbetondecken allerdings auch weitere Konstruktionen, z. B. Rippendecken oder Decken aus massiven Hohldielen oder Hohlplatten, so behandelt werden wie die homogene Platte. Für all diese Konstruktionen wird angenommen, dass sie sich akustisch wie eine einschalige plattenförmige Konstruktion verhalten und durch den $L_{n,w,eq}$ beschrieben werden können. Ihre Trittschalleigenschaften können für praktische Anwendungen als gute Näherung aus der flächenbezogenen Masse m'' ermittelt werden, die als die maßgebliche Einflussgröße betrachtet wird. DIN 4109 (Beiblatt 1) verwendet dabei folgenden Zusammenhang, der auch in EN 12354-2 übernommen wurde:

$$L_{n,w,eq} = 164 - 35 \lg \frac{m''}{1 \text{ kg/m}^2} \quad \text{dB} \quad (4.121)$$

Eine Herleitung dieser Beziehung findet sich in [4.88]. Sie gilt für flächenbezogene Massen zwischen etwa 100 kg/m^2 und 600 kg/m^2 . Auf Grund dieser einfachen und für die Praxis im allgemeinen ausreichenden Darstellung der Trittschalleigenschaften einer massiven Rohdecke besteht deshalb kaum Bedarf, den $L_{n,w,eq}$ noch messtechnisch zu bestimmen.

4.5.5 Trittschalldämmung als Bauteil- und Systemeigenschaft

Wie bei der Luftschalldämmung sind auch bei der Trittschalldämmung bauteilspezifische und systembedingte Einflüsse bei der Messung zu berücksichtigen. Wesentliche Aspekte, die für die Messung der Luftschalldämmung gelten, können sinngemäß aus Abschnitt 4.4.3 auf die Messung der Trittschalldämmung übertragen

werden. Dies gilt insbesondere für die Diffusitätsbedingungen der Schallfelder und die Einflüsse modaler Effekte bei den Prüfobjekten und den Schallfeldern. Einige weitere, bei der Messung der Trittschalldämmung und Trittschallminderung zu berücksichtigenden Punkte sollen an dieser Stelle ergänzend angesprochen werden.

4.5.5.1 Bauteileigenschaften

Aus Gl. (4.113) ist ersichtlich, dass die mittlere Schnelle auf einer durch eine Körperschallquelle angeregten Platte umgekehrt proportional zur Plattenfläche ist. Wenn für die Platte ein diffuses Körperschallfeld mit der mittleren Schnelle $\bar{v}^2$ angenommen wird, hat die Plattenfläche auf die abgestrahlte Luftschallleistung insgesamt aber keine Auswirkung, da diese mit

$$P = \bar{v}^2 \rho c S \sigma \quad (4.122)$$

proportional zur abstrahlenden Fläche ist. Für die Prüfung der Trittschalldämmung wäre die Plattengröße also nicht von Belang. Unter praktischen Bedingungen ist darauf allerdings kein Verlass, da im Bereich geringerer Modendichte das Plattenverhalten von den einzelnen Moden abhängt. Deren Ausbildung ist neben den Einspannbedingungen von den Plattenabmessungen abhängig, so dass die Plattengröße dann doch eine Rolle spielt. Das ist insbesondere bei tiefen Frequenzen der Fall, wo üblicherweise die größten Trittschallprobleme auftreten. Als Konsequenz für die Prüfung ergibt sich daraus, dass die Deckenkonstruktion praxisnahe Abmessungen und Einbaubedingungen aufweisen sollte. Im Gegensatz zu den Festlegungen für die Messung der Luftschalldämmung von Wänden, wo eine Prüffläche von etwa 10 m^2 gefordert wird, sind die messtechnischen Regelwerke bei der Luft- und Trittschalldämmung von Decken großzügiger: hier kann die Prüffläche der Decke zwischen 10 m^2 und 20 m^2 liegen.

Basierend auf [4.20] lässt sich nach EN 12354-2 der Norm-Trittschallpegel einschaliger homogener Decken durch

$$L_n = L_F + 10 \lg \frac{\text{Re}\{Y\}}{m''} + 10 \lg T_s + 10 \lg \sigma + 10,6 \text{ dB} \quad (4.123)$$

berechnen. Dabei ist

L_F	Kraftpegel des Norm-Hammerwerks [dB re 10^{-6} N] nach Gl. (4.107)
$\text{Re}\{Y\}$	Realteil der Admittanz der Decke [s/kg]
m''	flächenbezogene Masse der Decke [kg/m^2]
T_s	Körperschall-Nachhallzeit der Decke [s]
σ	Abstrahlgrad der Deckenplatte für freie Biegewellen [-]

Mit der Admittanz einer unendlichen Platte und dem Kraftspektrum des Norm-Hammerwerks in Terzen nach Gl. (4.107) ergibt sich daraus

$$L_n = 155 - 30 \lg m'' + 10 \lg T_s + 10 \lg \sigma + 10 \lg \frac{f}{f_{\text{ref}}} \quad \text{dB} \quad f_{\text{ref}} = 1000 \text{ Hz} \quad (4.124)$$

Der dargestellte Zusammenhang der Gleichungen (4.123) und (4.124) lässt erkennen, dass die Plattenadmittanz bzw. die flächenbezogene Masse, die Körperschall-Nachhallzeit der Konstruktion (und damit deren Gesamtverlustfaktor) und der Abstrahlgrad eine Rolle spielen. Für das Trittschallverhalten massiver Decken ist insbesondere deren flächenbezogene Masse die ausschlaggebende Größe, die bei einer aussagekräftigen Messdokumentation zu benennen ist.

Im Gegensatz zur unendlichen Platte weist die Admittanz einer Platte mit endlichen Abmessungen aufgrund der Plattenmoden eine mehr oder weniger starke Frequenz- und Ortsabhängigkeit auf. Dies gilt vor allem im Frequenzbereich geringer Modendichte, wo einzelne Moden das Verhalten der Platte bestimmen. Der gemessene Trittschallpegel hängt bei realen Konstruktionen alleine schon aus diesem Grund von der Position des Hammerwerks auf der Decke ab. Hinzu kommt bei vielen Deckenkonstruktionen noch deren inhomogener bzw. anisotroper Aufbau, z. B. bei Rippendecken oder insbesondere bei Holzbalkendecken. Dort sind die lokalen Unterschiede der Strukturadmittanz noch sehr viel ausgeprägter. Eine auf Holzbalkendecken bezogene Behandlung der Körperschallanregung solcher Strukturen findet sich in [4.89]. Dieser Einfluss kann nur durch eine ausreichende Mittelung über verschiedenen Hammerwerkpositionen gemindert werden (siehe hierzu Abschnitt 4.5.7.4).

Wie bei der Luftschalldämmung können auch bei der Trittschalldämmung die schalltechnisch relevanten Bauteileigenschaften von den Umgebungsbedingungen (Temperatur und Luftfeuchte), der Vorbehandlung der Proben und den Betriebsbedingungen abhängen. So sind beispielsweise die Eigenschaften schwimmender Estriche, wenn es sich um Naßestriche handelt, von der Abbindezeit bis zur Prüfung abhängig. Elastomere und andere Dämmmaterialien, die bei körperschallentkoppelten Deckenauflagen verwendet werden, können für den E-Modul und den Verlustfaktor temperaturabhängiges Verhalten aufweisen. Die Art der Verklebung von Bodenbelägen (und hier auch die Temperaturabhängigkeit des verwendeten Klebers) können ebenfalls von Bedeutung sein. Eine große Rolle spielen auch die Einbaubedingungen. Der Einbau einer Deckenkonstruktion sollte deshalb so vorgenommen werden, dass die Anschlüsse und Abdichtungen an den Rändern möglichst gut den Bedingungen im realen Einsatzfall nachgebildet werden. Hinsichtlich aussagekräftiger und reproduzierbarer Messergebnisse sind die genannten Bedingungen deshalb sorgfältig zu überprüfen und im Messbericht zu dokumentieren.

Bei der Prüfung der Trittschallminderung von Deckenauflagen ergeben sich einige Besonderheiten, auf die in Abschnitt 4.5.8 eingegangen wird.

4.5.5.2 Systemeigenschaften

Auch die Trittschalldämmung hängt nicht nur von den Eigenschaften des betrachteten Bauteils sondern zusätzlich von den Umgebungsbedingungen, also vom akustischen Gesamtsystem, ab.

Sowohl Gl. (4.113) als auch Gl. (4.123) zeigen, dass das Trittschallverhalten auch vom Verlustfaktor beeinflusst wird. In beiden Fällen ist damit der Gesamtverlustfaktor gemeint. Wie bei der Luftschalldämmung hängt also auch die Trittschalldämmung von der Energieableitung in benachbarte Bauteile ab. Sie ist damit zugleich eine Eigenschaft des Gesamtsystems. Dies kann wie bei der Luftschalldämmung durch eine sog. In-situ-Korrektur berücksichtigt werden, die die aktuellen Einbau- und Energieableitungsbedingungen einer Decke berücksichtigt. Die dabei anzuwendenden Kriterien sind identisch mit denen für die Luftschalldämmung in Abschnitt 4.3.2.2, so dass diese Anpassung nur für massive und nicht zu leichte Decken anzuwenden ist. Es gelten dafür die in Abschnitt 4.3.2.2 („Anwendung der In-situ-Korrektur bei der Luftschalldämmung“) bei der Luftschalldämmung genannten Kriterien. Die Umrechnung von Prüfstandswerten L_n auf Werte in realen Bausituationen $L_{n,situ}$ ist für Berechnungen des Trittschallpegels nach EN 12354-2 vorgesehen und folgt der Beziehung

$$L_{n,situ} = L_n + 10 \lg \frac{T_{s,situ}}{T_{s,lab}} \quad \text{dB} \quad (4.125)$$

wobei T_s und $T_{s,situ}$ die Körperschallnachhallzeiten der Decke sind. Diese hängen über Gl. (4.60) mit dem Gesamtverlustfaktor zusammen. Mit Bezug auf die Energieableitung und die Übertragbarkeit der Messergebnisse auf Bausituationen wird für massive Deckenkonstruktionen in ISO 140-6 deshalb die Messung des Gesamtverlustfaktors vorgesehen.

Da der gemessene Trittschallpegel unter Berücksichtigung der Energieableitung auch von den Einbaubedingungen der Deckenkonstruktion abhängig, kann sich die Vergleichbarkeit von Messergebnissen bei nominell gleichen Prüfobjekten streng genommen nur auf gleichartig eingebaute Konstruktionen beziehen. Da die Energieableitung des Prüfgegenstandes von den Anschlussbedingungen an die umgebenden Bauteile abhängt, sieht Abschnitt 5.2 in ISO 140-6 vor, dass die Anschlussdetails des zu prüfenden Aufbaus so weit wie möglich der tatsächlichen Ausführung in der realen Einbausituation entsprechen. Außerdem sollte zur Charakterisierung der energetischen Einbauverhältnisse der Verlustfaktor gemessen werden (siehe hierzu Abschnitt 4.4.5.3).

Vor allem bei tiefen Frequenzen wird die Trittschalldämmung stark von den Systemeigenschaften geprägt. Die Übertragung des Trittschalls hängt hier von den einzelnen Moden des Körperschallfeldes auf der Deckenkonstruktion und den einzelnen Moden des Luftschallfeldes im Empfangsraum ab. Für die flankierende Trittschallübertragung wären zusätzlich noch die modalen Eigenschaften der Flankenbauteile zu berücksichtigen. Je nachdem, wie ausgeprägt die Modenkopplung zwischen den Teilsystemen ist, kann es zu starker oder schwacher Trittschallübertra-

gung kommen. Eine Parameterstudie [4.90], die die Trittschallübertragung im Frequenzbereich zwischen 40 Hz und 200 Hz betrachtet, berechnet für dieselbe Decke (Stahlbetonplatte) bei unterschiedlich großen Empfangsräumen für den Trittschallpegel bis zu 20 dB Abweichung vom Mittelwert. Messtechnisch ist es also schwierig, im Bereich tiefer Frequenzen zu vergleichbaren Ergebnissen in unterschiedlichen Prüfständen zu kommen. Schon gar nicht ist zu erwarten, dass hier Messergebnisse aus dem Labor unmittelbar auf Bausituationen mit ganz anderen Decken- und Raumgrößen übertragen werden können. Wie bei der Messung der Luftschalldämmung kann allerdings durch ein Bündel von Maßnahmen versucht werden, die Messunsicherheiten im Labor zu verringern (siehe hierzu Abschnitt 4.4.5.1 „Maßnahmen zur Minimierung von Einflüssen nicht ideal diffuser Schallfelder“).

Zu den systemabhängigen Eigenschaften muss auch die Flankenübertragung des Trittschalls gezählt werden. Abhängig von den aktuellen Baubedingungen wird ein Teil der in die Decke eingespeisten Körperschallleistung auf die flankierenden Bauteile übertragen. Bei der Laborprüfung wird dieser Anteil durch bauliche Maßnahmen am Prüfstand unterdrückt. In Gebäuden dagegen kann der flankierende Anteil auch abgestrahlt werden, so dass Labor- und Baumessungen zu unterschiedlichen Ergebnissen führen können. In den Berechnungsverfahren der EN 12354-2 wird der Einfluss der flankierenden Trittschallübertragung separat erfasst. Messtechnisch kann er durch Körperschallmessungen auf den Flankenbauteilen bestimmt werden. Das anzuwendende Verfahren entspricht der in Abschnitt 4.4.3.2 („Ermittlung der Schalldämmung über Körperschallmessungen“) beschriebenen Vorgehensweise.

4.5.6 Prüfstände für die Trittschalldämmung

Vorgaben zur Auslegung von Prüfständen zur Messung der trittschalldämmenden Eigenschaften von Deckenkonstruktionen und Deckenauflagen werden in ISO 140-1 formuliert. Grundsätzlich wird dabei zwischen zwei Prüfstandstypen unterschieden: Prüfstände zur Messung des Norm-Trittschallpegels einer beliebigen Decke und Prüfstände zur Messung der Trittschallminderung von Deckenauflagen. Im ersten Fall muss der Prüfstand eine Prüföffnung zum Einbau der zu prüfenden Deckenkonstruktion aufweisen. Im zweiten Fall besitzt der Prüfstand eine genormte Bezugsdecke, auf der die Deckenauflagen zu prüfen sind. Da sich die Trittschallminderung von Deckenauflagen auf schweren und leichten Deckenkonstruktionen wesentlich unterscheidet, sind für die unterschiedlichen Anwendungsfälle verschiedene Bezugsdecken festgelegt worden. Für die Messung der Trittschallminderung und der Verbesserung der Luftschalldämmung auf schweren Decken mit niedriger Koinzidenz-Grenzfrequenz ist in ISO 140-8 als massive Bezugsdecke eine Stahlbetondecke der Dicke (100 ... 160) mm, vorzugsweise 140 mm festgelegt worden. Bei einer Dicke von 140 mm entspricht das einer flächenbezogenen Masse von etwa 320 kg/m². Der äquivalente Norm-Trittschallpegel $L_{n,w,eq}$ einer solchen Decke beträgt 77 dB. Diese Decke entspricht auch den Spezifikationen, die in ISO 140-

16 zur Messung der Verbesserung der Luftschalldämmung durch Vorsatzschalen an Decken festgelegt wurde. In ISO 140-11 werden als leichte Bezugsdecken drei unterschiedliche Holzdeckenkonstruktionen festgelegt, die die international üblichen Konstruktionsarten repräsentieren sollen.

Anforderungen werden auch für die Messräume festgelegt. Da der zu messende Trittschallpegel definitionsgemäß unter Diffusfeldbedingungen zu messen ist, gelten für den Empfangsraum dieselben akustischen Voraussetzungen und messtechnischen Folgerungen, die bereits für die erforderliche Diffusität des Schallfeldes bei der Messung der Luftschalldämmung formuliert wurden. So wird u. a. für den Empfangsraum ebenfalls ein Mindestvolumen von 50 m^3 festgelegt und die Nachhallzeiten des Raumes sollen zwischen 1 und 2 s liegen. Im Empfangsraum muss des Weiteren eine ausreichende Schalldämmung gegenüber Außengeräuschen gegeben sein, damit der vom Hammerwerk erzeugte Trittschallpegel auch bei hoher Trittschalldämmung nicht durch Fremdgeräusche beeinflusst wird. Für den „Senderaum“ sind keine Vorgaben erforderlich, da für die Körperschallanregung der Deckenkonstruktion durch das Norm-Hammerwerk kein eigener Raum erforderlich ist. Üblich ist bei den meisten Deckenprüfständen allerdings der Einbau der Decke zwischen zwei übereinander liegenden Räumen, damit mit demselben Aufbau auch Messungen der Luftschalldämmung durchgeführt werden können. Dann gelten auch für den Senderaum die für die Luftschalldämmung formulierten Vorgaben.

Die Prüföffnung für Messungen des Norm-Trittschallpegels nach ISO 140-6 soll zwischen 10 m^2 und 20 m^2 liegen. Die kleinste Abmessung soll mindestens 2,3 m betragen. Für Messungen der Trittschallminderung soll die Fläche der Bezugsdecke nach ISO 140-8 und ISO 140-11 mindestens 10 m^2 betragen.

Da die Trittschalldämmung einer massiven Deckenkonstruktion nach Gl. (4.123) auch vom Gesamtverlustfaktor abhängt, ist genauso wie bei der Luftschalldämmung der Einfluss der Energieableitung vom Prüfobjekt auf die umgebende Struktur des Prüfstandes zu berücksichtigen. Deshalb soll für massive Decken mit einer flächenbezogenen Masse $m'' > 150 \text{ kg/m}^2$ ein minimaler Verlustfaktor des Prüfobjektes mit

$$\eta_{\min} = 0,01 + \frac{0,3}{\sqrt{f}} \quad (4.126)$$

eingehalten werden. Dies ist zu überprüfen mit einer Betondecke mit einer flächenbezogenen Masse $m'' = (300 \pm 30) \text{ kg/m}^2$.

Wie bei der Luftschalldämmung soll auch bei der Messung der Trittschalldämmung nur das Bauteil für sich alleine gekennzeichnet werden. Deshalb ist auch hier dafür zu sorgen, dass alle weiteren Übertragungswege außer der direkten Trittschallübertragung durch entsprechende bauliche Vorkehrungen im Prüfstand soweit unterdrückt werden, dass sie gegenüber der Direktübertragung vernachlässigt werden können. In Prüfständen zur Messung der Trittschalldämmung kann dies z. B. durch Verkleiden der flankierenden Wände mit Vorsatzschalen oder durch eine Körperschalltrennung zwischen Prüfdecke und Prüfstandswänden erreicht werden. Bei der zweiten Maßnahme ist allerdings zu beachten, dass dann bei massiven Decken die Energieableitung aus dem Prüfgegenständen signifikant von einer realen

Einbausituation abweichen kann. Ohne Korrektur des Gesamtverlustfaktors könnte dies zu deutlichen Unterschieden in den Messergebnissen führen.

4.5.7 Vorgehen bei der Messung der Trittschalldämmung

4.5.7.1 Messmethoden zur Trittschallmessung

Das messtechnische Vorgehen bei der Messung des Norm-Trittschallpegels ist für Labormessungen in ISO 140-6 und für Messungen in Gebäuden in ISO 140-7 festgelegt. Zusätzliche Hinweise für Messungen des Trittschalls in Gebäuden, die nicht in ISO 140-7 genannt wurden, enthält ISO 140-14. Ein Kurzprüfverfahren für Baumessungen wird in ISO 10052 beschrieben. Vorgaben für Prüfstände zur Messung des Norm-Trittschallpegels werden in ISO 140-1 formuliert. Nachfolgend wird auf die Grundzüge dieser Messverfahren eingegangen.

4.5.7.2 Messgrößen und Messgeräte

Bei den wesentlichen Festlegungen zur Messdurchführung bestehen zwischen Messungen in Prüfständen und Messungen in Gebäuden keine Unterschiede. Messgrößen sind nach Gl. (4.100) der als Luftschallpegel gemessene Trittschallpegel und die Nachhallzeit zur Bestimmung der äquivalenten Absorptionsfläche. Die messtechnischen Aufgaben sind dieselben wie bei der Bestimmung der Luftschalldämmung und wurden bereits in Abschnitt 4.4.5.1 behandelt. Die Anforderungen an die Messgeräte zur Messung der Schallpegel und der Nachhallzeit sind somit identisch mit denjenigen für die Schalldämmungsmessung (siehe Abschnitt 4.4.5.1 „Hinweise zur messtechnischen Qualitätssicherung“). Ein wesentlicher Unterschied zur Messung der Luftschalldämmung besteht bei der Erfassung der Schallpegel: hier müssen im Gegensatz zur Schalldämmungsmessung grundsätzlich Absolutwerte der Schalldruckpegel gemessen werden, so dass eine Kalibrierung der gesamten Messkette vor jeder Messung erforderlich ist. Dies muss mit einem Schallkalibrator der Klasse 1 nach IEC 60942 erfolgen. Die in Frage kommenden Schallquellen sind bei der Trittschallmessung das Norm-Hammerwerk, dessen Eigenschaften in Abschnitt 4.5.2 beschrieben wurden und bei der Nachhallzeitmessung nach ISO 354 ein Lautsprecher.

4.5.7.3 Körperschallanregung der Decke

Bei der Anregung der Deckenkonstruktion durch das Norm-Hammerwerk sind mindestens vier verschiedene, unregelmäßig verteilte Positionen auf der Decke zu verwenden. Die Gründe dafür sind ortsabhängige Admittanzen der Decke aufgrund von konstruktiven Inhomogenitäten (wie z. B. bei Holzbalkendecken) oder modalen

Effekte bei tiefen und mittleren Frequenzen. Durch die Mittelung über verschiedene Anregestellen soll ein von lokalen Zufälligkeiten weitgehend unabhängiges Messergebnis für den Trittschallpegel erzielt werden. Falls die Decke eine ausgeprägte Anisotropie, z. B. durch Rippen oder Balken, besitzt, soll das Hammerwerk im Winkel von 45° zu deren Längsachsen aufgestellt werden. Zur Realisierung praxisgerechter Anregesituationen muss das Hammerwerk zu den Kanten der Decke einen Abstand von mindestens 0,5 m einhalten.

Gelegentlich kann beim Betrieb des Norm-Hammerwerkes beobachtet werden, dass der Trittschallpegel über eine gewisse Zeitspanne nicht konstant bleibt, da sich z. B. das von den Hämmern bearbeitete Material unter deren Einwirkung verändert. In diesem Fall soll die Messung erst begonnen werden, nachdem ein stationärer Zustand erreicht wurde.

Falls das Hammerwerk auf sehr weichen Oberflächen aufgestellt wird, ist ggf. durch Unterlagen unter den Füßen des Hammerwerkes die geforderte Fallhöhe der Hämmer von 40 mm sicherzustellen.

4.5.7.4 Messung des Trittschallpegels

Auch bei der Messung des Trittschallpegels müssen Maßnahmen ergriffen werden, die der ungenügenden Diffusität des Luftschallfeldes im Empfangsraum entgegenwirken. Diese sind grundsätzlich denjenigen bei der Luftschallmessung (siehe Abschnitt 4.4.5.1 „*Maßnahmen zur Minimierung von Einflüssen nicht ideal diffuser Felder*“) vergleichbar, so dass an dieser Stelle nur die zahlenmäßigen Festlegungen zu nennen sind, die in ISO 140-6 für Labormessungen und in ISO 140-7 für Baumessungen genannt werden.

Bei der Pegelmittelung können Einzelpositionen der Mikrofone zur punktwisen Abtastung des Schallfeldes oder kontinuierlich bewegte Mikrofone auf einer Kreisbahn verwendet werden. Die erforderliche, energetisch vorzunehmende Pegelmittelung erfolgt bei Einzelpositionen nach Gl. (4.78) und für geschwenkte Mikrofone nach Gl. (4.79). Bei Einzelmikrofonen müssen mindestens 6 und bei Schwenkmikrofonen mindestens 4 Messungen durchgeführt werden. Die einzelnen Mikrofonpositionen (mindestens 4) bzw. Schwenkbahnen (mindestens 1) müssen dabei mit den vorgesehenen Hammerwerkspositionen (mindestens 4) kombiniert werden. Die einzuhaltenden Mindestabstände entsprechen denjenigen bei der Messung der Luftschalldämmung: 0,7 m zwischen Mikrofon und Raumberandungen, 0,7 m zwischen den Mikrofonpositionen untereinander und 1,0 m zwischen Mikrofon und zu prüfender Decke. Bei Baumessungen darf angesichts oft kleiner Raumabmessungen der Abstand zu den Raumberandungen auf 0,5 m reduziert werden. Die zeitliche Mittelung der Pegel muss bei einzelnen Mikrofonen über eine Zeit von mindestens 4 s in den Frequenzbändern ab 400 Hz und unterhalb 400 Hz über mindestens 6 s erfolgen. Bei Schwenkmikrofonen muss die Mittelungszeit mindestens 30 s betragen und soll eine ganze Anzahl von Bahnumläufen erfassen. Der Messfrequenzbereich wurde bereits in Abschnitt 4.5.4.2 erläutert.

4.5.7.5 Messung der Nachhallzeit

Die Messung der Nachhallzeit folgt für die Trittschallmessung denselben Regularien, die bereits in Abschnitt 4.4.5.2 für die Messung der Luftschalldämmung erläutert wurden.

4.5.7.6 Fremdgeräuschkorrektur und flankierende Luftschallübertragung

Auch bei der Trittschallmessung muss die Einwirkung von Störgeräuschen auf das Messergebnis berücksichtigt werden. Die dabei durchzuführende Fremdgeräuschkorrektur folgt den Vorgaben, die bereits in Abschnitt 4.4.5.1 und Gl. (4.80) für die Messung der Luftschalldämmung formuliert wurden.

Nicht berücksichtigt bei dieser Korrektur ist allerdings der Luftschall, der im Senderaum vom Hammerwerk und der angeregten Deckenfläche abgestrahlt wird und in den darunter liegenden Empfangsraum übertragen wird (siehe Abb. 4.44). Bei geringer Absorption im Senderaum und ungünstigen Bedingungen für die Luftschallübertragung zwischen Sende- und Empfangsraum kann der im Empfangsraum gemessene Pegel durch die Luftschallübertragung beeinflusst werden.

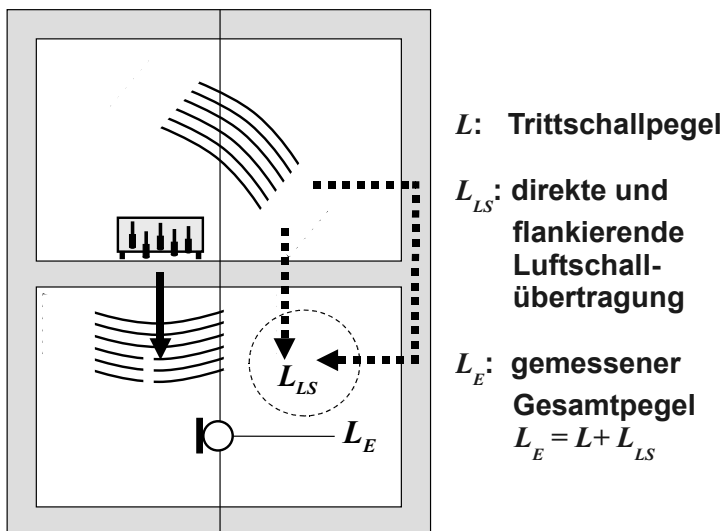


Abb. 4.44 Luftschallübertragung bei der Messung der Trittschalldämmung

In ISO 140-1 heißt es dazu für Prüfstandsmessungen: „Die Luftschalldämmung zwischen dem Sende- und dem Empfangsraum muss ausreichend groß sein, damit das im Empfangsraum gemessene Schallfeld nur dasjenige ist, welches von der

Trittschallanregung der zu prüfenden Decke erzeugt wird.“ In ISO 140-6 und ISO 140-7 heißt es für Prüfstands- und Baumessungen gleichermaßen, „dass dafür Sorge getragen werden (muss), dass der vom Hammerwerk erzeugte und in den Empfangsraum übertragene Luftschall den Trittschallpegel im Empfangsraum nicht beeinflusst“. Bei Messungen in Prüfständen kann die flankierende Luftschallübertragung durch eine Körperschalltrennung zwischen Sende- und Empfangsraum oder Vorsatzschalen vor den flankierenden Wänden unterdrückt werden. Bei Baumessungen besteht diese Möglichkeit nicht. Von derartigen Maßnahmen unbeeinflusst bleibt allerdings die Luftschallübertragung über das Prüfobjekt selbst. Hier wäre eine rechnerische Korrektur des Messergebnisses möglich. Das ist nach ISO 140-6 und ISO 140-7, aber nicht explizit vorgesehen. Jedoch fordert DIN 4109-11 eine solche rechnerische Korrektur, mit der die Luftschallübertragung berücksichtigt werden kann und die sinngemäß auf die ISO-Regelwerke zu übertragen wäre.

Nach Abb. 4.45 (linkes Bild) wird im ersten Schritt bei Betrieb des Hammerwerks der Luftschallpegel im Senderaum L_{HW} und der resultierende Pegel im Empfangsraum L_E gemessen, der neben der Trittschall- auch die Luftschallübertragung enthält. Im zweiten Schritt wird im Senderaum anstelle des Hammerwerks ein Lautsprecher betrieben, der im Senderaum zum Pegel L_1 und im Empfangsraum zum Pegel L_2 führt (Abb. 4.45, rechtes Bild). Die bei reiner Luftschallübertragung geltende Schallpegeldifferenz wird dann durch $D = L_1 - L_2$ beschrieben.

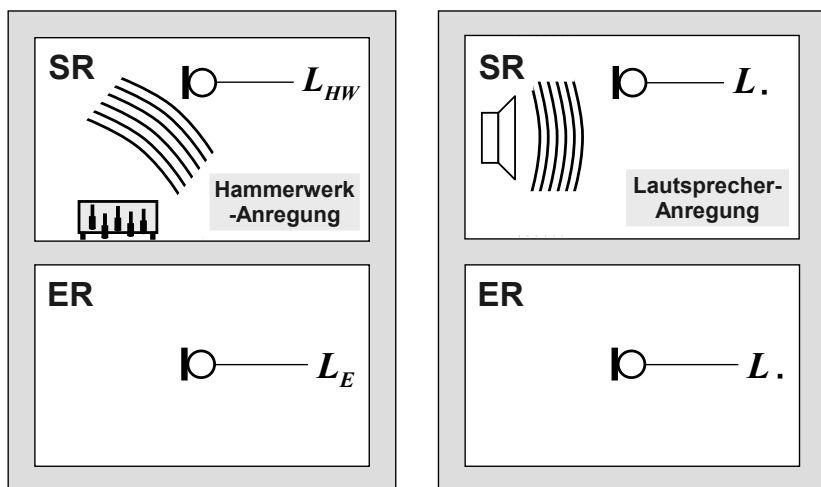


Abb. 4.45 Korrektur der Luftschallübertragung bei der Messung der Trittschalldämmung

Der tatsächliche, korrigierte Trittschallpegel L ergibt sich dann durch

$$L = 10 \lg \left[10^{L_E/10} - 10^{(L_{HW}-D)/10} \right] \quad \text{dB} \quad (4.127)$$

Eine Korrektur sollte vorgenommen werden, wenn zwischen reiner Luftschallübertragung und Gesamtübertragung weniger als 10 dB Unterschied besteht, also

$$L_E - L_{HW} + D < 10 \text{ dB} \quad (4.128)$$

gilt.

4.5.7.7 Messung des Verlustfaktors

Die nach ISO 140-6 vorgesehene Messung des Verlustfaktors bei massiven Deckenkonstruktionen soll nach Abschnitt 4.5.5.2 den Einfluss der Energieableitung vom Prüfobjekt auf die umgebende Prüfstandsstruktur und damit die Einbaubedingungen charakterisieren. Der ermittelte Gesamtverlustfaktor kann zur Berechnung der so genannten In-situ-Korrektur nach Gl. (4.125) herangezogen werden. Die Messung des Verlustfaktors folgt den bereits in Abschnitt 4.4.5.3 genannten Angaben bei der Schalldämmungsmessung.

4.5.7.8 Messung des Trittschallpegels bei tiefen Frequenzen

Grundsätzlich ergeben sich bei der Messung des Trittschallpegels bei tiefen Frequenzen (bzw. kleinen Räumen) dieselben Probleme mit der vorausgesetzten Diffusität des Schallfeldes wie bei der Messung der Luftschalldämmung. Eine systematische Behandlung der bei der tieffrequenten Trittschallübertragung vorhandenen Effekte findet sich in [4.90]. Die relevanten Einflussgrößen und die möglichen messtechnischen Maßnahmen zur Minderung solcher Einflüsse wurden bereits in Abschnitt 4.4.5.1 („*Modifizierte und alternative Messverfahren bei tiefen Frequenzen*“) für die Luftschalldämmung erläutert. Sie gelten gleichermaßen für die Trittschallmessung. Die in ISO 140-6 (Labormessungen) und ISO 140-7 (Baumessungen) genannten Maßnahmen zur Verringerung der Streuung der Messergebnisse decken sich mit denjenigen, die bereits für die Luftschalldämmung in Abschnitt 4.4.5.1 genannt wurden.

4.5.7.9 Besonderheiten bei Trittschallmessungen in Gebäuden

Für Messungen des Trittschallpegels in Gebäuden enthält ISO 140-7 die Grundprinzipien des Messverfahrens. Diese sind allerdings nicht als Handlungsanleitung für alle in der Praxis vorkommenden Messsituationen gedacht, sondern formulieren die Grundzüge des anzuwendenden Verfahrens für idealisierte Bedingungen. Das sind einfache Rechteckräume ohne ungewöhnliche Bedingungen für die Diffusität der Schallfelder. Gerade bei der Trittschallmessung sind unter praktischen Bedingungen jedoch vielfach Situationen anzutreffen, die mehr oder weniger stark von den in der ISO 140-7 angenommenen Verhältnissen abweichen können. Um dennoch zu

plausiblen Messergebnissen und einer ausreichenden Vergleichbarkeit der Messungen zu kommen, werden in ISO 140-14 auch für Trittschallmessungen Leitfäden für besondere bauliche Bedingungen formuliert. Einige Einzelheiten dieses Regelwerkes wurden bereits in Abschnitt 4.4.7.2 dargestellt. Für die Messung des Trittschallpegels wird insbesondere auf die Positionierung des Norm-Hammerwerks eingegangen, wenn nicht auf Anhieb ersichtlich ist, welche Positionen zweckmäßig sind. So wird beispielsweise bei einem großflächigen Senderaum empfohlen, das Hammerwerk nicht zu weit vom Empfangsraum entfernt zu positionieren. Dies widerspricht der ursprünglichen Forderung nach einer gleichmäßigen Verteilung der Hammerwerkpositionen auf der sendeseitigen Decke, gewährleistet aber eine Anregung, die der praktischen Störwirkung eher entspricht. In diesem Sinne werden anhand zahlreicher, durch schematische Zeichnungen beschriebener Situationsbeispiele Leitfäden für die Messung unter realen Bedingungen gegeben. Diese haben informativen Charakter und setzen die obligatorische Einhaltung der Vorgaben der Grundregeln aus ISO 140-7 voraus.

Im Einzelnen wird gezeigt, wie in Abhängigkeit von der Bodenfläche des Send- und Empfangsraumes und für unterschiedliche Deckenkonstruktionen die Zahl der Hammerwerks- und Mikrofonpositionen festzulegen ist. Damit bei der Messung Hammerwerks- und Mikrofonpositionen in geeigneter Weise miteinander kombiniert werden können, werden für unterschiedlich viele Hammerwerks- und Mikrofonpositionen für feststehende und rotierende Mikrofone zweckmäßige Kombinationsmöglichkeiten vorgeschlagen. Hinweise werden gegeben, wie bei Messungen auf unterschiedlichen Bodenbelägen vorzugehen ist. Für unterschiedliche Zuordnungen von Send- und Empfangsräumen werden Leitfäden zur Positionierung des Hammerwerkes und der Mikrofone formuliert. Dies betrifft z. B. unversetzte Räume mit gleichen oder unterschiedlichen Deckenflächen im Send- und Empfangsraum, versetzte Räume, Korridore und Treppenträume. Abb. 4.46 zeigt als Beispiel das Vorgehen bei zwei vertikal versetzten Räumen.

4.5.7.10 Kurzprüfverfahren für Trittschallmessungen in Gebäuden

Bereits bei der Messung der Luftschalldämmung wurde in Abschnitt 4.4.7.3 auf den Bedarf an Kurzprüfverfahren eingegangen, die den geräte- und messtechnischen Aufwand sowie die benötigte Zeit deutlich reduzieren. Auch für die Messung der Trittschalldämmung wurden in der Vergangenheit solche vereinfachten Verfahren eingesetzt, die allerdings nie genormt wurden (z. B. [4.91]). Als genormtes Übersichtsverfahren wird nun in ISO 10052 ein solches Kurzprüfverfahren definiert. Dort gilt für die Messung der räumlich gemittelten Schalldruckpegel und die Bestimmung des Nachhallzeiteinflusses bei der Ermittlung des Trittschallpegels das in Abschnitt 4.4.7.3 genannte Vorgehen. Die Messungen werden in Oktavbändern von 125 Hz bis 2000 Hz durchgeführt. Die Anregung des Trittschalls erfolgt wie bei der Standardmessung mit dem Norm-Hammerwerk. Zur Vereinfachung wird die Anzahl der Anregeorte reduziert. Bei isotropen Decken genügt eine einzige Position in der Nähe der Deckenmitte. Bei anisotropen Deckenkonstruktionen (z. B. Decken

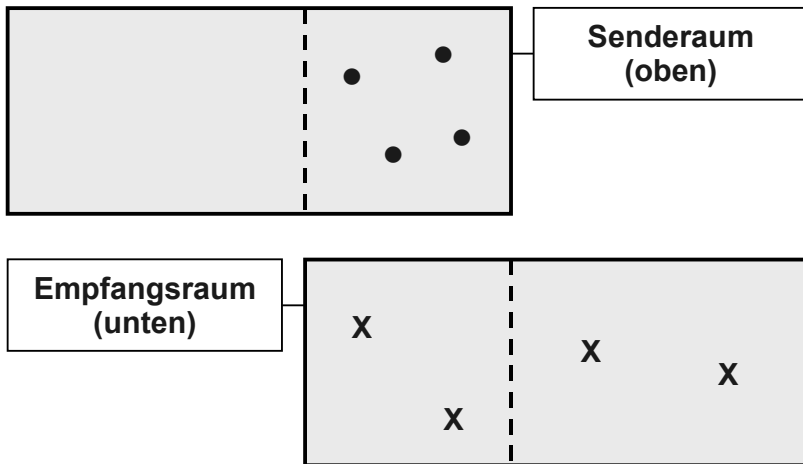


Abb. 4.46 Positionierung von Hammerwerk (•) und Mikrofonen (x) bei der Trittschallmessung zwischen zwei vertikal versetzten Räumen

mit Rippen oder Balken) müssen drei über den Deckenbereich verteilte Standorte verwendet werden.

Über Untersuchungen zur Validierung dieses Kurzprüfverfahrens wird in [4.61] berichtet. Die Abweichungen zwischen den bewerteten Norm-Trittschallpegeln des regulären und des Kurzprüfverfahrens werden mit ± 2 dB angegeben.

4.5.8 Messung der Trittschallminderung

Viele Deckenkonstruktionen können nur mit zusätzlichen Maßnahmen zur Trittschallminderung die vorhandenen Anforderungen an den Schallschutz einhalten. Möglichkeiten zur Charakterisierung der Trittschallminderung wurden in Abschnitt 4.5.4.4 behandelt. Die messtechnische Umsetzung wird nachfolgend erläutert.

4.5.8.1 Grundprinzip der Messung der Trittschallminderung

Zur Minderung des Trittschalls kommen unterschiedliche Maßnahmen in Frage: die Verwendung weicher Beläge auf der Deckenoberseite, die Reduzierung der Körperschallübertragung auf die Rohdecke durch körperschallentkoppelte Deckenaufbauten (z. B. in Form von schwimmenden Estrichen) und die Verminderung der Luftschallabstrahlung durch Vorsatzschalen auf der dem Empfangsraum zugewandten Seite der Decke. Auch wenn die technischen Ansätze unterschiedlich sind, kann

die Wirksamkeit solcher Maßnahmen durch eine einheitliche Methode beschrieben werden. Man bildet die Differenz der Trittschallpegel, die für eine Deckenkonstruktion ohne und mit Minderungsmaßnahme gemessen werden. Es ergibt sich für die Trittschallminderung ΔL als Maß für die Verbesserung der Trittschalldämmung also

$$\Delta L = L_{n0} - L_n \quad (4.129)$$

wenn L_n der Norm-Trittschallpegel der Decke ohne und L_{n0} der Norm-Trittschallpegel der Decke mit Minderungsmaßnahme ist. Diese Vorgehensweise gleicht der Bestimmung der so genannten Einfügungsdämmung, die im technischen Schallschutz gerne zur Beschreibung einer Geräuscheminderungsmaßnahme verwendet wird. In den einschlägigen Messnormen ISO 140-8 und ISO 140-11 wird ΔL ausschließlich zur Kennzeichnung von Deckenauflagen verwendet. Die Kennzeichnung der Trittschallminderung durch Vorsatzschalen auf der Deckenunterseite durch ΔL_d , wie sie nach Gl. (4.118) zur Berechnung der Gesamt-Trittschallübertragung einer Deckenkonstruktion benötigt würde, könnte nach derselben Messmethode geschehen. Dies ist in den genormten Messverfahren bislang aber nicht vorgesehen. Ersatzweise wird in den Berechnungsverfahren der EN 12354-2 deshalb die Verwendung der nach ISO 140-16 gemessenen Verbesserung der Luftschalldämmung ΔR vorgeschlagen.

Es lässt sich theoretisch zeigen und experimentell bestätigen, dass die Wirksamkeit von Deckenauflagen von der Art der zu verbessernden Rohdecke abhängt. Auf leichten Deckenkonstruktionen (z. B. Holzbalkendecken) wird man in der Regel eine deutlich geringere Verbesserung feststellen als auf schweren Massivdecken. Um beiden Anwendungsfällen gerecht zu werden, wird deshalb bei der Messung zwischen der auf massiven Bezugsdecken (ISO 140-8) oder leichten Bezugsdecken (ISO 140-11) ermittelten Trittschallminderung unterschieden. In beiden Fällen handelt es sich um Laborverfahren, die in den weiter unten beschriebenen Prüfständen durchgeführt werden.

Da die Messungen regulär mit der vom Norm-Hammerwerk verursachten Körperschallanregung durchgeführt werden, kann nicht erwartet werden, dass die für eine bestimmte Deckenauflage ermittelte Minderung derjenigen entspricht, die bei einer „natürlichen“ Anregung, z. B. einem Gehvorgang, wahrgenommen würde. Hierzu wären die realen Admittanzverhältnisse zwischen Körperschallquelle und angeregter Struktur (inkl. Deckenauflage) sowie die realen Kontaktverhältnisse beim Stoßvorgang in geeigneter Art und Weise nachzubilden. Eine Annäherung an tieffrequente Anregevorgänge wird durch die Verwendung alternativer Trittschallquellen (modifiziertes Hammerwerk, Gummiball) erreicht (siehe hierzu Abschnitt 4.5.3.2).

4.5.8.2 Trittschallminderung auf massiven Decken

Um die schalltechnische Wirksamkeit von Deckenauflagen auf schweren Decken zu charakterisieren, wird in ISO 140-8 eine massive Bezugsdecke definiert, auf der die Prüfobjekte zu prüfen sind. Diese bereits in Abschnitt 4.5.6 beschriebene Bezugs-

decke repräsentiert eine einschalige homogene Betondecke. Die zwischen 100 mm bis 160 mm liegende Deckendicke entspricht unter heutigen Bauverhältnissen einer eher dünnen Betondecke (übliche Deckendicken im Wohnungsbau liegen zwischen etwa 180 mm bis 220 mm). Dennoch kann die vorgesehene Bezugsdecke als ausreichend betrachtet werden, da bei derartigen Decken die erreichte Trittschallminderung einer Deckenauflage (im Wesentlichen) nicht mehr von der flächenbezogenen Masse der Decke abhängt. Das ist auch der Grund, warum nach Gl. (4.119) die äquivalenten Norm-Trittschallpegel solcher massiven Decken mit den Trittschallminderungen beliebiger Deckenaufbauten rechnerisch kombiniert werden dürfen.

Die messtechnischen Vorgaben der ISO 140-8 zur Messung der Trittschallminderung orientieren sich an den in ISO 140-6 formulierten Vorgaben für die Messung des Norm-Trittschallpegels. Dies gilt für die zu verwendenden Messgeräte (siehe Abschnitt 4.5.7.2, die Anforderungen an die Prüfstände (siehe Abschnitt 4.5.6), die Erzeugung des Schallfeldes durch das Norm-Hammerwerk, die Messung des Trittschallpegels (siehe Abschnitt 4.5.7.4), die Messung der Nachhallzeiten, den Messfrequenzbereich und die Fremdgeräuschkorrektur (siehe Abschnitt 4.5.7.6).

Besondere Regelungen gelten für die zu prüfenden Deckenaufbauten. Diese werden nach ISO 140-8 in drei unterschiedliche Kategorien von Prüfobjekten klassifiziert, für die jeweils eigene Einbauregeln festgelegt werden. Unterschieden werden nachgiebige Beläge (kleine Prüfobjekte der Kategorie I), feste homogene oder komplexe Deckenaufbauten wie z. B. schwimmende Estriche (große Prüfobjekte der Kategorie II) und nachgiebige Bodenbeläge, die die Decke von Wand zu Wand bedecken (Spannstoffe der Kategorie III). Für Prüfungen der Kategorie I genügt es, drei kleine Proben, auf denen das Hammerwerk aufgestellt werden kann, an unterschiedlichen Positionen auf der Bezugsdecke zu platzieren (siehe Abb. 4.47). Wenn solche Bodenbeläge verklebt werden, ist die Art der Verklebung so genau wie möglich zu beschreiben. Bei den Prüfobjekten der Kategorie II ist von einem ausgeprägten Zusammenwirken von Deckenauflage und Rohdecke in der gesamten Fläche auszugehen. Solche Prüfobjekte müssen deshalb vollflächig (oder mit einer Fläche von mindestens 10 m^2) auf der gesamten Bezugsdecke verlegt werden. Nach [4.21] gilt das auch für die Prüfung von Laminatböden. Bei Konstruktionen der Kategorie II kann zudem die statische Belastung eine Rolle spielen. Dies ist z. B. der Fall bei schwimmenden Estrichen, deren Resonanzfrequenz von der Gesamtlast aus Estrich und Verkehrslast beeinflusst wird. Solche Deckenaufbauten dürfen deshalb unter Belastung geprüft werden. Hierbei kann eine „normale“ Möblierung durch eine gleichmäßige Belastung von etwa 20 bis 25 kg/m^2 simuliert werden. Da die Eigenschaften der Dämmschicht das Trittschallverhalten eines schwimmenden Estrichs maßgeblich beeinflussen, wird im Beschlussbuch der bauakustischen Prüfstellen [4.21] für die verwendeten Dämmstoffe u. a. die messtechnische Ermittlung und Dokumentation der Dämmschichtdicke d_L , der Rohdichte und der dynamischen Steifigkeit nach EN 29053 vorgeschrieben. Bei Prüfobjekten der Kategorie III ist eine Wand-zu-Wand-Verlegung vorzusehen.

Für Prüfobjekte der Kategorien II und III muss das Hammerwerk an mindestens 4 verschiedenen, auf der Prüffläche verteilten Orten aufgestellt werden. Bei Prüfobjekten der Kategorie I orientieren sich die Hammerwerkspositionen an den

Belagsausschnitten, die auf der Bezugsdecke gemäß den zuvor genannten Angaben angebracht wurden. Dabei wird nach Abb. 4.47 das Hammerwerk zuerst vollständig auf die Probe und dann so nahe wie möglich links und rechts neben jede Probe gestellt. Der Trittschallpegel der Rohdecke ergibt sich für jedes Prüfobjekt dann als arithmetischer Mittelwert aus den beiden seitlichen Einzelmessungen. Damit soll erreicht werden, dass mögliche Inhomogenitäten der Bezugsdecke und lokale Admittanzunterschiede im tieffrequenten Bereich nicht zu Unterschieden der Rohdeckeneigenschaften zwischen Messungen mit und ohne Belag führen.

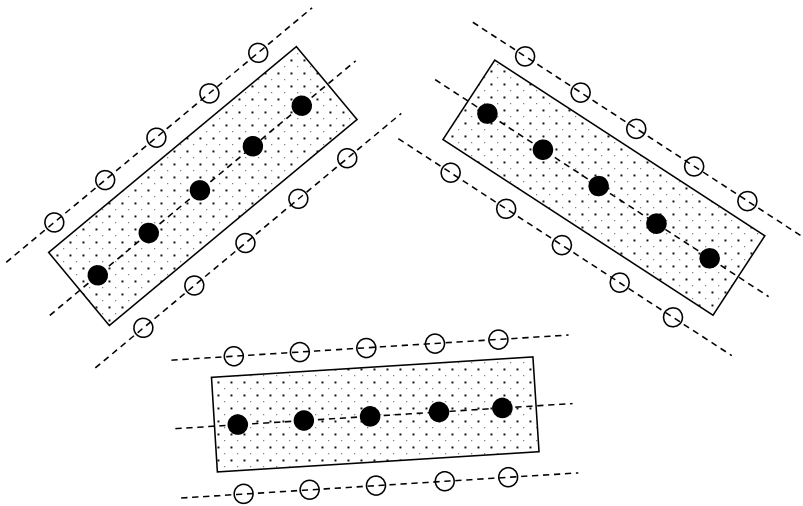


Abb. 4.47 Positionierung der Proben und des Hammerwerks bei der Messung der Trittschallminderung weicher Bodenbeläge. Positionen des Hammerwerks auf der Probe (●) und neben der Probe auf der Rohdecke (○)

4.5.8.3 Einzahlangaben für die Trittschallminderung

Zur Charakterisierung der Produkteigenschaften besteht auch bei Deckenauflagen Bedarf, aus den frequenzabhängigen Norm-Trittschallpegeln einen Einzahlwert zu bilden, der als kennzeichnende Größe für Produktvergleiche und schalltechnische Nachweise verwendet werden kann.

Es wäre naheliegend, diesen Einzahlwert unmittelbar aus der Differenz der bewerteten Norm-Trittschallpegel der Rohdecke mit und ohne Deckenauflage zu ermitteln. Während jedoch die (frequenzabhängige) Trittschallminderung ΔL unabhängig von der (massiven) Rohdecke ist, weisen die bewerteten Norm-Trittschallpegel mit und ohne Deckenauflage eine gewisse Abhängigkeit vom (frequenz-

abhängigen) Norm-Trittschallpegel der jeweiligen Rohdecke auf. Damit wäre die Vergleichbarkeit der Einzahlwerte, die nach der in Betracht gezogenen Methode ermittelt würden, bei Messungen auf unterschiedlich ausgelegten Bezugsdecken in verschiedenen Prüfständen beeinträchtigt.

Stattdessen wird in ISO 717-2 deshalb ein Bewertungsverfahren angegeben, mit dem über eine definierte Bezugsdecke die so genannte bewertete Trittschallminderung ΔL_w ermittelt wird. Diese Bezugsdecke mit zahlenmäßigen Festlegungen für den Norm-Trittschallpegel entspricht einer 120 mm dicken massiven homogenen Betondecke. Im Bewertungsverfahren wird diese Bezugsdecke rechnerisch mit den frequenzabhängigen Werten der gemessenen Trittschallminderung ΔL im Frequenzbereich von 100 Hz bis 3150 Hz verbessert. Die Einzelheiten des Bewertungsverfahrens, die aus messtechnischer Sicht nicht relevant sind, werden in ISO 717-2 beschrieben.

4.5.8.4 Trittschallpegelminderung auf leichten Bezugsdecken

Durch die Messungen auf leichten Bezugsdecken soll erreicht werden, dass Deckenauflagen auch unter den andersartigen physikalischen Bedingungen leichter Deckenkonstruktionen charakterisiert werden können. Normativ vorgesehen ist die Trittschallanregung mit dem Norm-Hammerwerk. Zusätzlich ist aber auch die Anregung mit dem modifizierten Hammerwerk oder einem Gummiball möglich. Diese alternativen Körperschallquellen wurden bereits in Abschnitt 4.5.3.2 beschrieben.

Messungen mit dem Norm-Hammerwerk

Die Messungen auf leichten Bezugsdecken werden nach ISO 140-11 durchgeführt. Dabei wird auf eine der bereits in Abschnitt 4.5.6 genannten repräsentativen Holzdeckenkonstruktionen zurückgegriffen. Die so genannte Norm-Trittschallpegelminderung

$$\Delta L_t = L_{n,t,0} - L_{n,t} \quad \text{dB} \quad (4.130)$$

ergibt sich aus der Differenz des Norm-Trittschallpegels der leichten Bezugsdecke ohne Deckenauflage $L_{n,t,0}$ und des Norm-Trittschallpegels der leichten Bezugsdecke mit Deckenauflage $L_{n,t}$. Durch den Index t wird die Messung auf einer Holzbezugsdecke gekennzeichnet. Da die Messungen auf 3 unterschiedlichen Bezugsdecken durchgeführt werden können, wird zwischen $\Delta L_{t,1}$, $\Delta L_{t,2}$ und $\Delta L_{t,3}$ unterschieden.

Wie bei den Messungen auf einer massiven Bezugsdecke werden auch hier die Prüfobjekte in dieselben Kategorien I bis III eingeteilt, für die dieselben Einbauvorgaben gelten. Die wesentlichen Vorgaben zur Messdurchführung (Betrieb und Positionierung des Norm-Hammerwerks, Messung des Trittschallpegels, Messung der Nachhallzeit, Fremdgeräuschkorrektur) sind mit denjenigen für die massive Bezugsdecke in ISO 140-8 identisch. Die Messung in Terzbändern erfolgt allerdings nur von 100 Hz bis 3150 Hz. Eine Erweiterung zu tiefen Frequenzen ist möglich.

Für die frequenzabhängigen Messergebnisse der Trittschallpegelminderung durch Deckenauflagen auf leichten Decken enthält ISO 717-2 ein Bewertungsverfahren zur Ermittlung von Einzahlangaben. Für die bewertete Trittschallpegelminderung kann dabei je nach verwendeter Bezugsdecke die Angabe $\Delta L_{t,1,w}$, $\Delta L_{t,2,w}$ oder $\Delta L_{t,3,w}$ ermittelt werden. Des Weiteren wird für die leichten Decken auch ein eigener Spektrum-Anpassungswert $C_{Ld,t}$ definiert.

Messungen mit dem modifizierten Hammerwerk

Es wird das gleiche Verfahren wie mit dem Norm-Hammerwerk angewendet. Die derart ermittelte Trittschallpegelminderung (in ISO 140-11 auch Trittschallpegelverbesserung genannt) trägt die Bezeichnung ΔL_t (MTM).

Messungen mit einem Gummiball

Auch hier sind die grundsätzlichen Festlegungen für die Prüfanordnung wie beim Hammerwerk getroffen. Die Körperschallanregung erfolgt durch das Fallenlassen des Balles aus 1,00 m Höhe an mindestens 4 Stellen auf der Decke, eine davon über den Balken und eine in Deckenmitte. Auf Grund der andersartigen Anregung, die nun nicht mehr einem stationären sondern einem transienten Vorgang entspricht, wird eine modifizierte Messmethode angewendet. Die Messung des Trittschallpegels erfolgt mit festen Mikrofonen an mindestens 4 Stellen, für die die Vorgaben des regulären Verfahrens gelten. Die Messung ist in Terzbändern im Frequenzbereich von 50 Hz bis 630 Hz durchzuführen. Damit wird dem tieffrequenten Charakter der Anregung Rechnung getragen. Für jede Anregeposition muss der maximale Schalldruckpegel $L_{F\max}$ an mindestens 4 Messpositionen gemessen werden. Zuerst erfolgt für jeden Anregeort eine Mittelung dieser Schallereignisse an allen Messorten gemäß

$$L_{i,F\max,j} = 10 \lg \left(\frac{1}{m} \sum_{k=1}^m 10^{L_{F\max,k}/10} \right) \quad \text{dB} \quad (4.131)$$

Anschließend werden diese Mittelwerte über alle Anregeorte gemäß

$$L_{i,F\max} = 10 \lg \left(\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n 10^{L_{i,F\max,j}/10} \right) \quad \text{dB} \quad (4.132)$$

gemittelt und Trittschallpegel genannt. Die Trittschallpegelminderung ΔL_r ergibt sich dann aus der Differenz der Trittschallpegel ohne und mit Deckenauflage gemäß

$$\Delta L_r = L_{i,F\max,0} - L_{i,F\max} \quad (4.133)$$

4.5.8.5 Kurzprüfverfahren für die Trittschallminderung

Für die Hersteller von Bodenbelägen wäre ein Prüfverfahren attraktiv, bei dem im Rahmen der werkseigenen Prüfung und Produktentwicklung die Trittschallminderung mit deutlich reduziertem Aufwand gemessen werden könnte. Im Vordergrund steht dabei der Verzicht auf die in ISO 140-8 und ISO 140-11 vorgeschriebenen nebenwegsfreien Prüfstände. Auf diesem Hintergrund wurden Kurzprüfverfahren bzw. Kleinprüfstände zur Durchführung vereinfachter Messungen entwickelt.

Bei dem in [4.92] und [4.93] genannten Verfahren wird bei einer kleinen Probe die bewertete Trittschallminderung unmittelbar aus der Maximalbeschleunigung eines aus 40 mm Höhe fallenden Hammers mit einer Masse von 500 g ermittelt. Nach [4.94] liegen die derart ermittelten Einzahlwerte systematisch ca. 3 dB unter den Werten des in ISO 140-8 genormten Verfahrens.

Deshalb wird in [4.94] ein neues Verfahren konzipiert, dessen Grundidee in der Verwendung einer kleinen, körperschallisolierten Betonplatte (Länge 1,2 m; Breite 0,8 m; Dicke 0,2 m) besteht. Auf dieser kann das Norm-Hammerwerk mit und ohne Bodenbelagsprobe betrieben werden. Die an der Plattenunterseite an insgesamt 6 Messpositionen gemessenen Körperschall-Schnellepegel mit und ohne Bodenbelag können nach demselben Verfahren wie die Trittschallpegel des Norm-Verfahrens als Trittschallminderung ΔL ausgewertet und als bewertete Trittschallminderung ΔL_w beurteilt werden. Die Abweichungen zwischen dem Kurzprüfverfahren und dem genormten Verfahren werden für die Einzahlwerte mit kleiner als 1 dB angegeben.

4.5.9 Flankierende Trittschallübertragung

Neben der Direktübertragung des Trittschalls spielt im praktischen Baugeschehen die flankierende Trittschallübertragung eine wichtige Rolle. Es besteht deshalb Bedarf, die Flankenübertragung des Trittschalls sowohl im Gebäude als auch als Bauteileigenschaft im Prüfstand messtechnisch zu erfassen.

4.5.9.1 Flankierende Übertragung bei der Trittschallmessung

Bei Labormessungen des Trittschallpegels und der Trittschallminderung sind durch die Konstruktion des Prüfstandes Vorkehrungen zu treffen, die zu einer ausreichenden Unterdrückung der Körperschallübertragung über flankierende Bauteile in den Empfangsraum führen (siehe hierzu Abschnitt 4.5.6). In Gebäuden dagegen ist die flankierende Trittschallübertragung Bestandteil der resultierenden Trittschallübertragung. Sie kann je nach vorliegender Konstruktion durchaus signifikant werden und ggf. sogar den dominierenden Anteil der Gesamtübertragung darstellen [4.84]. Bei der Überprüfung von Anforderungen an den Trittschallschutz ist die Art der Übertragung unerheblich. Bei der Ursachenfindung, falls Anforderungen nicht eingehalten werden, kann eine quantitative Erfassung der flankierenden Trittschallüber-

tragung durchaus sinnvoll sein. Hierzu kann auf Körperschallmessverfahren zurückgegriffen werden, wie sie bereits in Abschnitt 4.4.3.2 („Ermittlung der Schalldämmung über Körperschallmessungen“) erläutert wurden.

Wenn im Empfangsraum auf einem flankierenden Bauteil der durch Trittschallübertragung verursachte mittlere Schnellepegel $L_{v,j}$ gemessen wird, dann ist der durch die Luftschallabstrahlung dieses Bauteils im Empfangsraum verursachte Schalldruckpegel

$$L_j = L_{v,j} + 10 \lg \frac{S_j}{A} + 10 \lg \sigma + 6 \text{ dB} \quad (4.134)$$

Hierbei ist S_j die Fläche des abstrahlenden Bauteils, σ dessen Abstrahlgrad und A die äquivalente Absorptionsfläche im Raum. Daraus kann dann mit Gl. (4.100) der von diesem Flankenbauteil verursachte Norm-Trittschallpegel

$$L_{n,j} = L_j + 10 \lg \frac{A}{A_0} = L_{v,j} + 10 \lg \frac{S_j}{A_0} + 10 \lg \sigma + 6 \text{ dB} \quad (4.135)$$

ermittelt werden. Der Referenzwert für die Pegelbildung ist hier $v_0 = 5 \cdot 10^{-8} \text{ m/s}$. Für massive Bauteile mit niedriger Koinzidenz-Grenzfrequenz kann für den Abstrahlgrad als Näherung im gesamten Frequenzbereich $\sigma = 1$ gesetzt werden.

Um eine Aussage über die gesamte flankierende Trittschallübertragung zu bekommen, können die Anteile der einzelnen flankierenden Bauteile energetisch summiert werden, so dass sich dafür

$$L_{n,fl} = 10 \lg \left(\sum_{j=1}^n 10^{L_{n,j}/10} \right) \text{ dB} \quad (4.136)$$

ergibt. Im Vergleich mit dem über Luftschall nach ISO 140-7 gemessenen Norm-Trittschallpegel L'_n kann der Anteil der Flankenübertragung an der Gesamtübertragung quantifiziert werden.

4.5.9.2 Norm-Flankentrittschallpegel durchlaufender Bauteile

Während es bei der zuvor beschriebenen flankierenden Trittschallübertragung um die Übertragung über Bauteile ging, die nicht unmittelbar vom Hammerwerk angeregt werden, gibt es auch Bausituationen, in denen eine Fußbodenkonstruktion zwischen zwei benachbarten Räumen unter der Trennwand durchläuft. In diesem Fall ist die angeregte Bodenkonstruktion ein flankierendes Bauteil, über welches Trittschall in den Nachbarraum übertragen wird. Bei der Trittschallübertragung ist das beispielsweise der Fall bei durchlaufenden aufgeständerten Fußböden (Doppel- und Hohlraumböden, auch Systemböden genannt) oder bei durchlaufenden schwimmenden Estrichen. Abb. 4.48 zeigt die Verhältnisse für solche aufgeständerten Bodenkonstruktionen.

Aus dieser Darstellung wird ersichtlich, dass bei der Anregung durch eine Körperschallquelle zwei unterschiedliche Übertragungsmöglichkeiten zu berücksichtigen sind.

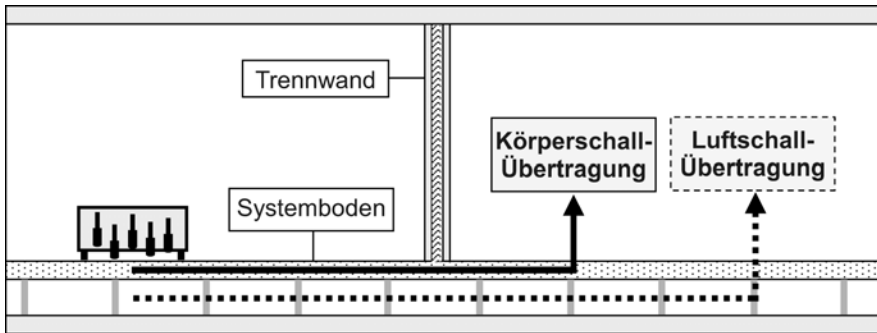


Abb. 4.48 Flankierende Trittschallübertragung bei einem Systemboden

sichtigen sind. Der von der Körperschallquelle in die Bodenkonstruktion eingeleitete Körperschall breitet sich in der Bodenplatte aus und gelangt so in den Nachbarraum, wo er als Luftschall abgestrahlt wird. Gleichzeitig wird bei der Hammerwerksanregung von der Bodenplatte auch Luftschall in den Hohlraum abgestrahlt, der in diesem unter der Trennwand hindurch in den Nachbarraum übertragen wird. Beide Wege tragen je nach Konstruktion unterschiedlich stark zum resultierenden Trittschallpegel im Empfangsraum bei. Da das untersuchte Prüfobjekt in diesem Fall als flankierendes Bauteil zwischen den Räumen betrieben wird, wird der gemessene Trittschallpegel nach ISO 10848-1 als Flankentrittschallpegel bezeichnet. Die kennzeichnende Größe zur Beschreibung der Produkteigenschaften ist der Norm-Flankentrittschallpegel $L_{n,f}$, der analog zum Norm-Trittschallpegel nach Gl. (4.100) über

$$L_{n,f} = L_2 + 10 \lg \frac{A}{A_0} \quad \text{dB} \quad (4.137)$$

ermittelt wird. Dabei ist L_2 der mittlere Schalldruckpegel im Empfangsraum, der bei Hammerwerksanregung der Bodenkonstruktion im anderen Raum entsteht. L_2 enthält die Körperschall- und Luftschallübertragung über die flankierende Konstruktion.

Das anzuwendende Messverfahren wird in ISO 10848 beschrieben. Diese Norm löst die bisherige ISO 140-12 ab, die sich ausschließlich mit der flankierenden Luft- und Trittschallübertragung von Hohlraum- und Doppelböden beschäftigte. ISO 10848-1 enthält die allgemeinen Rahmenbedingungen des Verfahrens. Teil 2 dieser Norm beschreibt das Vorgehen zur Messung der flankierenden Luft- und Trittschallübertragung über leichte Flankenbauteile.

Das prinzipielle Messverfahren folgt den Vorgaben für die Messung des Norm-Trittschallpegels nach ISO 140-6. Dies betrifft die Anforderungen an die Messgeräte, die Anregung mit dem Norm-Hammerwerk, die Messung des Trittschallpegels im Empfangsraum, die Messung der Nachhallzeit und die Anwendung der Fremdgeräuschkorrektur.

Bei der Positionierung des Hammerwerks ist zu den Rändern des Fußbodens ein Abstand von mindestens 0,5 m und zur Trennwand von mindestens 0,8 m einzuhal-

ten. Gleichzeitig darf der Abstand zur Trennwand allerdings nicht größer als 3 m sein. Damit soll verhindert werden, dass bei Bodenkonstruktionen mit starker interner Körperschallabnahme eine zu geringe Körperschallübertragung in den Empfangsraum stattfindet. In vorgesehenen Aufstellungsbereich ist das Hammerwerk an mindestens 4 Orten aufzustellen, die gleichmäßig innerhalb der zulässigen Fläche verteilt sind.

ISO 10848-2 setzt auch bei der Trittschallübertragung voraus, dass bei den zu untersuchenden leichten Flankenbauteilen das angekoppelte trennende Bauteil keinen wesentlichen Einfluss auf die flankierende Übertragung ausübt. Die schwache Kopplung zwischen Trenn- und Flankenbauteil wird bei Doppel- und Hohlraumböden als gültig angenommen. Infolgedessen darf im Prüfstand die Trennwand zwischen Sende- und Empfangsraum nicht starr mit dem durchlaufenden Flankenbauteil gekoppelt sein. Der Spalt zwischen Trennwand und durchlaufendem Bauteil muss deshalb mit flexiblem Material abgedichtet werden. Die Trennwand ist somit nicht Bestandteil des Prüfaufbaus. Anforderungen an die Trennwand wurden bereits in Abschnitt 4.4.9 angesprochen.

And die Prüfstände werden die bereits in Abschnitt 4.4.9 genannten Anforderungen gestellt. Da der gemessene Flankentrittschallpegel nur die Produkteigenschaften des geprüften Bodens charakterisieren soll, darf nur die Körperschallübertragung über das flankierende Prüfobjekt, nicht aber die Körperschallübertragung über den Prüfstand zum gemessenen Trittschallpegel im Empfangsraum beitragen. Aus diesem Grund müssen Sende- und Empfangsraum körperschallmäßig durch eine Trennfuge entkoppelt werden.

Die Luftschallübertragung im Hohlraum unter dem Boden kann maßgeblich die flankierende Übertragung bestimmen. Da sie von den Hohlraumeigenschaften abhängt, sind diese für vergleichbare Messergebnisse festzulegen. ISO 10848-2 fordert eine Hohlraumhöhe von 0,3 m, es sei denn, dass für den vorgesehenen Anwendungsfall eine andere Höhe vorliegt. Vergleichbare Bedingungen für die Schallausbreitung im Hohlraum sollen dadurch erreicht werden, dass eine Längswand und die beiden Querwände des Prüfstandes im Hohlraumbereich mit definiertem Absorptionsmaterial verkleidet werden. Durch diese Maßnahme wird auch dem Umstand Rechnung getragen, dass in der praktischen Anwendung in der Regel größere Bodenflächen als die im Prüfstand eingebauten verwendet werden. Durch die teilweise Randabsorption sollen die Ausbreitungsbedingungen eines großen Hohlraumes nachempfunden werden.

Vor allem für die Körperschallübertragung im Prüfaufbau spielen die aktuellen Montagebedingungen des aufgeständerten Bodens eine entscheidende Rolle. Entscheidend ist z. B., ob die Bodenfläche zwischen den beiden Räumen durch eine Trennfuge unterbrochen wird. Bei elementierten Böden kann die Pressung der Einzelelemente untereinander die Körperschallübertragung beeinflussen. Bei der Luftschallübertragung ist es wesentlich, ob unter der Trennwand eine akustische Trennung (z. B. Absorberschott) eingebaut wird. Die Böden sind deshalb nach den Empfehlungen des Herstellers einzubauen.

4.5.10 Gehschall

Durch die zunehmende Verbreitung schwimmend auf dünnen Dämmschichten verlegter Beläge (z. B. Laminatböden) wurde die Aufmerksamkeit auf den so genannten „Gehschall“ gelenkt. Im Gegensatz zum Trittschall, der in benachbarte Räume übertragen wird, handelt es sich beim Gehschall um die Luftschallabstrahlung des Bodenbelags, die beim Begehen verursacht und im selben Raum wahrgenommen wird.

Bei der messtechnischen Beurteilung des Gehschalls ist primär der von einer bestimmten Anregung verursachte Schallpegel im selben Raum zu erfassen und einer geeigneten Bewertung zu unterziehen. Auf internationaler Ebene wird derzeit ein entsprechendes Messverfahren bei CEN/TC126 (Building Acoustics) erarbeitet. Daneben existieren bereits genormte Festlegungen auf nationaler Ebene [4.95] und von Herstellerseite [4.96].

Da der Gehschall weniger mit dem Schallschutz gegenüber benachbarten Räumen als mit der subjektiv wahrgenommenen Lästigkeit des Gehgeräuschs zu tun hat, sind bei der Entwicklung geeigneter Messverfahren folgende Fragen offensichtlich: muss ein reale Gehvorgang nachgebildet werden, und wenn ja, welcher wäre das und wie könnte er technisch realisiert werden? Genügt zur Charakterisierung der Produkteigenschaften eine auf Schallpegeln beruhende Kennzeichnung ähnlich dem Norm-Trittschallpegel oder müssen Größen herangezogen werden, die der subjektiven Empfindung Rechnung tragen (z. B. die Lautheit nach Zwicker)? In zahlreichen Untersuchungen der letzten Zeit wird derartigen Fragen nachgegangen ([4.97] bis [4.104]).

Die Nachbildung eines geeigneten Gehvorgangs hat sich bislang noch nicht praktikabel realisieren lassen. Aus „normungsökonomischen“ Gründen wäre eine Anbindung an die schon existierenden Verfahren der Trittschallmessung in ISO 140-6 und ISO 140-8 vorteilhaft. Die Verwendung des Norm-Hammerwerks wirft jedoch gravierende Fragen auf. Zuerst wird die grundsätzliche Eignung des Hammerwerks zur Charakterisierung von Gehschall kontrovers diskutiert. Dann ist als messtechnische Frage die Luftschallabstrahlung des Hammerwerks zu klären. Dieser Luftschallanteil kann gegenüber dem von der Bodenfläche abgestrahlten Anteil nicht vernachlässigt werden. Aktuelle Untersuchungen beschäftigen sich deshalb intensiv mit der Messung und Reduzierung der Hammerwerksabstrahlung. Als eine eigenständige Frage ist zu untersuchen, wie der vom Bodenbelag abgestrahlte Luftschall – die eigentlich interessierende Größe zur Produktbeschreibung – von demjenigen Luftschall getrennt werden kann, der von der Rohdeck abgestrahlt wird. Des Weiteren wäre zu klären, wie mit Bezug auf eine Referenzdecke die Vergleichbarkeit der Messergebnisse verbessert werden kann.

Literaturverzeichnis

- [4.1] *Akustische Wellen und Felder*. DEGA-Empfehlung 101, Deutsche Gesellschaft für Akustik, 2006; http://www.degaakustik.de/Publicationen/DEGA_Empfehlung_101.pdf
- [4.2] *Richtlinie des Rates vom 21. Dezember 1988 zur Angleichung der Rechts- und Verwaltungsvorschriften der Mitgliedsstaaten über Bauprodukte* (Bauproduktenrichtlinie). Dokument 89/106/EWG, Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaften Nr. L40/12 vom 11. Februar 1989
- [4.3] *Draft of Interpretative Document for the Essential Requirement Nr. 5, Protection against Noise*. Council Directive 89/106/EEC, Construction Products, Document TC 57019-Rev.2 dated 15.07.1993
- [4.4] GERRETSEN, E.: *Calculation of the sound transmission between dwellings by partitions and flanking structures*. Applied Acoustics 12, 1979, S. 413 – 433
- [4.5] GERRETSEN, E.: *Calculation of airborne and impact sound insulation between dwellings*. Applied Acoustics 19, 1986, S.245 – 264
- [4.6] GERRETSEN, E.: *Europäische Entwicklungen zur Prognose des Schallschutzes in Bauten; wksb Zeitschrift für Wärmeschutz, Kälteschutz, Schallschutz, Brandschutz*. Neue Folge, Heft 34, 1994, S. 1 – 9
- [4.7] VDI 2081: *Geräuscherzeugung und Lärminderung in raumlufttechnischen Anlagen*. VDI 2000
- [4.8] DIN EN ISO 7235, AUSGABE:2004-02: *Akustik - Labormessungen an Schalldämpfern in Kanälen - Einfügungsdämpfung, Strömungsgeräusch und Gesamtdruckverlust* (ISO 7235:2003); Deutsche Fassung EN ISO 7235:2003
- [4.9] DIN EN ISO 11691, AUSGABE:1996-02: *Akustik - Messung des Einfügungsdämpfungsmaßes von Schalldämpfern in Kanälen ohne Strömung - Laborverfahren der Genauigkeitsklasse 3* (ISO 11691:1995); Deutsche Fassung EN ISO 11691:1995
- [4.10] DIN EN ISO 5135, AUSGABE:1999-02: *Akustik - Bestimmung des Schalleistungspegels von Geräuschen von Luftdurchlässen, Volumendurchflußreglern, Drossel- und Absperelementen durch Messungen im Hallraum* (ISO 5135:1997); Deutsche Fassung EN ISO 5135:1998
- [4.11] DIN EN ISO 5136, AUSGABE:2003-10: *Akustik - Bestimmung der von Ventilatoren und anderen Strömungsmaschinen in Kanäle abgestrahlten Schallleistung - Kanalverfahren* (ISO 5136:2003); Deutsche Fassung EN ISO 5136:2003
- [4.12] DIN EN 13141: *Lüftung von Gebäuden - Leistungsprüfungen von Bauteilen/Produkten für die Lüftung von Wohnungen – mehrere Teile*
- [4.13] MONDOT, J. M.; PETERSSON, B. A. T.: *Characterisation of structure-borne sound sources: The source descriptor and the coupling function*, Journal of Sound and Vibration Vol. 114(3), S. 507 – 518, 1987
- [4.14] MÖSER, M.: *Technische Akustik*. 7. erweiterte und aktualisierte Auflage, Springer Verlag Berlin, 2007
- [4.15] JOVICIC, S.: *Raumakustik in Wohn- und Arbeitsräumen. Statistische Auswertung akustischer Parameter in möblierten Räumen*. Fraunhofer IRB Verlag, Stuttgart, 1980
- [4.16] SCHOLL, W.: *Fehler der Schalldämmungs-Messung bei offener Bauweise*. IBP-Mitteilung 248, 21(1994), Fraunhofer-Institut für Bauphysik, Stuttgart, 1994
- [4.17] METZEN, H. A.: *Die Kennzeichnung der Schalldämmung von Bauteilen und in Bauten sowie der Schallabsorption nach den Europäischen Bewertungsnormen*. wksb 34, 1994
- [4.18] WEBER, L.; KOCH, S.: *Anwendung von Spektrum- Anpassungswerten Teil 1: Luftschalldämmung*. Bauphysik 21, Heft 4, S. 167 – 170, 1999
- [4.19] LANG, J.: *Ermittlung von Einzahlangaben für die Luft- und Trittschalldämmung und die Schallabsorption*. wksb 40, 1997
- [4.20] CREMER, L.; HECKL, M.: *Körperschall*. 2. Auflage, Springer, Berlin und Heidelberg, 1996
- [4.21] *Beschlussbuch 16*. Arbeitskreis der Prüfstellen für die Erteilung allgemeiner bauaufsichtlicher Prüfzeugnisse für den Schallschutz im Hochbau – Arbeitskreis Schallprüfstellen, <http://www.schall-pruefstellen.de/beschlussbuch.html>, Stand 07.11.2005

- [4.22] NORTON, M.P.: *Fundamentals of noise and vibration analysis for engineers*. Cambridge University Press, Cambridge, 1989
- [4.23] CRAIK, R. J. M.: *The influence of the laboratory on measurements of wall performance*. Applied Acoustics 35, 1992, S. 25 – 46
- [4.24] WITTSTOCK, V.: *Erarbeitung brauchbarer Schalldämm-Definitionen für die neue DIN 4109*. Bericht der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt Braunschweig, Okt. 2007
- [4.25] KUTTRUFF, H.: *Akustik – Eine Einführung*, Hirzel, Stuttgart, 2004
- [4.26] HANSEN, C.: *Noise Control, from Concept to Application*, Abingdon, Taylor & Francis, 2005
- [4.27] SCHROEDER, M.R.; KUTTRUFF, H.: *On the frequency response curves in rooms. Comparisons of experimental, theoretical and Monte Carlo results for the average frequency spacing between maxima*, J. Acoust. Soc. Amer. 34, 1962, S. 76 – 80
- [4.28] MILNER, J. R.; BERNHARD, R. J.: *An investigation of the modal characteristics of nonrectangular reverberation rooms*, J. Acoust. Soc. Am. 85(2), 1989, S. 772 – 779
- [4.29] WEISE, W.: *Untersuchungen der Ursachen signifikanter Abweichungen von Messergebnissen aus unterschiedlichen, nach der europäischen Norm DIN EN ISO 140 normgerechten Prüfständen für die Schalldämmung*. Forschungsbericht der PTB Braunschweig, Juni 2003, Fraunhofer IRB Verlag T 3033, 2004
- [4.30] HECKL, M.; SEIFERT, K.: *Untersuchungen über den Einfluss der Eigenresonanzen der Meßräume auf die Ergebnisse von Schalldämmmessungen*. Acustica 8, 1958
- [4.31] ROHRBERG, K.: *Bestimmungsfehler bei Messungen der Luftschalldämmung zwischen gleichen Räumen*. Diss. Universität Stuttgart, 1970/3005; Veröffentlichungen aus dem Institut für Technische Physik Stuttgart, Heft 68, 1970
- [4.32] OSIPOV, A.; MEES, P.; VERMEIR, G.: *Low-Frequency Airborne Sound Transmission through Single Partitions in Buildings*. Applied Acoustics 52 (3-4), 1997, S. 273 – 288
- [4.33] GIBBS, B.M.; MALUSKI, S.: *Airborne Sound Level Difference Between Dwellings at Low Frequencies*. Journal of Building Acoustics, Volume 11, Number 1, 1 March 2004, S. 61 – 78
- [4.34] LEPPINGTON, F.G.; HERON, K.H.; BROADBENT, E.G.; MEAD, S.M.: *Acoustic radiation from rectangular panels with constrained edges*. Proc. Royal Soc. London, 1984, S. 64 – 84
- [4.35] TIMMEL, R.: *Untersuchungen zum Einfluß der Randeinspannung biegeschwingender rechteckiger Platten auf den Abstrahlgrad am Beispiel von geklemmter und gestützter Platte und Untersuchungen zur Streuung des Abstrahlgrades*. Acustica 72 (1), S. 12 – 20, 1991
- [4.36] GILBERT, J.C.: *Der Einfluss einer tiefen Nische auf das im Labor gemessene Schalldämmmaß*. Fortschritte der Akustik, DAGA 1981 Berlin, 1981
- [4.37] VINOKUR, R.: *Mechanism and calculation of the niche effect in airborne sound transmission*. J. Acoust. Soc. Amer.; April 2006, Volume 119 (4), S. 2211 – 2219, J. Acoust. Soc. Amer. 34, 1962, S. 76 – 80
- [4.38] KOCH, S.: *Schalldämmung von Fenstern im Labor und in der Praxis*. glasforum 44 (1994), Heft 3, S. 39 – 43, 1994
- [4.39] KRUPPA, P.; OLESEN, H.S.: *Intercomparison of laboratory sound insulation measurements on window panes, bcr information*. Report EUR 11576 EN (1988), Commission of the European Communities, 1998
- [4.40] FAUSTI, P.; POMPOLI, R.; SMITH, R.: *An intercomparison of laboratory measurements of airborne sound insulation of lightweight plasterboard walls*. Journal of Building Acoustics 6(2) 1999, S.127 – 140
- [4.41] SMITH, R. S.; POMPOLI, R.; FAUSTI, P.: *An investigation into the reproducibility values of the European inter-laboratory test for lightweight walls*. Journal of Building Acoustics 6 (3-4) 1999, S. 187 – 210, 1999
- [4.42] MEIER, A.: *Die Bedeutung des Verlustfaktors bei der Bestimmung der Schalldämmung im Prüfstand*. Dissertation RWTH Aachen, 2000
- [4.43] FISCHER, H.-M.; SCHNEIDER, M.; BLESSING, S.: *Einheitliches Konzept zur Berücksichtigung des Verlustfaktors bei Messung und Berechnung der Schalldämmung massiver Wände*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2001 Hamburg, 2001

- [4.44] SCHMITZ, A.; FISCHER, H.-M.: *How will heavy walls be measured in future in test facilities according to ISO 140*. Proceedings of 17th International Congress on Acoustics, Rome, 2001
- [4.45] MEIER, A.; SCHMITZ, A.: *Application of Total Loss Factor Measurements for the Determination of Sound Insulation*. Journal of Building Acoustics Vol. 6 (2), 1999, S. 71 – 84
- [4.46] SCHNEIDER, M.; FISCHER, H.-M.: *Probleme bei der In-situ-Korrektur nach EN 12354*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2002 Bochum, 2002
- [4.47] SCHMITZ, A.; MEIER, A.; RAABE, G.: *Inter-laboratory Test of Sound Insulation Measurements on Heavy Walls: Part I - Preliminary Test*. Journal of Building Acoustics Vol. 6, 1999, S. 159 – 169
- [4.48] MEIER, A.; SCHMITZ, A.; RAABE, G.: *Inter-laboratory Test of Sound Insulation Measurements on Heavy Walls: Part II - Results of Main Test*. Journal of Building Acoustics Vol. 6, 1999, S. 171 – 186
- [4.49] GÖSELE, K.; GIESSELMANN, K.: *Ein einfaches Verfahren zur Überprüfung des Trittschallschutzes von Massivdecken*. IBP Mitteilung 32, 6 (1978), Fraunhofer-Institut für Bauphysik, Stuttgart, 1978
- [4.50] WITTSTOCK, V.: *On the Uncertainty of Single-Number Quantities for Rating Airborne Sound Insulation*. Acta Acustica united with Acustica, Vol. 93 (2007), S. 375 – 386, 2007
- [4.51] EICHORDNUNG TEIL 1 §3: Eichordnung vom 12. August 1988, Originaltext in BGBl. I 1988 Nr. 43
- [4.52] *Richtlinien der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) für Schallschutz-Vergleichsmessungen* vom 1. Juni 1999
- [4.53] WATERHOUSE, R. V.: *Interference Patterns in Reverberant Sound Fields*. J. Acoust. Soc. Am. 27(2), 1955, S. 247 – 258
- [4.54] VORLÄNDER, M.: *Revised Relation between the Sound Power and the Average Sound Pressure Level in Rooms and Consequences for Acoustic Measurements*. Acustica 81 (1995), S. 332 – 343, 1995
- [4.55] PEDERSEN, D. B.; ET AL.: *Measurement of the low-frequency sound insulation of building components*. Acta Acustica united with Acustica, 86, 2000, S. 495 – 505
- [4.56] WEISE, W.: *Untersuchungen der Ursachen signifikanter Abweichungen von Messergebnissen aus unterschiedlichen, nach der europäischen Norm DIN EN ISO 140 normgerechten Prüfständen für die Schalldämmung*. Forschungsbericht der PTB Braunschweig, Juni 2003, Fraunhofer IRB Verlag T 3033, 2004
- [4.57] WITTSTOCK, V.; BETHKE, C.: *The Role of Static Pressure and Temperature in Building Acoustics*. Journal of Building Acoustics, Vol. 10, No 2, 2003, S. 159 – 176
- [4.58] VORLÄNDER, M.; BIETZ, H.: *Comparison of Methods for Measuring Reverberation Time*. ACUSTICA Vol. 80 (1994), S. 205 – 215. 1994
- [4.59] MEIER, A.; SCHMITZ, A.: *Discussion of Total Loss Factor Measurement Method for building Elements*. Proceedings of Internoise '97, Budapest, 1997
- [4.60] JACOBSEN, F.; RINDEL, J.H.: *Time reversed Decay Measurements*. Journal of Sound and vibration (1987) 117 (19), S. 187 – 190, 1987
- [4.61] VORLÄNDER, M.: *Survey test methods for measuring airborne and impact sound transmission*. Proceedings of Internoise 94, Yokohama, 1994, S. 1457 – 1462
- [4.62] BUHLERT, K.; FELDMANN, J.: *Ein Meßverfahren zur Bestimmung von Körperschallanregung und -übertragung*. ACUSTICA 42 (1979), 3, 1979
- [4.63] DIN 4110-1938: *Technische Bestimmungen für die Zulassung neuer Bauweisen*. DIN 4110, Abschnitt D 11 (Schallschutz), 1938
- [4.64] BERANEK, L.L.: *Noise and Vibration Control*. Revised Edition, Institute of Noise Control Engineering, Washington, 1988
- [4.65] SCHOLL, W.; MAYSENHÖLDER, W.: *Impact sound insulation of timber floors: Interaction between source, floor coverings and load bearing floor*. Journal of Building Acoustics 6 (1999), S. 43 – 61, 1999
- [4.66] BRUNSKOG, J.; HAMMER, P.: *The interaction between the ISO tapping machine and light-weight floors*. Acta Acustica united with Acustica 89 (2003), 269 – 308, 2003

- [4.67] SCHULTZ, T.J.: *Impact noise testing and rating*. Bericht NBS-GCR-80-249 des U.S. Department of Commerce – National Bureau of Standards, Jan. 1981
- [4.68] WATTERS, B. G.: *Impact noise characteristics of female hard-heeled foot traffic*. JASA Vol. (37) 4, 1965
- [4.69] SCHOLL, W.: *Impact sound insulation: The standard tapping machine shall learn to walk!*. Journal of Building Acoustics 8 (2001), S. 245 – 256, 2001
- [4.70] THADEN, R.: *Charakterisierung der Trittschallquelle „Menschlicher Geher“*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2003, Aachen, 2003
- [4.71] WEISE, W.; BETHKE, C.; SCHOLL, W.: *Bestimmung der Fußimpedanz während des Gehvorgangs*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2003, Aachen, 2003
- [4.72] LIEVENS, M.; BRUNSKOG, J.: *Model of a Person Walking as a Structure Borne Sound Source*. Proceedings of the ICA (2007) Madrid, 2007
- [4.73] TACHIBANA ET AL: *Laboratory experiments on Loudness of Floor impact sounds*. Inter noise, 1993
- [4.74] NILSSON, E.; HAMMER, P.: *Subjective evaluation of Impact Sound Transmission through Floor Structures*. International Congress of Acoustics, Rome, 2001
- [4.75] JEON, J.Y.: *Objective and subjective Evaluation of Floor Impact Noise*. International Congress of Acoustics, Rome, 2001
- [4.76] JIS A 1418-2: *Acoustics – measurement of floor impact sound insulation of buildings. Part 2: Method using standard heavy impact source*. Japanese Industrial Standards Committee, Tokyo, Japan, 2000
- [4.77] KOREAN STANDARD KS F 2810-2: *Field measurement of impact sound insulation of floors; part 2: Method using standard heavy impact source*
- [4.78] H. TACHIBANA, H. TANAKA, M. YASUOKA, S. KIMURA: *Development of new heavy and soft impact source for the assessment of floor impact sound insulation of buildings*. Proceedings of Inter-noise 98, 1998
- [4.79] J. Y. JEON, J. K. RYU, J. H. JEONG, H. TACHIBANA: *Review of the impact ball in evaluating floor impact sound*. Acta Acustica United with Acustica 92 (2006), S. 777 – 786, 2006
- [4.80] JIS A 1419-2: *Rating of sound insulation in buildings and of building elements. Part 2: Floor impact sound insulation*. Japanese Industrial Standards Committee, Tokyo, Japan, 2000
- [4.81] KOREAN STANDARD KS F 2863-2: *Rating of floor impact sound insulation for impact source in building and of building elements; part 2: Floor impact sound insulation against standard heavy impact source*
- [4.82] RICHTER, B.; WEBER, L.; LEISTNER, P.: *Trittschalldämmung von Decken: Messverfahren und Anforderungen in Asien*. DAGA 2007 Stuttgart, 2007
- [4.83] ZEITLER, B.; NIGHTINGALE, T.: *Impedance of standard impact sources and their effect on impact sound pressure level of floors*. Proceedings of Acoustics 08/Euronoise Paris 2008, S. 3035 – 3040, 2008
- [4.84] SCHNEIDER, M.; KOHLER, K.; FISCHER, H.-M.: *Influence of flanking transmission on impact sound insulation in solid multi-dwellings*. Fortschritte der Akustik, Joint Conference Deutsche Jahrestagung für Akustik und Jahrestagung der Societè d'Acoustique Francaise, Strasbourg, 2004
- [4.85] FASOLD, W.: *Untersuchungen über den Verlauf der Sollkurve für den Trittschallschutz im Wohnungsbau*. Acustica 15, 1965
- [4.86] WEBER, L.; KOCH, S.: *Anwendung von Spektrum- Anpassungswerten Teil 2: Trittschalldämmung (Teil B und Schluß)*. Bauphysik 22 (2000), Heft 1, S. 70 – 72, 2000
- [4.87] GÖSELE, K.: *Die Beurteilung des Trittschallschutzes von Rohdecken*. Gesundheits-Ingenieur, Heft 9, 1964, S. 261
- [4.88] GÖSELE, K.; GIESSELMANN, K.: *Die Vorherberechnung der Trittschalldämmung von Rohdecken*. Bericht BS 22/76 des Fraunhofer Instituts für Bauphysik Stuttgart, 1976
- [4.89] GIBBS, B.; MAYR, A.: *Structure-borne sound transmission from machines into ribbed structures*. Proceedings of Acoustics 08/Euronoise Paris, 2008

- [4.90] NEVES E SOUSA, A.; GIBBS, B.: *Characterisation of low frequency impact sound transmission in dwellings*. Proceedings of ICSV13, 13. International Congress on Sound and Vibration, Wien, 2006
- [4.91] GÖSELE, K.; GIESSELMANN, K.: *Ein einfaches Messverfahren zur Überprüfung des Trittschallschutzes von Massivdecken*. IBP- Mitteilung 32, 6, 1978
- [4.92] SONNTAG, E.: *Kurzprüfverfahren für das Verbesserungsmaß des Trittschallschutzes bei Weichbelägen*. Bauakademie der DDR, 1977
- [4.93] TGL 10688/13: *Messverfahren der Akustik – Bestimmung des Trittschallverbesserungsmaßes von Weichbelägen mit Kurzprüfverfahren*. DDR-Norm, 1987
- [4.94] SOMMERFELD, M.: *Entwicklung eines Kurzprüfverfahrens zur Bestimmung des Trittschallverbesserungsmaßes von Bodenbelägen*. Fortschritte der Akustik – DAGA 2008 Dresden, 2008
- [4.95] NF S 31-074: *Acoustics – Measurement of sound insulation in buildings and of building elements – Laboratory measurement of in room impact noise by floor covering put in this room*. Norme française, AFNOR, 2002
- [4.96] EPLF NORM 021029-03: *Laminate floor coverings - Determination of drum sound generated by means of a tapping machine*. Bielefeld, 2004
- [4.97] SARRADJ, E.: *Walking noise and its characterisation*. Proceedings of International Congress on Acoustics, ICA Rome, 2001
- [4.98] SARRADJ, E.: *Walking Noise: Physics and perception*. Fortschritte der Akustik, CFA/DAGA 2004, Strasbourg, 2004
- [4.99] SCHRÖDER, H.; RICHTER, B.: *Evaluation of walking noise on floors*. Fortschritte der Akustik, CFA/DAGA 2004, Strasbourg, 2004
- [4.100] JOHANSSON, A.-C.; HAMMER, P.; NILSSON, E.: *Prediction of subjective response from objective measurements applied to walking sound*. Acta Acustica United with Acustica, Vol. 90, 2004
- [4.101] JOHANSSON, A.-C.: *Drum sound from floor coverings – objective and subjective assessment*. PhD-Thesis Lund University, Lund, 2005
- [4.102] VOLZ, R.; JAKOB, A.; MÖSER, M.: *Der physikalische Mechanismus der Gehschallabstrahlung von Laminat-Fußböden mit und ohne Unterschicht*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2005, München, 2005
- [4.103] LIEVENS, M.: *Entwicklung eines Messverfahrens für Gehschall*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2006, Braunschweig, 2006
- [4.104] BÜTIKOFER, R.: *Gehschall: das Hammerwerk kann den Schuh nicht nachbilden*. Fortschritte der Akustik, DAGA 2008, Dresden, 2008

Normenliste

(enthält die für die Bauakustik wesentlichen Normen)

Allgemeine Normen, Begriffsbestimmungen

- [4.105] ISO TR 25417: *Acoustics - Definitions of basic quantities and terms*
- [4.106] DIN EN ISO 8000-8: *Größen und Einheiten - Teil 8: Akustik*
- [4.107] DIN 1320: *Akustik - Begriffe*
- [4.108] DIN 45630-1 1971-12: *Grundlagen der Schallmessung; Physikalische und subjektive Größen von Schall*
- [4.109] DIN EN 21683: *Akustik - Bevorzugte Bezugswerte für akustische Pegel (ISO 1683:1983); Deutsche Fassung EN 21683:1994*
- [4.110] (NORM-ENTWURF) DIN EN ISO 1683: *Akustik - Bevorzugte Bezugswerte für akustische Pegel (ISO/DIS 1683:2007); Deutsche Fassung prEN ISO 1683:2007*
- [4.111] CEN TR 15226: *Bauprodukte - Behandlung der Akustik in technischen Produktspezifikationen*

Anforderungsnormen

- [4.112] DIN 4109 1989-11: *Schallschutz im Hochbau; Anforderungen und Nachweise*
- [4.113] DIN 4109 BERICHTIGUNG 1: *Berichtigungen zu DIN 4109/11.89, DIN 4109 Bbl 1/11.89 und DIN 4109 Bbl 2/11.89*
- [4.114] DIN 4109/A1: *Schallschutz im Hochbau - Anforderungen und Nachweise; Änderung A1*
- [4.115] DIN 4109 BEIBLATT 1: *Schallschutz im Hochbau; Ausführungsbeispiele und Rechenverfahren*
- [4.116] DIN 4109 BEIBLATT 1/A1: *Schallschutz im Hochbau - Ausführungsbeispiele und Rechenverfahren; Änderung A1*
- [4.117] (NORM-ENTWURF) DIN 4109 BEIBLATT 1/A2: *Schallschutz im Hochbau - Ausführungsbeispiele und Rechenverfahren; Änderung A2*
- [4.118] DIN 4109 BEIBLATT 2: *Schallschutz im Hochbau; Hinweise für Planung und Ausführung; Vorschläge für einen erhöhten Schallschutz; Empfehlungen für den Schallschutz im eigenen Wohn- oder Arbeitsbereich*
- [4.119] DIN 4109 BEIBLATT 3: *Schallschutz im Hochbau - Berechnung von $R'_{w,R}$ für den Nachweis der Eignung nach DIN 4109 aus Werten des im Labor ermittelten Schalldämm-Maßes R_w*
- [4.120] DIN 4109-11: *Schallschutz im Hochbau - Teil 11: Nachweis des Schallschutzes; Güte- und Eignungsprüfung*
- [4.121] (NORM-ENTWURF) DIN 4109-11/A1: *Schallschutz im Hochbau - Teil 11: Nachweis des Schallschutzes - Güte- und Eignungsprüfung; Änderung A1*

Berechnungsnormen

- [4.122] DIN EN 12354-1: *Bauakustik - Berechnung der akustischen Eigenschaften von Gebäuden aus den Bauteileigenschaften - Teil 1: Luftschalldämmung zwischen Räumen; Deutsche Fassung EN 12354-1:2000*
- [4.123] DIN EN 12354-2: *Bauakustik - Berechnung der akustischen Eigenschaften von Gebäuden aus den Bauteileigenschaften - Teil 2: Trittschalldämmung zwischen Räumen; Deutsche Fassung EN 12354-2:2000*
- [4.124] DIN EN 12354-3: *Bauakustik - Berechnung der akustischen Eigenschaften von Gebäuden aus den Bauteileigenschaften - Teil 3: Luftschalldämmung gegen Außenlärm; Deutsche Fassung EN 12354-3:2000*
- [4.125] DIN EN 12354-4: *Bauakustik - Berechnung der akustischen Eigenschaften von Gebäuden aus den Bauteileigenschaften - Teil 4: Schallübertragung von Räumen ins Freie; Deutsche Fassung EN 12354-4:2000*
- [4.126] (NORM-ENTWURF) DIN EN 12354-5: *Bauakustik - Berechnung der akustischen Eigenschaften von Gebäuden aus den Bauteileigenschaften - Teil 5: Installationsgeräusche; Deutsche Fassung prEN 12354-5:2007*

- [4.127] DIN EN 12354-6: *Bauakustik - Berechnung der akustischen Eigenschaften von Gebäuden aus den Bauteileigenschaften - Teil 6: Schallabsorption in Räumen*; Deutsche Fassung EN 12354-6:2003

Bauakustische Messnormen

- [4.128] DIN EN ISO 140-1: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 1: Anforderungen an Prüfstände mit unterdrückter Flankenübertragung* (ISO 140-1:1997 + AM 1:2004); Deutsche Fassung EN ISO 140-1:1997 + A1:2004
- [4.129] DIN EN ISO 140-1/A1: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 1: Anforderungen an Prüfstände mit unterdrückter Flankenübertragung; Änderung A1: Besondere Anforderungen an den Rahmen der Prüföffnung für zweischalige Leichtbau-Trennwände zur Vermeidung einer starren Kopplung zwischen den Schalen*
- [4.130] DIN EN 20140-2: *Akustik; Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen; Teil 2: Angaben von Genauigkeitsanforderungen* (ISO 140-2:1991); Deutsche Fassung EN 20140-2:1993
- [4.131] DIN EN ISO 140-3: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 3: Messung der Luftschalldämmung von Bauteilen in Prüfständen* (ISO 140-3:1995 + AM 1:2004); Deutsche Fassung EN 20140-3:1995 + A1:2004
- [4.132] DIN EN ISO 140-4: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 4: Messung der Luftschalldämmung zwischen Räumen in Gebäuden* (ISO 140-4:1998); Deutsche Fassung EN ISO 140-4:1998
- [4.133] DIN EN ISO 140-5: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 5: Messung der Luftschalldämmung von Fassadenelementen und Fassaden an Gebäuden* (ISO 140-5:1998); Deutsche Fassung EN ISO 140-5:1998
- [4.134] DIN EN ISO 140-6: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 6: Messung der Trittschalldämmung von Decken in Prüfständen* (ISO 140-6:1998); Deutsche Fassung EN ISO 140-6:1998
- [4.135] DIN EN ISO 140-7: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 7: Messung der Trittschalldämmung von Decken in Gebäuden* (ISO 140-7:1998); Deutsche Fassung EN ISO 140-7:1998
- [4.136] DIN EN ISO 140-8: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 8: Messung der Trittschallminderung durch eine Deckenauflage auf einer massiven Bezugsdecke in Prüfständen* (ISO 140-8:1997); Deutsche Fassung EN ISO 140-8:1997
- [4.137] DIN EN 20140-9: *Akustik; Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 9: Raum-zu-Raum-Messung der Luftschalldämmung von Unterdecken mit darüber liegendem Hohlraum im Prüfstand* (ISO 140-9:1985)
- [4.138] DIN EN 20140-10: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 10: Messung der Luftschalldämmung kleiner Bauteile in Prüfständen*; Deutsche Fassung EN 20140-10:1992
- [4.139] DIN EN ISO 140-11: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 11: Messung der Trittschallminderung durch Deckenauflagen auf leichten Bezugsdecken in Prüfständen* (ISO 140-11:2005); Deutsche Fassung EN ISO 140-11:2005
- [4.140] DIN EN ISO 140-12 (ZURÜCKGEZOGEN): *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 12: Messung der Luft- und Trittschalldämmung durch einen Doppel- und Hohlraumboden zwischen benachbarten Räumen im Prüfstand* (Deutsche Fassung EN ISO 140-12:2000)
- [4.141] DIN EN ISO 140-14: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 14: Leitfäden für besondere bauliche Bedingungen* (ISO 140-14:2004); Deutsche Fassung EN ISO 140-14:20
- [4.142] DIN EN ISO 140-16: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 16: Messung der Verbesserung des Schalldämm-Maßes durch zusätzliche Vorsatzschalen im Prüfstand* (ISO 140-16:2006); Deutsche Fassung EN ISO 140-16:2006
- [4.143] DIN EN ISO 140-18: *Akustik - Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 18: Messung des durch Regenfall auf Bauteile verursachten Schalls im Prüfstand* (ISO 140-18:2006); Deutsche Fassung EN ISO 140-18:2006

- [4.144] DIN EN ISO 15186-1: *Akustik - Bestimmung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen aus Schallintensitätsmessungen - Teil 1: Messungen im Prüfstand* (ISO 15186-1:2000); Deutsche Fassung EN ISO 15186-1:2003
- [4.145] ISO 15186-2: *Acoustics - Measurement of sound insulation in buildings and of building elements using sound intensity - Part 2: Field measurements*
- [4.146] ISO 15186-3: *Akustik - Bestimmung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen aus Schallintensitätsmessungen - Teil 3: Messungen im Prüfstand bei tiefen Frequenzen*
- [4.147] DIN 52210-7 1997-12: *Bauakustische Prüfungen; Luft- und Trittschalldämmung; Teil 7: Bestimmung der Norm-Flankenpegeldifferenz im Prüfstand*
- [4.148] DIN EN ISO 10848-1: *Akustik - Messung der Flankenübertragung von Luftschall und Trittschall zwischen benachbarten Räumen in Prüfständen - Teil 1: Rahmendokument* (ISO 10848-1:2006); Deutsche Fassung EN ISO 10848-1:2006
- [4.149] DIN EN ISO 10848-2: *Akustik - Messung der Flankenübertragung von Luftschall und Trittschall zwischen benachbarten Räumen in Prüfständen - Teil 2: Anwendung auf leichte Bauteile, wenn die Verbindung geringen Einfluss hat* (ISO 10848-2:2006); Deutsche Fassung EN ISO 10848-2:2006
- [4.150] DIN EN ISO 10848-2 **BERICHTIGUNG 1**: *Akustik - Messung der Flankenübertragung von Luftschall und Trittschall zwischen benachbarten Räumen in Prüfständen - Teil 2: Anwendung auf leichte Bauteile, wenn die Verbindung geringen Einfluss hat* (ISO 10848-2:2006); Deutsche Fassung EN ISO 10848-2:2006, Berichtigungen zu DIN EN ISO 10848-2:2006-08; Deutsche Fassung EN ISO 10848-2:2006/AC:2007
- [4.151] DIN EN ISO 10848-3: *Akustik - Messung der Flankenübertragung von Luftschall und Trittschall zwischen benachbarten Räumen in Prüfständen - Teil 3: Anwendung auf leichte Bauteile, wenn die Verbindung wesentlichen Einfluss hat* (ISO 10848-3:2006); Deutsche Fassung EN ISO 10848-3:2006
- [4.152] DIN EN ISO 10848-4 (NORMENTWURF): *Akustik – Messung der Flankenübertragung von Luftschall und Trittschall zwischen benachbarten Räumen in Prüfständen – Teil 4: Alle anderen Fälle* (ISO/DIS 10848-4:2007); Deutsche Fassung EN ISO 10848-4:2007
- [4.153] DIN EN ISO 18233: *Akustik - Anwendung neuer Messverfahren in der Bau- und Raumakustik* (ISO 18233:2006); Deutsche Fassung EN ISO 18233:2006
- [4.154] DIN EN ISO 10052: *Akustik - Messung der Luftschalldämmung und Trittschalldämmung und des Schalls von haustechnischen Anlagen in Gebäuden - Kurzverfahren* (ISO 10052:2004); Deutsche Fassung EN ISO 10052:2004
- [4.155] DIN EN ISO 16032: *Akustik - Messung des Schalldruckpegels von haustechnischen Anlagen in Gebäuden - Standardverfahren* (ISO 16032:2004); Deutsche Fassung EN ISO 16032:2004
- [4.156] DIN EN 14366: *Messung der Geräusche von Abwasserinstallationen im Prüfstand*; Deutsche Fassung EN 14366:2004
- [4.157] DIN 52221: *Bauakustische Prüfungen - Körperschallmessungen bei haustechnischen Anlagen*
- [4.158] DIN EN ISO 3822-1: *Akustik - Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium - Teil 1: Meßverfahren* (ISO 3822-1:1999); Deutsche Fassung EN ISO 3822-1:1999
- [4.159] (NORM-ENTWURF) DIN EN ISO 3822-1/A1: *Akustik - Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium - Teil 1: Messverfahren - Änderung 1: Messunsicherheit* (ISO 3822-1:1999/DAM 1:2007); Deutsche Fassung EN ISO 3822-1:1999/prA1:2007
- [4.160] DIN EN ISO 3822-2: *Akustik - Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium - Teil 2: Anschluß- und Betriebsbedingungen für Auslaufventile und für Mischbatterien* (ISO 3822-2:1995); Deutsche Fassung EN ISO 3822-2:1995
- [4.161] DIN EN ISO 3822-3: *Akustik - Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium - Teil 3: Anschluß- und Betriebsbedingungen für Durchgangsarmaturen* (ISO 3822-3:1997); Deutsche Fassung EN ISO 3822-3:1997

- [4.162] DIN EN ISO 3822-4: *Akustik - Prüfung des Geräuschverhaltens von Armaturen und Geräten der Wasserinstallation im Laboratorium - Teil 4: Anschluß- und Betriebsbedingungen für Sonderarmaturen* (ISO 3822-4:1997); Deutsche Fassung EN ISO 3822-4:1997
- [4.163] DIN 52219: *Bauakustische Prüfungen; Messung von Geräuschen der Wasserinstallationen in Gebäuden*
- [4.164] DIN EN 15657-1 (NORMENTWURF): *Akustische Eigenschaften von Bauteilen und von Gebäuden – Messung des Luft- und Körperschalls von haustechnischen Anlagen im Prüfstand – Teil 1: Vereinfachte Fälle in denen die Admittanzen der Anlagen wesentlich höher sind als die Empfänger am Beispiel von Whirlwannen*; Deutsche Fassung prEN 15657-1:2007

Bewertungsverfahren

- [4.165] DIN EN ISO 717-1: *Akustik - Bewertung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 1: Luftschalldämmung* (ISO 717-1:1996 + AM1:2006); Deutsche Fassung EN ISO 717-1:1996 + A1:2006
- [4.166] DIN EN ISO 717-2: *Akustik - Bewertung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen - Teil 2: Trittschalldämmung* (ISO 717-2:1996 + AM1:2006); Deutsche Fassung EN ISO 717-2:1996 + A1:2006
- [4.167] DIN EN ISO 11654: *Akustik - Schallabsorber für die Anwendung in Gebäuden - Bewertung der Schallabsorption* (ISO 11654:1997); Deutsche Fassung EN ISO 11654:199

Materialeigenschaften

- [4.168] DIN EN ISO 354: *Akustik - Messung der Schallabsorption in Hallräumen* (ISO 354:2003); Deutsche Fassung EN ISO 354:2003
- [4.169] DIN EN 20354/A1 1997-10: *Akustik; Messung der Schallabsorption im Hallraum; Änderung 1: Montagearten von Prüfgegenständen für Schallabsorptionsmessungen*
- [4.170] DIN EN ISO 10534-1: *Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 1: Verfahren mit Stehwellenverhältnis* (ISO 10534-1:1996); Deutsche Fassung EN ISO 10534-1:2001
- [4.171] DIN EN ISO 10534-2: *Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 2: Verfahren mit Übertragungsfunktion* (ISO 10534-2:1998); Deutsche Fassung EN ISO 10534-2:2001
- [4.172] DIN EN ISO 10534-2 BERICHTIGUNG 1: *Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 2: Verfahren mit Übertragungsfunktion* (ISO 10534-2:1998); Deutsche Fassung EN ISO 10534-2:2001, Berichtigungen zu DIN EN ISO 10534-2:2001-10
- [4.173] DIN EN 29052-1: *Akustik; Bestimmung der dynamischen Steifigkeit; Teil 1: Materialien, die unter schwimmenden Estrichen in Wohngebäuden verwendet werden*; Deutsche Fassung EN 29052-1:1991
- [4.174] DIN EN 29053: *Akustik; Materialien für akustische Anwendungen; Bestimmung des Strömungswiderstandes* (ISO 9053:1991); Deutsche Fassung EN 29053:1993

Diverse Normen

- [4.175] DIN 45641: *Mittelung von Schallpegeln*

Straßen

- [4.176] ZTV-Lsw 88 1988: *Zusätzliche Technische Vorschriften und Richtlinien für die Ausführung von Lärmschutzwänden an Straßen*
- [4.177] DIN EN 1793-1: *Lärmschutzeinrichtungen an Straßen - Prüfverfahren zur Bestimmung der akustischen Eigenschaften - Teil 1: Produktspezifische Merkmale der Schallabsorption*; Deutsche Fassung EN 1793-1:1997
- [4.178] DIN EN 1793-2: *Lärmschutzeinrichtungen an Straßen - Prüfverfahren zur Bestimmung der akustischen Eigenschaften - Teil 2: Produktspezifische Merkmale der Luftschalldämmung*; Deutsche Fassung EN 1793-2:1997

- [4.179] DIN EN 1793-3: *Lärmschutzeinrichtungen an Straßen - Prüfverfahren zur Bestimmung der akustischen Eigenschaften - Teil 3: Standardisiertes Verkehrslärmspektrum*; Deutsche Fassung EN 1793-3:1997
- [4.180] RLS-90 1990: *Richtlinien für den Lärmschutz an Straßen. RLS-90*

Raumakustik

- [4.181] DIN EN ISO 3382: *Akustik - Messung der Nachhallzeit von Räumen mit Hinweis auf andere akustische Parameter* (ISO 3382:1997); Deutsche Fassung EN ISO 3382:2000
- [4.182] (NORM-ENTWURF) DIN EN ISO 3382-1: *Akustik - Messung von raumakustischen Parametern - Teil 1: Aufführungsräume* (ISO/DIS 3382-1:2006); Deutsche Fassung prEN ISO 3382-1:2007
- [4.183] (NORM-ENTWURF) DIN EN ISO 3382-2: *Akustik - Messung von Parametern der Raumakustik - Teil 2: Nachhallzeit in gewöhnlichen Räumen* (ISO/DIS 3382-2:2006); Deutsche Fassung prEN ISO 3382-2:2006

Messgeräte

- [4.184] DIN EN 60651: *Schallpegelmesser* (IEC 651:1979 + A1:1993); Deutsche Fassung EN 60651:1994 + A1:1994
- [4.185] DIN EN 60804: *Integrierende mittelwertbildende Schallpegelmesser* (IEC 804:1985 + A1:1989 und A2:1993); Deutsche Fassung EN 60804:1994 + A2:1994
- [4.186] DIN EN 60942: *Elektroakustik - Schallkalibratoren* (IEC 60942:2003); Deutsche Fassung EN 60942:2003
- [4.187] DIN EN 61260: *Elektroakustik - Bandfilter für Oktaven und Bruchteile von Oktaven* (IEC 61260:1995 + A1:2001); Deutsche Fassung EN 61260:1995 + A1:2001, 2003-03
- [4.188] DIN EN 61672-1: *Elektroakustik - Schallpegelmesser - Teil 1: Anforderungen* (IEC 61672-1:2002); Deutsche Fassung EN 61672-1:2003
- [4.189] DIN EN 61672-2: *Elektroakustik - Schallpegelmesser - Teil 2: Baumusterprüfungen* (IEC 61672-2:2003); Deutsche Fassung EN 61672-2:2003
- [4.190] DIN EN 61672-3: *Elektroakustik - Schallpegelmesser - Teil 3: Periodische Einzelprüfung* (IEC 61672-3:2006); Deutsche Fassung EN 61672-3:2006

Sonstiges

- [4.191] DIN EN ISO/IEC 17025: *Allgemeine Anforderungen an die Kompetenz von Prüf- und Kalibrierlaboratorien* (ISO/IEC 17025:2005); Deutsche und Englische Fassung EN ISO/IEC 17025:2005
- [4.192] DIN EN ISO/IEC 17025 BERICHTIGUNG 2: *Allgemeine Anforderungen an die Kompetenz von Prüf- und Kalibrierlaboratorien* (ISO/IEC 17025:2005); Deutsche und Englische Fassung EN ISO/IEC 17025:2005, Berichtigungen zu DIN EN ISO/IEC 17025:2005-08; Deutsche und Englische Fassung EN ISO/IEC 17025:2005/AC:2006
- [4.193] DIN EN ISO 9001: *Qualitätsmanagementsysteme*

Kapitel 5

Messung der Schallleistung

Prof. Dr.-Ing. Michael Möser

5.1 Einleitung

Wie bei anderen technischen Disziplinen (z.B. in der Lichttechnik) wird auch in der Technischen Akustik die quantifizierende Beschreibung von Quellen anhand der von ihnen emittierten Leistung vorgenommen. Ist diese quellbeschreibende Größe bekannt, dann lässt sich bei bekannter akustischer Umgebung (z.B. im Freien oder in einem Raum mit gewissen akustischen Eigenschaften wie der Nachhallzeit) der dort herrschende Schalldruckpegel bestimmen, wobei manchmal noch Zusatzinformationen wie die Richtungsverteilung der Quelle erforderlich sein können.

5.1.1 Schallfeld im Freien

Sieht man im einfachsten Fall von der Richtcharakteristik der Schallquelle ab und geht von einer ungerichteten, in alle Richtungen gleichmäßig strahlenden Quelle aus, dann ergibt sich der Schalldruckpegel L im (ausreichend großen) Abstand r vom Mittelpunkt der Quelle aus

$$L = L_w - 20 \lg \frac{r}{m} - 8 \text{ dB} , \quad (5.1)$$

worin L_w den weiter unten in Gl.(5.19) definierten Schallleistungspegel der Quelle bezeichnet. Unter r/m ist hier der dimensionslose Abstand „in Metern“, also „ $r/m = r$ geteilt durch 1 Meter“ zu verstehen. Die genannte Gleichung gilt für den Fall einer Einzelquelle auf einer festen, vollständig reflektierenden schallharten Unterlage, also z.B. für Kraftfahrzeuge auf gering absorbierenden Straßenbelägen. Die hier zugrunde gelegte Annahme ungerichteter Abstrahlung ist bei vielen tech-

nischen breitbandigen Quellen (Motoren, Maschinen, kleinere Fahrzeuge, Autoauspuff, Explosionen etc.) tatsächlich auch oft etwa vorhanden, so dass Gl.(5.1) brauchbare Anhaltswerte liefert. Gl.(5.1) wird z.B. in [5.1] ausführlich hergeleitet.

5.1.2 Schallfeld in Räumen

Der gedankliche „Einbau“ einer Quelle in einen von Reflektoren begrenzten Raum ist natürlich nur dann sinnvoll, wenn die von ihr abgegebene Leistung von der speziellen Einbau-Umgebung auch unabhängig ist. Allgemein ist das nicht der Fall, insbesondere hängt die Leistungsabgabe bei schmalbandigen Schallen begreiflicher Weise in sehr erheblichem Maß von den Raum-Resonanzen und ihrem Verlustfaktor ab. Wie man zeigen kann ist andererseits die in einen Raum abgegebene Leistung stets dann gleich der von der selben Quelle ins Freie abgestrahlten Leistung, wenn in der Signalbandbreite genügend Raum-Resonanzen enthalten sind, wenn es sich also um ein diffuses Schallfeld handelt, das sich nur in größeren Volumina einstellen kann. Bei kleinen Volumina und zu kleiner Bandbreite – wie z.B. bei der Betrachtung von Oktaven oder gar Terzen in der Fahrgastkabine eines Kraftfahrzeuges – ist die genannte Voraussetzung verletzt; in einem solchen Fall können Prognose-Rechnungen, die sich auf die Freifeld-Leistung der Quelle stützen, problematisch sein.

Bei genügender Signal-Bandbreite und ausreichend großen Volumina kann man den Schalldruckpegel L für einen Raum mit der äquivalenten Absorptionsfläche A dann ebenfalls aus dem Leistungspegel der Quelle bestimmen. Wie in [5.1], [5.2] und in [5.3] näher ausgeführt wird gilt im diffusen Schallfeld

$$L = L_w - 10 \lg \frac{A}{\text{m}^2} + 6 \text{ dB} , \quad (5.2)$$

der Raumpegel hängt also nur von der absorbierenden Fläche und der Quelle, nicht aber vom Raumvolumen V ab. Die äquivalente Absorptionsfläche A wird dabei normalerweise durch Messung der Nachhallzeit T des Raumes aus der Sabineschen Nachhallformel

$$A / \text{m}^2 = 0,163 \frac{V / \text{m}^3}{T / \text{s}} \quad (5.3)$$

bestimmt.

Die beiden nächsten Abschnitte dienen der Klärung der Begriffe Schallenergie, Intensität, Leistung und der zugehörigen Pegel. Es folgt eine Betrachtung des Energie-Transportes bei den beiden grundsätzlichen, praktisch vorkommenden Wellenarten, den fortschreitenden und den stehenden Wellen. Anschließend werden die drei gängigsten Messverfahren zur Bestimmung der akustischen Leistung geschildert, die von einer Schallquelle abgegeben wird. Sie verfolgen drei unterschiedliche Strategien:

- Beim Hüllflächen-Verfahren wird ausgenutzt, dass bei fortschreitenden Wellen die Bestimmung der Schallschnelle entfällt, weil diese aus dem Druck berechnet werden kann.
- Das Hallraum-Verfahren nutzt die einfache Tatsache, dass sich Leistungszufuhr und Leistungsverlust im eingeschwungenen Zustand des Raumes die Waage halten,
- und beim Intensitätsmessverfahren wird versucht, die Schallschnelle direkt mit Hilfe von zwei Mikrofonen zu messen.

Die beiden erstgenannten Verfahren benötigen spezielle Messräume (reflexionsarmer Raum oder Hallraum), dieses Erfordernis entfällt bei der Intensitätsmesstechnik. Alle Verfahren werden je nach Bedarf meist mit einer gewissen Frequenzauflösung, meist in Terzen oder Oktaven, durchgeführt.

5.1.3 Körperschall-Leistung

Manchmal interessiert auch der Leistungsfluss bei Schwingungen und Wellen, die sich in Festkörpern ausbreiten. Z.B. kann die örtliche Körperschall-Intensitäts-Verteilung eine Hilfe zur Entdeckung von Körperschallbrücken bieten (siehe u.a. [5.6]). Die Energie-Transport-Vorgänge beim Körperschall werden hier nicht behandelt. Ausführliche Darstellungen dieses Themas findet man in [5.5] und [5.7].

5.2 Schallenergie, Schallleistung und Schallintensität

Weil es sich beim Schall bekanntlich um örtlich verteilte Felder handelt, bei denen von Ort zu Ort Änderungen auftreten, müssen die beschreibenden Feldgrößen notwendigerweise in Dichtefunktionen bestehen. So wird auch die momentane räumliche akustische Energiedichte aus

$$E = \frac{1}{2} \left\{ \frac{p^2}{\varrho_0 c^2} + \varrho_0 v^2 \right\} . \quad (5.4)$$

bestimmt. Die physikalische Einheit der Energiedichte beträgt also $\dim(E) = \text{Ws/m}^3$. Der erste Summand auf der rechten Seite von Gl.(5.4) beschreibt dabei den potentiellen Anteil ("Feder-Energie" durch Aufladen des Gases mit Kompression), der zweite Summand den kinetischen Anteil (Bewegungsenergie der Gasmasse). Das Symbol c beschreibt die Schallausbreitungsgeschwindigkeit, ϱ_0 die Ruhedichte des Gases; p und v stellen Schalldruck und Schallschnelle dar. Die in einem Volumen V momentan gespeicherte Energie E_V findet man durch Volumen-Integration aus

$$E_V = \int_V E dV . \quad (5.5)$$

Der Energiezustand in einem Gas bildet ebenso Wellen wie die Feldgrößen Druck und Schnelle selbst. Wenn insbesondere eine fortschreitende Welle vorhanden ist,

$$p = g(t - x/c)$$

(g bedeutet eine beliebige, vom Sender hergestellte Signalform), dann stehen Druck und Schnelle in einem festen, zeit- und ortsunabhängigen Verhältnis,

$$v = p/\varrho_0 c, \quad (5.6)$$

der Faktor $\varrho_0 c$ wird dabei oft als Kennwiderstand (oder als Kennimpedanz) des Mediums bezeichnet. Für fortschreitende Wellen gilt damit für die Energiedichte

$$E(x,t) = \frac{p^2}{\varrho_0 c^2} = \frac{1}{\varrho_0 c^2} g^2 \left(t - \frac{x}{c} \right). \quad (5.7)$$

Die Signalgestalt der Energiedichte ist gleich dem Quadrat der (beliebigen) Signalform g des Schalldruckes, aber auch damit ist ein Transportvorgang längs der x -Achse beschrieben. Natürlich läuft die gespeicherte Energie ebenfalls mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c „mit dem Schallfeld mit“ und besteht wie dieses in einer Welle. Die zu einem festen Zeitpunkt vorhandene Energieverteilung ist „etwas später“ eben auch „wo anders hin“ verlagert worden. Zusammenfassend kann man sich also bei ebenen fortschreitenden Wellen vorstellen, dass die Quelle Energie abgibt, und diese wandert mit Schallgeschwindigkeit durch das Gas. Die Energie ist dem Sender dabei unwiederbringlich verloren gegangen.

Vor allem bei stationären (also „dauernd“ und gleichmäßig) betriebenen Quellen beschreibt man den offensichtlich vorhandenen Energietransport leichter durch die abgegebene Leistung, weil die abgestrahlte Energie zeitlich anwächst. Der zeitliche Mittelwert der Leistung bildet dagegen eine Konstante, wie das Folgende zeigt.

Wegen der genannten Tatsache, dass es sich bei der Schallausbreitung um örtlich verteilte Vorgänge handelt, muss bei der Betrachtung des akustischen Leistungsflusses die Fläche mitbetrachtet werden, durch welche diese Leistung hindurchtritt. Zum Beispiel wächst bei einer ebenen Welle die durch eine Fläche S hindurchfließende Leistung mit der Größe der Fläche S an. Es ist deswegen sinnvoll, diese Leistung durch das Produkt

$$P = IS \quad (5.8)$$

zu beschreiben, wobei stillschweigend angenommen worden ist, dass I auf der Fläche S konstant ist. Die damit definierte Größe I heißt Intensität, wie diese akustische Schallleistungs-Flächendichte genannt wird. Allgemein bildet die Intensität einen Vektor, der in Richtung der Wellenausbreitung zeigt. Für (5.8) ist zunächst wieder von eindimensionalen Schallvorgängen ausgegangen worden, I zählt also in x -Richtung.

Es lässt sich zeigen (siehe z.B. [5.1]), dass die Intensität stets gleich dem Produkt aus Schalldruck und Schallschnelle ist:

$$\vec{I} = p \vec{v}. \quad (5.9)$$

Die durch eine Fläche S hindurchtretende Leistung errechnet sich allgemeiner als in Gl.(5.8) zu

$$P = \int \vec{I} d\vec{S}, \quad (5.10)$$

wenn die Intensität nicht konstant über S ist. Darin bedeutet $d\vec{S}$ das vektorielle Flächenelement, das überall auf der Fläche S senkrecht steht. Im Folgenden werden die Vektoren $\vec{I}$ und $\vec{v}$ meist durch die Skalare I und v ersetzt; dann sind beliebig wählbare Vektor-Komponenten gemeint, die im eindimensionalen Fall stets in Ausbreitungsrichtung der Welle gezählt werden.

In der praktischen Anwendung wird die Fläche S meist eine geschlossene, eine Schallquelle vollständig umschließende Hüllfläche sein. Die Schallleistung P , die durch diese Fläche dringt, ist dann gleich der von der Quelle abgegebenen Leistung. Aus dieser Bemerkung wird noch einmal deutlich, dass die Leistung eine „integrale“, globale Größe bildet, während die Intensität die örtliche Verteilung der Leistung – nämlich gerade ihre Flächendichte – angibt.

Auch bei stationär betriebenen Quellen sind Intensität I und Leistung P zeitabhängig. Diese Tatsache lässt sich z.B. leicht für Schallfelder zeigen, deren zeitliche Struktur in einem „reinen Ton“ bestehen; darunter ist ein sinusförmiger Zeitverlauf zu verstehen. Es sei also an einem gewissen Ort ein Schalldruck-Zeitverlauf

$$p = p_0 \cos(\omega t) \quad (5.11)$$

und eine Schallschnelle

$$v = v_0 \cos(\omega t + \varphi) \quad (5.12)$$

angenommen, wobei p_0 und v_0 die Signal-Amplituden und φ die Phasenverschiebung zwischen Druck und Schnelle beschreiben. Z.B. beträgt die Phasenverschiebung bei reinen fortschreitenden Wellen $\varphi = 0$, bei stehenden Wellen gilt $\varphi = \pm 90^\circ$ (siehe dazu auch den übernächsten Abschnitt). Die Intensität beträgt demnach

$$I(t) = p_0 v_0 \cos(\omega t) \cos(\omega t + \varphi) = \frac{p_0 v_0}{2} [\cos(\varphi) + \cos(2\omega t + \varphi)], \quad (5.13)$$

wie man leicht mit Hilfe des Additionstheorems $2 \cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)$ zeigen kann. Die Intensität schwingt offensichtlich mit der doppelten Frequenz um ihren zeitlichen Mittelwert $\bar{I}$, den man auch als Wirkintensität bezeichnet. Für die Wirkintensität gilt

$$\bar{I} = p_{\text{eff}} v_{\text{eff}} \cos(\varphi) \quad (5.14)$$

(p_{eff} , v_{eff} : Effektivwerte). Der mit der doppelten Frequenz schwingende, zeitveränderliche (mittelwertfreie) Anteil

$$I_B = p_{\text{eff}} v_{\text{eff}} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (5.15)$$

heißt Blindintensität. In der Elektrotechnik kann der Blindleistungsfluss beim Energietransport für die Dimensionierung von Leiterquerschnitten eine Rolle spielen, für die Akustik dagegen interessiert diese Größe nicht.

Wie man an Gl.(5.14) erkennt, hat auch die Phasenbeziehung zwischen Druck und Schnelle einen wesentlichen Einfluss auf die Wirkintensität; im übernächsten Abschnitt wird diese Tatsache noch einmal aufgegriffen.

Auch für allgemeine Signalformen mit vielen Frequenzanteilen wird die Charakterisierung von Quellen durch Angabe der zeitlichen Mittelwerte von Intensität oder Leistung, also durch

$$\bar{I} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt \quad (5.16)$$

und durch

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt \quad (5.17)$$

vorgenommen (T =Mittelungszeit).

5.3 Schalleistungspegel und Schallintensitätspegel

Wie in der Akustik aus guten Gründen allgemein üblich werden auch Leistung und Intensität durch Pegel beschrieben. Dabei definiert man die in

$$L_I = 10 \lg \frac{\bar{I}}{I_0} \quad (5.18)$$

und in

$$L_w = 10 \lg \frac{\bar{P}}{P_0} \quad (5.19)$$

erforderlichen Bezugsgrößen P_0 und I_0 so, dass sich gleiche Zahlenwerte für Druckpegel L , für Intensitätspegel L_I und für Leistungspegel L_w für den speziellen Fall einer ebenen fortschreitenden Welle ergeben und diese in Luft eine Fläche von $S = 1 \text{ m}^2$ durchsetzt. Mit

$$L = 10 \log \left(\frac{p_{\text{eff}}}{p_0} \right)^2 \quad \text{mit} \quad p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$$

ergibt sich also

$$I_0 = \frac{p_0^2}{\rho_0 c} = 10^{-12} \text{ W/m}^2 \quad (5.20)$$

und

$$P_0 = I_0 \cdot 1 \text{ m}^2 = 10^{-12} \text{ W} \quad (5.21)$$

(mit $\rho_0 c = 400 \text{ kg m}^{-2} \text{ s}^{-1}$).

5.4 Leistungstransport bei fortschreitenden oder stehenden Wellen

Die tatsächlich von einer Quelle abgegebene Wirkleistung hängt wie gesagt im schmalbandigen Fall von den akustischen Eigenschaften des Raumes ab, in dem sich die Quelle befindet. Insbesondere kann der Intensitätspegel in einer stark reflektierenden akustischen Umgebung sehr viel kleiner als der Schalldruckpegel sein, während diese Pegel bei schwach reflektierenden Raumbegrenzungen etwa gleich groß sind, wie das Folgende zeigt.

5.4.1 Fortschreitende Wellen

In der Umgebung mit wenig Reflexionen – im Freien oder im reflexionsarmen Raum – besteht das Feld aus fortschreitenden, nur in eine gewisse Richtung laufenden Wellen, die an der absorbierenden oder offenen Berandung „verschluckt“ werden. Das einfachste mathematische Modell für das Schallfeld besteht dann im Schalldruck-Verlauf

$$p(x,t) = p_0 \cos(\omega t - kx) \quad (5.22)$$

($k = \text{Wellenzahl} = \omega/c = 2\pi/\lambda$, $\lambda = \text{Wellenlänge} = c/f$). Damit ist eine fortschreitende Welle beschrieben. Sie besteht in einem mit der Zeit wanderndem Ortsverlauf (siehe Abb. 5.1).

Zwischen den Schalldrücken an zwei sich um Δx unterscheidenden Mikrofonorten herrscht die Phasendifferenz $\Delta\varphi = k\Delta x = 2\pi\Delta x/\lambda$. Die Wirkintensität beträgt

$$\bar{I} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)v(t)dt = \frac{1}{\rho_0 c} \frac{1}{T} \int_0^T p^2(t)dt = \frac{p_0^2}{2\rho_0 c}. \quad (5.23)$$

Schalldruckpegel und Intensitätspegel sind gleich groß.

5.4.2 Stehende Wellen

In Räumen mit gering absorbierenden Begrenzungsflächen finden an letzteren Reflexionen des Schallfeldes statt. Das einfachste mathematische Modell für das Schalldruckfeld besteht hier in zwei gleich großen, aber gegenläufigen Schallwellen mit dem Orts- und Zeitverlauf

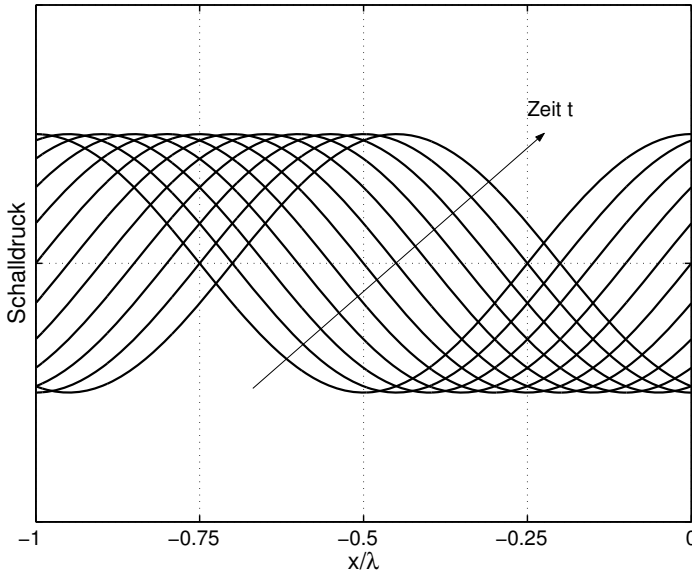


Abb. 5.1 Ortsverlauf des Schalldrucks einer fortschreitenden Welle für konstante Zeiten. Überdeckt wird eine halbe zeitliche Periodendauer. Die Schallschnelle v hat wegen $v = p/\varrho_0 c$ den gleichen Orts- und Zeitverlauf.

$$p(x,t) = p_0[\cos(\omega t - kx) + \cos(\omega t + kx)] = 2p_0 \cos kx \cos \omega t. \quad (5.24)$$

Wegen des auf das Schallfeld angewandten Trägheitsgesetzes

$$\varrho_0 \frac{\partial v}{\partial t} = -\frac{\partial p}{\partial x} \quad (5.25)$$

gilt für die Schallschnelle

$$v(x,t) = \frac{2p_0}{\varrho_0 c} \sin kx \sin \omega t. \quad (5.26)$$

Die Verläufe sind in Abb. 5.2 und in Abb. 5.3 dargestellt.

Zwischen zwei Mikrophonorten herrscht immer entweder die Phasendifferenz $\Delta\varphi = 0^\circ$ oder die von $\Delta\varphi = 180^\circ$. Druck und Schnelle sind stets um $\varphi = \pm 90^\circ$ gegeneinander phasenverschoben. Im zeitlichen Mittel transportieren stehende Wellen keine Intensität und keine Leistung, wie man auch schon an den Druckknoten in Abb. 5.2 ablesen kann. In den Knoten ist wegen $p = 0$ auch die Intensität $I(t) = p(t)v(t) = 0$ für alle Zeiten gleich Null, durch Flächen mit $p = 0$ dringt also niemals Leistung. Das Gleiche gilt natürlich auch für die Schnelle-Knoten. Wegen des Prinzips der Energieerhaltung kann dann durch keine dazu parallele Fläche im

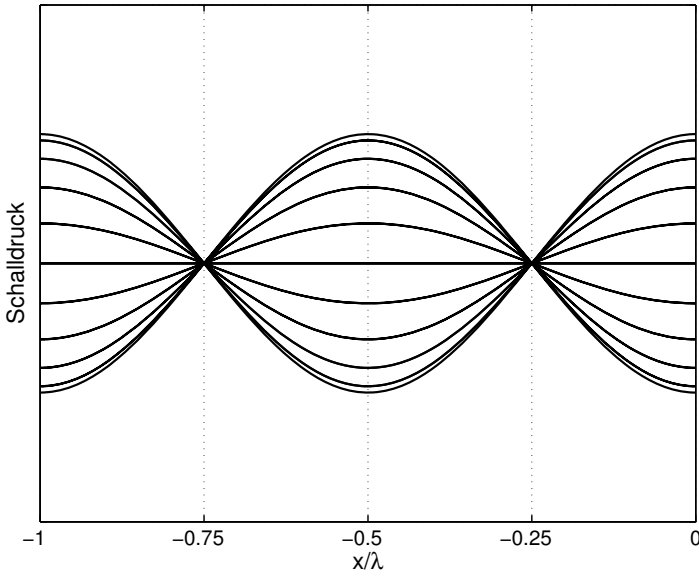


Abb. 5.2 Ortsverlauf des Schalldrucks in einer stehenden Welle für konstante Zeiten. Überdeckt wird eine zeitliche Periodendauer.

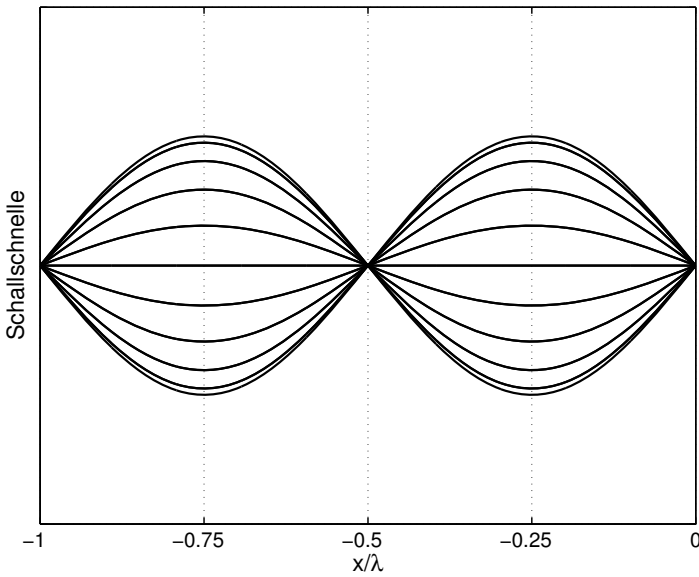


Abb. 5.3 Ortsverlauf der Schallschnelle in einer stehenden Welle für konstante Zeiten. Überdeckt wird eine zeitliche Periodendauer.

zeitlichen Mittel Leistung fließen. Das zeigt natürlich auch die Rechnung. Aus Druck und Schnelle folgt die Intensität

$$I(x,t) = \frac{4p_0^2}{\varrho_0 c} \sin kx \cos kx \sin \omega t \cos \omega t = \frac{p_0^2}{\varrho_0 c} \sin 2kx \sin 2\omega t. \quad (5.27)$$

Im zeitlichen Mittel ist also die Intensität an jedem Ort gleich Null. Die Tatsache, dass stehende Wellen ohne Energiezufuhr von außen auskommen, erklärt sich aus der getroffenen Annahme: Bei der vorausgesetzten Totalreflexion geht keine Energie verloren. Weil auch die Luft als verlustfrei aufgefasst worden ist, kann eine Schallwelle zwischen zwei Reflektoren beliebig oft hin- und herlaufen, ohne an Energie zu verlieren. In der Praxis ist die Annahme ganz fehlender Verluste immer mehr oder weniger stark verletzt. Die dann zugeführte Wirkleistung dient im eingeschwungenen, stationären Zustand ausschließlich zur Deckung der in der Realität immer vorhandenen Verlustleistung.

In Feldern in halligen Räumen kommen vorwiegend stehende Wellen vor. Bei ihnen sind Druck und Schnelle um $\pm 90^\circ$ gegeneinander phasenverschoben. Schalldruckpegel und Intensitätspegel können sehr unterschiedliche Werte besitzen, bei geringer Verlustleistung des Raumes ist $L_I \ll L$.

Die Hauptunterschiede zwischen fortschreitenden und stehenden Wellen lassen sich wie folgt zusammenfassen

- Geradezu ein Synonym für den Begriff „fortschreitende Welle“ bildet die Tatsache, dass die Phasenverschiebung von an verschiedenen Orten gemessenen Schalldruck-Signalen proportional zum Abstand dieser Orte wächst; in stehenden Wellen dagegen sind die an zwei Orten vorgefundenen Signale stets vollständig gleichphasig oder um 180° phasenverschoben.
- Auf Grund dieses Unterschiedes transportieren fortschreitende Wellen im zeitlichen Mittel Leistung durch den Wellenleiter-Querschnitt; bei stehenden Wellen ist die Wirkintensität überall gleich Null.

5.4.3 Teilweise Reflexion

In fast allen tatsächlich vorhandenen Räumen sind weder Reflexion noch Absorption vollständig: Im allgemeinen Fall sind teilweise reflektierende Begrenzungsflächen vorhanden. Beim eindimensionalen Wellenleiter besteht der Schalldruck dann aus

$$p(x,t) = p_0[\cos(\omega t - kx) + R \cos(\omega t + kx)], \quad (5.28)$$

wobei R den Reflexionsfaktor ($0 \leq R \leq 1$) bezeichnet. Der Einfachheit halber ist hier nur ein reellwertiger Reflexionsfaktor zugelassen worden (im Kapitel über die Messung der Schallabsorption findet man die allgemeinere Betrachtung). Wenn man die in $+x$ -Richtung laufende Welle in einen vollständig reflektierten Anteil und in einen nicht reflektierten Anteil aufspaltet,

$$p_0 \cos(\omega t - kx) = p_0 R \cos(\omega t - kx) + p_0(1 - R) \cos(\omega t - kx) , \quad (5.29)$$

dann erhält man

$$p(x, t) = p_0 R [\cos(\omega t - kx) + \cos(\omega t + kx)] + p_0(1 - R) \cos(\omega t - kx) , \quad (5.30)$$

Der erste Summand mit dem Faktor R vor der eckigen Klammer bildet eine stehende, der zweite Summand mit dem Faktor $(1 - R)$ eine fortschreitende Welle. Grundsätzlich kann man sich also Schallfelder aus einer Summe von fortschreitenden und von stehenden Wellen vorstellen. Je nach Fall sind mehr fortschreitende Anteile (bei kleinem Reflexionsfaktor R) oder mehr stehende Anteile (bei großem Reflexionsfaktor R) enthalten.

Beim Auftreten gegenläufiger Wellen wie in Gl.(5.28) addieren sich die Leistungen „pro Richtung“ zur Gesamtleistung. Mit der Schallschnelle

$$v(x, t) = \frac{p_0}{\rho_0 c} [\cos(\omega t - kx) - R \cos(\omega t + kx)] \quad (5.31)$$

erhält man die Wirkintensität

$$\begin{aligned} \bar{I} &= \frac{p_0^2}{\rho_0 c} \frac{1}{T} \int_0^T [\cos(\omega t - kx) + R \cos(\omega t + kx)][\cos(\omega t - kx) - R \cos(\omega t + kx)] dt \\ &= \frac{p_0^2}{\rho_0 c} \frac{1}{T} \int_0^T [\cos^2(\omega t - kx) - R^2 \cos^2(\omega t + kx)] dt , \end{aligned}$$

also gilt

$$\bar{I} = \frac{p_0^2}{2\rho_0 c} [1 - R^2] . \quad (5.32)$$

Der ersten Summand bezeichnet die Intensität der in x -Richtung laufenden Welle alleine, der zweite Summand stellt die Intensität der reflektierten Welle alleine dar; die Gesamt-Intensität ergibt sich aus der Differenz der genannten Teile.

5.5 Hüllflächen-Verfahren

Dieses Messverfahren beruht auf der Messung des Schalldruckes im so genannten Fernfeld von Quellen, welches sich in ausreichender Entfernung von ihnen unter Freifeldbedingungen in Räumen ohne Reflexionen aufbaut. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass sich die Schallschnelle unter den genannten Bedingungen direkt aus dem Schalldruck ergibt; die Schnelle-Messung wird auf die Druckmessung zurückgeführt. Der Nachteil dieser Messmethode besteht vor allem darin, dass ein geeigneter, reflexionsarmer Messraum erforderlich ist.

Beim Hüllflächen-Verfahren wählt man die Messfläche für die Leistungsmessung „im Freien“ nun so, dass die durch diese Fläche fließende Leistung gerade gleich der von der stationär betriebenen Quelle abgestrahlten Leistung ist. Man muss also die Messfläche so festlegen, dass sie die Quelle vollständig umhüllt.

Wie erwähnt muss die Hüllfläche so gewählt werden, dass alle Messpunkte auf ihr im Fernfeld liegen. Dabei müssen alle drei, im Folgenden genannten Fernfeld-Bedingungen eingehalten werden: es muss

$$r \gg l, \quad (5.33)$$

$$r \gg \lambda, \quad (5.34)$$

und

$$\frac{r}{l} \gg \frac{l}{\lambda} \quad (5.35)$$

gelten, damit ein Messpunkt im Fernfeld liegt. Dabei bedeutet l eine typische Strahler-Abmessung (im Zweifel die größte Seitenlänge), r ist der Messpunkt-Abstand zum Strahler-Mittelpunkt und $\lambda = c/f$ bezeichnet die akustische Wellenlänge (eine Herleitung der genannten Fernfeldbedingungen enthält z.B. [5.1]).

Eine wichtige Eigenschaft des Fernfeldes besteht darin, dass in ihm die Richtcharakteristik eines beliebigen Strahlers vom Abstand r unabhängig ist. Auf jeder Kugel mit der Strahler-Mitte im Kugel-Mittelpunkt würde man also die gleiche Pegelverteilung messen, wenn man dabei von der einfachen Entfernungsabnahme des Pegels mit 6 dB pro Entfernungsverdopplung absieht. Für Messabstände r andererseits, die nicht im Fernfeld liegen, kann sich der Verlauf der Richtcharakteristika dagegen abstandsabhängig verändern. Als Beispiel dafür sei die Schalldruckverteilung auf der Achse vor einer Kreismembran genannt. Wie man in Abb. 5.4 erkennt, treten zunächst im Nahbereich vor dem Strahler Schalldruck-Nullstellen (Druckknoten) auf, die durch Interferenz der Strahlerbezirke entstanden sind. Erst in größeren Entfernungen, im Fernfeld, fällt der Pegel monoton mit dem Abstand (wie erwähnt mit 6 dB pro Abstandsverdopplung). Im Nahfeld würden demnach Richtcharakteristika gemessen werden mit Einbrüchen (Knoten), die im Fernfeld gar nicht auftreten. Eine weitere wichtige Eigenschaft des Fernfeldes besteht in der Tatsache, dass in ihm in jedem Punkt die radiale Schnellekomponente v_R aus einer Druckmessung bestimmt werden kann. Im Fernfeld gilt ähnlich wie in Gl.(5.6) $v_R = p/\rho_0 c$.

Meist wird man eine feste Mess-Geometrie und damit den Abstand r so wählen, dass die geometrische Voraussetzung Gl.(5.33) erfüllt ist. Gl.(5.34) bildet dann eine Bedingung, die bei fallender Frequenz verletzt wird; diese Gleichung gibt also eine untere Frequenzgrenze für die Messung an. Gl.(5.35) hingegen wird bei wachsender Frequenz verletzt; sie gibt also eine obere Frequenzgrenze an.

Damit auch Quellen mit unbekannter Richtcharakteristik berücksichtigt werden können, zerlegt man sich zur Schalleistungsmessung nach dem Hüllflächen-Verfahren eine um die Quelle herum gelegte (gedachte) Hüllfläche in N „kleine“ Teilflächen S_i ; auf jeder Teilfläche wird der Schalldruck-Effektivwert gemessen. Die abgestrahlte Schalleistung ergibt sich dann aus

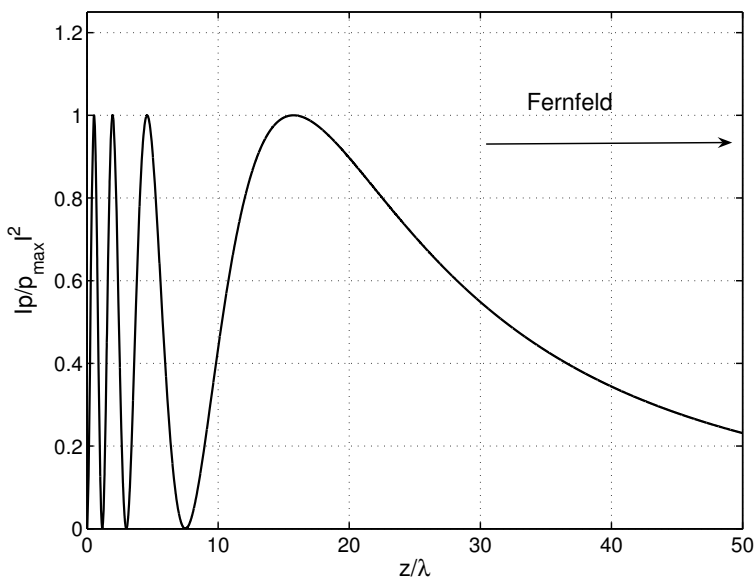


Abb. 5.4 Ortsverlauf des Schalldruckquadrates auf der Mittelachse (z -Achse) vor einer kreisförmigen Kolbenmembran mit dem Radius $b/\lambda = 4$

$$\bar{P} = \sum_{i=1}^N \frac{p_{\text{eff},i}^2}{\varrho_0 c} S_i . \quad (5.36)$$

Meist erfolgt die Zerlegung der Messfläche S in gleich große Teilflächen $S_i = S/N$. Mit Hilfe der oben genannten Beziehung zwischen den Bezugsgrößen $P_0 = p_0^2 \text{ m}^2 / \varrho_0 c$ gewinnt man dann die Gleichung

$$\frac{\bar{P}}{P_0} = \frac{S / \text{m}^2}{N} \sum_{i=1}^N \frac{p_{\text{eff},i}^2}{p_0^2} . \quad (5.37)$$

Damit wird der Leistungspegel L_w der Quelle wie folgt aus den Teilflächen-Pegeln L_i berechnet:

$$L_w = 10 \lg \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{L_i/10} \right] + 10 \lg [S / \text{m}^2] . \quad (5.38)$$

Der erste Ausdruck auf der rechten Seite wird auch als „mittlerer Messflächen-Pegel“ bezeichnet.

5.5.1 Normen

Für die Mess-Durchführung sollte die einschlägige Normung beachtet werden:

- EN ISO 3740 (2000): Bestimmung des Schallleistungspegels von Geräuschquellen - Leitlinien zur Anwendung der Grundnormen
- EN ISO 3744 (1995): Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 2 für ein im wesentlichen freies Schallfeld über einer reflektierenden Ebene
- EN ISO 3745 (2003): Bestimmung der Schallleistungs- und Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Verfahren der Genauigkeitsklasse 1 für reflexionsarme Räume und Halbräume
- EN ISO 3746 (1995): Ermittlung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 3 über einer reflektierenden Ebene

5.6 Hallraum-Verfahren

Wie bereits in der Einleitung erwähnt fußt die Messung der Schallleistung im Hallraum auf einer einfachen Überlegung. Im eingeschwungenen Zustand, in welchem sich der Raumschallpegel nicht mehr zeitlich ändert, deckt die Leistungszufuhr P_w der im Raum vorhandenen Schallquelle gerade die Verlustleistung P_v . Auf Grund theoretischer Überlegungen lässt sich die Verlustleistung andererseits leicht aus dem Schalldruckquadrat (im örtlichen Mittel) und der äquivalenten Absorptionsfläche A des Raumes bestimmen. Nach [5.1] gilt für die Verlustleistung P_v und das mittlere Schalldruckquadrat $\tilde{p}^2$ im Raum der mit den Bezugsgrößen P_0 und p_0 dimensionslos gemachte Zusammenhang

$$\frac{P_v}{P_0} = \frac{\tilde{p}^2}{4p_0^2} \frac{A}{m^2} \quad (5.39)$$

Durch Logarithmieren geht die genannte Gleichung in das Pegelgesetz

$$L_w = L + 10 \lg A / m^2 - 6 \text{ dB} \quad (5.40)$$

über. Dabei stellt L_w den Leistungspegel der Quelle dar. Die äquivalente Absorptionsfläche A des Messraumes wird aus der Sabine-Formel Gl.(5.3) durch Messung der Nachhallzeit T bestimmt. Damit die Nachhallzeit möglichst mit einem kleinen relativen Fehler bestimmt werden kann sind möglichst lange Nachhallzeiten im Messraum erforderlich, die Messung sollte also in einem Hallraum erfolgen. Unter L ist der mittlere Raum-Schalldruckpegel zu verstehen, der entweder durch Mittelung über mehrere, gleichmäßig im Raum verteilte Messpositionen

$$L = 10 \lg \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{L_i/10} \right] \quad (5.41)$$

(meist $N = 6$ Mikrophone, L_i = gemessene Einzelpegel) oder durch ein bei der Messung langsam bewegtes Mikrophon ermittelt wird.

Die zugrunde liegenden Schalldruckpegel müssen im diffusen Feld weit genug von der Quelle entfernt gemessen werden, die Messpunkte dürfen nicht innerhalb des Direktfeldes der Quelle liegen. Der Abstand zwischen Messpunkt und Quelle muss deshalb mindestens so groß wie der so genannte Hallradius

$$r_H = \frac{1}{7} \sqrt{A} . \quad (5.42)$$

sein. Auch darf nicht in der unmittelbaren Nähe von Wänden oder in Raum-Ecken gemessen werden.

Bei schmalbandigen Signalen treten auch in Räumen stehende Wellen auf, die man auch als „Moden“ bezeichnet. Wie im eindimensionalen Kontinuum zeichnen sie sich durch eine ausgeprägte örtliche Struktur mit Knoten und Bäuchen aus. Die für die Messung vorausgesetzte diffuse Schallfeld-Verteilung verlangt andererseits eine etwa ortsunabhängige, konstante Pegelverteilung im Messraum. Dazu ist das gleichzeitige Auftreten von ausreichend vielen Moden mit den unterschiedlichsten Lagen von Knoten und Bäuchen im Raum erforderlich. Für Messungen im diffusen Schallfeld müssen deshalb genügend Raum-Resonanzen gleichzeitig angeregt werden, und das setzt Schallsignale mit ausreichender Signalbandbreite voraus. Insbesondere können schmalbandige Quellen nicht mit dem Hallraum-Verfahren vermessen werden, ebenso verbietet sich die Messung mit Filtern kleiner Durchlass-Bandbreiten.

Eine rechnerische Abschätzung erhält man aus der in [5.1] abgeleiteten Beziehung

$$\Delta M = \frac{4\pi}{c} \left(\frac{f}{c} \right)^2 V \Delta f . \quad (5.43)$$

für die Anzahl ΔM der im Frequenzband Δf mit der Mittenfrequenz f enthaltenen Resonanzfrequenzen. Üblicherweise setzt man $\Delta M / \Delta f > 1 / \text{Hz}$ für die Hallraum-Messung voraus, dann enthält die Terz bei 200 Hz etwa 50 Resonanzen, die dafür erforderliche Raumgröße beträgt etwa $[80] \text{m}^3$. Meist benutzt man etwas größere Hallräume von etwa 160m^3 bis 200m^3 , für sie enthält die Terz bei 200 Hz bereits (mehr als) 100 Resonanzen.

5.6.1 Normen

Die Einzelheiten der Messung sind der Normung zu entnehmen:

- EN ISO 3740 (2000): Bestimmung des Schallleistungspegels von Geräuschquellen - Leitlinien zur Anwendung der Grundnormen

- EN ISO 3741 (1999): Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hallraumverfahren der Genauigkeitsklasse 1

5.7 Intensitäts-Messverfahren

Die direkte Messung der Intensität von Schallquellen bietet einige Vorteile, auf die hier zunächst eingegangen werden soll.

Wird die Schallleistung durch Überstreichen einer um die Quelle gelegten Hüllfläche mit der Messsonde oder – ähnlich wie beim Hüllflächen-Verfahren – durch Messungen in einer Vielzahl von Messpunkten auf der Hüllfläche bestimmt, dann kann dies auch in Gegenwart einer fremden, außerhalb der Hüllfläche liegenden Quelle geschehen, ohne dass letztere die Messung stört. Der Leistungsfluss der fremden Quelle ergibt in der Summe keinen Beitrag zur gemessenen Leistung, denn die durch Teile der Hüllfläche eindringende Leistung fließt aus anderen Teilen der Hülle auch wieder hinaus. In der Nettobilanz tritt deshalb nur die Leistung der von Hüllfläche eingeschlossenen Quelle(n) in Erscheinung.

Weil Reflexionen an den Begrenzungsflächen von Räumen ebenfalls “fremden“ (Spiegel-) Quellen zugeordnet werden können, kann aus dem gleichen Grund auf die Verwendung spezieller Messräume im Prinzip verzichtet werden; auch die von den Raum-Begrenzungsflächen zurückgeworfenen Schallanteile liefern keinen Beitrag zum Leistungsfluss durch die Hüllfläche, die die zu untersuchende Quelle umschließt.

Ein erheblicher Vorteil der Intensitäts-Messung gegenüber den beiden anderen geschilderten Messverfahren besteht darin, dass kein besonderer Messraum nötig ist. Nicht alle technischen Schallquellen können demontiert und in einem Messraum wieder aufgestellt werden, das ist manchmal entweder unmöglich oder wäre viel zu aufwendig, selbst wenn eine solcher Raum vorhanden ist. Allerdings zeigen die folgenden Betrachtungen von Messfehlern, dass sich hallige Räume mit gut reflektierenden Wänden für die Intensitäts-Messung schlecht eignen, weil die dann auftretenden Fehler vergleichsweise groß sind.

Darüber hinaus dient die Intensitätsmesstechnik nicht nur zur vom Messraum weitgehend unabhängigen Bestimmung der Leistung einer Quelle. Der örtlich kartographierte Intensitäts-Fluss lässt Rückschlüsse auf die Lage der akustischen Teil-Quellen und ihrer Beteiligung an der Gesamtleistung jedenfalls bei breitbandigen Geräuschen zu. Bei schmalbandigem oder monofrequentem Schall zusammengesetzter (kohärenter) Quellen treten auch in der Intensitäts-Verteilung die im Schallfeld enthaltenen Interferenzmuster zu Tage. Die Abbildungen 5.5 und 5.6 zeigen z.B. die Intensitätspegel von zwei gegenphasigen Quellen (Dipol-ähnliche Gesamtquelle) bei kleinem und bei größerem Verhältnis aus Quellabstand und Wellenlänge h/λ .

Auch für den Fortleitungsprozess von Schall kann die Intensitäts-Verteilung z.B. in der Nähe von akustisch behandelten Oberflächen einen wichtigen Aufschluss geben. In den Abbildungen 5.7 und 5.8 ist z.B. die Intensität des an ei-

nem zylindrischen Körper vorbeilaufenden Schallfeldes dargestellt. Bei Abb. 5.7 ist die Körperoberfläche schallhart (Normalkomponente der Schallschnelle = 0), bei Abb. 5.8 schallweich (Schalldruck = 0). Wie man sieht hat der Unterschied in der Oberflächenbeschaffenheit eine erhebliche Wirkung auf die tangentialen Intensitätsverteilung und damit auf das Beugungsfeld hinter dem Hindernis (näheres dazu siehe [5.18]).

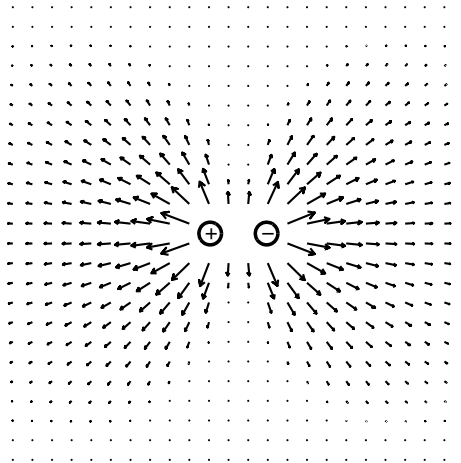


Abb. 5.5 Intensität zweier gegenphasiger Quellen im Abstand $h = \lambda/2$. Die Vektorlänge gibt den Intensitätspegel an, der dargestellte Pegelbereich umfasst 25 dB.

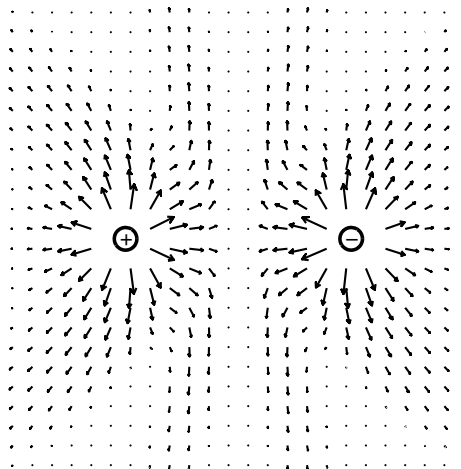


Abb. 5.6 Intensität zweier gegenphasiger Quellen im Abstand $h = 2\lambda$. Die Vektorlänge gibt den Intensitätspegel an, der dargestellte Pegelbereich umfasst 25 dB.

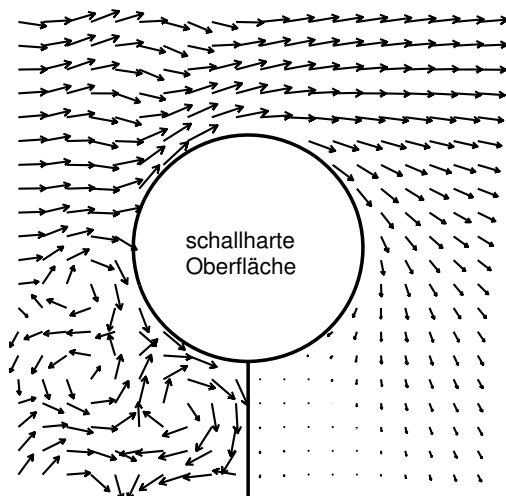


Abb. 5.7 Ortsverlauf der Schallintensität bei einem schallharten Zylinder, der auf einen gestreckten Reflektor aufgesetzt wurde. Schalleinfall von links. Der Zylinderdurchmesser beträgt eine Wellenlänge. Die Vektorlänge gibt den Intensitätspegel an, der dargestellte Pegelbereich umfasst 25 dB.

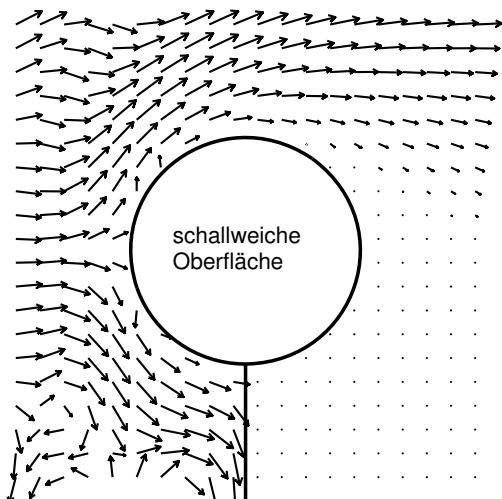


Abb. 5.8 Ortsverlauf der Schallintensität bei einem schallweichen Zylinder, der auf einen gestreckten Reflektor aufgesetzt wurde. Schalleinfall von links. Der Zylinderdurchmesser beträgt eine Wellenlänge. Die Vektorlänge gibt den Intensitätspegel an, der dargestellte Pegelbereich umfasst 25 dB.

5.7.1 Beschreibung des Verfahrens

Die direkte Messung der Schallintensität setzt naturgemäß die Bestimmung der Schallschnelle voraus. Der zuerst von Fahy in [5.8] vorgeschlagene Grundgedanke des Intensitäts-Messverfahrens besteht deshalb darin, den zur Schnelle-Messung erforderlichen Druckgradienten durch die Druckdifferenz zwischen zwei Mikrophonorten abzuschätzen. Statt der wahren Schnelle $\varrho_0 \frac{\partial v}{\partial t} = -\frac{\partial p}{\partial x}$ wird also die gemessene Schnelle

$$\varrho_0 \frac{\partial v_M}{\partial t} = \frac{p(x) - p(x + \Delta x)}{\Delta x} \quad (5.44)$$

zur Bestimmung der Intensität benutzt. Dabei bezeichnen x und $x + \Delta x$ die Orte, in denen die beiden bei der Intensitäts-Messtechnik verwendeten Druckempfänger angebracht sind. Praktisch werden die Zeitverläufe durch eine aus zwei Mikrofonen bestehende Intensitätsmesssonde bestimmt. Die beiden Mikrophone sollen dabei möglichst gleich sein und möglichst geringe Toleranzen gegeneinander aufweisen. Meist stehen die Mikrophone nicht parallel nebeneinander sondern „zeigen sich gegenseitig“ die Membranflächen (siehe auch Abb. 5.9). Sie sind durch einen Abstandshalter getrennt, so dass Δx genau bekannt ist. Weil auch die Phasentoleranzen möglichst klein sein müssen (ihre Bedeutung wird im Abschnitt über Messfehler und Grenzen des Verfahrens erläutert), kommen nur hochwertige Kondensatormikrophone für die Verwendung in Frage.

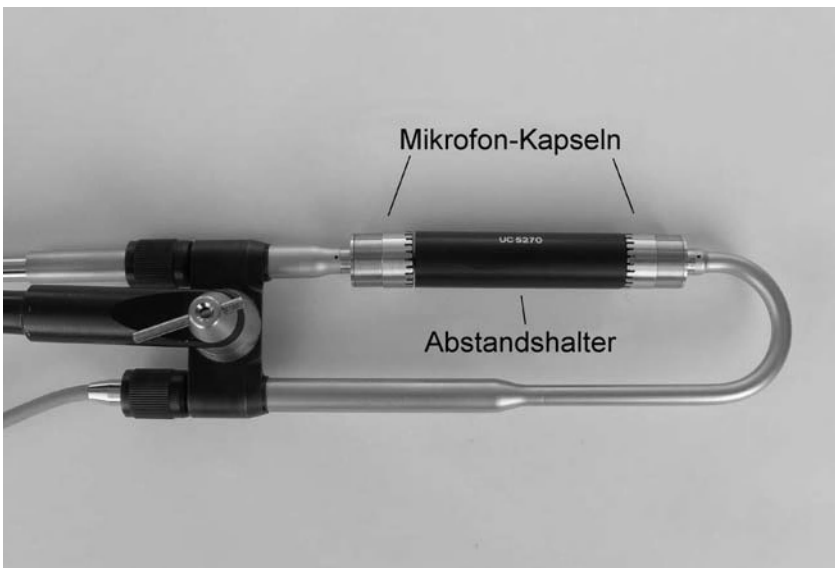


Abb. 5.9 Intensitätsmesssonde

Die Richtung des Abstandes Δx zwischen den beiden Messpositionen muss dabei keineswegs mit der tatsächlichen (oder vermeintlichen) Richtung der Schallaus-

breitung übereinstimmen; mit den nachfolgend näher beschriebenen Verfahren wird stets diejenige vektorielle Intensitäts-Komponente bestimmt, deren Richtung in die durch die beiden Messorte hindurchlaufende Achse zählt. Schließen die Richtung der Intensitätsmesssonde und die Ausbreitungsrichtung der Welle (in welche die wahre Intensität stets zeigt) einen Winkel ϑ ein, dann ergibt sich die in Richtung der Messsonde gezählte Intensität $\bar{I}(\vartheta)$ aus

$$\bar{I}(\vartheta) = \bar{I}(0^\circ) \cos \vartheta, \quad (5.45)$$

wobei $\bar{I}(0^\circ)$ die Intensität in Ausbreitungsrichtung der Welle darstellt. Die daraus folgende Pegeldifferenz $\Delta L(\vartheta) = 10 \lg(\bar{I}(\vartheta)/\bar{I}(0^\circ)) = 10 \lg(\cos \vartheta)$ ist in Abb. 5.10 als Richtcharakteristik über ϑ gezeigt. Natürlich bildet (5.44) eine Approximation für

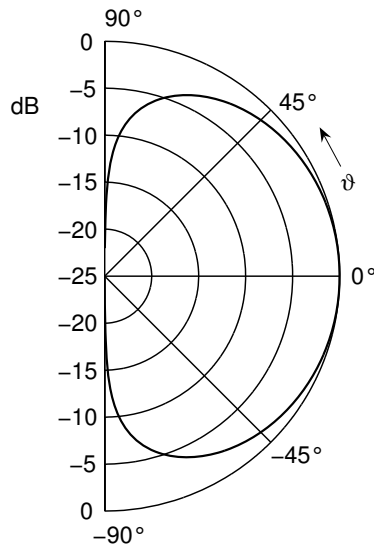


Abb. 5.10 Intensitäts-Pegeldifferenz $\Delta L(\vartheta) = 10 \lg(\bar{I}(\vartheta)/\bar{I}(0^\circ)) = 10 \lg(\cos \vartheta)$ die sich ergibt, wenn die Richtungen von Wellenausbreitung und von Intensitätsmesssonde den Winkel ϑ einschließen

die „wahre“ Schallschnelle, die mit Hilfe von (5.44) hergestellte Schätzung für die Intensität wird systematische Fehler enthalten, die hier genauer zu untersuchen sind. Vorab müssen jedoch die Mess- und Auswerte-Verfahren in den Details geschildert werden, die Fehlerbetrachtung – die dann auch die Grenzen des Verfahrens angibt – folgt anschließend.

Wie schon erwähnt sind Leistungsmessungen vor allem für stationär betriebene („dauernd laufende“) Quellen sinnvoll, davon wird im Folgenden ausgegangen. Für solche Schalle kann das sich auf (5.44) stützende Intensitäts-Messverfahren entweder direkt auf den zeitlichen Mittelwert der lokalen Intensität abzielen (die dazu erforderlichen Signale können dabei auch z.B. A-gefiltert sein), oder es kann die

spektrale Zusammensetzung aus Frequenzbestandteilen im Vordergrund des Interesses stehen. Im Folgenden wird sowohl auf die Ermittlung der Intensität im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich eingegangen.

5.7.2 Zeitbereichsverfahren

Zur Bestimmung der Intensität muss die Druckdifferenz in (5.44) noch mit Hilfe eines analogen elektrischen Netzwerkes oder mit einem digitalen Prozessor zeitlich integriert werden:

$$v_M(t) = \frac{1}{\Delta x \varrho_0} \int [p(x) - p(x + \Delta x)] dt . \quad (5.46)$$

Der Zeitverlauf der Intensität ergibt sich als das Produkt von Druck und Schnelle. Da man nun über zwei Messsignale für den Druck verfügt, die an zwei nah benachbarten Orten gewonnen worden sind, verwendet man für den Druck den Mittelwert der beiden Signale

$$p_M(t) = \frac{1}{2} [p(x) + p(x + \Delta x)] , \quad (5.47)$$

damit ist

$$I_M(t) = p_M(t)v_M(t) = \frac{1}{2\varrho_0\Delta x} [p(x) + p(x + \Delta x)] \int [p(x) - p(x + \Delta x)] dt . \quad (5.48)$$

Der zeitliche Mittelwert ergibt sich mit Hilfe eines analogen oder digitalen Integrators zu

$$\bar{I}_M = \frac{1}{2\varrho_0\Delta x T} \int_0^T \{ [p(x) + p(x + \Delta x)] \int [p(x) - p(x + \Delta x)] dt \} dt , \quad (5.49)$$

worin T die Mittelungszeit bedeutet.

5.7.3 Frequenzbereichsverfahren

5.7.3.1 Monofrequente Signale

Um zunächst den einfachsten Fall mit nur einer einzigen im Signal enthaltenen Frequenz zu betrachten stellt man sich auf den Standpunkt, dass die Schallquelle ein zeitlich sinusförmiges Signal aussendet. Wegen Linearität und Zeitinvarianz der Schallabstrahlung bestehen dann alle Messsignale für Druck und Schnelle an beliebigen Orten ebenfalls in reinen Tönen gleicher Frequenz, die natürlich alle unterschiedliche Amplituden und Phasen aufweisen können. Ohne Einschränkung der

Allgemeinheit wird deshalb angenommen, die in den Messorten x und $x + \Delta x$ vorgefundenen Schalldruck-Zeitverläufe seien durch

$$p(x, t) = p \cos(\omega t) \quad (5.50)$$

und durch

$$p(x, t) = p_{\Delta} \cos(\omega t - \phi_{\Delta}) \quad (5.51)$$

gegeben, wobei p und p_{Δ} die beiden Amplituden der beiden Signale und ϕ_{Δ} ihre Phasenverschiebung bezeichnet.

Mit diesen Bezeichnungen wird aus (5.49)

$$\begin{aligned} \bar{I}_M = \frac{1}{2\rho_0 \Delta x T \omega} \int_0^T [p \cos(\omega t) + p_{\Delta} \cos(\omega t - \phi_{\Delta})] \\ [p \sin(\omega t) - p_{\Delta} \sin(\omega t - \phi_{\Delta})] dt, \end{aligned} \quad (5.52)$$

Die Integrale, bei denen Sinus-Funktion und Kosinus-Funktionen vom jeweils gleichen Argument auftreten, sind alle gleich Null. Es verbleibt daher

$$\bar{I}_M = \frac{pp_{\Delta}}{2\rho_0 \Delta x T \omega} \int_0^T \cos(\omega t - \phi_{\Delta}) \sin(\omega t) - \sin(\omega t - \phi_{\Delta}) \cos(\omega t) dt. \quad (5.53)$$

Mit Hilfe von $\cos(\beta) \sin(\alpha) - \sin(\beta) \cos(\alpha) = \sin(\alpha - \beta)$ wird daraus

$$\bar{I}_M = \frac{pp_{\Delta} \sin(\phi_{\Delta})}{2\rho_0 \Delta x \omega}. \quad (5.54)$$

Wie man sieht benötigt man zur Berechnung von I_M nur die beiden Amplituden p und p_{Δ} und die Phasendifferenz ϕ_{Δ} zwischen ihnen.

5.7.3.2 Signale mit beliebigem Frequenzinhalt

Eine recht ähnliche Betrachtung kann man auch für Signale mit beliebigen Frequenzbestandteilen durchführen. Zunächst ist für die Beschreibung des Verfahrens „im Frequenzbereich“ naturgemäß eine Zerlegung der Signale in diese Frequenzbestandteile erforderlich. Dabei geht man üblicher Weise von periodischen Vorgängen aus.

Schon weil Intensitätsmessungen ausschließlich für stationär betriebene Quellen sinnvoll sind ist die Annahme vernünftig, dass sich die Signale auch außerhalb eines gewissen Beobachtungs-Intervalles $0 < t < T$ „ähnlich“ verhalten wie innerhalb. Am einfachsten drückt man diese Erwartung einfach aus indem man von Signalen ausgeht, die sich mit der Beobachtungszeit T periodisch wiederholen, für die also $f(t + T) = f(t)$ gilt. Dabei muss die Dauer T nicht etwa mit einer tatsächli-

chen physikalischen Periode (z.B. der Umdrehung eines laufenden Motors) übereinstimmen, im Gegenteil bedeutet T eine vom Anwender (mehr oder weniger) willkürlich gewählte Messzeit. Dass mit dieser mathematisch „strengen“ Periodisierung dennoch kein nennenswerter Fehler einhergehen kann, das leuchtet für stationäre Signale unmittelbar ein: lokale Intensität und global abgegebene Leistung können kaum davon abhängen, welches Zeitstück der Dauer T aus dem langdauernden stationären Signal herausgegriffen wird. Außerdem kann man natürlich noch über mehrere Stichproben der Länge T mitteln.

Üblicherweise benutzt man deshalb für die Frequenzzzerlegung so genannte „Amplitudenspektren“, die normalerweise von FFT-Analysatoren (oder entsprechenden Computerprogrammen) aus den Signal-Zeitverläufen errechnet werden. Ein Signal $f(t)$ wird dabei durch seine so genannte Fourier-Reihe

$$f(t) = \sum_{n=1}^N F_n \cos(2\pi n t / T - \varphi_n) = \sum_{n=1}^N F_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n) \quad (5.55)$$

($\omega_1 = 2\pi/T$) dargestellt. Wie man sieht bildet F_n die zur Frequenz $f_n = n/T$ gehörende Amplitude und φ_n die Phase. Diese beiden Größen können mit Hilfe von

$$F_n \cos(\varphi_n) = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_1 t) dt \quad (5.56)$$

und von

$$F_n \sin(\varphi_n) = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega_1 t) dt \quad (5.57)$$

aus dem Signal bestimmt werden. Weil in der Akustik Gleichanteile (von Feldgrößen wie Druck oder Schnelle) nicht vorkommen, ist bereits von $F_0 = 0$ ausgegangen worden. Auch sind bandbegrenzte Signale (bzw. Signale nach passieren eines Anti-Aliasing-Filters) vorausgesetzt worden (Aspekte der digitalen Signalverarbeitung siehe z.B. [5.19]).

Es sei nun also angenommen, dass die Amplituden p_n und $p_{\Delta,n}$ und Phasen φ_n und $\varphi_{\Delta,n}$ der Schalldrucksignale in x und in $x + \Delta_x$ vom Analysator ermittelt worden sind. Die Signale können also durch ihre Reihendarstellungen

$$p(x,t) = \sum_{n=1}^N P_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n) \quad (5.58)$$

und

$$p(x + \Delta_x, t) = \sum_{n=1}^N P_{\Delta,n} \cos(n\omega_1 t - \varphi_{\Delta,n}) \quad (5.59)$$

ausgedrückt werden. Aus Gl.(5.49) zur Bestimmung der gemessenen Intensität wird dann

$$\bar{I}_M = \frac{1}{2\rho_0\Delta x T} \int_0^T \sum_{n=1}^N [P_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n) + P_{\Delta,n} \cos(n\omega_1 t - \varphi_{\Delta,n})] \cdot$$

$$\sum_{m=1}^N \frac{1}{m\omega_1} [P_m \sin(m\omega_1 t - \varphi_m) - P_{\Delta,m} \sin(m\omega_1 t - \varphi_{\Delta,m})] dt .$$

Alle Teilintegrale mit unterschiedlichen Ordnungszahlen n und m (und deshalb mit unterschiedlichen Frequenzen) sind gleich Null, es bleiben deswegen nur die „Diagonalelemente“ mit gleichen Frequenzen übrig, d.h., es gilt

$$\bar{I}_M = \frac{1}{2\rho_0\Delta x T} \int_0^T \sum_{n=1}^N [P_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n) + P_{\Delta,n} \cos(n\omega_1 t - \varphi_{\Delta,n})] \cdot$$

$$\frac{1}{n\omega_1} [P_n \sin(n\omega_1 t - \varphi_n) - P_{\Delta,n} \sin(n\omega_1 t - \varphi_{\Delta,n})] dt .$$

Die verbleibenden Integrale sind sehr leicht behandelbar (die Teilintegrale mit den Koeffizienten P_n^2 und $P_{\Delta,n}^2$ sind gleich Null, dann wird nur noch $\sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta = \sin(\alpha - \beta)$ angewandt), man erhält so

$$\bar{I}_M = \frac{1}{2\rho_0\Delta x} \sum_{n=1}^N \frac{1}{n\omega_1} P_n P_{\Delta,n} \sin(\varphi_{\Delta,n} - \varphi_n) \quad (5.60)$$

Wie man durch Vergleich von Gl.(5.60) mit der für eine einzige Frequenz geltenden Gl.(5.54) sieht, kann letztere ohne weiteres auf den allgemeineren Fall mit vielen Frequenzbestandteilen übertragen werden. Es wird dann nur die Intensität „pro Frequenz“ $\bar{I}_M(n)$ mit

$$\bar{I}_M(n) = \frac{1}{2\rho_0\Delta x} \frac{1}{n\omega_1} P_n P_{\Delta,n} \sin(\varphi_{\Delta,n} - \varphi_n) \quad (5.61)$$

gebildet, die im gesamten Messfrequenzband enthaltene Intensität ergibt sich einfach aus der Frequenzsumme zu

$$\bar{I}_M = \sum_{n=1}^N \bar{I}_M(n) . \quad (5.62)$$

5.7.4 Messfehler und Grenzen des Verfahrens

5.7.4.1 Hochfrequenter Fehler

Das augenfälligste und sofort einleuchtende Problem bei der Intensitäts-Messung besteht darin, dass die Differenzenbildung an Stelle der Differentiation nur bei großen Wellenlängen und entsprechend tiefen Frequenzen eine richtige Schätzung abgeben kann. Nur für den Fall, bei dem der Abstand der beiden Messorte Δx viel kleiner ist als die akustische Wellenlänge λ , kann die Druckdifferenz eine vernünftige Schätzung für die Ableitung bilden.

Eine einfache Modellannahme eines Schallfeldes in Form einer monofrequenten, fortschreitenden Welle zeigt die Größe des auftretenden Fehlers. Dazu wird die sich in x -Richtung ausbreitende Welle

$$p(x,t) = p_0 \cos(\omega t - kx)$$

als Feld angenommen. Die zu diesem Feld gehörende wahre Intensität I beträgt nach Gl.(5.23)

$$\bar{I} = \frac{1}{2} \frac{p_0^2}{\rho_0 c}$$

Die nach (5.54) gemessene Intensität dagegen ergibt sich aus der Phasendifferenz $\phi_{\Delta} = k\Delta x$ und den Amplituden der Schalldrucksignale zu

$$\bar{I}_M = \frac{p_0^2}{2\rho_0 \Delta x \omega} \sin k\Delta x.$$

Demnach ist

$$\frac{\bar{I}_M}{\bar{I}} = \frac{\rho_0 c}{\rho_0 \Delta x \omega} \sin k\Delta x = \frac{\sin k\Delta x}{k\Delta x} = \frac{\sin 2\pi\Delta x/\lambda}{2\pi\Delta x/\lambda}. \quad (5.63)$$

Die rechte Seite der letztgenannten Gleichung ist der Einfachheit halber in Abb. 5.11 wiedergegeben. Wie man sieht wird die wahre Intensität grundsätzlich durch den Messwert unterschätzt, es gilt immer $\bar{I}_M < \bar{I}$. Nicht einmal mehr das Vorzeichen stimmt, wenn $\Delta x/\lambda$ größer als 0,5 wird.

Natürlich kommen für die praktische Anwendung nur Mess-Sonden mit $\Delta x/\lambda \ll 0,5$ in Frage. Für diese ergibt eine Näherungsrechnung leicht übersehbare Zahlenwerte für den hier diskutierten systematischen Fehler. Wenn man die Taylorreihe für die Sinus-Funktion nach dem zweiten Glied abbricht ($\sin x \approx x - x^3/6$), so erhält man näherungsweise

$$\frac{\sin 2\pi\Delta x/\lambda}{2\pi\Delta x/\lambda} \approx 1 - \frac{1}{6} (2\pi\Delta x/\lambda)^2. \quad (5.64)$$

Die Pegeldifferenz zwischen wahren Intensitätspegel L_I und aus der Messung bestimmten Wert L_M errechnet sich also aus

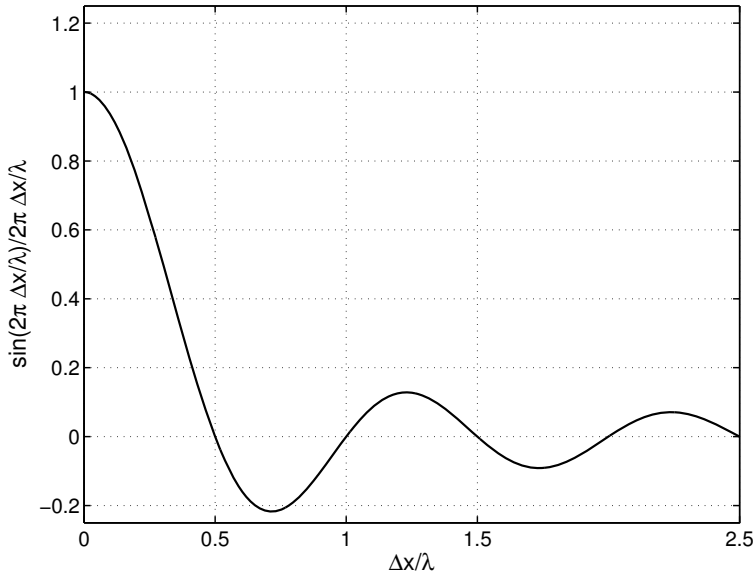


Abb. 5.11 Quotient aus gemessener und tatsächlicher Intensität

$$L_I - L_M = -10 \lg \frac{\sin 2\pi\Delta x/\lambda}{2\pi\Delta} = -10 \lg \left(1 - \frac{1}{6}(2\pi\Delta x/\lambda)^2 \right). \quad (5.65)$$

Für $(2\pi\Delta x/\lambda)^2/6 = 0,2$ beträgt der Messfehler $L_I - L_M = -10 \lg 0,8 = 1 \text{ dB}$, die 1 dB-Grenze des Messfehlers liegt also bei $\Delta x/\lambda = 0,17$. Der Messfehler ist demnach nur dann kleiner als 1 dB, wenn etwa $\Delta x < \lambda/6$ gilt. Für einen Abstand von nur $x = 2,5 \text{ cm}$ ließe sich also bis $\lambda = 15 \text{ cm}$ und damit bis zu $f = c/\lambda = 2100 \text{ Hz}$ messen, wenn der Fehler nicht größer als 1 dB sein soll.

5.7.4.2 Tieffrequenter Fehler

Ein zweiter, die untere Frequenzgrenze betreffender Fehler ergibt sich, wenn das Schallfeld in einer nicht völlig absorbierenden Umgebung auch stehende Wellen enthält und wenn gleichzeitig in der Messkette ein (kleiner) Phasenfehler auftritt. Solche (sehr) kleinen Phasenunterschiede treten z.B. trotz sorgfältiger Auswahl durch Toleranzen bei Kombinationen aus Mikrofonen und Messverstärkern auf; typische Herstellerangaben (bei sehr guter Qualität) bestehen in einer Phasentoleranz von etwa nur $0,3^\circ$. In einem vorwiegend aus stehenden Wellen gebildeten Schallfeld spiegelt nun die vermeintliche kleine Phasendifferenz der an den zwei Messorten abgeleiteten Signale nach Gl.(5.54) eine gar nicht wirklich vorhandene, sondern nur dem Phasenfehler zuzuschreibende „Phantom-Intensität“ vor. Ohne Phasenfehler würde die Gleichphasigkeit der Signale in der stehenden Welle richtig auf ein Feld ohne Wirkintensität hindeuten.

Eine quantitative Einschätzung dieses Effektes lässt sich wie folgt bestimmen. Zunächst muss der Natur des betrachteten Fehlers gemäß von einem aus fortschreitenden und stehenden Wellenanteilen zusammengesetzten Schallfeld ausgegangen werden:

$$p(x,t) = p_F \cos(\omega t - kx) + p_S \cos kx \cos \omega t . \quad (5.66)$$

Für die Bestimmung der wahren Intensität ist es etwas bequemer, die stehende Welle durch zwei gegenläufige fortschreitende Wellen auszudrücken (mit Hilfe von $\cos kx \cos \omega t = [\cos(\omega t - kx) + \cos(\omega t + kx)]/2$):

$$p(x,t) = \left[p_F + \frac{p_S}{2} \right] \cos(\omega t - kx) + \frac{p_S}{2} \cos(\omega t + kx) . \quad (5.67)$$

Die tatsächlich transportierte Intensität besteht wegen des in Gl.(5.32) ausgedrückten Prinzips dann in

$$\bar{I} = \frac{1}{2\rho_0 c} \left\{ \left[p_F + \frac{p_S}{2} \right]^2 - \left[\frac{p_S}{2} \right]^2 \right\} = \frac{p_F(p_F + p_S)}{2\rho_0 c} . \quad (5.68)$$

Zur Bestimmung der gemessenen Intensität I_M ist die Wahl eines Messpunktes x erforderlich, weil der Anteil der stehenden Welle von Ort zu Ort variiert. Die interessierende Phantom-Intensität kommt ja nun durch den Phasenfehler in der stehenden Welle zustande; diese nur durch die Ungenauigkeit hervorgerufene Intensität wird also dann besonders groß sein, wenn auch die Schalldruckverteilung der stehenden Welle große Werte besitzt. Eine Abschätzung des hier diskutierten Fehlers „im schlechtesten Fall“ erhält man demnach, wenn die Messsonde in einem Druck-Bauch, also z.B. in $x = 0$ positioniert wird. Für die am Ort $x = 0$ ohne Phasenfehler und am Ort $x = \Delta x$ mit dem Phasenfehler ε vorgefundenen Signale $p(0)$ und $p(\Delta x)$ gilt nach Gl.(5.66)

$$p(0) = [p_F + p_S] \cos \omega t \quad (5.69)$$

und

$$p(\Delta x) = p_F \cos(\omega t - k\Delta x + \varepsilon) + p_S \cos(\omega t + \varepsilon) \cos(k\Delta x) . \quad (5.70)$$

Weil hier nur tiefe Frequenzen mit $k\Delta x \ll 1$ und kleine Phasentoleranzen ε interessieren kann man die letzte Gleichung noch durch

$$p(\Delta x) = [p_F + p_S] \cos \omega t + [p_F k\Delta x - \varepsilon(p_S + p_F)] \sin \omega t . \quad (5.71)$$

annähern (dabei ist von $\cos k\Delta x \approx 1$ und von $\cos(\omega t + \varepsilon) \approx \cos \omega t - \varepsilon \sin \omega t$ Gebrauch gemacht worden). Die gemessene Intensität ergibt sich nach Gl.(5.49) durch Einsetzen von $p(0)$ und $p(\Delta x)$ zu

$$\begin{aligned} \bar{I}_M = & \frac{1}{2\rho_0 c \Delta x} \frac{1}{T} \int_0^T (2[p_F + p_S] \cos \omega t + [p_F k\Delta x - \varepsilon(p_S + p_F)] \sin \omega t \\ & \cdot (p_F k\Delta x - \varepsilon(p_S + p_F)) \cos \omega t dt \end{aligned} \quad (5.72)$$

Daraus folgt schließlich

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_M &= \frac{1}{2\omega_{Q0}\Delta x} ([p_F + p_S]\{p_F k\Delta x - \varepsilon(p_S + p_F)\}) \\
 &= \frac{[p_F + p_S]p_F k\Delta x}{2\omega_{Q0}\Delta x} \left\{ 1 - \frac{\varepsilon}{k\Delta x} \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right) \right\} \\
 &= \frac{[p_F + p_S]p_F}{2Q_0 c} \left\{ 1 - \frac{\varepsilon}{k\Delta x} \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right) \right\} \\
 &= \bar{I} \left\{ 1 - \frac{\varepsilon}{k\Delta x} \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right) \right\}, \tag{5.73}
 \end{aligned}$$

oder

$$\frac{\bar{I}_M}{\bar{I}} = 1 - \frac{\varepsilon}{k\Delta x} \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right). \tag{5.74}$$

Wenn man einen Messfehler von 1 dB noch akzeptiert, dann muss bei der Messung

$$\frac{\varepsilon}{k\Delta x} \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right) < 0,2 \tag{5.75}$$

eingehalten werden. Weil die linke Seite von Gl.(5.75) mit fallender Frequenz wächst bedeutet sie die Festlegung einer unteren Bandbegrenzung des Messbereiches:

$$f > \frac{\varepsilon}{2\pi} \frac{5c}{\Delta x} \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right). \tag{5.76}$$

Mit $\varphi = 0,3\pi/180$ (das entspricht $0,3^\circ$ im Bogenmaß) und $\Delta x = 0,05$ m wird daraus zum Beispiel ungefähr

$$f > 28 \left(1 + \frac{p_S}{p_F} \right) \text{ Hz}.$$

Bei $p_S = 10 p_F$ ließe sich demnach etwa ab $f = 300$ Hz mit der Toleranz von 1 dB messen. Um das zu erreichen müssten die Wände des Messraumes etwa einen Absorptionsgrad von $\alpha = 0,3$ besitzen.

Wie der vorangegangene Abschnitt zeigt verlangt die Vermeidung von hochfrequenten Fehlern möglichst kleine Messabstände Δx (siehe Gleichung (5.63)), damit bei möglichst hohen Frequenzen noch fehlerfrei gemessen werden kann. Für tiefe Frequenzen ist nach (5.76) andererseits ein großes Δx für die fehlerfreie Messung erforderlich. Bei breitbandigen Messungen kommt man deshalb meist nicht mit einem einzigen Mikrophonabstand Δx aus. Man teilt dann den interessierenden Frequenzbereich in zwei Intervalle auf und verwendet zwei verschiedene Abstandshalter, der größere von ihnen wird für den tieffrequenten, der kleinere für den hochfrequenten Messbereich benutzt.

5.7.5 Normen

Folgende Normen müssen bei der Mess-Durchführung beachtet werden:

- EN ISO 9614-1 (1995): Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Intensitätsmessungen - Teil 1: Messungen an diskreten Punkten
- EN ISO 9614-2 (1996): Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Intensitätsmessungen - Teil 2: Messung mit kontinuierlicher Abtastung
- EN ISO 9614-3 (2003): Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Intensitätsmessungen - Teil 3: Scanning-Verfahren der Genauigkeitsklasse 1
- DIN EN 61043 (1994): Elektroakustik; Geräte für die Messung der Schallintensität; Messung mit Paaren von Druckmikrophonen

Für spezielle Typen von Schallquellen oder die Abstrahlung von Bauteilen sollte der aktuelle Stand der Normung geprüft werden (z.B. ISO 16902 (2003) für die Intensitäts-Messung an Pumpen und ISO 15186 (2000) für die Intensitäts-Messung zur Bestimmung der Luftschalldämmung).

Literaturverzeichnis

- [5.1] MÖSER, M.: *Technische Akustik*, 7. Auflage, Springer, Berlin (2007)
- [5.2] KUTTRUFF, H.: *Room Acoustics*, Applied Science Publishers, London (1973)
- [5.3] CREMER, L.: *Die wissenschaftlichen Grundlagen der Raumakustik I - III*, Hirzel, Leipzig (Band III 1950)
- [5.4] MÜLLER, G.; MÖSER, M.: *Taschenbuch der Technischen Akustik*, 4. Auflage, Springer, Berlin (2004)
- [5.5] MAYSSENHÖLDER, W.: *Körperschallenergie*, Hirzel, Leipzig (1994)
- [5.6] MAYSSENHÖLDER, W.; SCHNEIDER, W.: *Sound Bridge Localization in Buildings by Structure-borne Sound Intensity Measurement*, ACUSTICA 68, S. 258 - 262 (1989)
- [5.7] CREMER, L.; HECKL, M.: *Körperschall*, 2. Auflage, Springer, Berlin und Heidelberg (1996)
- [5.8] FAHY, F.: *Sound Intensity*, Elsevier Applied Science, London (1989)
- [5.9] EN ISO 3740: *Bestimmung des Schallleistungspegels von Geräuschquellen - Leitlinien zur Anwendung der Grundnormen*, (2000)
- [5.10] EN ISO 3744: *Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 2 für ein im wesentlichen freies Schallfeld über einer reflektierenden Ebene*, (1995)
- [5.11] EN ISO 3745: *Bestimmung der Schallleistungs- und Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Verfahren der Genauigkeitsklasse 1 für reflexionsarme Räume und Halbräume*, (2003)
- [5.12] EN ISO 3746: *Ermittlung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 3 über einer reflektierenden Ebene*, (2000)
- [5.13] EN ISO 3741: *Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hallraumverfahren der Genauigkeitsklasse 1*, (1999)
- [5.14] EN ISO 9614-1: *Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Intensitätsmessungen - Teil 1: Messungen an diskreten Punkten*, (1995)

- [5.15] EN ISO 9614-2: *Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Intensitätsmessungen - Teil 2: Messung mit kontinuierlicher Abtastung*, (1996)
- [5.16] EN ISO 9614-3: *Bestimmung der Schallleistungspegel von Geräuschquellen aus Intensitätsmessungen - Teil 3: Scanning-Verfahren der Genauigkeitsklasse 1*, (2003)
- [5.17] DIN EN 61043: *Elektroakustik; Geräte für die Messung der Schallintensität; Messung mit Paaren von Druckmikrofonen*, (1994)
- [5.18] MÖSER, M.: *Die Wirkung von zylindrischen Aufsätzen an Schallschirmen*, ACUSTICA 81(6), S. 565 - 586 (1994)
- [5.19] OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W.: *Digital Signal Processing*, Prentice Hall, New Jersey (1975)

Kapitel 6

Akustische Antennen

Prof. Dr.-Ing. Ulf Michel¹ und Prof. Dr.-Ing. Michael Möser²

Akustische Antennen werden zur Ortung von Schallquellen eingesetzt. Unter einer ‘Akustischen Antenne’ wird hier eine aus einer Vielzahl von örtlich verteilten Mess-Mikrofonen bestehende Anordnung (Mikrofon-Array) verstanden, deren Signale mit speziellen digitalen Verfahren zur Schwenkung der Richtcharakteristik (Beamforming) ausgewertet werden. Im Englischen spricht man von ‘phased microphone array’. Weitere Bezeichnungen sind ‘Akustisches Teleskop’ und ‘Akustische Kamera’.

Ähnlich wie sich mit Hilfe von zwei Mikrofonen im Prinzip die Wellen zweier Laufrichtungen trennen lassen (siehe z.B. das Kapitel 10.3 über Messungen im Kundtschen Rohr), kann man eine Vielzahl von Sensoren dazu benutzen, um eben auch eine Vielzahl von Laufrichtungen voneinander zu unterscheiden. Weil man ‘Laufrichtung’ und ‘örtlich verteilte Quellen-Anordnung’ gedanklich bei ausreichendem Abstand von Quell- und Aufpunkten gleich setzen kann, erlaubt eine solche Anordnung von Sensoren (englisch ‘array’) das Auffinden von Schallquellen.

Die Antennentheorie für diskrete Sensoren gilt gleichermaßen für elektromagnetische Wellen (beispielsweise Radarantennen, Mobilfunkantennen oder Ansammlungen von Radioteleskopen), Lichtwellen und akustische Wellen (Ultraschallantennen in der Medizin und zur Materialprüfung) oder seismische Wellen. Wir beschränken uns hier auf die Ortung von Schallquellen, wofür akustische Antennen eingesetzt werden.

Die Theorie der akustischen Antennen ist besonders anschaulich für ebene Schallwellen und äquidistante Sensoranordnungen. Dieser Fall wird im ersten Abschnitt 6.1 behandelt. In der Praxis ist die Voraussetzung paralleler Wellen meist nicht ausreichend erfüllt. Die Schallquellen müssen dann als monopolförmige Punkt-

¹ Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt in der Helmholtz-Gemeinschaft, Institut für Antriebstechnik, Abteilung Triebwerksakustik, Müller-Breslau-Str. 8, 10623 Berlin, E-mail: ulf.michel@dlr.de

² Technische Universität Berlin, Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik, Einsteinufer 25, 10587 Berlin, E-mail: moes0338@mailbox.tu-berlin.de

quellen angesetzt werden, die Kugelwellen abstrahlen. Die weiteren Abschnitte 6.2 bis 6.10 behandeln daher nur noch diesen Fall.

6.1 Akustische Antenne für ebene Wellen

Die Richtcharakteristiken von akustischen Antennen lassen sich für ebene Schallwellen und äquidistante Mikrofonanordnungen als geschlossene Lösung beschreiben, womit sich die grundlegenden Antenneneigenschaften besonders einfach diskutieren lassen.

6.1.1 Äquidistante Mikrofon-Anordnungen

Der einfachste und am leichtesten zu durchschauende Aufbau besteht in einer Zeile aus äquidistant angeordneten Mikrofonen. Der Aufbau und seine Lage in dem im Folgenden verwendeten Koordinatensystem sind in Abb. 6.1 geschildert. Diese Mikrofon-Anordnung sei kurz auch als ‘Linien-Array’ bezeichnet.

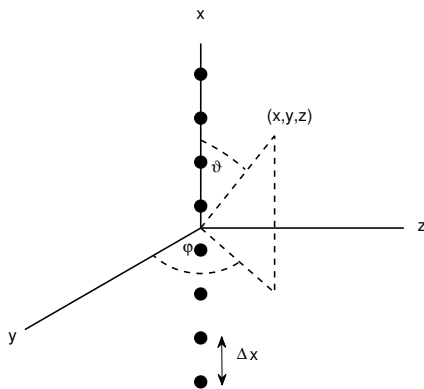


Abb. 6.1 Mikrofonzeile aus äquidistant angeordneten Sensoren (durch die Kreisflächen symbolisiert) mit dem hier verwendeten Kugel-Koordinatensystem.

Der Algorithmus zur Auswertung der Mikrofondesignale $p_m(t)$ beruht auf der Summierung zeitverschobener Mikrofondesignale (‘delay-and-sum’)

$$s(t, \vartheta) = \sum_{m=1}^M p_m(t - \tau_m(\vartheta)) , \quad (6.1)$$

wobei p_m das m -te Mikrofonsignal und τ_m die Zeitverschiebung dieses Mikrofonsignals ist, die von der Einfallrichtung ϑ der Schallwellen und der Mikrofonposition abhängt.

Grundlage der Auswertung ist eine sehr einleuchtende Überlegung. Sind alle Mikrofonsignale identisch, also $p_m(t) = q(t)$ und $\tau_m = 0$, dann ist $s(t) = Mq(t)$ und der Effektivwert s_{eff} ist gegeben durch

$$s_{\text{eff}}^2(0) = \frac{1}{T} \int_0^T [Mq(t)]^2 dt = M^2 q_{\text{eff}}^2, \quad (6.2)$$

wobei q_{eff} den Effektivwert eines Einzelsignales $q(t)$ darstellt. Sind jedoch alle Signale jeweils um gewisse, untereinander ungleiche und von Null verschiedene Verzögerungszeiten $\tau_m \neq 0$ gegeneinander verschoben, dann besteht s_{eff} in

$$s_{\text{eff}}^2(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{m=1}^M q(t - \tau_m) \right]^2 dt = Mq_{\text{eff}}^2. \quad (6.3)$$

In Pegeln ausgedrückt ist demnach der Effektivwert der *unverzögerten* Signale um $10 \lg M$ größer als der der gegeneinander *verzögerten* Signale, es gilt also

$$10 \lg \frac{s_{\text{eff}}^2(0)}{s_{\text{eff}}^2(\tau)} = 10 \lg M. \quad (6.4)$$

Diese Tatsache kann man zur ‘Ortung’ von auf die Mikrofonzeile auftreffende Schallwellen nutzen. Bei schrägem Schalleinfall auf das Linien-Array unter den Winkeln ϑ_{ein} und φ_{ein} sind die sonst völlig gleichen Mikrofonsignale um gewisse, von ϑ_{ein} abhängige Zeiten τ_m gegeneinander verschoben. Der Effektivwert der Signalsumme wäre also vergleichsweise klein (nämlich $s_{\text{eff}}^2(0) = Mq_{\text{eff}}^2$, wie oben gezeigt). Wenn man nun andererseits die Signale künstlich im Computer (oder durch Verzögerungsleitungen) in gewissen, kleinen Zeitschritten geeignet gegeneinander verschiebt, dann findet man nur für den speziellen Fall, in welchem die durch den schrägen Schalleinfall hergestellten Verzögerungszeiten gerade wieder künstlich rückgängig gemacht worden sind, den ‘großen’ Wert $s_{\text{eff}}^2 = M^2 q_{\text{eff}}^2$. Für alle anderen, quasi ‘versuchsweise’ herbeigeführten künstlichen Verzögerungen der einzelnen Kanäle läge der ‘kleine’ Wert $s_{\text{eff}}^2 = Mq_{\text{eff}}^2$ vor. Über einer veränderlichen Verzögerungszeit aufgetragen würde also ein um $10 \lg M$ aus dem sonst (etwa) gleichmäßig-konstanten Pegelverlauf herausragendes Maximum darauf hindeuten, dass eine schräg einlaufende Welle eben diese speziellen Verzögerungszeiten τ_m an den Mikrofonorten hinterlassen hat.

Natürlich ist es nun noch sinnvoll, die Verzögerungszeiten τ_m durch die Einfallrichtung auszudrücken. An einem Punkt x_m auf der x -Achse des in Abb. 6.1 eingezeichneten Koordinatensystems (es besteht in dem üblicherweise benutzten System der Kugelkoordinaten) beträgt der Laufzeitunterschied gegenüber dem Koordinatenursprung

$$\tau_m = \frac{x_m}{c} \cos \vartheta. \quad (6.5)$$

(c = Schallgeschwindigkeit). Dabei zählen positive τ vorausschlagend gegenüber dem Punkt $x = 0$. Durch Variation aller möglicherweise vorkommenden ‘versuchsweisen’ Einfallsrichtungen im Intervall $0^\circ < \vartheta < 180^\circ$ entstehen die ‘versuchsweisen’ Verzögerungszeiten in den Mikrofonorten, für welche dann die Summation durchgeführt wird. Die ‘versuchsweisen’ Einfallsrichtungen werden von nun an als ‘Beobachtungswinkel’ ϑ bezeichnet. In den im Folgenden gezeigten Diagrammen wird natürlich stets über dem variablen ‘Beobachtungswinkel’ aufgetragen. Dabei wird noch - wie bei Messungen meist üblich - der zur Array-Normalen-Richtung zählende Winkel $\vartheta_n = 90^\circ - \vartheta$ benutzt.

Da die Auswirkungen der Verzögerungen τ_m nach (6.5) von der Frequenz $\omega = 2\pi f$ abhängen, ist es sinnvoll, die Mikrofon-signale p_m gedanklich in reine Töne zu zerlegen und die Frequenzbestandteile getrennt zu diskutieren. Dies erreicht man durch Fourier-Reihenentwicklung von (6.1).

Das Schmalbandspektrum eines jeden Mikrofon-signals $p_m(t)$ lässt sich über die Fourierreihe basierend auf einem Zeitsegment der Länge T des Signals $p_m(t)$ berechnen. Die Amplitude der Fourierkomponente bei der Frequenz ω_n ergibt sich aus

$$P_m(\omega_n) = \frac{1}{T} \int_0^T p_m(t) e^{-j\omega_n t} dt. \quad (6.6)$$

Die Zeit T bestimmt die Frequenzschrittweite $\Delta f = 1/T$ des Schmalbandspektrums, $\omega_n = 2\pi n \Delta f$ für $n = 1 \dots \infty$. Die Werte $P_m(\omega_n)$ sind komplex, sie besitzen also einen Real- und Imaginärteil. Die Fourierreihe basiert auf der Annahme, dass das Signal periodisch ist und sich nach der Zeit T wiederholt. Näheres zur digitalen Berechnung von Fourier-Reihen findet sich in Kapitel 9.

Für die Frequenzkomponente des Summensignals $s(t, \vartheta)$ von (6.1) ergibt sich dann unter Berücksichtigung der Zeitverschiebung τ_m nach (6.5)

$$S(k, \vartheta) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_m(k) e^{-jkx_m \cos \vartheta}. \quad (6.7)$$

Im Vergleich zu (6.1) wurde die Gleichung zur Normierung durch die Zahl M der Mikrofone dividiert. $k = \omega_n/c$ ist die Kreiswellenzahl. Gleichung (6.7) beschreibt den Algorithmus zur Auswertung der Mikrofon-signale für eine Frequenzkomponente auf Basis der Summierung zeitverschobener Signale (‘delay-and-sum’) bei Annahme ebener Schallwellen.

Wie man sieht, stellt $S(k, \vartheta)$ die Summe der komplexen, phasenverschobenen Folge der Mikrofon-Amplituden $P_m(k)$ dar. Der Einfachheit halber erfolgt die Notation bereits in Schalldrücken (es ist also eine geeignete Kalibration vorausgegangen).

Die prinzipielle Gestalt dieser Richtcharakteristiken lässt sich am einfachsten diskutieren, wenn angenommen wird, dass das einfallende Schallfeld aus einer unter den Winkeln ϑ_{ein} und φ_{ein} schräg einlaufenden Welle der Form

$$p_{\text{ein}} = p_0 e^{jk(x \cos \vartheta_{\text{ein}} + y \cos \varphi_{\text{ein}} \sin \vartheta_{\text{ein}} + z \sin \varphi_{\text{ein}} \sin \vartheta_{\text{ein}})} \quad (6.8)$$

besteht. Sie erzeugt an den Mikrofonorten x_m die Schalldrücke

$$P_m = p_0 e^{jkx_m \cos \vartheta_{\text{ein}}} . \quad (6.9)$$

In diesen Fall besteht also die gebildete Signalsumme in

$$S(k, \vartheta) = p_0 \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{-jkx_m (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})} . \quad (6.10)$$

Für die äquidistante Mikrofonzeile gilt für die Mikrofon-Orte x_m

$$x_m = -l/2 + (m-1) \Delta x \quad (6.11)$$

($m = 1, 2, \dots, M$, l = Gesamtlänge der Zeile = $\Delta x(M-1)$). Damit wird aus der Signalsumme

$$S(k, \vartheta) = p_0 e^{jkl/2} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{-jk \Delta x m (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})} . \quad (6.12)$$

Mit Hilfe der Summenformel für geometrische Reihen

$$\sum_{m=1}^M q^{m-1} = \frac{1 - q^M}{1 - q} \quad (6.13)$$

erhält man aus (6.12) mit $q = e^{-jk \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}$

$$S(k, \vartheta) = p_0 e^{jkl/2} \frac{1}{M} \frac{1 - e^{-jk \Delta x M (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}}{1 - e^{-jk \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}} . \quad (6.14)$$

Dieser Ausdruck lässt sich vor allem hinsichtlich seines Betrages noch etwas übersichtlicher schreiben, wenn $e^{-j\frac{k}{2} \Delta x M (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}$ aus dem Zähler und $e^{-j\frac{k}{2} \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}$ aus dem Nenner herausgezogen wird:

$$S(k, \vartheta) = p_0 e^{jkl/2} \frac{1}{M} \frac{e^{-j\frac{k}{2} \Delta x M (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}}{e^{-j\frac{k}{2} \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}} \frac{e^{j\frac{k}{2} \Delta x M (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})} - e^{-j\frac{k}{2} \Delta x M (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}}{e^{j\frac{k}{2} \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})} - e^{-j\frac{k}{2} \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})}} . \quad (6.15)$$

Mit $e^{ja} - e^{-ja} = 2j \sin a$ erhält man daraus für den ausschließlich interessierenden Betrag

$$\begin{aligned}
 |S(k, \vartheta)| &= p_0 \frac{1}{M} \left| \frac{\sin[\frac{k}{2} \Delta x M (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})]}{\sin[\frac{k}{2} \Delta x (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})]} \right| \\
 &= p_0 \frac{1}{M} \left| \frac{\sin[\pi M \frac{\Delta x}{\lambda} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})]}{\sin[\pi \frac{\Delta x}{\lambda} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})]} \right|. \quad (6.16)
 \end{aligned}$$

Für die Interpretation dieses Ergebnisses ist es günstig, zunächst die verallgemeinerte Variable

$$\Omega = \frac{\Delta x}{\lambda} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}}) \quad (6.17)$$

einzuführen. Die so entstandene Richtungsfunktion

$$G(\Omega) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin[\pi M \Omega]}{\sin[\pi \Omega]} \right| \quad (6.18)$$

ist recht einfach zu diskutieren:

- $G(\Omega)$ ist periodisch mit der Periode 1: es ist $G(\Omega + 1) = G(\Omega)$,
- $G(\Omega)$ besitzt pro Periode $M - 1$ Nullstellen $\Omega = n/M$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) und
- im Punkt $\Omega = 0$ beträgt $G(0) = 1$ (wegen $\sin x = x$ für kleine x).

Eine graphische Darstellung von G , bestehend aus einer Periode, ist in Abb. 6.2 wiedergegeben.

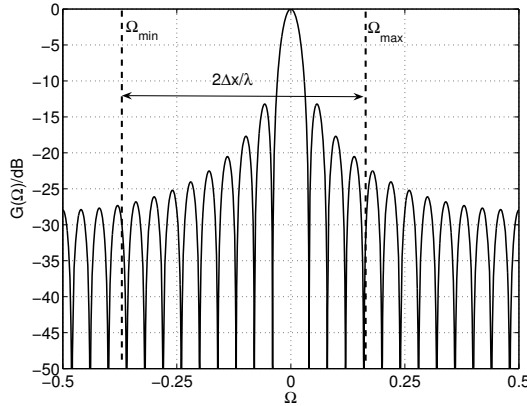


Abb. 6.2 Richtungsfunktion $G(\Omega)$ zur Erzeugung der Richtcharakteristiken für $M=25$ Sensoren.

Aus dem Verlauf der Richtungsfunktion $G(\Omega)$ lässt sich die jeweilige Gestalt der Richtcharakteristiken $S(\vartheta)$ ablesen. Weil die Zuordnung zwischen dem Beobachtungswinkel ϑ und der Variablen Ω durch (6.17) beschrieben ist, bestehen die Intervalle in ‘Ausschnitten’ aus der Richtungsfunktion G im Intervall

$$\Omega_{\min} < \Omega < \Omega_{\max} \quad (6.19)$$

mit

$$\Omega_{\min} = -\frac{\Delta x}{\lambda}(1 + \cos \vartheta_{\text{ein}})$$

und mit

$$\Omega_{\max} = \frac{\Delta x}{\lambda}(1 - \cos \vartheta_{\text{ein}}).$$

Dieses Intervall wird bei Variation des Beobachtungswinkels im Intervall $0 < \vartheta < 180^\circ$ von oben nach unten (also beginnend bei $\Omega_{\max}$ für $\vartheta = 0^\circ$) durchlaufen. Die Breite des überdeckten Intervalls beträgt $\Delta\Omega = \Omega_{\max} - \Omega_{\min} = 2\Delta x/\lambda$ (siehe auch Abb. 6.2).

6.1.2 Einfluss der Wellenlänge

Aus der Richtungsfunktion lassen sich nun die Richtcharakteristiken für verschiedene Wellenlängen λ berechnen, bei gegebenem Mikrofonabstand Δx also für verschiedene Werte des Verhältnisses $\Delta x/\lambda$. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 6.3 bis 6.5 für $\Delta x/\lambda = 0,125$, $0,25$ und $0,5$ gezeigt. Wie allgemein für Richtcharakteristiken üblich, zählen die in diesen Abbildungen angegebenen Winkel ϑ_n und $\vartheta_{\text{ein},n}$ relativ zur Normalenrichtung der Mikrofonzeile, es gilt also $\vartheta_n = \vartheta - 90^\circ$ und $\vartheta_{\text{ein},n} = \vartheta_{\text{ein}} - 90^\circ$.

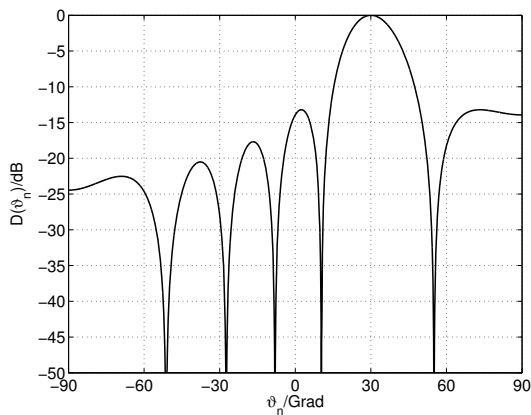


Abb. 6.3 Richtcharakteristik $D(\vartheta_n)$ über dem Beobachtungswinkel ϑ_n für $\Delta x/\lambda = 0,125$, Schalleinfall unter $\vartheta_{\text{ein},n} = 30^\circ$, gerechnet für $M=25$ Sensoren.

Dynamik und Auflösungsvermögen können aus der Gestalt der erhaltenen Resultate für eine einzelne einfallende Welle eingeschätzt werden. Dabei muss man sich für die praktische Anwendung vorstellen, dass mehrere Schallquellen mit unterschiedlichen Quellstärken und Einfallrichtungen gleichzeitig vorhanden sind. In diesem Fall besteht das Ausgangssignal natürlich ebenfalls in einer Summe von ge-

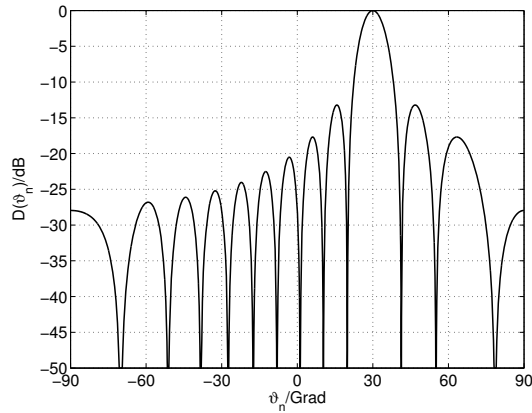


Abb. 6.4 Richtcharakteristik $D(\vartheta_n)$ über dem Beobachtungswinkel ϑ_n für $\Delta x/\lambda = 0,25$, Schalleinfall unter $\vartheta_{\text{ein},n} = 30^\circ$, gerechnet für $M=25$ Sensoren.

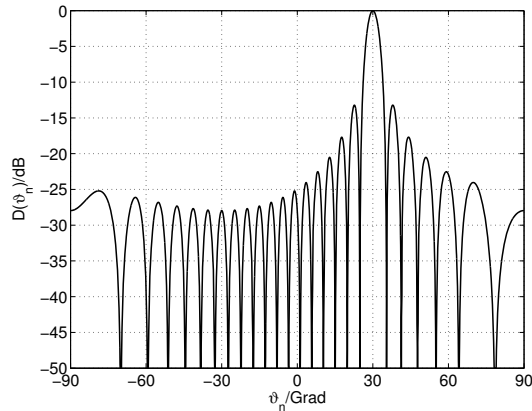


Abb. 6.5 Richtcharakteristik $D(\vartheta_n)$ über dem Beobachtungswinkel ϑ_n für $\Delta x/\lambda = 0,5$, Schalleinfall unter $\vartheta_{\text{ein},n} = 30^\circ$, gerechnet für $M=25$ Sensoren.

geneinander je nach Einfallsrichtungen verschobenen Richtungsfunktionen $G(\Omega)$. Wenn dabei noch ‘deutliche’ Einzelmaxima auf das Vorhandensein mehrerer Quellen hinweisen sollen, dann müssen die Einzelmaxima - die sogenannten ‘Hauptkeulen’ - möglichst schmal sein, um ein gutes Auflösungsvermögen zu erreichen. Wenn weiter noch ‘schwache’ Quellen bei Vorhandensein von ‘stärkeren’ Quellen geortet werden sollen, dann sollten die Pegelabstände zwischen den Haupt- und Nebenkeulenmaxima möglichst groß sein, denn andernfalls verschwindet die von der schwachen Quelle verursachte Hauptkeule unter den von starken Quellen verursachten Nebenkeulen. Insgesamt sind also schmale Hauptkeulen und große Pegelunterschiede zwischen Haupt- und Nebenkeulen erwünscht.

Aus den Richtcharakteristiken und den angegebenen Gleichungen lassen sich für die beiden Eigenschaften ‘Dynamik’ und ‘Auflösungsvermögen’, die die Qualität der Messeinrichtung angeben, folgende allgemeine Prinzipien ablesen:

- Je tiefer die Frequenz, je kleiner also das Verhältnis aus Sensorabstand und Wellenlänge $\Delta x/\lambda$ ist, desto kleiner ist auch die Breite des über dem Winkel aufzutragenden Intervalles $(\Omega_{\min}, \Omega_{\max})$ von $G(\Omega)$. Demzufolge sind die Keulen und insbesondere auch die Hauptkeule bei tiefen Frequenzen breit, ihre Breite nimmt mit wachsendem Verhältnis $\Delta x/\lambda$ und daher mit wachsender Frequenz ab. Bei tiefen Frequenzen ist die Auflösung schlecht, sie verbessert sich mit zunehmender Frequenz.
- Der Pegelabstand zwischen der Hauptkeule und der kleinstmöglichen Nebenkeule beträgt $20 \lg M$. Die Vergrößerung des Abstandes zwischen Haupt- und Nebenkeulen durch die Verwendung einer größeren Anzahl M von Sensoren vollzieht sich also langsam. Um nennenswerte Verbesserungen zu erzielen, müssen mindestens (etwa) Verdopplungen vorgesehen werden.
- Das gilt auch für die Hauptkeulbreite $\Delta\Omega_{HK} = 2/M$, die nur langsam mit wachsendem M abnimmt.

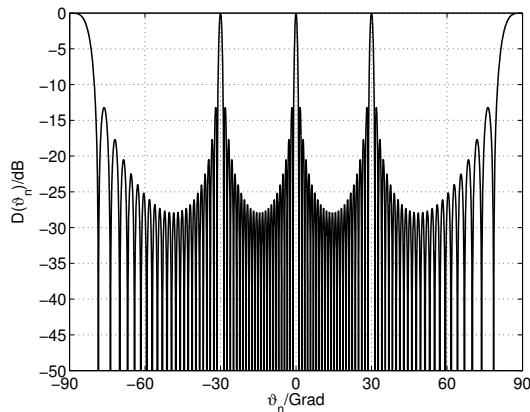


Abb. 6.6 Richtcharakteristik $D(\theta_n)$ über dem Beobachtungswinkel θ_n für $\Delta x/\lambda = 2$, die von fünf Gitterkeulen dominiert wird. Schalleinfall aus einer der fünf Richtungen $\theta_{\text{ein},n} = 0^\circ$, $\theta_{\text{ein},n} = \pm 30^\circ$ oder $\theta_{\text{ein},n} = \pm 90^\circ$, gerechnet für $M=25$ Sensoren.

- Betragen die Abstände der Sensoren mehr als eine halbe Wellenlänge ($\Delta x > \lambda/2$), dann wird bei Variation des Winkels mehr als eine Periode der Richtungsfunktion $G(\Omega)$ überdeckt, u.U. können sogar mehrere Perioden mit entsprechend vielen Maxima in Erscheinung treten. Diese Maxima werden Gitterkeulen genannt. Darin drückt sich aus, dass eine örtliche Abtastfolge nicht mehr eindeutig einer einzigen Richtung zugeordnet werden kann. Beispielsweise werden im Fall $\Delta x = 2\lambda$ gleichphasige Mikrofonsignale für den senkrechten und streifenden Schalleinfall und zusätzlich für den Schalleinfall unter $\pm 30^\circ$ erzeugt. Deshalb

- besitzt die Richtcharakteristik fünf Maxima, welche die genannten fünf Einfallrichtungen anzeigen (siehe Abb. 6.6).
- Die beste Auflösung ‘mit eindeutiger Richtungszuordnung’ weist die Mikrofonzeile für $\Delta x = \lambda/2$ auf.

6.1.3 Wichtung der Mikrofonsignale

Die Einzelheiten von Haupt- und Nebenkeulen lassen sich noch beeinflussen, wenn die Mikrofonsignale unterschiedlich gewichtet werden, wenn also an die Stelle von (6.10)

$$S(k, \vartheta) = p_0 \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M w_m e^{-jkx_m (\cos \vartheta - \cos \vartheta_{\text{ein}})} \quad (6.20)$$

tritt. Die Mikrofonsignale sind noch mit den (zeitunabhängigen) Gewichtungsfaktoren w_m multipliziert worden.

Für die Wahl der Gewichtsfolge w_m kommen unterschiedliche Möglichkeiten in Betracht. Zum Beispiel könnte für die Gewichtsfolge die Sinus-Quadrat-Folge

$$w_m = 2 \sin^2 \left[\frac{\pi}{M} \left(m - \frac{1}{2} \right) \right], \quad m = 1 \dots M \quad (6.21)$$

benutzt werden, die auch Hann- oder Hanning-Folge genannt wird (nach dem Österreicher von Hann, der ihre Benutzung zuerst für die Analyse von Zeitreihen vorgeschlagen hatte). Wie man zeigen kann [6.38], tritt dann an die Stelle von $G(\Omega)$ nach (6.18)

$$G(\Omega) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin[\pi M \Omega]}{\sin[\pi \Omega]} + \frac{1}{2} \frac{\sin[\pi M (\Omega - 1/M)]}{\sin[\pi (\Omega - 1/M)]} + \frac{1}{2} \frac{\sin[\pi M (\Omega + 1/M)]}{\sin[\pi (\Omega + 1/M)]} \right|. \quad (6.22)$$

Die damit hergestellte ‘Array-typische’ Richtungsfunktion $G(\Omega)$ ist in Abb. 6.7 für das Beispiel $M=25$ gezeigt. Wie oben bilden die Richtcharakteristiken Ausschnitte aus der (periodischen) Richtungsfunktion $G(\Omega)$. Wie man sieht bewirkt die Multiplikation der Mikrofon-Signale mit der Hann-Folge eine (sehr deutliche) Absenkung der Nebenkeulen-Höhen, und darin lässt sich auch der Zweck dieses Mittels erkennen. Gleichzeitig wird aber die Hauptkeule in unerwünschter Weise verbreitert, ihre Breite ist hier gerade doppelt so groß wie im Fall ohne Gewichtung.

Grundsätzlich haben alle denkbaren Gewichtsfolgen die gleichen Eigenschaften: Senkt eine Folge die Nebenkeulen ab, dann erfolgt dabei stets gleichzeitig eine Verbreiterung der Hauptkeule. Umgekehrt ziehen Verschmälerungen der Hauptkeulen immer Anhebungen der Nebenkeulen nach sich. Man kann sich das ähnlich wie bei der Energie-Erhaltung vorstellen: entnimmt man der Hauptkeule ‘Energie’, dann wird diese ‘von selbst’ auf die Nebenkeulen verteilt.

Eine besonders interessante Gewichtung für Linien-Arrays kann mit Hilfe von Chebyshev-Polynomen definiert werden. Wie Abb. 6.8 zeigt, resultiert diese Ge-

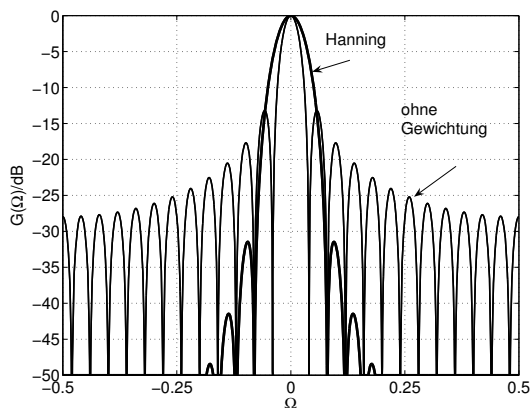


Abb. 6.7 Richtungsfunktion $G(\Omega)$, wenn die Mikrofonsignale noch mit den Gewichten w_m nach (6.21) multipliziert werden (dicke Kurve). Zum Vergleich ist noch der Fall ohne Gewichtung ($w_m = 1$) mit eingetragen (dünne Kurve).

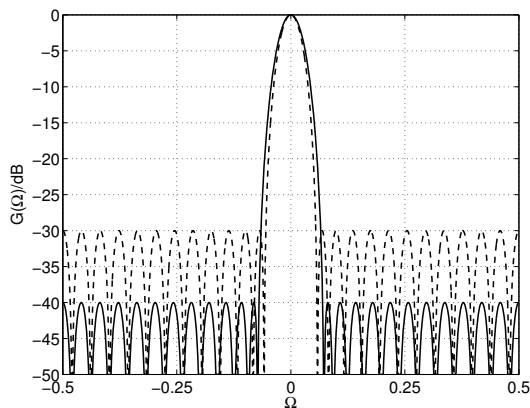


Abb. 6.8 Richtungsfunktion $G(\Omega)$ für die Chebyshev-Gewichtung mit einer Nebenkeulen-Unterdrückung von 30 dB (gestrichelt) und von 40 dB (durchgezogen).

wichtung in einer Richtcharakteristik, bei der alle Nebenkeulen gleiche Höhe besitzen. Offensichtlich ist die Chebyshev-Gewichtung optimal, weil die Hauptkeule ein Minimum an Energie enthält bei gegebenem Pegelabstand zwischen den Maxima von Hauptkeule und größter Nebenkeule. Dieses Minimum entsteht, indem der Hauptkeule möglichst viel Energie entnommen wird und unter die Nebenkeulen 'verpackt' wird; natürlich sind die Nebenkeulen optimal gefüllt, wenn alle gleiche Höhe besitzen. Bei der Chebyshev-Gewichtung handelt es sich um eine parametrisch verstellbare Gewichtung: der Pegelabstand zwischen Haupt- und Nebenkeulen kann eingestellt werden. Die Chebyshev-Gewichtung ist durch Angabe ihrer Richtungsfunktion $G(\Omega)$ definiert (die einem Chebyshev-Polynom gleich gesetzt

wird); die dazugehörige Gewichtsfolge muss dann noch mit einem numerischen Prozess aus der Richtungsfunktion G ermittelt werden (siehe z.B. [6.38]).

Die zu den beiden Richtungsfunktionen in Abb. 6.8 gehörenden Gewichtsfolgen w_m sind in Abb. 6.9 dargestellt.

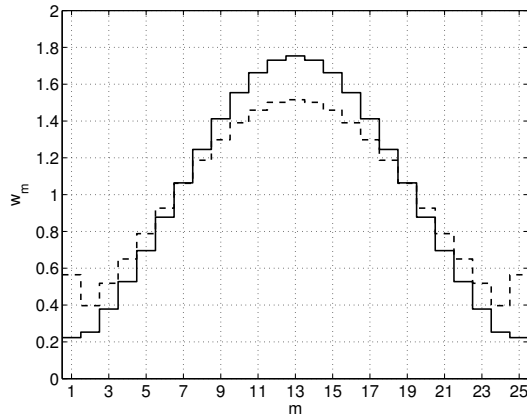


Abb. 6.9 Gewichtsfolgen w_m für die Chebyshev-Gewichtung mit einer Nebenkeulen- Unterdrückung von 30 dB (gestrichelt) und von 40 dB (durchgezogen).

Zum Schluss sei noch hervorgehoben, dass die Mikrofonsignale von φ_{ein} unabhängig sind (siehe (6.9)). Wenn die Schalleinfallrichtung um die x -Achse in Abb. 6.1 gedreht wird, dann bleiben die Mikrofon-Spannungen davon unberührt. Treten mehrere einfallende Wellen mit gleichem Winkel ϑ_{ein} , aber unterschiedlichen Winkeln φ_{ein} gleichzeitig auf, dann bestehen die auf der x -Achse vorgefundenen Signale in der Summe der Teildrucke. Hinsichtlich der Umfangsrichtung φ summiert die Mikrofonzeile also alle einfallenden Bestandteile auf.

6.2 Akustische Antenne für Kugelwellen

In der Praxis werden akustische Antennen möglichst nahe an den Quellen eingesetzt, um eine gute räumliche Auflösung der Quellverteilung zu erreichen. Da die Annahme ebener Schallwellen dann nicht mehr gerechtfertigt ist, werden alle weiteren Betrachtungen für den Fall von Kugelwellen durchgeführt.

6.2.1 Kugelwellen

Die erforderliche zeitliche Verschiebung der Mikrofonsignale kann bei Kugelwellen nicht mehr mit (6.5) aus dem Einfallswinkel ϑ oder aus ϑ_n berechnet werden.

Abb. 6.10 zeigt diese Situation in Form eines Monopolstrahlers an der Stelle $\vec{x}_s$. Die Schallwellen haben von der Quelle bis zum Mikrofon m an der Position $\vec{x}_m$ den Weg $r_{sm} = |\vec{x}_m - \vec{x}_s|$ zurückzulegen, für den sie in einem ruhendem Medium mit der Schallgeschwindigkeit c die Zeit $t_{sm} = r_{sm}/c$ benötigen. Zusätzlich verringert sich während der Ausbreitung die Amplitude von Kugelwellen, im Falle ruhender Luft umgekehrt proportional zum Abstand r_{sm} .

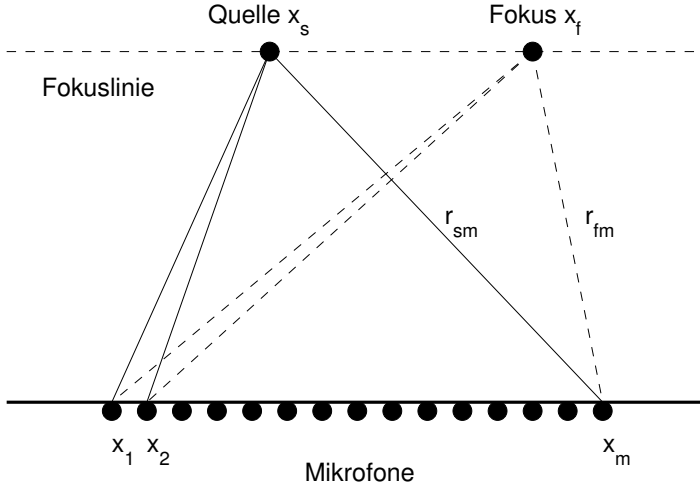


Abb. 6.10 Schallausbreitung von einer Monopolquelle am Ort $\vec{x}_s$ zu den Mikrofonen einer akustischen Antenne (Mikrofon-Array) und vergleichbare Situation für eine 'versuchsweise' in der Fokusposition $\vec{x}_f$ angenommenen Quelle.

Der von einem Mikrofon m am Ort $\vec{x}_m$ in einer Entfernung r_{sm} von einer Punktquelle in ruhender Luft zur Zeit t gemessene Druck ist durch die folgende Gleichung gegeben.

$$p_m(t, r_{sm}) = q(t - t_{sm})/r_{sm} = q(t - r_{sm}/c)/r_{sm} \quad (6.23)$$

Darin ist $q(t)$ eine beliebige zeitliche Funktion mit der Dimension Pa m. Das zum Zeitpunkt t am Mikrofon ankommende Signal wurde von der Quelle zu dem früheren Zeitpunkt $t - t_{sm}$ abgestrahlt.

Da die in r_{sm} eingehende Quellposition zunächst nicht bekannt ist, wird sie, wie bereits im vorigen Abschnitt für ebene Wellen erklärt, 'versuchsweise' variiert. Dies geschieht durch Annahme einer großen Zahl von Fokuspositionen $\vec{x}_f$, die meist auf einer Fokus- oder Abtastebene angeordnet werden. In Abb. 6.10 ist eine solche Fokusposition $\vec{x}_f$ auf einer Fokuslinie eingezeichnet. Für die Auswertung wird 'versuchsweise' angenommen, dass in jeder Fokusposition $\vec{x}_f$ eine Kugelwelle emittiert wird. Die zur Zeit t_f emittierte Welle würde dann das m -te Mikrofon zur verzögerten (retardierten) Zeit t_m erreichen.

$$t_m = t_f + t_{fm} \quad (6.24)$$

Hierbei ist t_{fm} jetzt die für die Ausbreitung vom Fokus zur Mikrofonposition benötigte Ausbreitungszeit, die für ein ruhendes Medium mit der Schallgeschwindigkeit c und für die Kugelwelle eines Monopols gegeben ist durch

$$t_{fm} = r_{fm}/c = |\vec{x}_m - \vec{x}_f|/c, \quad (6.25)$$

wobei r_{fm} die Entfernung zwischen der Fokusposition $\vec{x}_f$ und dem Mikrofon an der Stelle $\vec{x}_m$ zur Zeit t_f ist. r_{fm} ist im Fall bewegter Quellen eine Funktion der Emissionszeit t_f , weil $\vec{x}_f$ dann von der Zeit abhängt. Dieser Fall wird später in Abschnitt 6.6 behandelt.

6.2.2 Akustische Antenne im Zeitbereich

Das Auswerteverfahren der akustischen Antenne für Kugelwellen beruht auf einer Auswertung zum Zeitpunkt der Emission, die Mikrofonsignale müssen also für alle angenommenen Fokuspositionen $\vec{x}_f$ für die gleiche Emissionszeit t_f bestimmt werden. Das Zeitsignal muss dann für jedes Mikrofon bei einer anderen, durch (6.24) bestimmten verzögerten (retardierten) Zeit t_m ausgewertet werden. Das fokussierte Signal $p(\vec{x}_f, t_f)$ der akustischen Antenne als Funktion des Fokuspunktes $\vec{x}_f$ ergibt sich aus der Summierung aller zeitverzögerten Mikrofonsignale ('delay-and-sum') zu

$$p(\vec{x}_f, t_f) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p_m(t_f + t_{fm}) w_m r_{fm}/r_{\text{ref}} \quad (6.26)$$

mit der Nebenbedingung für die Gewichtungsfaktoren

$$\sum_{m=1}^M w_m = M. \quad (6.27)$$

Gleichung (6.26) ist die *Grundgleichung der akustischen Antenne im Zeitbereich* (auch Grundgleichung des *Beamformings* im Zeitbereich genannt) auf der Basis von Kugelwellen. Darin ist $p_m(t_f + t_{fm})$ das verzögerte Signal des Mikrofons m . w_m ist eine optionale Gewichtsfolge der Mikrofonsignale, die im Abschnitt 6.1.3 ausführlich diskutiert wurde. Der Faktor r_{fm}/r_{ref} berücksichtigt den Einfluss der Ausbreitungsentfernung auf die Amplitude einer Kugelwelle und normiert die Amplitude auf eine Referenzentfernung r_{ref} , beispielsweise $r_{\text{ref}} = 1$ m. Oft wird als Referenzentfernung eine typische Messentfernung gewählt, beispielsweise der Abstand zwischen Fokuslinie und Linien-Array in Abb. 6.10.

Man ist gewöhnlich nicht an der zeitabhängigen Funktion $p(\vec{x}_f, t_f)$ nach (6.26) interessiert, sondern an zeitlich gemittelten Größen, beispielsweise dem mittleren Schalldruckquadrat $\overline{p^2(\vec{x}_f)}$ (Quadrat des Effektivwertes) oder an der Leistungsspektraldichte $S_{pp}(\vec{x}_f, \omega)$ (mit Dimension Pa^2/Hz) oder dem Leistungsspektrum (mit Dimension Pa^2). All diese Größen werden in der Praxis für jede Fokusposition $\vec{x}_f$ digi-

tal aus dem fokussierten Signal nach (6.26) bestimmt. Das Verfahren ist in Abschnitt 9.4 (Signalverarbeitung) beschrieben.

6.2.3 Akustische Antenne im Frequenzbereich

Eine alternative Methode zur Berechnung der Leistungsspektraldichten oder Leistungsspektren ist es, die Zeitreihen aller Mikrofonssignale in einem ersten Schritt in Fourier-Reihen zu zerlegen und die Überlagerung der Mikrofonssignale danach im Frequenzbereich durchzuführen.

Analog zu (6.7) kann auch für Kugelwellen eine Lösung für eine Frequenzkomponente des Summensignals $p(\vec{x}_s, t_f)$ aus (6.26) hergeleitet werden. Man erhält

$$P(\vec{x}_f, \omega) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_m(\omega) e^{-j\omega t_{fm}} w_m r_{fm} / r_{\text{ref}} \quad (6.28)$$

$P_m(\omega)$ ist die komplexe Fourierkomponente des Mikrofonssignals $p_m(t_m)$ bei der Kreisfrequenz ω . Der Einfluss der Ausbreitung auf die Phase am Mikrofon m wird durch $e^{-j\omega t_{fm}}$ berücksichtigt. Gleichung (6.28) ist die *Grundgleichung der akustischen Antenne im Frequenzbereich* für Kugelwellen.

Aus (6.28) lässt sich direkt auch das Leistungsspektrum (Dimension Pa^2) des auf $\vec{x}_f$ fokussierten Mikrofonssignals berechnen. Für jede Frequenzkomponente ergibt sich

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = P(\vec{x}_f, \omega) P^*(\vec{x}_f, \omega), \quad (6.29)$$

wobei P^* der konjugiert komplexe Wert von P ist. Die Leistungsspektraldichte ergibt sich aus (6.29) nach Division durch $\Delta f = 1/T$ mit der Länge T der Zeitreihen der Mikrofonssignale. Auch das fokussierte Schalldrucksignal $p(\vec{x}_f, t_f)$ lässt sich rekonstruieren. Dazu muss die Reihe aller Fourier-Koeffizienten $P(\vec{x}_f, \omega)$ wieder durch eine diskrete Fouriertransformation in den Zeitbereich zurück transformiert werden (s. Kapitel 9) (Signalverarbeitung).

6.2.4 Akustische Antenne mit Kreuzspektren

Eine weitere Methode zur Berechnung der Leistungsspektraldichten oder der Leistungsspektren der fokussierten Mikrofonssignale ist es, die Matrix der Kreuzspektraldichten bzw. der Kreuzspektren aller Mikrofonssignale zu berechnen und auszuwerten. Die dafür benötigten Gleichungen lassen sich wie folgt herleiten.

Die Autokorrelationsfunktion $R_{pp}(\vec{x}_f, \tau)$ des fokussierten Signals $p(\vec{x}_f, t_f)$ nach (6.26) ist als Funktion der Zeitverschiebung τ gegeben durch

$$R_{pp}(\vec{x}_f, \tau) = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_f=t_1}^{t_2} p(\vec{x}_f, t_f) p(\vec{x}_f, t_f + \tau) dt_f. \quad (6.30)$$

R_{pp} ist das Ergebnis einer Mittelung über das Zeitintervall $t_2 - t_1$. Je länger dieses Intervall gewählt wird, umso stabiler ist das Ergebnis statistisch gesehen. Bei stationär stochastischen Quellen ist das Ergebnis statistisch unabhängig von der Startzeit t_1 . Die tatsächlich zur Verfügung stehende Messzeit muss wegen der Zeitverschiebung τ vor t_1 beginnen und nach t_2 enden.

Die Leistungsspektraldichte S_{pp} des fokussierten Signals (auf Basis der retardierten Mikrofonsignale) als Funktion der Kreisfrequenz ω mit der Dimension Pa^2/Hz ist als Fouriertransformierte von $R_{pp}(\vec{x}_f, \tau)$ definiert,

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{pp}(\vec{x}_f, \tau) e^{j\omega\tau} d\tau, \quad (6.31)$$

wobei die tatsächlichen Integrationsgrenzen für τ natürlich von der verfügbaren Messzeit begrenzt sind. Der größte verfügbare Wert von τ bestimmt die niedrigste analysierbare Kreisfrequenz ω .

Durch Ersetzen von $R_{pp}(\vec{x}_f, \tau)$ in (6.31) durch (6.30) ergibt sich für die fokussierte Leistungsspektraldichte als Funktion der Fokusposition $\vec{x}_f$

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = \int_{t_f=t_1}^{t_2} \int_{\tau=-\infty}^{\infty} p(\vec{x}_f, t_f) p(\vec{x}_f, t_f + \tau) e^{j\omega\tau} d\tau dt_f. \quad (6.32)$$

Die Substitution von $p(\vec{x}_f, t_f)$ und $p(\vec{x}_f, t_f + \tau)$ durch (6.26) ergibt

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = \frac{1}{M^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M w_m w_n \frac{r_{fm} r_{fn}}{r_{\text{ref}}^2} \mathbf{C}_{fmn}(\vec{x}_f, \omega), \quad (6.33)$$

worin $\mathbf{C}_{fmn}(\vec{x}_f, \omega)$ die Matrix der Kreuzspektraldichten zwischen den Mikrofonsignalen m und n bei den retardierten Zeiten bezogen auf die Fokusposition $\vec{x}_f$ sind.

$$\mathbf{C}_{fmn}(\vec{x}_f, \omega) = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_f=t_1}^{t_2} \int_{\tau=-\infty}^{\infty} p_m(t_f + t_{fm}) p_n(t_f + t_{fn} + \tau) e^{j\omega\tau} d\tau. \quad (6.34)$$

Nun liegen aber die Kreuzspektraldichten $\mathbf{C}_{fmn}$ der Mikrofonsignale nicht zu den von der Fokusposition $\vec{x}_f$ und der Mikrofonposition $\vec{x}_m$ abhängigen retardierten Zeiten vor, sondern werden meist aus gleichzeitig gemessenen Mikrofonsignalen berechnet. Gleichung (6.34) muss daher noch umgeformt werden. Mit der Matrix der Kreuzkorrelationsfunktionen $\mathbf{R}_{mn}$ zwischen den beiden Mikrofonsignalen p_m und p_n (zur Messzeit) ergibt sich für die Matrix der Kreuzspektraldichten zur Emissionszeit

$$\mathbf{C}_{fmn}(\vec{x}_f, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{R}_{mn}(\tau + t_{fn} - t_{fm}) e^{j\omega\tau} d\tau. \quad (6.35)$$

Durch Einführung einer neuen Variablen $\tau_1 = \tau + t_{fn} - t_{fm} = \tau + (r_{fn} - r_{fm})/c$ kann (6.35) mit der Kreiswellenzahl $k = \omega/c$ geschrieben werden als

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{fmn}(\vec{x}_f, \omega) &= e^{jk(r_{fn} - r_{fm})} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{R}_{mn}(\tau_1) e^{j\omega\tau_1} d\tau_1 \\ &= e^{jk(r_{fn} - r_{fm})} \mathbf{C}_{mn}(\omega), \end{aligned} \quad (6.36)$$

wobei $\mathbf{C}_{mn}(\omega)$ die Matrix der gemessenen Kreuzspektraldichten der Mikrofon-signale p_m und p_n ist. Der Einfluss der Fokusposition $\vec{x}_f$ reduziert sich auf den Term $r_{fn} - r_{fm}$ in der e-Funktion vor dem Integral, die als Interferenzfunktion wirkt. Die Kombination von (6.33) und (6.36) liefert für die Kreuzspektraldichte (Dimension Pa^2/Hz) des fokussierten Signals

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = \frac{1}{M^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \underbrace{w_m w_n}_{\text{Wichtung}} \underbrace{\frac{r_{fm} r_{fn}}{r_{\text{ref}}^2}}_{\text{Amplitude}} \underbrace{e^{jk(r_{fn} - r_{fm})}}_{\text{Interferenz}} \mathbf{C}_{mn}(\omega) \quad (6.37)$$

Einfluss Fokusposition

Mit dieser *Grundgleichung der akustischen Antenne auf Basis der Kreuzspektraldichten der Mikrofon-signale* ist die Leistungsspektraldichte S_{pp} des fokussierten Mikrofon-signals mit der Matrix der Kreuzspektraldichten der Mikrofon-signale verbunden. Durch Einführung des *Steuervektors* für eine Fokusposition $\vec{x}_f$ und alle Mikrofonpositionen $\vec{x}_m$

$$\vec{g}_{fm} = w_m (r_{fm}/r_{\text{ref}}) e^{jkr_{fm}}. \quad (6.38)$$

lässt sich diese Gleichung wie folgt abkürzen.

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = \frac{1}{M^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \vec{g}_{fn} \mathbf{C}_{mn}(\omega) \vec{g}_{fm}^* \quad (6.39)$$

wobei * den konjugiert komplexen Wert beschreibt.

Gleichung (6.37) beschreibt, wie sich die Antwort einer akustischen Antenne aus der Matrix $\mathbf{C}_{mn}(\omega)$ der gemessenen Kreuzspektraldichten der Mikrofon-signale berechnet. Für die Gewichtungsfaktoren w_m gilt die Nebenbedingung (6.27).

Die Kreuzspektraldichten $\mathbf{C}_{mn}(\omega)$ zwischen den Mikrofon-signalen sind unabhängig von den Fokuspositionen und müssen daher nur einmal berechnet werden. Die Fokusposition beeinflusst lediglich die Interferenzfunktion und die Amplitudenkorrekturterme. Die Rechnungen vereinfachen sich weiter dadurch, dass die Matrix $\mathbf{C}_{mn}$ symmetrisch bei den Realteilen und antisymmetrisch bei den Imaginärteilen (Hermitesche Matrix) ist, $\mathbf{C}_{mn}(\omega) = \mathbf{C}_{nm}^*(\omega)$. Auch die Interferenzfunktion ist her-

mitisch. Damit ist S_{pp} reell, obwohl auf der rechten Seite der Gleichung komplexe Werte verarbeitet werden.

Gleichung (6.37) für die Auswertung im Frequenzbereich ist äquivalent zu (6.26) für die Auswertung im Zeitbereich. Da aber die Kreuzspektraldichten digital aus den Zeitreihen der Mikrofonssignale berechnet werden, ergibt sich ein Approximationsfehler in (6.36) wegen der dort unendlich langen Integrationszeit. Bei der digitalen Analyse verkürzt sich diese Zeit auf die Dauer eines Zeitsegments T der diskreten Fouriertransformation. Der damit verbundene Fehler ist nur dann klein, wenn T groß gegenüber den maximal vorkommenden Laufzeitunterschieden $t_{fn} - t_{fm}$ in (6.35) ist. Dies zu zeigen, ist der Grund für die ausführliche Herleitung von (6.37) in diesem Abschnitt.

6.2.5 Abtastbedingungen für Auswertung im Zeitbereich

Gleichung (6.26) lässt sich für jeden Fokuspunkt für konstante Zeitintervalle Δt_f auswerten, wodurch man eine Zeitreihe $p(\vec{x}_f, t_{f,i})$ für $t_{f,i} = t_{f,1} + (i - 1)\Delta t_f$, $i = 1 \dots M_{\text{tot}}$ erhält, die sich digital weiterverarbeiten lässt. Die Länge der gesamten Zeitreihe ist $t_{\text{tot}} = (M_{\text{tot}} - 1)\Delta t_f$. Δt_f muss nicht mit dem Zeitintervall der Datenerfassung Δt_m übereinstimmen, wegen des Abtasttheorems (s. Abschnitt 9.4.1 Signalverarbeitung) gilt aber $\Delta t_f \leq \Delta t_m$. Es empfiehlt sich, eine Abtastfrequenz $1/\Delta t_f$ zu wählen, die zu glatten Frequenzschritten in den Frequenzspektren führt.

Ein großes Problem bei der Auswertung im Zeitbereich ist, dass die Mikrofonssignale digital erfasst sind und nur zu äquidistanten Zeitschritten Δt_m zur Verfügung stehen, nicht aber zu den benötigten, in (6.24) definierten Zeiten. Die benötigten Werte müssen durch Interpolation ermittelt werden.

Wie im Abschnitt 9.4 (Signalverarbeitung) ausgeführt, ist es zwar möglich, das Zeitsignal für jeden beliebigen Zeitschritt aus einer Fourierreihe zu rekonstruieren, wenn bei der Abtastfrequenz die in Abschnitt 9.4.1 beschriebene Abtastbedingung erfüllt ist, die verlangt, dass die Abtastfrequenz größer als das Doppelte der maximalen im Signal enthaltenen Frequenz ist. Diese Bedingung wird bei modernen Analog-Digital-Wandlern durch Tiefpassfilterung automatisch erfüllt. Wegen der für die Rekonstruktion des gesuchten Funktionswertes aus einer Fourier-Synthese benötigten Rechenzeit werden die Mikrofonssignale zwischen den verfügbaren Messwerten aber in aller Regel linear interpoliert, also durch Polygone approximiert. Dies ist in Abb. 6.11 für einen Sinus von 10 kHz gezeigt, bei dem sich 15 Abtastwerte auf 6 Perioden verteilen. Der Sinus wird also mit $15/6 = 2,5$ Punkten pro Periode abgetastet, was die Abtastbedingung erfüllt, aber bei linearer Interpolation ganz offensichtlich nicht ausreicht, da die entlang des Polygons interpolierten Werte erheblich niedrigere Amplituden als der Sinus haben.

Abb. 6.12 zeigt zum Vergleich den gleichen Sinus, der aber mit einer Frequenz von 41,67 kHz abgetastet wird, und deshalb durch ein Polygon mit $25/6 = 4,17$ Punkten pro Periode approximiert und damit erheblich besser als in Abb. 6.11 aufgelöst wird.

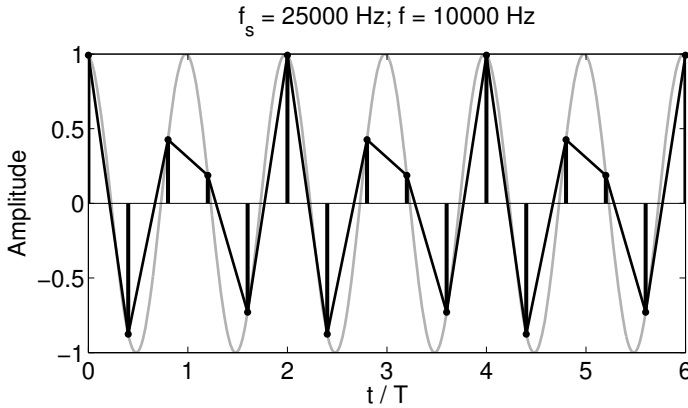


Abb. 6.11 Approximation eines Sinus durch ein Polygon mit 2,5 Punkten pro Periode. Die Abtastfrequenz in diesem Beispiel ist 25 kHz, die Frequenz des Sinus 10 kHz. Es sind sechs Perioden gezeigt, die mit 15 äquidistanten Zeitschritten abgetastet werden.

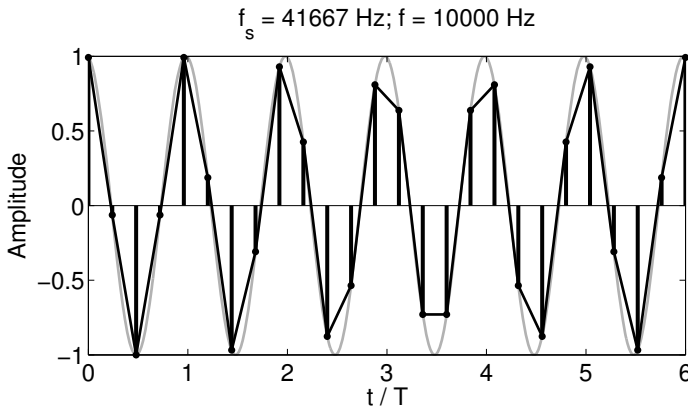


Abb. 6.12 Approximation eines Sinus durch ein Polygon mit 4,17 Punkten pro Periode. Die Abtastfrequenz wurde im Vergleich zum vorigen Beispiel auf 41.7 kHz erhöht. Es sind sechs Perioden gezeigt, die mit 25 äquidistanten Zeitschritten abgetastet werden.

Man erkennt in beiden Abbildungen, dass die Interpolation entlang dem Polygonzug zu kleineren Amplituden als beim Original führt, die bei den entsprechenden Frequenzen berechneten Amplituden sind damit zu klein. Ein weiteres Problem ist, dass die Fourier-Reihenentwicklung des Polygonzuges wieder Frequenzkomponenten enthält, die größer als die halbe Abtastfrequenz sind und damit die Abtastbedingungen verletzen.

Noch größer ist der damit verbundene Störpegel, wenn anstatt einer linearen Interpolation der jeweils nächstliegende Messwert genommen wird, wenn also die in den Abbildungen 6.11 und 6.12 gezeigten Sinusfunktionen durch Treppenfunktionen approximiert werden, deren Fourieranalyse wesentlich höhere Pegel bei höher-

en Frequenzen liefert. Diese Störpegel entstehen bei jeder Frequenzkomponente des diskreten Fourierpektrums, wodurch sich die Dynamik der Analyse verringert.

Der so erzeugte Rauschpegel ist eine Funktion der Abtastwerte pro Periode eines Sinussignals. Der Signal-Rauschabstand für eine lineare Interpolation ist in Abb. 6.13 dargestellt. Der in Abb. 6.11 dargestellte Fall mit 2,5 Punkten pro Periode hat einen Signal-Rauschabstand von etwa 6 dB, der für den Fall der Abbildung 6.12 mit 4,2 Punkten pro Periode bereits auf über 20 dB angestiegen ist.

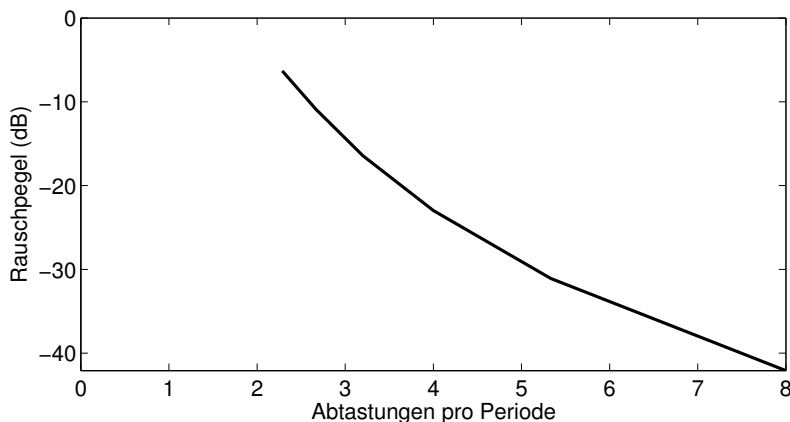


Abb. 6.13 Rauschpegelabstand durch lineare Interpolation als Funktion der Abtastwerte pro Periode.

Man kann also aus Abb. 6.13 schließen, dass mindestens vier Werte pro Periode benötigt werden, um einen Rauschpegelabstand von mehr als 20 dB zu erreichen, dass also bei einer Auswertung im Zeitbereich mit linearer Interpolation die maximale auszuwertende Frequenz nur ein viertel der Abtastfrequenz betragen darf. Der Rauschpegelabstand beträgt dann etwa 23 dB. Um den Rauschanteil aller Frequenzen oberhalb einem Viertel der Abtastfrequenz zu unterdrücken, ist es zusätzlich sinnvoll, die Zeitreihen der Mikrofonssignale vor der Verarbeitung mit (6.26) einer Tiefpassfilterung zu unterziehen. Als Grenzfrequenz ist etwa ein Viertel der Abtastfrequenz zu wählen.

In der Praxis bedeutet dies, dass die Abtastfrequenz f_m der Mikrofonssignale mindestens viermal so groß sein muss wie die maximal interessierende Frequenz $f_{\max}$. Dies ist mindestens doppelt so hoch wie von der Abtasttheorie gefordert.

$$f_m > 4f_{\max} \quad (6.40)$$

Wenn die Signale beispielsweise bis 12 kHz ausgewertet werden sollen, dann sollte mit mindestens 48 kHz abgetastet werden und vor der Auswertung sollte das digitalisierte Signal bei etwa 12 kHz tiefpassgefiltert werden.

6.2.6 Richtcharakteristik einer akustischen Antenne

Die Richtcharakteristik einer akustischen Antenne ergibt sich aus der Antennenantwort auf eine omnidirektionale Punktquelle. Hier wird die Antennengleichung auf Basis der Kreuzspektraldichten (6.37) benutzt. Dazu müssen die Kreuzspektraldichten $C_{mn}(\omega)$ der Mikrofonsignale für eine Punktquelle am Ort $\vec{x}_s$ modelliert werden. Sie ergeben sich zu

$$C_{mn}(\omega) = S_{\text{ref}}(\vec{x}_s, \omega) r_{\text{ref}}^2 \frac{e^{jk(r_{sm} - r_{sn})}}{r_{sm} r_{sn}}, \quad (6.41)$$

wobei $S_{\text{ref}}(\vec{x}_s, \omega)$ die Leistungsspektraldichte des Schalldrucks einer Punktquelle am Ort $\vec{x}_s$ in einer Referenzentfernung r_{ref} ist. r_{sm} ist der Abstand des Mikrofons am Ort $\vec{x}_m$ von der Punktquelle am Ort $\vec{x}_s$.

Nach Einsetzen von (6.41) in Gleichung (6.37) ergibt sich

$$S_{pp}(\vec{x}_f, \omega) = S_{\text{ref}}(\vec{x}_s, \omega) D(\vec{x}_f, \vec{x}_s, \omega) \quad (6.42)$$

mit

$$D(\vec{x}_f, \vec{x}_s, \omega) = \frac{1}{M^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M w_m w_n \frac{r_{fm}}{r_{sm}} \frac{r_{fn}}{r_{sn}} e^{jk(r_{fn} - r_{fm} + r_{sm} - r_{sn})} \quad (6.43)$$

Gleichung (6.42) beschreibt die Antwort einer akustischen Antenne auf eine breitbandige Monopolquelle am Ort $\vec{x}_s$ bei der Kreiswellenzahl $k = 2\pi f/c$ als Funktion der Fokusposition $\vec{x}_f$. Die Mikrofonpositionen der Antenne sind $\vec{x}_m$ ($m = 1 \dots M$). r_{fm} ist der Abstand der Fokusposition $\vec{x}_f$ von der Mikrofonposition $\vec{x}_m$, r_{sm} der entsprechende Abstand der Quellposition $\vec{x}_s$.

Gleichung (6.43) beschreibt die *Richtcharakteristik der akustischen Antenne*, die auch *Punktantwort* und *Punktverbreiterungsfunktion* (englisch *point spread function*) genannt wird. Obwohl die Quelle nur an einem Punkt $\vec{x}_s$ vorhanden ist, zeigt die Antennenantwort einen mit dem Fokuspunkt $\vec{x}_f$ variierenden Pegel. Die Richtcharakteristik hat den Wert 0 dB, wenn die Fokusposition $\vec{x}_f$ mit der Quellposition $\vec{x}_s$ übereinstimmt. Wenn nun mehrere Quellen vorhanden sind, dann ergibt sich die Antennenantwort aus der Überlagerung der Antworten nach (6.42) für alle Einzelquellen. Wenn eine kontinuierliche Quellverteilung vorliegt, dann berechnet sich die Antennenantwort $S_{pp}(\vec{x}_f, \omega)$ aus einer Faltung der Quellverteilung als Funktion der Quellposition $\vec{x}_s$ mit den Richtcharakteristiken $D(\vec{x}_f, \vec{x}_s, \omega)$.

Die zweidimensionale Antennenantwort auf eine Quellverteilung wird im Englischen mit ‘Beamform Map’ bezeichnet, sie soll hier *Schallbild* genannt werden, da sie sich von der tatsächlichen Quellverteilung unterscheidet.

Die Richtcharakteristik für eine Kreiswellenzahl $k = \omega/c = 2\pi f/c$ hängt stark von den Mikrofonpositionen $\vec{x}_m$ (über die Entfernungen r_{fm}) und deren Gewichtungsfaktoren w_m ab, aber auch die Quellposition $\vec{x}_s$ hat einen Einfluss. Dies soll im Folgenden an Beispielen gezeigt werden.

6.3 Analyse von Antenneneigenschaften am Beispiel eines Linien-Arrays

Die grundlegenden Eigenschaften einer akustischen Antenne lassen sich, wie schon in Abschnitt 6.1 für ebene Wellen, auch für Kugelwellen am besten mit einem Linien-Array (einer äquidistanten Mikrofonzeile) betrachten. Dies geschieht im Folgenden an Hand der Richtcharakteristik, also der Antwort der Antenne auf eine Monopol-Punktquelle.

6.3.1 Hauptkeule, Nebenkeule, Gitterkeule für Punktquellen

Zunächst wird der Einfluss des Abstandes der Quelle von der Antenne auf die Richtcharakteristik untersucht. Das Linien-Array besteht aus $M = 15$ Mikrofonen (Sensoren), die untereinander einen Abstand von $\Delta x/\lambda = 1$ haben, wobei λ die Wellenlänge ist. Es ergibt sich damit eine Länge des Arrays von $l = 14\lambda$. Die Punktquelle liegt mittig in einem Abstand r_s vor dem Array. Die Fokuslinie wird in einem Abstand $r_f = r_s$ parallel zur Mikrofonzeile angenommen und die Gewichtungsfaktoren sind $w_m = 1$.

Die Richtcharakteristik dieser akustischen Antenne ist in Abb. 6.14 als Funktion der seitlichen Fokusposition $\vec{x}_f$ dargestellt, die mit dem Abstand r_f der Fokuslinie vom Linien-Array normiert ist. Es sind die Ergebnisse von (6.43) für drei verschiedene Abstände der Fokuslinie $r_f/l = r_s/l = 1, 2$ und 50 ausgewertet. Die

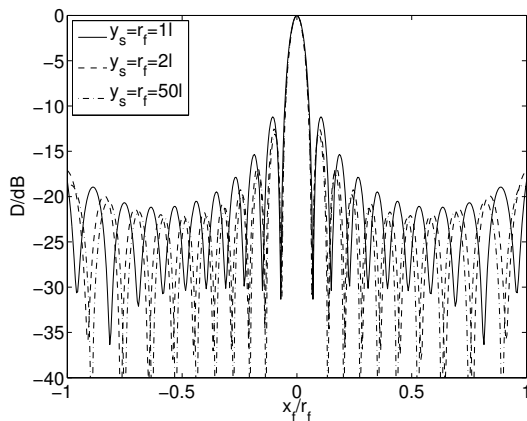


Abb. 6.14 Richtcharakteristik einer akustischen Antenne bestehend aus einem äquidistanten Linien-Array mit der Länge $l = 14\lambda$ mit $M = 15$ Mikrofonen auf eine Punktquelle bei $x_f = 0$. Mikrofonabstand $\Delta x/\lambda = 1$. Der Abstand der Quelle vom Linien-Array wird variiert, $r_s/l = 1, 2$ und 50.

Verwendung des Symbols r_f für den Radius der Fokuslinie soll zeigen, dass für ein Linien-Array alle Punkte auf einer axialsymmetrischen Fläche mit der Mikrofonzeile als Achse gleich bewertet werden. Die horizontale Achse der Abbildung beschreibt den Tangens des Beobachtungswinkels ϑ_n , der Winkel variiert also von $-45^\circ < \vartheta_n < 45^\circ$. Die Hauptkeule liegt bei nur einer Quelle immer am Ort der Quelle. Auf beiden Seiten schließen sich Nebenkeulen an, deren Pegel mit zunehmenden $|x_f/r_f|$ abnehmen, um dann wieder leicht anzusteigen. Die Abbildung zeigt auch den Einfluss des Abstandes der Quelle vom Linien-Array. Man erkennt, dass die Breite der Hauptkeule in dieser normierten Darstellung praktisch unabhängig von der Entfernung der Quelle ist. Nur die Höhen und Lagen der Nebenkeulen werden etwas beeinflusst.

Der Fall einer Antenne mit dem doppelten Mikrofonabstand aber gleicher Länge ist in Abb. 6.15 dargestellt. Die acht Mikrofone haben hier einen Abstand von $\Delta x/\lambda = 2$. Der Pegel steigt hier mit zunehmender seitlicher Position schnell an. Diese *Gitterkeulen* genannten Keulen entsprechen denen in Abb. 6.6 auf Seite 373 für ebene Schallwellen, sind aber hier im Fall der Punktquellen sehr viel auffälliger. Man spricht auch von Scheinquellen (*Aliasing*).

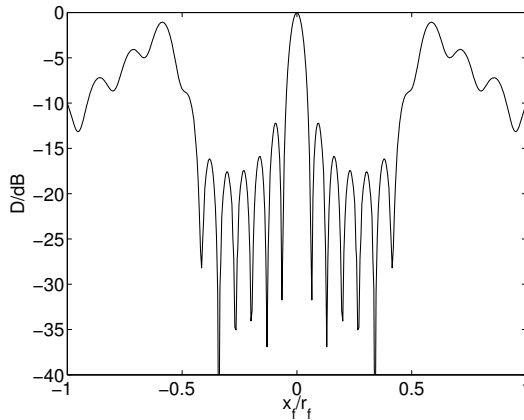


Abb. 6.15 Wie Abb. 6.14 aber mit doppeltem Mikrofonabstand mit $M = 8$ Mikrofonen und gleicher Länge l des Linien-Arrays. Mikrofonabstand $\Delta x/\lambda = 2$, Abstand der Quelle vom Linien-Array $r_s/l = 2$. Der Anstieg bei $|x_f/r_f| > 0,5$ ist das Ergebnis von Gitterkeulen (*Aliasing*).

Das Auflösungsvermögen der Antenne ist definiert als die Breite b der Hauptkeule, die 3 dB unterhalb des Maximums bestimmt wird. Im Falle der Abb. 6.14 mit $r_s/l = 2$ ergibt sich $b/\lambda = 1,68$. Aus Abb. 6.14 kann geschlossen werden, dass das Auflösungsvermögen $b \sim r_f$ ist. Eine Näherung für das Auflösungsvermögen eines Linien-Arrays wäre damit mit der Annahme $r_s = r_f$ (Fokulentfernung = Quellentfernung)

$$\frac{b}{\lambda} \approx 0,84 \frac{r_s}{l}. \quad (6.44)$$

Die erste Nebenkeule liegt etwa 13 dB unterhalb des Gipfels der Hauptkeule. Aus Abschnitt 6.1.3 auf Seite 374 geht hervor, dass sich die Höhe der Nebenkeulen durch Wahl geeigneter Gewichtungsfaktoren w_m verringern lässt. Dies geht aber nur auf Kosten einer zunehmenden Breite b der Hauptkeule. Mit Chebyshev-Gewichtungsfaktoren nach Dolph [6.16] konnte beispielsweise bei Messungen an Eisenbahnfahrzeugen [6.5, 6.4, 6.3] die Höhe der ersten Nebenkeule tatsächlich auf etwa -20 dB verringert werden.

Für eine gute räumliche Auflösung muss nach (6.44) das Verhältnis l/r_s , die *Apertur* der Antenne möglichst groß gewählt werden. Das Array muss also nahe am zu untersuchenden Objekt positioniert werden oder die Länge l des Arrays muss groß gewählt werden.

Für eine (willkürlich gewählte) maximale Hauptkeulenbreite von $b/r_s = 0,2$ ergibt sich aus (6.44) die folgende minimale Frequenz für ein Linien-Array.

$$\frac{f_{\min} l}{c} = 4,2 \quad (6.45)$$

6.3.2 Einfluss des Mikrofonabstandes im Verhältnis zur Wellenlänge

In der nächsten Abb. 6.16 wird der Einfluss des Mikrofonabstandes auf die Richtcharakteristik der akustischen Antenne bei gleich bleibender Länge l des Arrays gezeigt. Das Array besteht aus 15, 21 oder 29 Mikrofonen, was den Mikrofonabständen $\Delta x/\lambda = 1, 0,7$ und $0,5$ entspricht. Man erkennt, dass die Breite der Hauptkeule unverändert bleibt und sich auch die Lage und Höhe der ersten Nebenkeulen rechts und links kaum verändern. Der Mikrofonabstand innerhalb der Mikrofonzeile hat also auf die Hauptkeule so gut wie keinen Einfluss.

Eine Vergrößerung des Mikrofonabstandes führt bei größeren seitlichen Abständen x_f/l des Fokuspunktes von der Quellposition zu einer Vergrößerung der Pegelspitzen der Nebenkeulen. Der steile Anstieg für $\Delta x/\lambda = 1$ bei großen $|x_f|/l$ ist die Folge eines schon in Abb. 6.15 diskutierten zu großen Mikrofonabstandes, der zu Gitterkeulen führt, die hier rechts und links außerhalb der Abbildung liegen. Um dies besser zeigen zu können, wurde in Abb. 6.16 der analysierte Fokusbereich auf $|x_f/r_f| = 2$ vergrößert.

Der Mikrofonabstand bestimmt also die größte mit einem Array ohne Gitterkeulen (ohne Aliasing) noch analysierbare Frequenz. Gitterkeulen lassen sich nur vermeiden, wenn $\Delta x/\lambda < 0,5$. Daraus ergibt sich die mit einem äquidistanten Linien-Array maximal analysierbare Frequenz von

$$\frac{f_{\max} \Delta x}{c} = 0,5 \quad (6.46)$$

Der nutzbare Frequenzbereich für ein Linien-Array ist also bei Berücksichtigung von (6.45)

$$f_{\max}/f_{\min} = 0,12 l/\Delta x = 0,12 (M - 1). \quad (6.47)$$

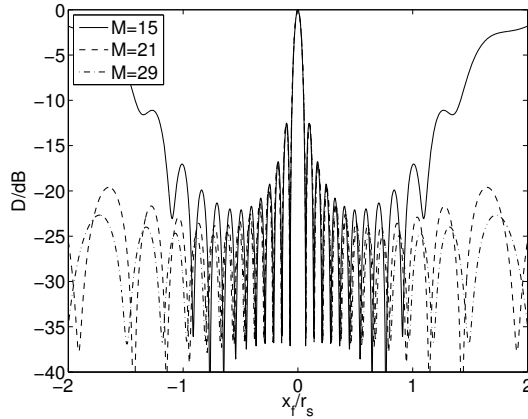


Abb. 6.16 Richtcharakteristik einer akustischen Antenne bestehend aus einem äquidistanten Linien-Array mit der Länge l für eine Punktquelle bei $x_s/l = 0$. Die Zahl der Mikrofone ist $M = 15, 21, 29$ mit entsprechenden Mikrofonabständen von $\Delta x/\lambda = 1, 0,7, 0,5$). Der Abstand der Quelle vom Linien-Array ist $r_s/l = 2$. Beim größten Mikrofonabstand (15 Mikrofone mit $\Delta x = \lambda$) sind an den Rändern der Abbildung die Einflüsse der Gitterkeulen zu erkennen.

Eine Oktave lässt sich damit mit $M = 18$ Mikrofonen abdecken, wenn bei der tiefsten Frequenz $f_{\min}$ die Hauptkeulenbreite auf $b/r_s = 0,2$ begrenzt bleiben soll.

6.3.3 Einfluss einer seitlichen Quellposition

In Abb. 6.17 ist die Quelle auf die seitliche Position $x_s/r_s = 2$ verschoben worden. Bei zu großem Mikrofonabstand entstehen Gitterkeulen im mittleren Bereich der Fokuslinie, die bei der Interpretation von Bildern einer akustischen Antenne leicht zu Fehlern führen können. Beispielsweise hat die Quelle bei $x_s/r_s = 2$ eine Gitterkeule bei $x_f/r_f \approx 0$ für das Array mit $M = 15$ Mikrofonen. Wenn man die Ergebnisse nur im Bereich $-0,5 < x_f/r_f < 0,5$ darstellt, sieht man nur die Gitterkeule. Man erkennt, dass auch zur Verhinderung von Gitterkeulen für seitlich liegende Quellen der Mikrofonabstand $\Delta x/\lambda \leq 0,5$ sein muss.

Eine weitere Folge einer seitlichen Quellposition $x_s/l \neq 0$ ist, dass die Hauptkeule breiter wird. Gründe dafür sind, dass sich erstens der Abstand der Quelle vom Mittelpunkt des Linien-Arrays mit zunehmendem $|x_s|/l$ vergrößert und dass zweitens die effektive Länge des Arrays von der Quelle aus gesehen kleiner wird. In erster Näherung sind beide Effekte proportional zu $1/\cos \vartheta_n$. Da die Hauptkeule von der Fokusebene unter dem Winkel ϑ_n geschnitten wird, erhöht sich die Breite der Hauptkeule auf der Fokusebene um einen weiteren Faktor $1/\cos \vartheta_n$. Für die Breite der Hauptkeule eines Linien-Arrays im Verhältnis zur Wellenlänge λ (bei Gewichtungsfaktoren $w_m = 1$) kann daher (6.44) für das Verhältnis b der Hauptkeulenbreite zur Wellenlänge λ wie folgt erweitert werden.

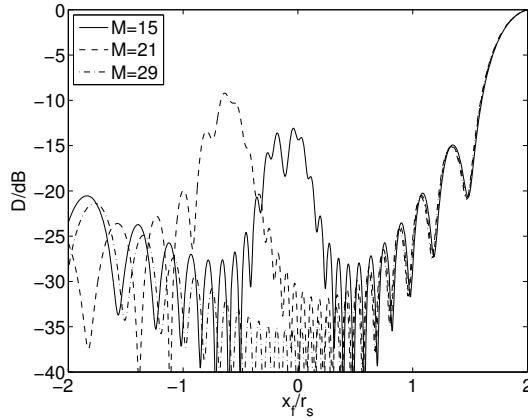


Abb. 6.17 Im Vergleich zu Abb. 6.16 ist die Punktquelle nach $x_s/r_s = 2$ verschoben. Man erkennt, dass der mittlere Bereich des Bildes nur frei von Gitterkeulen bleibt, wenn der Mikrofonabstand die Bedingung $\Delta x/\lambda \leq 0,5$ mit $M = 29$ erfüllt.

$$\frac{b}{\lambda} \approx 0,84 \frac{r_s}{l \cos^3 \theta_n} \quad (6.48)$$

Darin ist $r_s = r_f$ der Abstand der Quelle und der Fokuslinie vom Linien-Array und l die Länge des Arrays.

6.3.4 Mikrofonabstand zur Vermeidung von Gitterkeulen

In vielen praktischen Fällen kann die Bedingung $\Delta x/\lambda < 0,5$, insbesondere für hohe Frequenzen, nicht eingehalten werden, weil dazu eine zu große Zahl an Mikrofonen benötigt würde. In solchen Fällen können akustische Antennen mit äquidistanten Mikrofonzeilen nur eingesetzt werden, wenn sichergestellt ist, dass es außerhalb eines betrachteten Fokusbereichs $|x_f| < |x_{fx}|$ keine Schallquellen gibt. Dann ergibt sich der maximal zulässige Mikrofonabstand für eine äquidistante Mikrofonzeile zu

$$\Delta x/\lambda \approx 0,5 |r_s/x_{fx}|. \quad (6.49)$$

Die Schallquellenortung an Flugzeugen ist eine mögliche Anwendung, da die Positionen möglicher Schallquellen auf das Flugzeug beschränkt sind. Eine typische Messentfernung ist in diesem Fall $r_s = 160$ m. Bei einer Spannweite von 80 m für ein Großflugzeug wäre die maximal mögliche Seitenlage einer Quelle $x_{fx} = 40$ m und somit $\Delta x/\lambda = 2,0$. Für ein kleineres Flugzeug mit einer Spannweite von beispielsweise 34 m ergibt sich mit $x_{fx} = 17$ m ein Mikrofonabstand $\Delta x/\lambda = 4,7$, ein neunmal so großer Wert, wie zur Vermeidung von Gitterkeulen eigentlich notwendig wäre. Für $f = 1000$ Hz ergibt sich dann ein zulässiger maximaler Mikrofonabstand von $\Delta x = 0,68$ m für das große Flugzeug und $\Delta x = 1,6$ m für das kleine Flugzeug.

Zur Vermeidung von Gitterkeulen wäre in beiden Fällen eigentlich ein maximaler Mikrofonabstand von $\Delta x = 0,17$ m erlaubt.

6.3.5 Einfluss eines Fokusfehlers

Bisher wurde davon ausgegangen, dass der bei der Auswertung der Mikrofonsignale angenommene Fokusabstand r_f mit dem tatsächlichen Abstand r_s der Quelle übereinstimmt. In der praktischen Arbeit mit akustischen Antennen ist der genaue Quellabstand aber oft nicht bekannt.

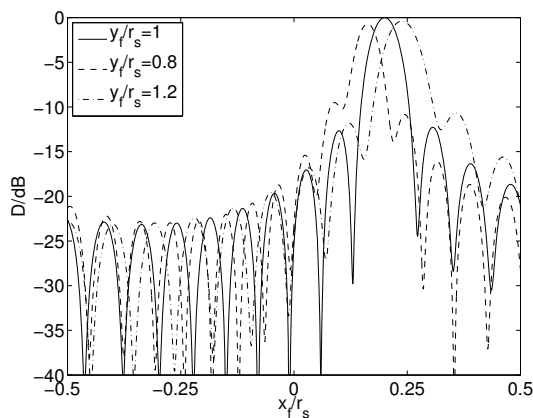


Abb. 6.18 Einfluss eines Fokusfehlers auf die Richtcharakteristik einer akustischen Antenne bestehend aus einem äquidistanten Linien-Array mit der Länge $l = 14\lambda$ mit $M = 15$ Mikrofonen. Die Quelle hat einen Abstand von $r_s/l = 2$ vom Linien-Array und liegt seitlich bei $x_s/r_s = 0,2$ oder $x_s/l = 0,4$.

In Abb. 6.18 wird untersucht, welchen Einfluss ein ungenau gewählter Fokusabstand auf die Richtcharakteristik der Antenne hat. Der Fokusabstand wurde einmal 20% größer und einmal 20% kleiner als der Quellabstand gewählt. Man erkennt, dass sich bei einem falsch gewählten Fokusabstand die Position der Hauptkeule für alle Quellpositionen $x_s \neq 0$ verschiebt. Der Pegel der Hauptkeule wird etwas kleiner. Außerdem verändert sich der seitliche Abstand der Nebenkeulen und die Täler zwischen den Nebenkeulen werden ausgefüllt.

6.4 Zweidimensionale und dreidimensionale Arrays

Zur Ortung und Analyse von Schallquellen mit zweidimensionaler Verteilung müssen in der Regel zweidimensionale Mikrofonanordnungen benutzt werden. Weit verbreitet sind Kreuz-Arrays, Ring-Arrays und spiralförmige Arrays.

6.4.1 Kreuz-Array und X-Array

Kreuz-Arrays bestehen aus zwei unter dem Winkel von 90 Grad gekreuzten Linien-Arrays. Mit Kreuz-Arrays ist man in der Lage, die Schallquellen einer flächigen Quellverteilung mit geringer Mikrofonzahl zu analysieren. Außerdem lassen sich Kreuz-Arrays im Freien relativ leicht verlegen und benötigen auch bei großen Arrays nur wenig Mikrofone, weil sich durch Schachtel-Arrays Mikrofone einsparen lassen (s. Abschnitt 6.4.6).

Im Falle von bewegten Quellen unterscheidet man zwischen Kreuz-Arrays und X-Arrays. Bei Kreuz-Arrays ist einer der beiden Schenkel parallel zur Bewegungsrichtung ausgerichtet, bei X-Arrays sind beide Linien-Arrays unter den Winkeln ± 45 Grad zur Bewegungsrichtung ausgerichtet. Ein Beispiel für ein X-Array ist in Abb. 6.19 gezeigt. X-Arrays wurden wegen ihrer Fähigkeit zur zweidimensionalen Auflösung häufig bei Messungen an Eisenbahnzügen eingesetzt. [6.54, 6.12, 6.3, 6.53].



Abb. 6.19 X-Array zur zweidimensionalen Schallquellenortung an bewegten Fahrzeugen.¹

¹ Mit Genehmigung Bernd Barsikow, Ingenieurbüro akustik-data

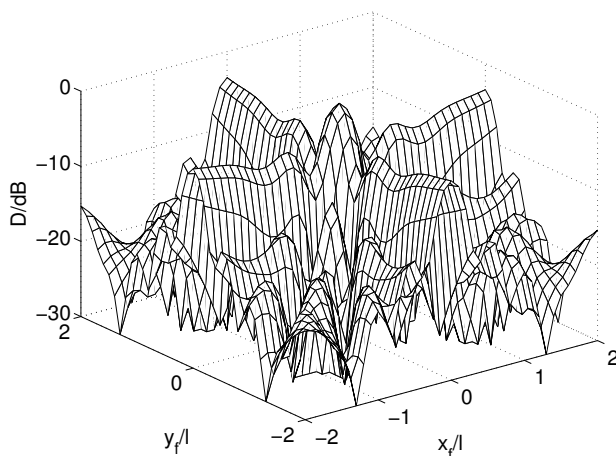


Abb. 6.20 Richtcharakteristik eines Kreuz-Arrays bestehend aus 29 Mikrofonen. $\Delta x/\lambda = 0,5$, Länge eines Schenkels $l = 7\lambda$, Abstand der Messebene $h = 14\lambda$.

Leider ist die Dynamik von Kreuz-Arrays sehr schlecht. Die Richtcharakteristik eines Kreuz-Arrays mit 15 Mikrofonen pro Schenkel, also insgesamt 29 Mikrofonen ist in Abb. 6.20 gezeigt. Die Nebenkeulen entlang der beiden Mikrofonzeilen liegen nur 5 dB unterhalb der Hauptkeule. In den Quadranten zwischen den Mikrofonzeilen ist die Dynamik aber sehr gut. Wegen dieser Lage der Nebenkeulen empfiehlt es sich, das Array bei Vorbeifahrt- oder Überflugmessungen wie in Abb. 6.19 gezeigt, als X-Array einzusetzen.

6.4.2 Nichtredundante Arrays

Die bisher diskutierten Linien-Arrays mit äquidistanten Mikrofonen haben als Vorteil sehr niedrige Nebenkeulen, insbesondere bei Ausnutzung der Möglichkeiten durch Wichtung der Mikrofonsignale. Ein wesentlicher Nachteil ist aber das Auftreten von Gitterkeulen bei hohen Frequenzen. Dieses Problem kann mit nichtredundanten Mikrofonanordnungen behoben werden. Anstatt der Gitterkeulen erscheinen Nebenkeulen eines neuen Typs.

Zur Beurteilung der Redundanz einer Mikrofonanordnung werden die Verbindungsvektoren zwischen allen Mikrofonpositionen ermittelt. Ihre Zahl ist

$$V = M(M - 1)/2 \quad (6.50)$$

für ein Array mit M Mikrofonen. Eine graphische Darstellung der Verbindungsvektoren wird Coarray genannt. Bei einem nichtredundanten Array sind alle Ver-

bindungsvektoren verschieden, bei minimal redundanten Arrays liegt die Zahl der verschiedenen Verbindungsvektoren möglichst nahe bei V .

Bei nichtredundanten und minimal redundanten zweidimensionalen Mikrofonanordnungen gibt es in der Umgebung der Hauptkeule einen ringförmigen Bereich mit sehr niedrigen Nebenkeulen, der von der Größe des Arrays und den Gewichtungsfaktoren der Mikrofonsignale bestimmt wird. Daran schließt sich ein Gebiet an, in dem die Nebenkeulen höhere Pegel erreichen. Sie sind das Äquivalent der Gitterkeulen bei äquidistanten Mikrofonanordnungen. Die mittlere Höhe dieser besonderen Nebenkeulen ist eine Funktion der Anzahl M der Mikrofone im Array [6.52, 6.55]. Die mittlere Pegeldifferenz zur Hauptkeule für den Fall ebener Schallwellen ist gegeben durch

$$\Delta D = -10 \lg M + 3. \quad (6.51)$$

Für $M = 100$ Mikrofone ergibt sich $\Delta D = -17$ dB. Diese Beziehung folgt aus (6.4), liefert aber um 3 dB höhere Werte, weil die Nebenkeulen höher als die Durchschnittspegel sind. Für Kugelwellen ist die Pegeldifferenz noch kleiner, weil sich die Pegel der Nebenkeulen zum Rande hin wegen (6.37) entsprechend $S_{pp} \propto r_{fm} r_{fn}$ erhöhen. Die Nebenkeulen können aber im Außenbereich deutlich größere Werte als nach (6.51) erreichen. Dies hängt von der Gleichmäßigkeit der Verteilung der Verbindungsvektoren im Coarray und von den Gewichtungsfaktoren w_m ab.

6.4.3 Ring-Array

Das Ring-Array ist ein Beispiel für ein nichtredundantes Array, wenn die Anzahl der Mikrofone ungerade ist. Bei gerader Mikrofonanzahl ist die Anzahl der unterschiedlichen Vektoren im Coarray nur noch etwa halb so groß wie die Gesamtzahl V nach (6.50). Ein Ring-Array mit 25 Mikrofonen ist in Abb. 6.21 gezeigt. Die Mikrofonpositionen sind mit dem Ringdurchmesser normiert.

Die Richtcharakteristik für dieses Ring-Array bei einem Abstand benachbarter Mikrofone von $\Delta s/\lambda = 0,5$ ist in Abb. 6.22 dargestellt. Für den Ringdurchmesser ergibt sich dann $d \approx 4\lambda$. Die normierte Entfernung der Fokusebene ist $h/d = 2$.

Das Bild ist durch ringförmige Nebenkeulen gekennzeichnet. Der Pegel des ersten Nebenkeulenringes ist nur 7,8 dB niedriger als die Hauptkeule. Dieser ziemlich hohe Pegel verringert sich auch nicht, wenn die Zahl der Mikrofone vergrößert wird.

Die Hauptkeulenbreite ist $b/\lambda = 1,48$. Unter Berücksichtigung der Entfernung $h/d = 2$ der Quelle von der Mikrofonebene und eines schrägen Einfallswinkels ϑ_n erhält man die Beziehung

$$\frac{b}{\lambda} \approx 0,74 \frac{h}{d \cos^3 \vartheta_n}. \quad (6.52)$$

Bei größeren Werten $\Delta s/\lambda$ für den normierten Mikrofonabstand sind die Nebenkeulen im Außenbereich nicht mehr ringförmig und die Pegel der außen liegenden Nebenkeulen sind größer als die der innen liegenden. Ein Schnitt durch die Richtcharakteristik für diesen Fall ist in Abb. 6.23 gezeigt. Man erkennt, dass das Array

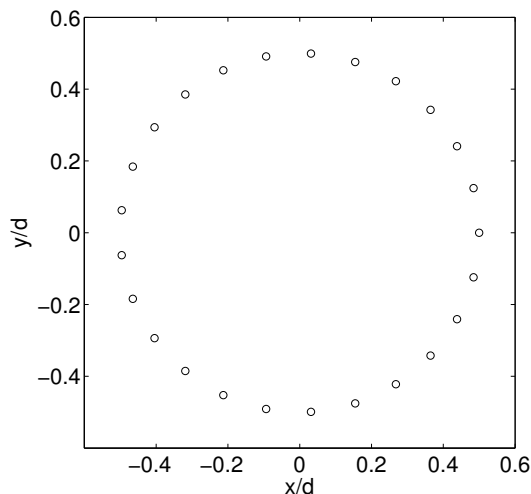


Abb. 6.21 Ringförmige Anordnung aus $M = 25$ äquidistant angeordneten Mikrofonen.

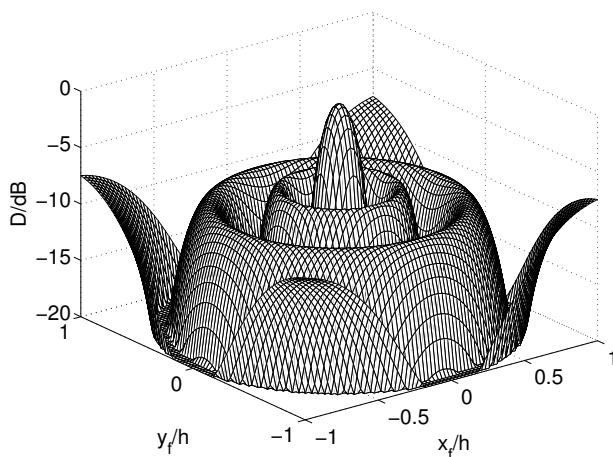


Abb. 6.22 Richtcharakteristik einer akustischen Antenne bestehend aus einem Ring-Array mit $M = 25$ Mikrofonen und einem Abstand benachbarter Mikrofone von $\Delta s/\lambda = 0,5$. Der Durchmesser des Rings ist $d \approx 4\lambda$. Die Quelle hat einen Abstand von $h/d = 2$ vom Ring.

für $|x_f/h| > 1,0$, also einen Winkelbereich $|\vartheta_n| > 45^\circ$ nur noch eingeschränkt nutzbar ist. Für den Außenbereich ergibt (6.51) einen theoretischen Mittelwert für die Gipfel von $\Delta D = -11$ dB.

Die höchste zulässige Frequenz für ein Ring-Array ergibt sich aus diesem Mikrofonabstand $\Delta s/\lambda \approx 1,25$ zu

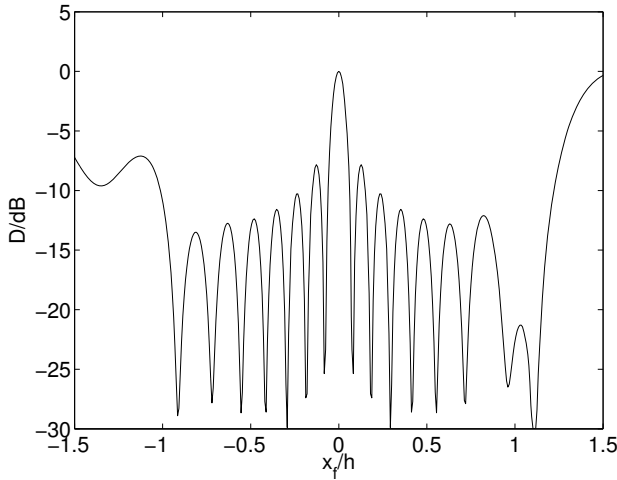


Abb. 6.23 Richtcharakteristik des Ring-Arrays von Abb. 6.22, aber für eine kleinere Wellenlänge, so dass sich ein relativer Abstand benachbarter Mikrofone von $\Delta s/\lambda = 1,25$ ergibt. Der Durchmesser des Rings ist $d \approx 10 \lambda$. Der sich ergebende relative Mikrofonabstand $\Delta s/\lambda = 1,25$ ist der größte bei einem Ring-Array nutzbare.

$$\frac{f_{\max} \Delta s}{c} \approx 1,25 \quad (6.53)$$

und ist damit unabhängig vom Ringdurchmesser. Bei einem Ring mit $d = 1 \text{ m}$ und $M = 25$ Mikrofonen ergibt sich $f_{\max} \approx 3400 \text{ Hz}$. Die maximale Frequenz verdoppelt sich bei Verdopplung der Mikrofonanzahl.

Die tiefste nutzbare Frequenz bestimmt sich aus dem Ringdurchmesser d in Abhängigkeit von der zulässigen Hauptkeulenbreite b und dem Messabstand h .

$$\frac{f_{\min} d}{c} = 0,74 \frac{h}{b} \quad (6.54)$$

Für $b/h = 0,2$ (Breite der Hauptkeule bei $\vartheta_n \pm 5,7^\circ$) ergibt sich $f_{\min} \approx 3,7 c/d$ oder für $d = 1 \text{ m}$ und $c = 340 \text{ m/s}$ $f_{\min} \approx 1260 \text{ Hz}$. Ein Ring-Array deckt damit abhängig von der Zahl M der Mikrofone für eine Hauptkeulenbreite $b/h = 0,2$ bei $f_{\min}$ den folgenden Frequenzbereich ab.

$$f_{\max}/f_{\min} \approx 0,11 M \quad (6.55)$$

Eine Oktave ließe sich damit mit $M = 19$ Mikrofonen abdecken. Für drei Oktaven sind dann drei Ringe mit insgesamt $M = 57$ Mikrofonen erforderlich, deren Durchmesser untereinander das Verhältnis zwei haben. Um diesen Frequenzbereich mit nur einem Ring-Array abzudecken, wären $M = 73$ Mikrofone erforderlich (jeweils ungerade Mikrofonzahlen gewählt). Das Frequenzverhältnis nach (6.55) ist

fast identisch mit dem in (6.47) für das Linien-Array. Das Linien-Array hat dabei aber eine erheblich bessere Dynamik.

Der einzige Weg zur Verringerung der Nebenkeulenpegel von Ring-Arrays ist eine Ergänzung der Mikrofonanordnung durch weitere Ringe mit anderen Durchmessern. Ein Beispiel mit einem zweiten konzentrischen Ring mit dem halben Durchmesser des ersten und nahezu gleichem gegenseitigen Mikrofonabstand zeigt Abb. 6.24. Die 25 Mikrofone des äußeren Ringes sind durch 13 weitere Mikrofone des inneren Ringes ergänzt. Der Pegel des ersten Nebenkeulenringes neben der Hauptkeule hat sich im Vergleich zu Abb. 6.22 von -7,8 dB auf -13,4 dB verringert. Gleichzeitig hat sich aber die Breite der Hauptkeule um etwa 20% vergrößert.

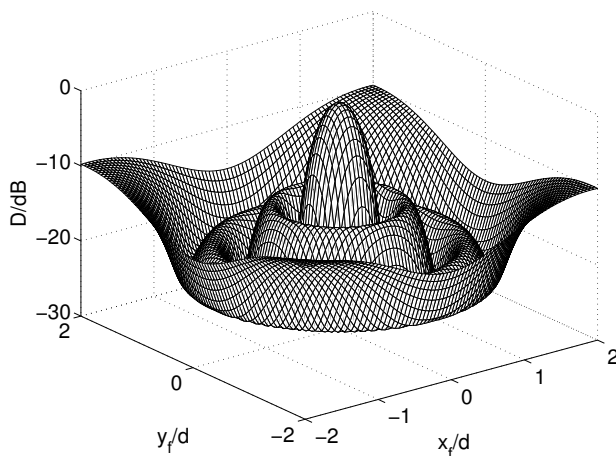


Abb. 6.24 Richtcharakteristik einer akustischen Antenne bestehend aus zwei konzentrischen Ringen. Der größere enthält $M = 25$ Mikrofonen mit einem Abstand benachbarter Mikrofone von $\Delta s/\lambda = 0,5$, der kleinere ist halb so groß und enthält 13 Mikrofone. Der Durchmesser des großen Rings ist $d = 4\lambda$. Die Quelle liegt auf der Achse der Ringe in einem Abstand von $h/d = 2$.

6.4.4 Spiral-Array

Da ein einzelner Ring eine ungenügende Dynamik liefert, werden bei flächigen Arrays meist mehrere Ringe verwendet. Dazu gehören auch die Spiral-Arrays, die ausführlich in [6.55] diskutiert werden.

Eine logarithmische Spirale ergibt sich für ein konstantes Radien-Verhältnis zweier benachbarter Ringe. Außerdem ist jeder Ring gegenüber dem benachbarten um einen festen Winkel verdreht. Ein Array mit logarithmischen Spiralen bestehend aus 15 Ringen mit jeweils 13 Mikrofonen ist in Abb. 6.25(a) gezeigt. Das Verhältnis benachbarter Radien ist $0,1^{0,1} = 0,7943$, was dem Verhältnis der Wellenlängen be-

nachbarter Terzen entspricht. Die Winkelverdrehung zwischen zwei Ringen beträgt hier das 0,6-fache des Winkels zwischen zwei Mikrofonen eines Ringes. Arrays aus logarithmischen Spiralen sind frei von redundanten Mikrofonabständen, wenn sie aus Ringen mit ungerader Mikrofonzahl bestehen.

Die Mikrofondichte, d.h. die Zahl von Mikrofonen pro Flächeneinheit, ist bei logarithmischen Spiralen in der Mitte sehr viel größer als am Rande. Bei einer Auswertung mit konstanten Gewichtungsfaktoren w_m in (6.26) wird der Einfluss der Mitte dadurch überbewertet. Es ist daher sinnvoll, in der Auswertung Gewichtungsfaktoren zu benutzen, die zumindest im Innenbereich umgekehrt proportional zur Mikrofondichte sind. Bei einer logarithmischen Spirale sind die Gewichtungsfaktoren dann $w_m \propto r^2$. Ein Vergleich der Richtcharakteristiken für $w_m = 1$ und $w_m \propto r^2$ ist für Auswertungen mit allen 195 Mikrofonen in Abb. 6.25(b) gezeigt. Allerdings sind die Gewichtungsfaktoren der beiden Außenringe anders und zwar kleiner gewählt. Man erkennt, dass die Hauptkeule mit konstanten Gewichtungsfaktoren deutlich breiter ist. Die Nutzung von Gewichtungsfaktoren ist also für Arrays mit stark ungleichmäßiger Mikrofondichte unerlässlich.

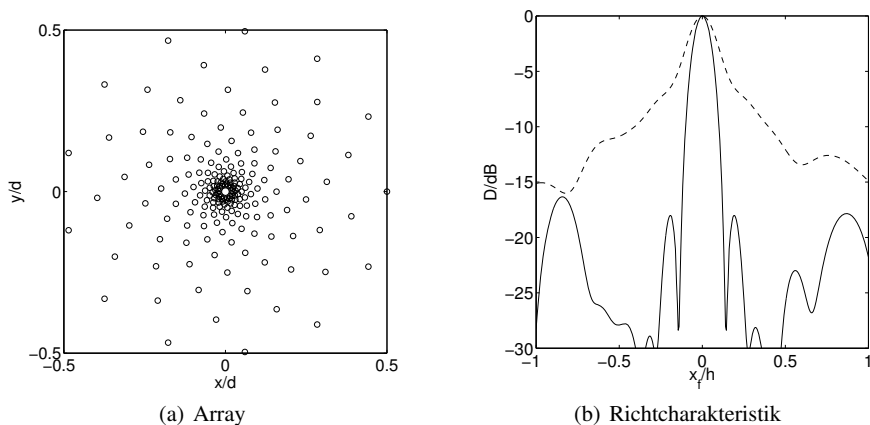


Abb. 6.25 Mikrofon-Array bestehend aus 15 Ringen mit je 13 Mikrofonen, angeordnet in logarithmischen Spiralen und Richtcharakteristik entlang einer Fokuslinie $y_f = 0$. Vergleich von Auswertungen mit Gewichtungsfaktoren $w_m = 1$ (gestrichelt) und $w_m \propto r^2$ für die inneren 13 Ringe (durchgezogen). Das Verhältnis von Durchmesser des Außenringes zu Wellenlänge ist $d/\lambda = 10$, die Entfernung h der Quelle $h/d = 1$.

In der Richtcharakteristik, die in Abb. 6.26 dreidimensional dargestellt ist, erkennt man, dass es in der Umgebung der Hauptkeule zunächst ein Gebiet mit sehr niedrigen Nebenkeulen gibt, dem sich nach außen dann ein Gebiet mit größeren Nebenkeulengipfeln anschließt. Die Hauptkeulenbreite und die Pegel der innen liegenden Nebenkeulen hängen vor allem vom Parameter d/λ und den Gewichtungsfaktoren ab. Die Pegel der außen liegenden Nebenkeulen werden zusätzlich von der Mikrofonverteilung und deren Redundanz bestimmt. Die Hauptkeulenbreite wird

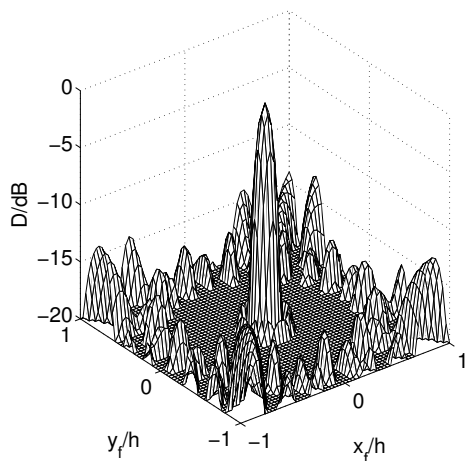


Abb. 6.26 Richtcharakteristik der in Abb. 6.25(a) gezeigten akustischen Antenne.

näherungsweise beschrieben durch

$$\frac{b}{\lambda} \approx 1,18 \frac{h}{d \cos^3 \vartheta_n}. \quad (6.56)$$

Im Vergleich zum Ring-Array (6.52) erkennt man, dass die niedrigeren Nebenkeulenpegel des logarithmischen Spiral-Arrays mit einer eineinhalbfach vergrößerten Hauptkeulenbreite bezahlt werden müssen.

Aus (6.56) berechnet sich die kleinste nutzbare Frequenz zu

$$\frac{f_{\min} d}{c} = 1,18 \frac{h}{b}. \quad (6.57)$$

Für die Hauptkeulenbreite $b/h = 0,2$ und $d = 2$ m ergibt sich beispielsweise $f_{\min} = 1003$ Hz. Für den Fall einer Überflugmessung mit $b/h = 0,02$ und $d = 40$ m folgt $f_{\min} = 502$ Hz.

Durch Wahl von Unter-Arrays mit kleineren Außendurchmessern lassen sich mit dem Spiral-Array von Abb. 6.25(a) 10 Terzen mit gleich bleibendem Parameter d/λ , also auch gleich bleibender Breite der Hauptkeule analysieren. (Der Vorteil dieser Eigenschaft wird in Abschnitt 6.4.6 begründet.) Das kleinste Unter-Array ist in Abb. 6.27(a) gezeigt. Sein Durchmesser ist nur noch ein Zehntel des gesamten Arrays. Der relative Abstand der Quelle hat sich daher von $h/d = 1$ in Abb. 6.25 auf jetzt $h/d = 10$ verzehnfacht. Man erkennt in Abb. 6.27(b), dass sich die Wichtung der Mikrofonssignale bei nur sechs Ringen kaum mehr lohnt. Die Nebenkeulen sind nur geringfügig höher als beim vollen Spiral-Array mit 15 Ringen. Die Beschränkung auf ein kleines Unter-Array ist bei hohen Frequenzen wichtig. Die Dynamik der Schallbilder sinkt andernfalls im praktischen Einsatz auf sehr kleine

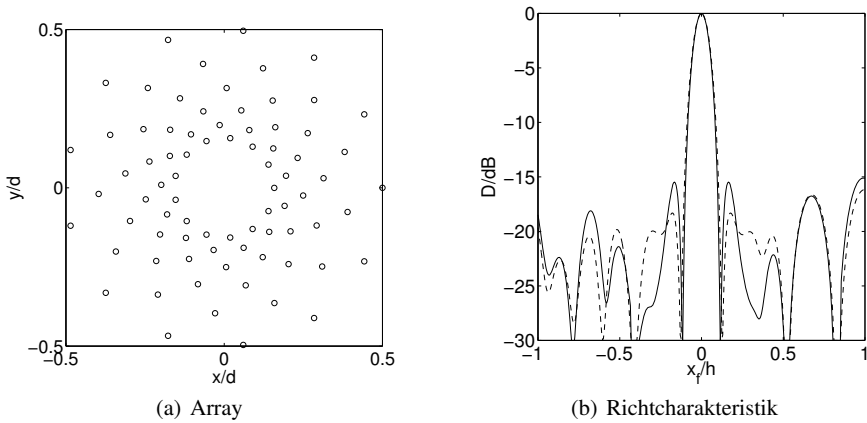


Abb. 6.27 Wie Abb. 6.25, jedoch nur mit den sechs inneren Ringen für eine zehnmahl größere Frequenz und $h/d = 10$. Der Außendurchmesser d dieses Unter-Arrays ist nur ein Zehntel des Arrays von Abb. 6.25(a). Die Richtcharakteristik mit gewichteten Mikrofonsignalen zeigt im Vergleich mit der Auswertung in Abb. 6.25 einen um 4 dB erhöhten Wert für die erste Nebenkeule neben der Hauptkeule. Die Wichtung hat bei sechs Ringen nur noch einen geringen Einfluss. Die Nebenkeulen sind ohne Wichtung (gestrichelt) sogar gleichmäßiger verteilt als mit der gewählten Wichtung (durchgezogen).

Werte. Eine mögliche Erklärung sind Störungen der Schallausbreitung, beispielsweise durch atmosphärische Turbulenz, die zu einem Kohärenzverlust zwischen den Signalen weit auseinanderliegender Mikrofone führen.

6.4.5 Kugel-Array

Beim Einsatz von Linien- und Flächen-Arrays ist zu beachten, dass mit ihnen nur dann eine eindeutige Lokalisierung der Quellen möglich ist, wenn die Quellverteilungen die Ortungseigenschaften dieser Arrays berücksichtigen. Bei der Fokussierung eines Linien-Arrays auf eine Linie wird nämlich in Wirklichkeit auf eine axialsymmetrische Oberfläche fokussiert, in deren Achse das Linien-Array angeordnet ist. Der Einsatz von Linien-Arrays ist daher nur gerechtfertigt, wenn man weiß, dass die Quellen auf einer bekannten Linie angeordnet sind. Ein zweidimensionales Array kann nicht zwischen der Vorder- und Rückseite unterscheiden. Hier muss also sichergestellt sein, dass sich auf der Rückseite des Arrays keine Quellen befinden. Immer dann, wenn Schallquellen in allen Richtungen liegen können, müssten dreidimensionale Mikrofonanordnungen eingesetzt werden, beispielsweise dreidimensionale Linien-Arrays oder Kugel-Arrays.

Ein beispielhaftes Kugel-Array mit 95 auf der Oberfläche nahezu gleichverteilten Mikrofonen ist in Abb. 6.28 gezeigt. Auf dem Äquator sind 19 Mikrofone angeordnet, weitere 74 Mikrofone liegen auf gleichmäßig verteilten Breitengraden und

zwei an den Polen. Die Mikrofonverteilung ist nichtredundant, da alle Ringe eine ungerade Anzahl von Mikrofonen enthalten und die Breitengrade auf den beiden Halbkugeln gegeneinander verdreht sind.

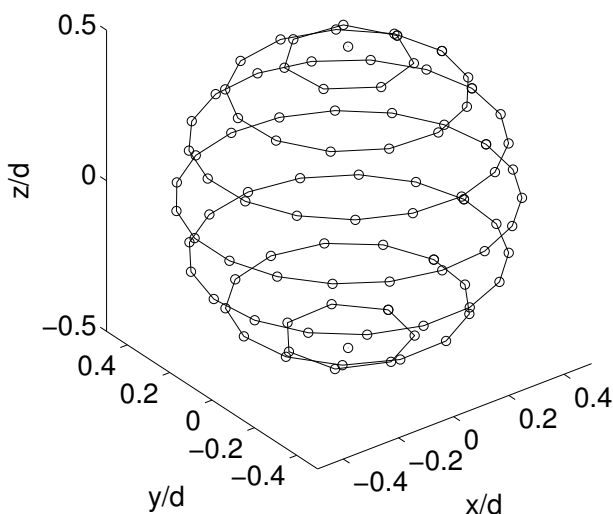


Abb. 6.28 Kugel-Array mit 95 nahezu gleichmäßig verteilten Mikrofonen. Der Kugeldurchmesser entspricht etwa 6 Mikrofonabständen. Der Äquator enthält 19 Mikrofone. Die Mikrofonanordnung ist nichtredundant (s. Abschnitt 6.4.2).

Auch die Richtcharakteristik eines akustisch transparenten Kugel-Arrays lässt sich mit (6.43) bestimmen. Für einen Fokusabstand von vier Kugeldurchmessern vom Kugelmittelpunkt (also für einen Kreis um die Kugel) ergeben sich in einer Ebene durch den Äquator die in Abb. 6.29 gezeigten Ergebnisse. Es sind die Richtcharakteristiken für drei Wellenlängen $\lambda/d = 1, 0,25$ und $0,0625$ dargestellt.

Die Hauptkeulenbreite bei $\lambda/d = 1$ beträgt $\Delta\vartheta_n = 0,89 \hat{=} 51^\circ$. Bei $\lambda/d = 0,25$ sinkt sie proportional zu λ auf $\Delta\vartheta_n = 0,22 \hat{=} 12,7^\circ$ und bei $\lambda/d = 0,0625$ auf $\Delta\vartheta_n = 0,055 \hat{=} 3,2^\circ$. Daraus lässt sich die minimale Frequenz analog zu (6.45), (6.54) oder (6.57) herleiten,

$$\frac{f_{\min} d}{c} = \frac{d}{\lambda_{\max}} = \frac{0,88}{\Delta\vartheta_n}, \quad (6.58)$$

wobei $\Delta\vartheta_n$ die Breite der Hauptkeule im Bogenmaß ist. Die minimale Frequenz ist mit $\Delta\vartheta_n \approx b/h$ bei gleichem Durchmesser d etwa 20% größer als beim Ring-Array (6.54).

Eine Hauptkeulenbreite von $\Delta\vartheta_n = 0,2$ ist nur für Wellenlängen von $\lambda/d \leq 0,23$ möglich. Eine Kugel mit einem Durchmesser von 1 m kann daher zur Schallquel-

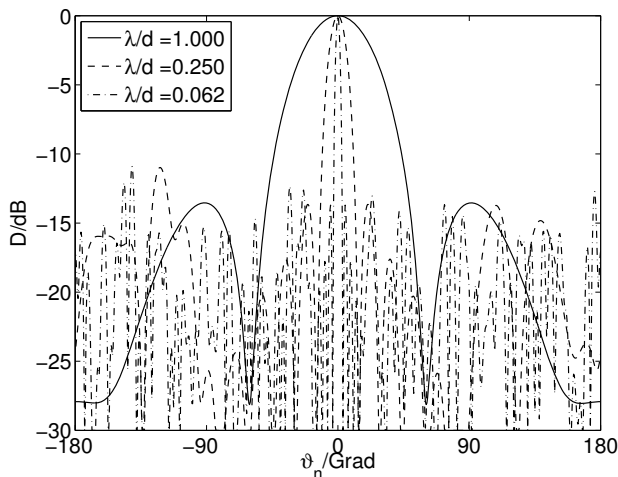


Abb. 6.29 Richtcharakteristik des Kugel-Arrays von Abb. 6.28 für drei verschiedene Wellenlängen $\lambda/d = 0,0625, 0,25$ und $1,0$. Die Quelle und der Fokuskreis liegen in einem Abstand von $r/d = 4$.

lenortung für Frequenzen von etwa $f > 1500$ Hz eingesetzt werden. Die Höhe der ersten und einzigen Nebenkeule bei tiefen Frequenzen liegt bei -13 dB und ist nahezu unabhängig von der Mikrofonanzahl. Bei höheren Frequenzen treten im Beispiel mit 95 Mikrofonen größere Nebenkeulenmaxima bei Werten um -10 dB auf.

Die Auswertung der Mikrofonsignale mit (6.26), (6.28) oder (6.37) setzt voraus, dass das Schallfeld durch die Mikrofonanordnung nicht verändert wird. Wenn die Mikrofone in eine Kugel mit geschlossener Oberfläche eingebaut werden, muss der Einfluss der Kugel auf das Schallfeld im Auswerteverfahren berücksichtigt werden.

6.4.6 Notwendigkeit von frequenzabhängigen Unter-Arrays

In der Praxis treten sehr oft verteilte Quellen auf. Ein großes Problem in solchen Fällen ist es, dass der von der akustischen Antenne ermittelte Pegel von der Hauptkeulenbreite abhängt. Bei einer linienförmigen Quellverteilung mit konstanter Quelldichte pro Längeneinheit ist der Pegel direkt proportional zur Breite der Hauptkeule. Da sich deren Breite bei Verdopplung der Frequenz halbiert, erniedrigt sich auch der von der Antenne ermittelte Schallpegel um 3 dB. Die Pegel bei verschiedenen Frequenzen können also nicht mehr verglichen werden. Bei einer entsprechenden flächenförmigen Quellverteilung nimmt der Antennenpegel sogar um 6 dB pro Frequenzverdopplung ab. Dieser Wert gilt näherungsweise auch für dreidimensionale Quellverteilungen, da das räumliche Auflösungsvermögen der akustischen Antenne in die Tiefenrichtung gering ist. Als Folge werden in den Pegelver-

teilungen der akustischen Antennen tendenziell die tiefen Frequenzen überbewertet und der Einfluss der hohen Frequenzen unterbewertet.

Die einzige Möglichkeit, diesen Fehler zu begrenzen, ist eine Auswertung der Mikrofonsignale abhängig von der Frequenz mit verschiedenen großen Unter-Arrays, wodurch die Breite der Hauptkeule konstant gehalten wird. Die Aufteilung in drei Unter-Arrays für drei Oktaven ist verbreitet [6.3, 6.33]. Man spricht von Schachtel-Arrays, wenn ein Teil der Mikrofone eines kleineren Arrays beim nächst größeren Array mitverwendet wird. Auf diese Weise lässt sich die Mikrofondichte in jedem Unter-Array etwa konstant halten.

6.4.6.1 Lineare Schachtel-Arrays

Beispiele für lineare Schachtel-Arrays sind in den Abbildungen 6.30 und 6.31 gezeigt. Bei der vertikalen Ausrichtung des Arrays in Abb. 6.30 kann die vertikale Position der Schallquellen bestimmt werden. Bei der horizontalen Ausrichtung in Abb. 6.31 werden die Quellpositionen in Bewegungsrichtung ermittelt. In letzterem Fall kann der Fokus mit der Geschwindigkeit des Fahrzeugs mitbewegt werden, was eine Auswertung im Zeitbereich nach (6.26) erfordert. Durch die Mitführung des Fokus wird die Mittelungszeit bei der Auswertung erhöht.



Abb. 6.30 Lineares Schachtel-Array für drei Oktaven. Vertikale Ausrichtung erlaubt die Lokalisierung vertikal verteilter Quellen.²

² Mit Genehmigung Bernd Barsikow, Ingenieurbüro akustik-data



Abb. 6.31 Zehnfach verschachteltes lineares Schachtel-Array für zehn Frequenzbänder zwischen 125 und 8000 Hz. Horizontale Ausrichtung erlaubt die Lokalisierung horizontal verteilter Quellen und die Mitführung des Fokus bei der Auswertung.³

6.4.6.2 Messungen an spurgebundenen Fahrzeugen und Straßenfahrzeugen

Zur Messung an Fahrzeugen auf Straße und Fahrweg oder im Windkanal muss das Array seitlich neben dem Messobjekt aufgestellt werden. Ein Beispiel hierfür ist das in Abb. 6.32 gezeigte zweidimensionale Array mit 124 Mikrofonen und einer Größe von ca. 4 m [6.34]. Diese Größe ergab sich aus der Forderung nach einer guten Auflösung auch tiefer Frequenzen. Die Haltevorrichtung für die Mikrofone ist winddurchlässig, um der Bugwelle von Hochgeschwindigkeitszügen widerstehen zu können. Außerdem ist sie akustisch durchlässig, um die Auswertung möglichst wenig durch Reflexionen zu beeinflussen. Das Array besteht aus drei ineinander verschachtelten Unter-Arrays für niedrige, mittlere und hohe Frequenzen.

6.4.6.3 Überflugmessungen

Ein Beispiel für ein bei Überflugmessungen eingesetztes großes Mikrofon-Array mit 238 Mikrofonen in 34 Ellipsen ist in Abb. 6.33 gezeigt. Die Mikrofone liegen auf dem Boden direkt auf einer Platte aus Beton, wodurch sich der Schalldruck verdoppelt (s. Abschnitt 6.9.1). 154 Mikrofone sind auf der sichtbaren siebeneckigen Betonplatte mit einem äußeren Durchmesser von 12,5 m montiert. Die übrigen nur für tiefe Frequenzen genutzten Mikrofone sind außerhalb der Betonplatte auf einzelnen 0,6 m mal 0,6 m großen Holzplatten befestigt. Größere Platten sind nicht notwendig, da Grasoberflächen bei tiefen Frequenzen einen hohen Schallreflexionsfaktor haben. Das Array ist wegen des Winkeinflusses in (6.48) und (6.52)

³ Mit Genehmigung Bernd Barsikow, Ingenieurbüro akustik-data



Abb. 6.32 Akustisch und aerodynamisch offenes Array mit 124 Mikrofonen zur Messung an Fahrzeugen.⁴

elliptisch in Flugrichtung verlängert. Die Breite beträgt 36 m, die Länge 44 m. Die Messmikrofone mit Kugelcharakteristik sind quer zur Flugrichtung ausgerichtet, so dass die Schallwellen während des gesamten Überfluges unter einem nahezu konstanten Winkel von 90 Grad zur Membranachse gemessen werden.



Abb. 6.33 Elliptisches Spiral-Array mit 238 Mikrofonen bei Überflugmessungen an einem Großraumflugzeug.⁵

⁴ Mit Genehmigung Bernd Barsikow, Ingenieurbüro akustik-data

⁵ Mit Genehmigung Dr. Henri Siller, Deutsches Zentrum für Luft-und Raumfahrt, Berlin

Die höheren Mikrofondichten im Innenbereich dieses Arrays werden durch kleinere Gewichtungsfaktoren w_m kompensiert [6.26]. Die feine logarithmische Stufung der Radien erlaubt es, ein eigenes Unter-Array für jedes Terzband zu definieren und bei der Bestimmung des Außendurchmessers d entsprechend (6.56) die tatsächliche Überflughöhe h zu berücksichtigen.

6.5 Einsatz in Windkanälen

Bei aeroakustischen Untersuchungen bewegt sich das Versuchsobjekt (spurgeführtes Fahrzeug, Straßenfahrzeug oder Flugzeug) entweder in näherungsweise ruhender Luft oder das stehende Objekt wird im Windkanal angeströmt. Auch in letzterem Fall werden oftmals Mikrofonantennen eingesetzt, wobei im Windkanal der Einfluss der Windkanalströmung auf die Ausbreitung der Schallwellen berücksichtigt werden muss.

Die sich ergebenden Beziehungen sind relativ einfach, wenn die Mikrofone in oder am Rande der Strömung angeordnet sind, zum Beispiel in den Wänden der Messstrecke des Windkanals. Komplizierter wird die Auswertung, wenn die Schallquelle in einem Freistrahwindkanal untersucht wird. Dann muss zwischen der Schallausbreitung innerhalb und außerhalb der Strömung unterschieden werden und berücksichtigt werden, dass sich die Richtung und Amplitude der Schallwellen beim Durchgang durch die Scherschicht des Freistrahls ändern. Viele Fragen des Einsatzes von akustischen Antennen in Windkanälen werden in [6.17, 6.55] behandelt.

6.5.1 Emissionskoordinaten

Innerhalb eines Mediums mit konstanter Strömungs-Machzahl Ma und konstanter Schallgeschwindigkeit c ist die Ausbreitungszeit von einer Fokusposition $\vec{x}_f$ zur Mikrofonposition $\vec{x}_m$ gegeben durch

$$t_{fm} = r_{e, fm} / c, \quad (6.59)$$

wobei $r_{e, fm}$ die wellennormale Entfernung (Emissionsentfernung) zwischen den beiden Positionen ist. Die Beziehung zwischen der Emissionsentfernung $r_{e, fm}$ und der geometrischen Entfernung r_{fm} ist in Abb. 6.34 erklärt. Die Abbildung zeigt eine Punktquelle in der angenommenen Fokusposition $\vec{x}_f$ und ein Mikrofon in der Beobachterposition $\vec{x}_m$. $r_{fm} = |\vec{r}_{fm}| = |\vec{x}_m - \vec{x}_f|$ ist der geometrische Abstand zwischen beiden Positionen, θ der entsprechende geometrische Winkel relativ zur Flugrichtung. r_e ist die Entfernung, die eine Kugelwelle von der Quelle relativ zum bewegten Medium mit Schallgeschwindigkeit zurücklegen muss, um die Mikrofonposition zu erreichen. Die dafür benötigte Zeit ist $t_{fm} = r_e / c$. $Ma r_e$ ist die Entfernung, um die die Kugelwelle während der Ausbreitungszeit t_{fm} stromab konvektiert wird. θ_e ist

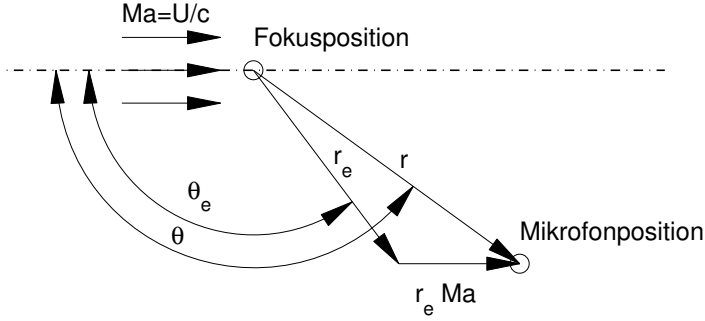


Abb. 6.34 Beziehung zwischen den geometrischen Koordinaten (r, θ) und den wellennormalen Emissionskoordinaten (r_e, θ_e) für die Schallausbreitung von einer Fokusposition zu einem Mikrofon in einer Windkanalströmung mit einer Strömungsmachzahl Ma .

der Emissionswinkel oder wellennormale Winkel relativ zur Fahrt- oder Flugrichtung, in den die Schallwelle emittiert werden muss, um das Mikrofon zu erreichen.

Die *Emissionskoordinaten* $(r_{e, fm}, \theta_{e, fm})$ können aus den geometrischen Koordinaten (r_{fm}, θ_{fm}) mit den folgenden beiden Gleichungen berechnet werden.

$$r_{e, fm} = \frac{r_{fm}}{\sqrt{1 - Ma^2 \sin^2 \theta_{fm} - Ma \cos \theta_{fm}}} \quad (6.60)$$

$$\cos \theta_{e, fm} = \cos \theta_{fm} \left[\sqrt{1 - Ma^2 \sin^2 \theta_{fm} - Ma \cos \theta_{fm}} \right] + Ma. \quad (6.61)$$

In der praktischen Arbeit mit akustischen Antennen wird die Beziehung (6.60) in kartesischen Koordinaten benötigt. Wählt man das Koordinatensystem so, dass der Geschwindigkeitsvektor in die x_1 -Richtung zeigt, dann ergibt sich für eine am Fokus $(x_{f,1}, x_{f,2}, x_{f,3})$ angenommene Quelle und für ein Mikrofon am Ort $(x_{m,1}, x_{m,2}, x_{m,3})$ mit den Abkürzungen

$$\Delta x_1 = x_{m,1} - x_{f,1}, \quad \Delta x_2 = x_{m,2} - x_{f,2}, \quad \Delta x_3 = x_{m,3} - x_{f,3} \quad (6.62)$$

die wellennormale Entfernung $r_{e, fm}$ des Mikrofons vom Fokuspunkt

$$r_{e, fm} = \frac{\sqrt{\Delta x_1^2 + (1 - Ma^2)(\Delta x_2^2 + \Delta x_3^2) - Ma \Delta x_1}}{1 - Ma^2}. \quad (6.63)$$

Alle für das Beamforming bei Kugelwellen hergeleiteten Gleichungen, beispielsweise (6.43) für die Richtcharakteristik der Antenne, können unverändert weiterverwendet werden, wenn die Ausbreitungszeiten t_{fm} mit (6.59) berechnet werden und die Ausbreitungsentfernungen r_{fm} durch $r_{e, fm}$ nach (6.60) oder (6.63) ersetzt werden. Es handelt sich nicht um eine Näherung für kleine Machzahlen, sondern die Gleichungen bleiben exakt und theoretisch bis zu beliebig großen Strömungs-

machzahlen gültig, sofern die Richtcharakteristiken der Quellen kugelförmig bleiben, eine Bedingung, die bei aeroakustischen Quellen allerdings schon bei niedrigen Machzahlen nicht mehr erfüllt ist.

6.5.2 Geschlossener Windkanal

Abb. 6.35 zeigt ein Beispiel für ein Array aus 144 in neun logarithmischen Spiralen angeordneten Mikrofonen in einem geschlossenen Windkanal [6.20, 6.30]. In

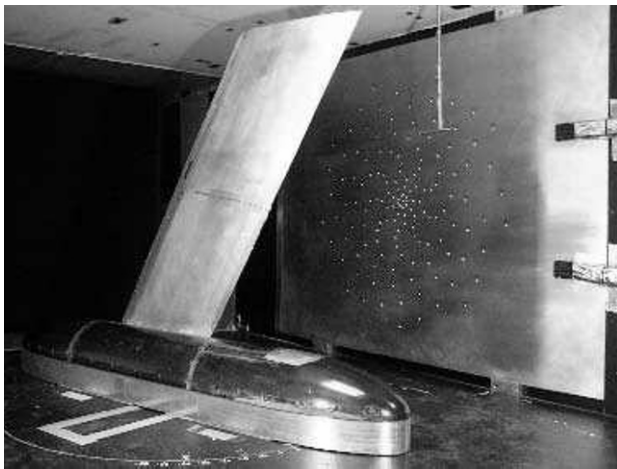


Abb. 6.35 Mikrofon-Array in einem Windkanal mit geschlossener Messstrecke. Die 144 Mikrofone sind in eine Platte eingelassen, die vor der Seitenwand montiert ist [6.20, 6.30].⁶

einem solchen Fall besteht ein Problem darin, dass sich die Mikrofone unter einer turbulenten Wandgrenzschicht befinden, wodurch die Autospektren der Kreuzspektralmatrix von Störungen dominiert werden. Dies kann bei der Auswertung durch Nullsetzen der Hauptdiagonale in der Kreuzspektralmatrix berücksichtigt werden (Näheres s. Abschnitt 6.7.1 auf Seite 411).

Ein weiteres Problem in geschlossenen Messstrecken sind Reflexionen der Schallwellen an den harten Windkanalwänden. Die reflektierten Schallfelder können mathematisch durch Überlagerung des direkten Schallfeldes mit den Schallfeldern von Spiegelquellen hinter den ebenen Seitenwänden beschrieben werden. Am wichtigsten sind die Reflexionen an der dem Mikrofon-Array gegenüber liegenden Seitenwand. Der Einfluss der Spiegelquellen kann bei der Auswertung der Mikrofon-signale berücksichtigt werden [6.25, 6.50], was insbesondere bei tiefen Frequenzen wichtig ist.

⁶ Mit Genehmigung Dr. Lars Koop, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Göttingen

Ein drittes Problem in vielen geschlossenen Windkanälen sind Windkanalgeräusche. Es kann vorkommen, dass die Phasen der Kreuzspektren von weit auseinander liegenden Mikrofonen von diesen Geräuschen dominiert werden, wodurch sich die Dynamik der Antennenantwort weiter verringert. Auch dieser Einfluss kann bei der Auswertung berücksichtigt werden (BiClean-Algorithmus) [6.20, 6.23, 6.30]. Hierbei wird der vom Hintergrundgeräusch verursachte Teil der Kreuzspektralmatrix ermittelt und abgetrennt.

6.5.3 Offener Windkanal

Viele aeroakustische Messungen werden in offenen Windkanälen durchgeführt. Hier bildet sich an der Windkanaldüse ein Freistrah, der meist eine Messhalle durchquert und in einem Kollektor auf der gegenüberliegenden Seite wieder eingefangen wird. Die Wände der die Messstrecke umschließenden Halle sind meist akustisch bedämpft, um den Einfluss der an den Wänden reflektierten Schallwellen auf die Schallmessungen in der Umgebung des Freistrahls zu verringern. Das Untersuchungsobjekt, beispielsweise ein Auto, das Fahrwerk oder der Flügel eines Flugzeuges, befindet sich in der Windkanalströmung, die Mikrofone sind aber außerhalb der Strömung angeordnet, ihre Signale werden daher weniger durch Umströmungsgeräusche beeinträchtigt als in geschlossenen Messstrecken. Dafür treten in offenen Messstrecken andere Probleme auf, die in vielen Arbeiten diskutiert wurden [6.31, 6.32, 6.55].

Die Auswertung der Mikrofonensignale ist in diesem Fall schwieriger als in einer geschlossenen Messstrecke. Wird der Einfluss der Freistrahströmung gar nicht berücksichtigt, dann finden sich die Schallquellen in stromab verschobenen Positionen, die Pegel werden niedriger berechnet und die Störpegel nehmen zu. Für eine genauere Auswertung, insbesondere bei mittleren und höheren Frequenzen, muss der Einfluss der Strömung in dem Sinne berücksichtigt werden, dass sich die Laufzeit t_{fm} zusammensetzt aus der Laufzeit innerhalb der Windkanalströmung, aus der Laufzeit zur Durchquerung der freien Scherschicht des Windkanals und der Laufzeit in der Umgebung. Dabei können die mittleren Laufzeiten von jedem Fokuspunkt zu jedem Mikrofon numerisch ermittelt werden, wenn das zeitlich gemittelte Geschwindigkeitsfeld bekannt ist [6.17, 6.31]. Bei der Querung der Scherschicht ändert sich nicht nur die Ausbreitungsrichtung, sondern auch die Amplitude der Schallwellen [6.37, 6.2, 6.42, 6.43, 6.1, 6.36, 6.51, 6.31].

Da die Strömungsgeschwindigkeit in der Scherschicht zeitlich sehr stark fluktuiert, schwanken auch die Ausbreitungszeiten, was zu einem Kohärenzverlust der Kreuzspektren der Mikrofonensignale führt. Praktisch sinken die Pegel in den Fokuspunkten und steigen die Rauschpegel der Analyse. Dies kann man näherungsweise bei der Auswertung der Mikrofonensignale berücksichtigen [6.47]. Das Problem lässt sich durch Pilotöne verringern, die an bekannten Positionen im Quellgebiet ausgesendet werden. Die Schwankungen der Phasen dieser Töne in den Mikrofonensignalen können zur Korrektur der Laufzeiten benutzt werden [6.31].

6.6 Bewegte Quellen

Die Untersuchung bewegter Quellen ist eine besondere Stärke von akustischen Antennen. Dabei werden für jeden Zeitschritt der Analyse alle Fokuspositionen des Quellbereichs neu berechnet. Diese Fähigkeit macht die akustische Antenne zu einem unverzichtbaren Untersuchungswerkzeug bei bewegten Quellen, seien es Kraftfahrzeuge oder spurgebundene Fahrzeuge bei der Vorbeifahrt, Flugzeuge im Überflug oder Rotorblätter von Windturbinen.

Als Auswerteverfahren kommt bei bewegten Quellen nur die Analyse im Zeitbereich nach (6.26) in Frage. Die in Abschnitt 6.2.5 beschriebenen erhöhten Anforderungen an die Abtastfrequenz müssen daher beachtet werden.

Ein willkommener Nebeneffekt der Mitführung des Fokus mit dem bewegten Objekt ist die Aufhebung der Doppler-Frequenzverschiebung [6.4]. Ein weiterer wichtiger Vorteil ist, dass sich die Mittelungszeit für die Bestimmung der Frequenzspektren der Quellen erhöht. Mit der Fahr- oder Fluggeschwindigkeit U , dem Messabstand h , dem mittleren Beobachtungswinkel θ relativ zur Bewegungsrichtung und dessen Schwenkbereich $\Delta\theta$, über den der Fokus mitgeführt wird, ergibt sich als Messzeit

$$T_{\text{ges}} = \frac{h \Delta\theta}{U \sin \theta} . \quad (6.64)$$

Für einen typischen Überflug ergibt sich mit $\theta = 90^\circ$ und $\Delta\theta = 20^\circ = 0,35$, der Flughöhe $h = 160$ m und der Fluggeschwindigkeit $U = 80$ m/s eine gesamte Messzeit von $T_{\text{ges}} = 0,7$ s. Für eine Messung an einem Kraftfahrzeug erhält man mit $\theta = 90^\circ$ und $\Delta\theta = 20^\circ = 0,35$, dem Messabstand $h = 2,5$ m und der Fahrgeschwindigkeit $U = 30$ m/s eine noch deutlich geringere Messzeit von $T_{\text{ges}} = 0,03$ s. Die Mittelungszeiten sind also sehr kurz, insbesondere bei dem kleinen Messabstand h des zweiten Beispiels. Eine ausreichende statistische Stabilität des Ergebnisses lässt sich hier durch Summierung der Ergebnisse über viele benachbarte Frequenzbänder erzielen.

Die Auswertung einer Vorbeifahrt eines PKW ist in Abb. 6.36 gezeigt. Die Ergebnisse der drei Unter-Arrays des in Abb. 6.32 gezeigten Arrays sind für den Frequenzbereich 280 bis 4500 Hz A-bewertet überlagert. Man erkennt deutlich die Bedeutung des Reifen-Fahrbahn-Kontaktbereichs für die Schallemission des Fahrzeugs.

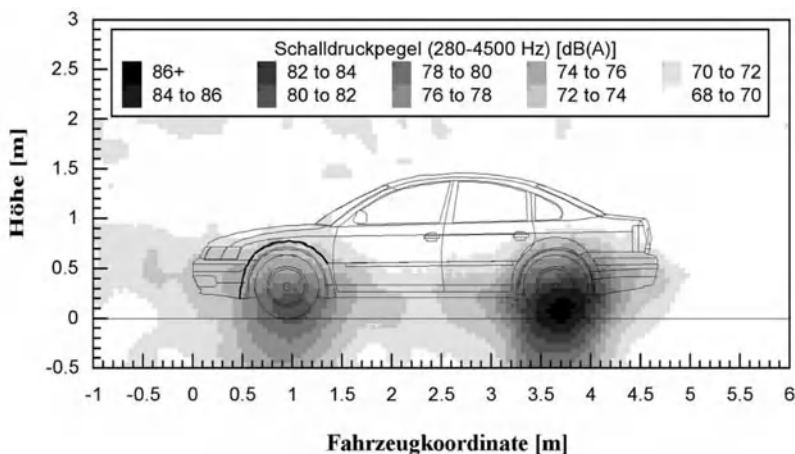


Abb. 6.36 Auswertung einer Vorbeifahrt des in Abb. 6.32 gezeigten Fahrzeugs bei einer Geschwindigkeit von 117 km/h.⁷

6.7 Verbesserte Auswerteverfahren

Die mit akustischen Antennen ermittelten und mit Mängeln behafteten Quellverteilungen in den Schallbildern werden oft durch die Effekte der Array-Nebenkeulen beeinträchtigt oder offenbaren eine zu geringe Dynamik. Es gibt daher viele Untersuchungen über verbesserte Algorithmen bei der Datenauswertung [6.15, 6.13, 6.44]. Verfahren, die in der Radioastronomie, bei Radar und Telekommunikation eingesetzt werden, erwiesen sich aber bei der Ortung und Quantifizierung von Schallquellen als wenig robust. Die bei akustischen Antennen heute eingesetzten Verfahren werden im Folgenden beschrieben.

6.7.1 Vernachlässigung der Leistungsspektren der Mikrofonsignale

Bei Messungen im Freien werden an den Mikrofonen Windgeräusche erzeugt, die sich allerdings durch Windbälle aus feinporigem Schaumstoff stark reduzieren lassen (s. Abbildungen 6.30 und 6.31). Bei Mikrofonen unter einer turbulenten Grenzschicht im Windkanal sind diese Störgeräusche aber unvermeidbar, obwohl es auch hier gelungen ist, durch eine vor den Mikrofonen angebrachte Schaumstoffschicht das Druckschwankungsnahfeld der Grenzschicht an den Mikrofonen abzuschwächen [6.49]. Das Drucknahfeld unter einer turbulenten Grenzschicht ist typisch 10 bis 20 dB stärker als das Schallfeld der untersuchten Messobjekte [6.17].

Diese Störgeräusche entstehen an jedem Mikrofon, es kann aber angenommen werden, dass sie zwischen den Mikrofonen unkorreliert sind. Sie machen sich daher

⁷ Mit Genehmigung Bernd Barsikow, Ingenieurbüro akustik-data

vor allem in den Autospektren der Kreuzspektralmatrix bemerkbar und können diese sogar dominieren. Die Kohärenz der Kreuzspektren wird verringert, die für die Ortungsfähigkeit der Antenne wichtigen Phasen bleiben aber unverändert. Je niedriger die Kohärenz der Mikrofonsignale ist, desto länger muss aber gemittelt werden, um die Phasen statistisch stabil zu bestimmen.

Bei einer konventionellen Auswertung der Antennensignale erhöht sich der Störpegel in den Antennenantworten erheblich. Das Ergebnis lässt sich in diesen Fällen wesentlich verbessern, wenn die Autospektren der Mikrofonsignale bei der Auswertung der Mikrofonsignale unberücksichtigt bleiben. Bei Auswertungen im Frequenzbereich mit den Kreuzspektren der Mikrofonsignale nach (6.37) auf Seite 381 werden die Autospektren C_{nn} in der Kreuzspektralmatrix zu Null gesetzt [6.17, 6.18]. Die Methode ist auch bei einer Auswertung im Zeitbereich auf der Basis von (6.26) anwendbar [6.18]. Dazu wird vom Ergebnis nach (6.31) oder vom digital ermittelten Leistungsspektrum der Mittelwert der Leistungsspektren aller Einzelmikrofone abgezogen. Zur Korrektur des Einflusses dieser Maßnahme auf den Pegel wird in (6.43) der Faktor $1/M^2$ durch $1/(M^2 - M)$ ersetzt [6.14].

Das Auswerteverfahren ist nach Entfernung der Hauptdiagonalen allerdings mathematisch nicht mehr exakt. Es können sich beispielsweise negative Fokuswerte ergeben, die dann wegen der meist genutzten logarithmischen Darstellung durch kleine positive Werte ersetzt werden müssen.

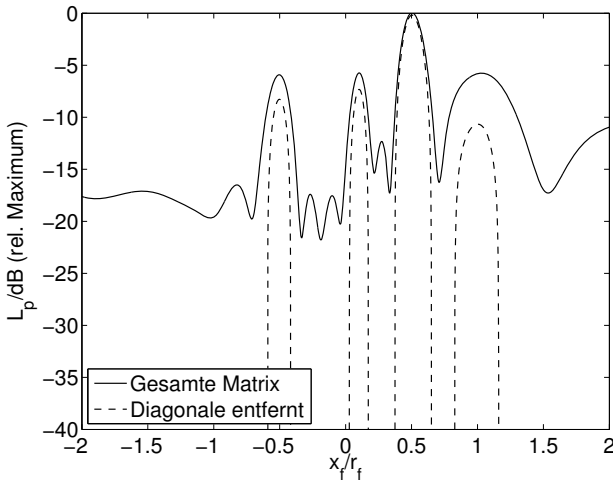


Abb. 6.37 Ergebnis nach Entfernung der Hauptdiagonalen aus der Kreuzspektralmatrix einschließlich Pegelkorrektur im Vergleich zur normalen Antennenantwort. Linien-Array mit $M = 15$ Mikrofonen. $h/l = 2$, $\Delta x/\lambda = 0,5$.

Im Beispiel der Abb. 6.37 für ein Linien-Array mit $M = 15$ Mikrofonen ist der Einfluss der Entfernung der Hauptdiagonalen aus der Kreuzspektralmatrix gezeigt. Mit durchgezogener Linie ist die Antwort einer linearen Antenne auf vier Punktquellen gezeigt. Eine hat die Stärke 0 dB, die übrigen liegen um 6 dB darunter.

Das Ergebnis nach Entfernung der Hauptdiagonalen in der Kreuzspektralmatrix ist gestrichelt gezeigt. Man erkennt, dass der Pegel der lautesten Quelle fast richtig ermittelt wurde, dass aber die Quellstärken der leiseren Quellen zu niedrig berechnet werden und dass die Fehler sogar von der Position der Quellen abhängen. Für die Bereiche zwischen den Quellen ergeben sich negative Werte. Die Nebenkeulen der normalen Antennenauswertung verschwinden vollständig, ein willkommenes Ergebnis. Wenn die Stärke der Quelle an der Position $x_f/r_f = 1$ nur um weitere 2 dB auf -8 dB reduziert wird, dann verschwindet auch diese Quelle aus dem Bild, was natürlich unerwünscht ist.

Der Wert des Verfahrens mit der Entfernung der Hauptdiagonalen ist daher diskussionswürdig. Er ‘verschönert’ die Schallbilder um den Preis möglicherweise inkorrektur Werte.

Als Beispiel für eine Anwendung dieses Verfahrens ist in Abb. 6.38 ein Ergebnis mit dem Mikrofon-Array von Abb. 6.35 gezeigt [6.22].

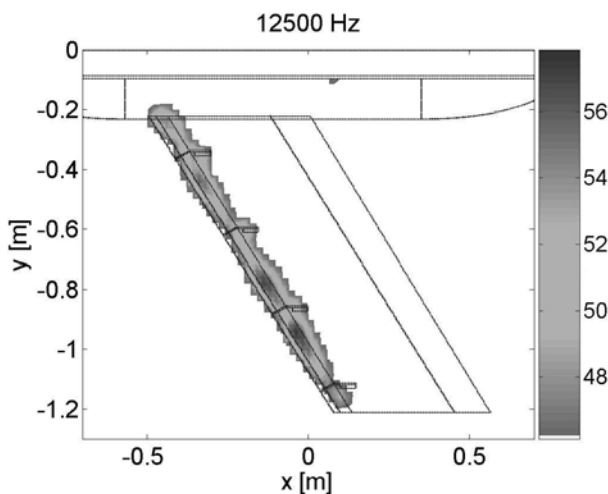


Abb. 6.38 Auswertung einer Messung mit dem in Abb. 6.35 gezeigten Mikrofon-Array in einem geschlossenen Windkanal für die Terz bei 12,5 kHz nach Entfernung der Hauptdiagonalen [6.22].⁸

6.7.2 Verbesserte Auswertung von Kreuz- und X-Arrays

Mit einer besonderen Auswertungsmethode [6.24, 6.18] lassen sich die Pegel der Nebenkeulen in den Richtcharakteristiken von Kreuz- oder X-Arrays deutlich ver-

⁸ Mit Genehmigung Dr. Lars Koop, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Göttingen

ringern. Die Methode lässt sich sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich anwenden. Im Zeitbereich werden die beiden Linien-Arrays zunächst getrennt ausgewertet und anschließend das Kreuzspektrum der beiden im Zeitbereich gemittelten Antennenantworten der Array-Schenkel berechnet. Die Summe der beiden Werte $C_{12} + C_{21}$ des Kreuzspektrums ist das gesuchte Ergebnis für die akustische Antenne.

Bei einer Auswertung der Signale im Frequenzbereich mit der Kreuzspektralmatrix werden nur solche Kreuzspektren benutzt, bei denen die beteiligten Mikrofone auf unterschiedlichen Schenkeln des Kreuz- oder X-Arrays liegen. Es werden also nicht nur die Hauptdiagonalen entfernt, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, sondern auch die Hälfte der übrigen Werte der Kreuzspektralmatrix. Mit einer Pegelkorrektur $(2M^2)/(M-1)^2$ zum Ausgleich der weggelassenen Elemente der Kreuzspektralmatrix wird der Pegel einer Punktquelle etwas zu hoch berechnet.

Die Methode kann auch auf andere zweidimensionale Mikrofonverteilungen angewendet werden, wenn man diese in zwei Unter-Arrays aufteilt [6.56].

6.7.3 Orthogonales Beamforming

Im Vergleich zu den in den beiden vorigen Abschnitten diskutierten Verfahren wird beim orthogonalen Beamforming mit der vollständigen Kreuzspektralmatrix der Mikrofonsignale gearbeitet [6.41, 6.40]. Das Verfahren soll an einem Beispiel erläutert werden, in dem eine Matrix durch Addition der Teilmatrizen dreier Teilschallquellen mit den Quellstärken 0 dB, -26 dB und -54 dB erzeugt wurde.

In Abb. 6.39 ist durchgezogen die Antwort einer akustischen Antenne bestehend aus einem Linien-Array aus 15 Mikrofonen unter Anwendung des Standardverfahrens gezeigt. Die Abbildung enthält zusätzlich auch die Antennenantworten mit dem Standardverfahren für die drei Einzelquellen. Die Ordinate wurde im Vergleich zu den vorigen Abbildungen auf einen Bereich von -60 dB bis 0 dB erweitert, um die schwächste Quelle noch anzeigen zu können.

Ziel des orthogonalen Beamformings ist, die Kreuzspektralmatrix aufzuteilen in Beiträge statistisch unabhängiger Teilquellen und danach die Teilmatrizen getrennt mit dem Standardverfahren auszuwerten. Dazu bedient sich das Verfahren der Eigenwertzerlegung der Matrix. Die Zahl der Eigenwerte entspricht der Anzahl der Mikrofone, die Matrix des Beispiels hat also genau 15 Eigenwerte. Die Eigenwertzerlegung liefert bei diesem Beispiel nur drei relevante Eigenwerte, alle übrigen sind praktisch Null. Es zeigt sich, dass die mit den Eigenwerten ermittelten Teilmatrizen mit den Matrizen der Teilschallquellen sehr gut übereinstimmen. Die berechneten Antennenantworten sind praktisch deckungsgleich. Die um 26 dB und 54 dB leiseren Teilschallquellen werden also hervorragend rekonstruiert.

Der Beitrag der um 26 dB leiseren Quelle war in der Antennenantwort der Gesamtmatrix (Abb. 6.39) nur in der unmittelbaren Umgebung der Quelle gerade noch in einem Tal zwischen zwei Nebenkeulen sichtbar. Mit dem orthogonalen Beamforming ist eine vollständige Rekonstruktion und die Ermittlung des Pegels möglich.

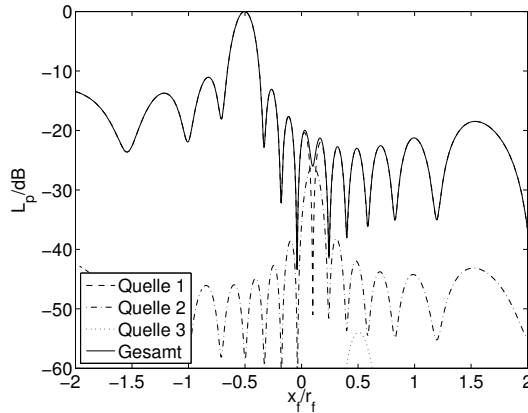


Abb. 6.39 Antennenantwort auf die Summe von drei Quellen mit den Quellstärken 0 dB bei $x_s/r_s = -0,5$, -26 dB bei $x_s/r_s = 0,1$ und -54 dB bei $x_s/r_s = 0,5$. Außerdem sind die Antennenantworten für die drei Teilschallquellen eingezeichnet. Die Antenne besteht aus $M = 15$ Mikrofonen im Abstand einer halben Wellenlänge. Die Quellen sind $r_s = r_f = 28 \lambda$ vom Linien-Array entfernt.

Auch die Antennenantwort für die dritte, 54 dB leisere Schallquelle ist fast deckungsgleich mit dem Fall, wenn nur diese Quelle existiert. Der Beitrag dieser extrem leisen Quelle wurde in Abb. 6.39 von den Nebenkeulen der beiden lauterer Quelle völlig maskiert. Das orthogonale Beamforming erweist sich damit als eine sehr leistungsfähige Methode zur Trennung verschiedener Beiträge von Quellen mit stark unterschiedlichen Pegeln in den Schallbildern.

Es zeigt sich allerdings, dass die über die Eigenwerte berechneten Teilmatrizen nicht mehr mit den Matrizen der Teilschallquellen übereinstimmen, wenn die Teilschallquellen nahezu gleiche Stärken haben, wenn sie nahe beieinander liegen, und natürlich auch nicht, wenn die Zahl der Teilschallquellen größer ist als die Zahl der Mikrofone. Trotzdem sind die Vorteile des Verfahrens gegenüber einer Auswertung der Gesamtmatrix groß und es besteht die Aussicht, auch leise Schallquellen zu identifizieren. Da die Schallbilder der Teilmatrizen in der Regel schmalere Spitzen als die Bilder der Gesamtmatrix besitzen, können die Pegel der Schallquellen viel zuverlässiger abgeschätzt werden. Ein weiterer Vorteil des Verfahrens ist, dass der zusätzliche Rechenzeitbedarf gegenüber dem Standardverfahren minimal ist.

Das Beispiel einer Auswertung der Schallabstrahlung eines umströmten Kreiszylinders ist in Abb. 6.40 gezeigt [6.41]. Der Kreiszylinder mit dem Durchmesser von 4 mm wird quer von einem Freistrahл angeströmt, der links aus einer Düse austritt. Dabei entsteht eine Kármánschen Wirbelstraße bei einer Frequenz von etwa 1700 Hz. Abb. (a) zeigt das Ergebnis der Auswertung der Mikrofonsignale mit konventionellem Beamforming für das Oktavband 2000 Hz. In Abb. (b) ist das Ergebnis auf Basis des ersten Eigenwertes wiedergegeben, das praktisch identisch mit (a) ist und vom Ton der Wirbelstraße dominiert wird. Abb. (c) zeigt die Schallabstrahlung des Zylinders als Folge der turbulenten Umströmung in der Freistrahlschicht.

Dieser Beitrag des zweiten Eigenwertes ist 15 dB niedriger und in (a) nicht erkennbar.

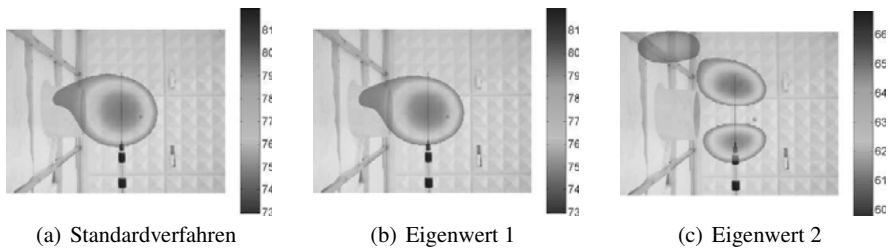


Abb. 6.40 Schallabstrahlung eines umströmten Zylinders in der 2000 Hz Oktave. Ergebnis einer konventionellen Antennenauswertung (a) im Vergleich zu den beiden ersten Komponenten des orthogonalen Beamformings (b) und (c). Der Schallpegel in (c) ist 15 dB niedriger als in (a) und (b) [6.41].⁹

6.8 Inverse Verfahren

Bisher wurde gezeigt, dass es möglich ist, mit akustischen Antennen den Ort und den Pegel einer einzelnen Punktquelle aus den Antworten der Antennen zu bestimmen. Sobald aber flächig verteilte Quellen zu analysieren sind, sind deren Quellstärken kaum noch mit den bisher beschriebenen Verfahren zu ermitteln. Die Einflüsse der Hauptkeulenbreite und der Nebenkeulenhöhen machen die quantitative Interpretation der berechneten Antworten der Antennen, d.h. der Schallbilder oft schwer (s. Abschnitt 6.4.6). Beide Einflüsse sind Funktionen der Mikrofonverteilung und der bei der Analyse benutzten Gewichtungsfaktoren, aber auch der verwendeten Analyseverfahren. Die Interpretation von Ergebnissen der Antennenauswertungen erfordert daher oft Spezialwissen über die physikalischen Eigenschaften der Quellen und über die Einflüsse der Mikrofonverteilung und Auswertemethode auf die Schallbilder. Die Bestimmung der Quellstärken aus den Schallbildern lässt sich aber mit inversen akustischen Verfahren deutlich verbessern.

6.8.1 Entfaltung mit simulierten Richtcharakteristiken

Die Bestimmung der tatsächlichen Quellstärken aus den Schallbildern ist mit Entfaltungsverfahren möglich, die die Punktantwort der einzelnen Quellen, beispielsweise beschrieben durch (6.42), rückgängig machen. In den letzten Jahren sind eine Reihe

⁹ Mit Genehmigung Prof. Ennes Sarraji, BTU Cottbus

von Verfahren zur Lösung der Entfaltung vorgestellt worden [6.11, 6.10, 6.19, 6.20, 6.21].

Voraussetzung ist, dass die Richtcharakteristiken der akustischen Antenne für alle Quellpositionen bekannt sind. Dazu wird an jeder möglichen Quellposition eine Quelle unbekannter Stärke angenommen. Die Stärken aller Quellen müssen darauf so bestimmt werden, dass die Summe aus den Produkten aller Quellen mit den zugehörigen Richtcharakteristiken möglichst gut mit der Antennenantwort übereinstimmt. Die Anzahl der unbekannten Quellen ist in der Regel hoch, was zu sehr großen zu lösenden linearen Gleichungssystemen führt. Das Lösungsverfahren muss die Nebenbedingung berücksichtigen, dass alle Quellstärken größer oder gleich Null sein müssen. Im Verfahren DAMAS [6.10] wurde dies durch ein modifiziertes Gauss-Seidel-Verfahren erreicht.

Ein Vergleich von Entfaltungsverfahren und ihrer Algorithmen findet sich in [6.21]. Dieser schließt auch das im Vergleich zu DAMAS schnellere Verfahren DAMAS2 [6.19] ein und diskutiert zudem das Verfahren Embedded-DAMAS2 (E-DAMAS2) [6.20]. Inzwischen wurden Entfaltungsverfahren auch für bewegte Quellen vorgestellt [6.9, 6.29, 6.28, 6.27]. Ein Vergleich zwischen herkömmlicher Auswertung und einer Entfaltung ist am Beispiel eines Überfluges in Abb. 6.41 für ein Terzband gezeigt. Man erkennt die dramatische Verbesserung der Auflösung durch das Entfaltungsverfahren. Auch leise Quellen sind noch erkennbar, die vorher von durch benachbarte Quellen verursachte Nebenkeulen maskiert wurden. Die Summe über alle berechneten Einzelquellen stimmt für den gesamten untersuchten Frequenzbereich mit einer Abweichung von weniger als 1 dB mit dem Gesamtpegel eines Einzelmikrofons überein. Damit kann der Beitrag jeder einzelnen Komponente am Flugzeug zum Gesamtpegel bestimmt werden [6.27].

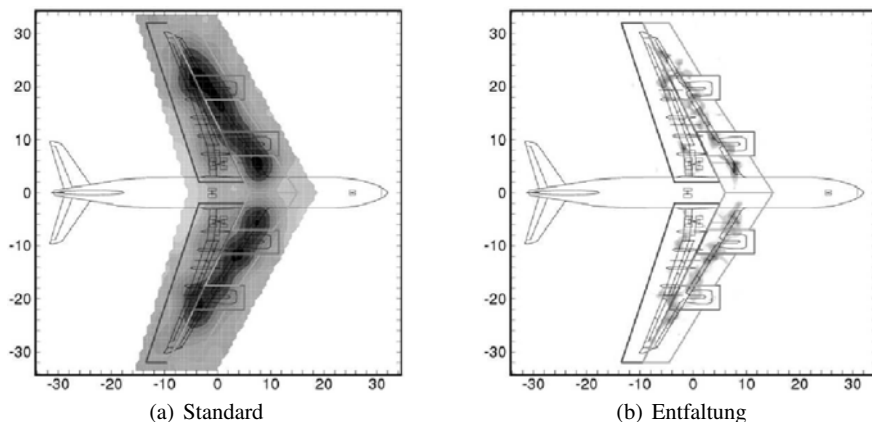


Abb. 6.41 Vergleich einer herkömmlichen Auswertung der Antenne (a) mit dem Ergebnis einer Entfaltung (b) für einen Überflug mit dem Airbus A340 für ein Terzband [6.27]. Die markierten Regionen dienen zur Addition der jeweiligen Teilschallquellen des Flugzeuges.¹⁰

¹⁰ Mit Genehmigung Dr. Sébastien Guérin, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Berlin

6.8.2 Entfaltung mit CLEAN-SC

Besonders erwähnt werden soll das Verfahren CLEAN-SC, bei dem die benötigten Richtcharakteristiken für jeden Fokuspunkt nicht mit der Antennentheorie berechnet werden, sondern aus den gemessenen Antennenantworten, den Schallbildern der Antenne ermittelt werden [6.45, 6.46, 6.48]. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass die Array-Nebenkeulen räumlich kohärent mit der Hauptkeule sind. Es handelt sich um einen sogenannten CLEAN-Algorithmus, bei dem die Quellen, beginnend mit der stärksten Quelle, schrittweise ermittelt und die dazu gehörenden Antennenantworten von dem Schallbild abgezogen werden. Die Berechnung des Beitrages der stärksten Quelle basiert auf der Annahme, dass die Quellposition mit dem Maximum im Schallbild übereinstimmt. Der kohärente Anteil aller Positionen eines Schallbildes mit der Position des Maximums kann mit Gleichungen ermittelt werden, die den Gleichungen der gewöhnlichen Antennenauswertung auf Basis der Kreuzspektren sehr ähnlich sind. Dadurch ist das Verfahren sehr schnell und die Rechenzeit ist nur etwa doppelt so lang wie bei einer konventionellen Antennenauswertung (dem klassischen Beamforming).

Eine Schwäche des Verfahrens ist die Annahme der Quellposition der nächsten zu berechnenden Quelle am jeweiligen Maximum des Schallbildes. Dies kann bei verteilten Quellen zu Fehlern führen.

6.8.3 Approximation der Kreuzspektralmatrix, SEM

Eine andere inverse Methode zur quantitativen Bestimmung der Quellverteilung besteht in der Simulation der Kreuzspektralmatrix mit Punktquellen, deren Stärken so bestimmt werden, dass die simulierte Kreuzspektralmatrix möglichst gut mit der gemessenen Matrix übereinstimmt (Spectral estimation method SEM [6.7, 6.8, 6.6]). Das Verfahren kommt ohne die Berechnung einer Antennenantwort aus und liefert die Quellstärken für alle angenommenen Quellpositionen.

Das Ziel ist die Bestimmung der Quellstärken S_j von Quellen an J definierten Positionen. Dazu wird ein Minimum des mittleren Fehlerquadrates zwischen der gemessenen Kreuzspektralmatrix C_{mn} und einer mit den Quellen S_j modellierten Kreuzspektralmatrix C_{mn}^{mod} gesucht. Das Fehlerquadrat ist

$$F = \sum_{m,n=1}^M |C_{mn} - C_{mn}^{\text{mod}}|^2. \quad (6.65)$$

Die modellierte Kreuzspektralmatrix ergibt sich durch Summation über alle Quellen $j = 1 \dots J$ zu

$$C_{mn}^{\text{mod}} = \sum_{j=1}^J \vec{g}_{jm} S_j \vec{g}_{jn}^* \quad (6.66)$$

mit dem Steuervektor

$$\vec{g}_{jm} = e^{ikr_{jm}} / r_{jm} . \quad (6.67)$$

Im Gegensatz zur Gleichung (6.38) für die Antennenauswertung steht hier die Entfernung r_{jm} im Nenner.

$$r_{jm} = |\vec{x}_{s,j} - \vec{x}_m| \quad (6.68)$$

Hierbei ist $\vec{x}_{s,j}$ die Position der j -ten Quelle und $\vec{x}_m$ die Position des Mikrofons m . In (6.66) wird noch $S_j = Q_j^2$ gesetzt, wodurch sichergestellt wird, dass $S_j \geq 0$.

Die Bedingung für das Minimum von F ist dann gegeben durch

$$\frac{\partial F}{\partial Q_j} = 0, \quad \text{für} \quad 1 \leq j \leq J . \quad (6.69)$$

Dies führt zu einem System von J nichtlinearen Gleichungen, das mit geeigneten Verfahren iterativ gelöst werden kann [6.8]. Das Lösungsverfahren führt zu einem lokalen Minimum von F . Man muss davon ausgehen, dass es viele solcher Minima gibt, daher kann nicht sichergestellt werden, dass bei der Lösung das globale Minimum erreicht wird. Dies ist ein bei allen inversen Methoden der Akustik zu beachtendes Problem.

6.8.4 Quellen mit nicht kugelförmiger Richtcharakteristik, SODIX

Alle bislang diskutierten Verfahren basieren auf der Annahme von Punktquellen mit kugelförmiger Richtcharakteristik im Winkelbereich der Mikrofone der Antenne. Diese Voraussetzung wird in vielen Fällen verletzt, insbesondere bei bewegten oder angeströmten Quellen, aber auch bei Flugtriebwerken. Das im vorigen Abschnitt beschriebene SEM-Verfahren wurde auf den Fall gerichteter Quellen erweitert und zur Schallquellenanalyse eines Flugtriebwerks auf der Grundlage einer linienförmigen Mikrofonanordnung eingesetzt (SODIX, SOURCE Directivity modelling in Cross-spectral matrix) [6.35]. Die modellierte Matrix in (6.65) wird im Unterschied zu (6.66) mit richtungsabhängigen Quellstärken D_{jm} der Quellen j in Richtung auf die Mikrofone m beschrieben.

$$\mathbf{C}_{mn}^{\text{mod}} = \sum_{j=1}^J \underbrace{\vec{g}_{jm} \vec{g}_{jn}^*}_{\text{komplex}} \underbrace{D_{jm} D_{jn}}_{\text{reell}} \quad (6.70)$$

Ein Minimum von F nach (6.65) erfordert jetzt die Erfüllung der Bedingungen

$$\frac{\partial F}{\partial D_{jl}} = 0, \quad j = 1 \dots J, l = 1 \dots M . \quad (6.71)$$

Die Anzahl der Unbekannten $D_{jm} \geq 0$ ist das Produkt der Anzahl J der möglichen Quellpositionen und der Anzahl M der Mikrofone, also eine sehr große Zahl. Das Problem ist für $J > M$ mathematisch schlecht gestellt, weil dann die Zahl der Unbe-

kannten größer als die Zahl der Elemente in der Kreuzspektralmatrix ist. Aber auch für $J < M$ ist das System meist sehr schlecht konditioniert. Gelöst werden kann die Aufgabe durch Einführung von Nebenbedingungen für die gerichteten Quellstärken D_{jm} , beispielsweise dass sich die Quellstärken nur langsam für benachbarte Mikrofone ändern.

6.9 Einfluss von Wänden

Die Grundgleichungen der akustischen Antenne (6.26), (6.28) und (6.37), aber auch (6.66) und (6.70) für die beiden inversen Verfahren gelten für reflexionsfreie Umgebungen. Diese Bedingung kann nur in wenigen Situationen erfüllt werden, da in der Realität meist in der Nähe von Wänden gemessen wird. Die Gleichungen können aber im Fall ebener Wände weiterverwendet werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

6.9.1 Ebene Wand

Die häufigste Situation ist der Einsatz von akustischen Antennen in der Nähe eines ebenen Bodens. Hierbei setzt sich das Schallfeld aus der Überlagerung des direkten Schallfeldes mit dem Schallfeld einer an der Ebene gespiegelten voll-kohärenten Quellverteilung zusammen. Dies ist in Abb. 6.42 skizziert.

Durch die Addition der beiden kohärenten Schallfelder misst ein wandbündig in den Boden eingelassenes Mikrofon genau den doppelten Schalldruck. In allen Positionen über dem Boden (etwa an der Orten der in Abb. 6.42 eingezeichneten Mikrofone) unterscheiden sich das direkte Schallfeld und das gespiegelte Schallfeld in Amplitude und Phase, da die Ausbreitungsentfernungen nicht übereinstimmen. Der Schalldruck wird dort von der Interferenz zwischen den beiden Schallfeldern bestimmt. Die Amplitude des Schallfeldes ist daher kleiner als der zweifache Wert des direkten Feldes.

6.9.1.1 Montage der Mikrofone auf der Wand

Bei Überflugmessungen werden die Mikrofone üblicherweise auf dem Boden befestigt. Solange der Abstand der Membran vom Boden sehr klein gegenüber der Wellenlänge ist, kann der Interferenzeinfluss vernachlässigt werden und von einer Schalldruckverdopplung ausgegangen werden. Dies ist aber bei einer Frequenz von 10 kHz nicht mehr zulässig. Bei einer Wellenlänge von $\lambda = 34$ mm und einem Abstand der Membran vom Boden von 3,4 mm ergibt sich bei senkrechtem Schalleinfall ein maximaler Phasenunterschied zwischen dem direkten und dem reflektierten Schallfeld von 20% einer Periode oder 72° . Der summierte Schalldruck hat dann

nur noch den 1,3-fachen Wert des Freifeldes. Die unter der Annahme einer Pegelverdopplung berechneten Pegel können also bis zu 3,7 dB zu hoch sein, wenn das Flugzeug gerade senkrecht über dem Array fliegt. Der Fehler beim Phasenwinkel ist allerdings weniger bedeutsam, da er für alle Mikrofone des Arrays sehr ähnlich ist.

6.9.1.2 Antenne über dem Boden

In vielen Fällen wird die akustische Antenne über dem Boden aufgestellt (s. beispielsweise Abb. 6.32 auf Seite 405). Bei der Schallquellenlokalisierung kann man nun auf die wirklichen Quellen oder die Spiegelquellen fokussieren. Bei einer Untersuchung von Kraftfahrzeugen im Windkanal kann man auf diese Weise auch auf Quellpositionen unter dem Wagenboden fokussieren, die keinen Schall direkt in Richtung der Mikrofone abstrahlen können. Dies ist in Abb. 6.42 skizziert. Die Antennenantwort am Ort der realen Quelle kann durch Nebenkeulen von Spiegelquellen beeinflusst werden. Daher sind niedrige Nebenkeulenpegel des Antennenentwurfs auch bei Arrays über schallharten Böden wichtig. Quellen nahe am Boden können sonst gegebenenfalls nicht mehr von ihrer Spiegelquelle unterschieden werden (s. Abb. 6.36 auf Seite 411).

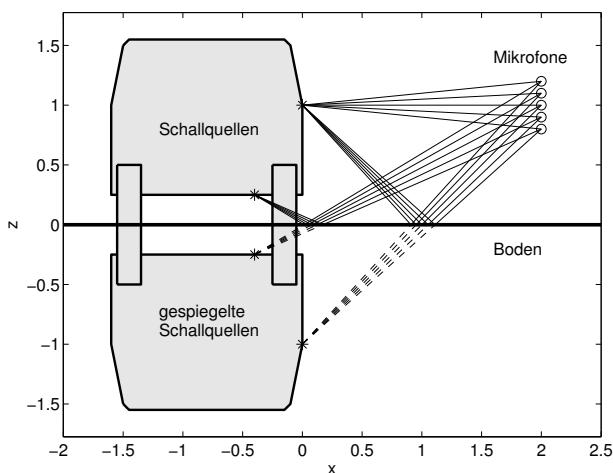


Abb. 6.42 Überlagerung der Schallfelder zweier Quellen mit den Schallfeldern ihrer Spiegelquellen bei Einsatz der Antenne in der Nähe einer ebenen Wand am Beispiel eines Kraftfahrzeuges im Windkanal.

6.9.2 Zwei Wände im Winkel von 90 Grad

Bei zwei im Winkel von 90 Grad angeordneten ebenen Wänden wird das Schallfeld einer Schallquelle auch durch Spiegelquellen hinter der zweiten Wand beeinflusst. Für die Anwendung bei akustischen Antennen ist es interessant, die Mikrofone eines Linien-Arrays in die Kante zwischen den beiden Wänden zu legen. Dadurch erhält man ein um 12 dB verstärktes Signal, das frei von Interferenzeinflüssen ist, solange die Wellenlänge groß gegenüber dem Wandabstand der Mikrofonmembran ist.

6.10 Anforderung an Mikrofone und Präzision der Mikrofonpositionen

Für eine genaue Ermittlung der Quellstärken ist eine Kalibrierung der Mikrofone in Bezug auf Amplitude, Phase und Richtcharakteristik erforderlich [6.39]. Die Erfahrung zeigt, dass die Phasenfehler kleiner als $\Delta\phi/2\pi < 1/36$ (10°) sein müssen, um die berechneten Quellverteilungen nicht wesentlich zu beeinflussen [6.39]. Aus dieser Anforderung folgt, dass die Positionsfehler der Mikrofone in Richtung auf die Schallquellen $\Delta x < \lambda/36$ sein müssen. Für eine Frequenz von 10 kHz ergibt sich daraus bereits die Forderung von etwa $\Delta x < 1$ mm. Bei $f = 1$ kHz ergibt sich entsprechend $\Delta x < 10$ mm. Bei Messungen an verkleinerten Modellen sind die zu analysierenden Frequenzen entsprechend größer. Der zulässige Fehler der Mikrofonpositionen sinkt auf Bruchteile eines Millimeters, eine in der Praxis nicht erreichbare Präzision. Der Positionsfehler senkrecht zur Einfallsrichtung der Schallwellen darf allerdings etwas größer sein. Positionsfehler könnten somit eine Ursache für die bei hohen Frequenzen oft unbefriedigenden Ergebnisse von akustischen Antennen sein.

Eine Kalibrierung der Mikrofone unter Einschluss der Mikrofonpositionen ist daher unerlässlich. Die einzelne Kalibrierung einer großen Zahl von Mikrofonen ist trotz eines großen Zeitaufwands ungenügend, da die Einbaubedingungen (und die Messkette) nicht berücksichtigt werden können. Ein Verfahren zur gleichzeitigen Kalibrierung aller Mikrofone basierend auf einer Schallquelle und einem Referenzmikrofon wurde in [6.39] vorgeschlagen.

Die Anforderungen an die Präzision der Mikrofonpositionen ist für die bei Überflugmessungen eingesetzten besonders großen Mikrofon-Arrays sehr anspruchsvoll, kann aber mit modernen Messwerkzeugen aus der Landvermessung erfüllt werden. Hier ist es von Vorteil, dass die außen liegenden Mikrofone des Arrays (s. Abb. 6.33) nur für die niedrigen Frequenzen genutzt werden. Ein in-situ-Kalibrationsverfahren für Amplituden, Phase und Richtcharakteristiken ist für große Arrays im Freien noch nicht verfügbar.

Literaturverzeichnis

- [6.1] AHUJA, K. K.; TANNA, H. K. und TESTER, B. J. *An Experimental Study of Transmission, Reflection and Scattering of Sound in a Free Jet Flight Simulation Facility and Comparison with Theory.* J. Sound Vib., Bd. 75, S. 51 – 85, 1981.
- [6.2] AMIET, R. K. *Refraction of Sound by a Shear Layer.* J. Sound Vib., Bd. 58, S. 467 – 482, 1978.
- [6.3] BARSIKOW, B. *Experiences with various configurations of microphone arrays used to locate sound sources on railway trains operated by the DB AG.* J. Sound Vib., Bd. 193, S. 283 – 293, 1996.
- [6.4] BARSIKOW, B. und KING III, W. F. *On Removing the Doppler Frequency Shift from Array Measurements of Railway Noise.* J. Sound Vib., Bd. 120, S. 190 – 196, 1988.
- [6.5] BARSIKOW, B.; KING III, W. F. und PFIZENMAIER, E. *Wheel/Rail Noise Generated by a High-Speed Train Investigated with a Line Array of Microphones.* J. Sound Vib., Bd. 118, S. 99 – 122, 1987.
- [6.6] BLACODON, D. *Analysis of the Airframe Noise of an A320/A321 with a Parametric Method.* Journal of Aircraft, Bd. 44, S. 26 – 34, 2007.
- [6.7] BLACODON, D. und ÉLIAS, G. *Level Estimation of Extended Acoustic Sources Using an Array of Microphones.* AIAA Paper 2003-3199, 2003. 9th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Hilton Head, South Carolina, May 12-14, 2003.
- [6.8] BLACODON, D. und ÉLIAS, G. *Level Estimation of Extended Acoustic Sources Using a Parametric Method.* Journal of Aircraft, Bd. 41, S. 1360 – 1369, 2004.
- [6.9] BÖHNING, P. und SILLER, H. *Study of a de-convolution method for aircraft flyover measurements.* AIAA Paper 2007-3474, 2007. 13th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Rome, Italy, May 21-23, 2007.
- [6.10] BROOKS, T. F. und HUMPHREYS, W. M. *A Deconvolution Approach for the Mapping of Acoustic Sources (DAMAS) Determined from Phased Microphone Arrays.* AIAA Paper 2004-2954, 2004. 10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Manchester, Great Britain, May 10-12, 2004.
- [6.11] BRÜHL, S. und RÖDER, A. *Acoustic noise source modelling based on microphone array measurements.* J. Sound Vib., Bd. 231, S. 611 – 617, 2000.
- [6.12] BRÜHL, S. und SCHMITZ, K.-P. *Noise Source Localization on Highspeed Trains Using Different Array Types.* In Proceedings of Internoise 93, S. 1311 – 1314. 1993.
- [6.13] CAPON, J. *High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis.* Proc. IEEE, Bd. 57, S. 1408 – 1418, 1969.
- [6.14] CHRISTENSEN, J. J. und HALD, J. *Beamforming.* Technical Review No. 1 - 2004, 2004. Brüel & Kjær Sound & Vibration Measurements A/S.
- [6.15] DI CLAUDIO, E. D. und PARISI, R. *Multi-Source Localization Strategies.* In M. Brandstein und D. Ward (Hg.), Microphone Arrays, S. 181 – 201. Springer-Verlag, 2001.
- [6.16] DOLPH, C. L. *A Current Distribution of Broadside Arrays which Optimizes the Relationship between Beam Width and Sidelobe Level.* Proc. Inst. Radio Eng., S. 335 – 348, 1946.
- [6.17] DOUGHERTY, R. P. *Beamforming in Acoustic Testing.* In T. J. Mueller (Hg.), Aeroacoustic Testing, S. 93 – 96. Springer-Verlag, 2002.
- [6.18] DOUGHERTY, R. P. *Advanced Time-domain Beamforming Techniques.* AIAA Paper 2004-2955, 2004. 10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Manchester, Great Britain, May 10-12, 2004.
- [6.19] DOUGHERTY, R. P. *Extensions of DAMAS and Benefits and Limitations of Deconvolution in Beamforming.* AIAA Paper 2005-2961, 2005. 11th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Monterey, California, May 23-25, 2005.
- [6.20] EHRENFRIED, K. und KOOP, L. *A comparison of iterative deconvolution algorithms for the mapping of acoustic sources.* AIAA Paper 2006-2711, 2006. 12th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Cambridge, Massachusetts (USA), 8-10 May 2006.
- [6.21] EHRENFRIED, K. und KOOP, L. *Comparison of Iterative Deconvolution Algorithms for the Mapping of Acoustic Sources.* AIAA Journal, S. 1584 – 1595, 2007.

- [6.22] EHRENFRIED, K. und KOOP, L. *Microphone-array processing for wind-tunnel measurements with strong background noise*. AIAA Paper 2008-2907, 2008. 14th CEAS/AIAA Aeroacoustics Conference, Vancouver, British Columbia, Canada, 5-7 May 2008.
- [6.23] EHRENFRIED, K.; KOOP, L.; HENNING, A. und KÄPERNICK, K. *Effects of wind-tunnel noise on array measurements in closed test section*. In BeBeC 2006, 1st Berlin Beamforming Conference, 2006. ISBN 978-3-00-019998-1.
- [6.24] ÉLIAS, G. *Source localization with a two-dimensional focussed array: optimal signal processing for a cross-shaped array*, 1995. Inter-Noise 95, Newport Beach (USA), July 10-12, 1995.
- [6.25] GUIDATI, S.; BRAUER, C. und WAGNER, S. *The reflection canceller - Phased array measurements in a reverberating environment*. AIAA Paper 2002-2462, 2002. 8th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, Colorado, June 17-19, 2002.
- [6.26] GUÉRIN, S. und MICHEL, U. *Aero-Engine Noise Investigated from Flight Tests*. AIAA Paper 2006-2463, 2006. 12th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Cambridge, MA, 8-10 June 2006.
- [6.27] GUÉRIN, S. und SILLER, H. *A Hybrid Time-Frequency Approach for the Source Localization Analysis of Acoustic Fly-over Tests*. AIAA Paper 2008-2955, 2008. 14th CEAS/AIAA Aeroacoustics Conference, Vancouver, British Columbia, Canada, 5-7 May 2008.
- [6.28] GUÉRIN, S. und WECKMÜLLER, C. *Frequency-domain reconstruction of the point-spread function for moving sources*. In BeBeC 2008, 2nd Berlin Beamforming Conference, 19-20 February 2008, <http://www.bebec.eu>. 2008. ISBN 978-3-00-023849-9.
- [6.29] GUÉRIN, S.; WECKMÜLLER, C. und MICHEL, U. *Beamforming and deconvolution for aerodynamic sound sources in motion*. In BeBeC 2006, 1st Berlin Beamforming Conference, 2006. ISBN 978-3-00-019998-1.
- [6.30] KOOP, L. und EHRENFRIED, K. *Microphone-array processing for wind-tunnel measurements with strong background noise*. AIAA Paper 2008-2907, 2008. 14th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Vancouver, BC, Canada, May 5-7, 2008.
- [6.31] KOOP, L.; EHRENFRIED, K. und KRÖBER, S. *Investigation of the systematic phase mismatch in microphone-array analysis*. AIAA Paper 2005-2962, 2005. 11th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Monterey, CA, May 23 – 25, 2005.
- [6.32] LAUTERBACH, A.; EHRENFRIED, K. und L., K. *Array measurements in wind tunnels with open test sections*. In BeBeC 2008, 2nd Berlin Beamforming Conference, 19-20 February 2008, <http://www.bebec.eu>. 2008. ISBN 978-3-00-023849-9.
- [6.33] MICHEL, U.; BARSIKOW, B.; HAVERICH, B. und SCHÜTTPELZ, M. *Investigation of airframe and jet noise in high-speed flight with a microphone array*. AIAA Paper 97-1596, 1997. 3rd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Atlanta, Ga, May 12-14, 1997.
- [6.34] MICHEL, U.; BARSIKOW, B.; HELLMIG, M.; BÖHNING, P.; KOOP, L.; SCHULZ, S., M. BRÜHL; STEIGENBERGER, J. und BASEL, B. *Schallquellenlokalisierung*. SC-IRT-LG-MD-2004-003, 2004. Technische Informationsbibliothek u. Universitätsbibliothek Hannover.
- [6.35] MICHEL, U. und FUNKE, S. *Noise Source Analysis of an Aeroengine with a New Inverse Method SODIX*. AIAA Paper 2008-2860, 2008. 14th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Vancouver, BC, Canada, May 5-7, 2008.
- [6.36] MORFEY, C. L. und JOSEPH, P. F. *Shear Layer Refraction Corrections for off-axis Sources in a Jet Flow*. J. Sound Vib., Bd. 239, S. 819 – 848, 2001.
- [6.37] MORFEY, C. L. und TESTER, B. J. *Noise Measurements in a Free Jet Flight Simulation Facility: Shear Layer Refraction Correction and Facility-to-Flight Corrections*. J. Sound Vib., Bd. 54, S. 83 – 106, 1977.
- [6.38] MÖSER, M. *Analyse und Synthese akustischer Spektren*. Springer-Verlag, 1988.
- [6.39] MOSHER, M.; WATTS, M. E.; JOVIC, S. und JAEGER, S. M. *Calibration of microphone arrays for phased array processing*. AIAA Paper 1997-1678, 1997. 3rd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Atlanta, GA, May 12-14, 1997.
- [6.40] SARRADI, E. *Quantitative source spectra from acoustic array measurements*. In BeBeC 2008, 2nd Berlin Beamforming Conference, 19-20 February 2008, <http://www.bebec.eu>. 2008. ISBN 978-3-00-023849-9. URL <http://www.bebec.eu>.

- [6.41] SARRADI, E. und SCHULZE, C. *Practical Application of Orthogonal Beamforming*. In EU-RONOISE 2006. 2006. 2006-05-30 - 2006-06-01.
- [6.42] SCHLINKER, R. H. und AMIET, R. K. *Refraction and scattering of sound by a shear layer*. NASA Contractor Report 3371, NASA, 1980.
- [6.43] SCHLINKER, R. H. und AMIET, R. K. *Shear Layer Refraction and Scattering of Sound*. AIAA Paper 80-0973, 1980. 6th AIAA Aeroacoustics Conference, Hartford, Ct, June 4-6, 1980.
- [6.44] SCHMIDT, R. *Multiple emitter location and signal parameter estimation*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Bd. 34, S. 276 – 280, 1986.
- [6.45] SIJTSMA, P. *CLEAN Based on Spatial Source Coherence*. AIAA Paper 2007-3436, 2007. 13th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Rome, Italy, May 21-23, 2007.
- [6.46] SIJTSMA, P. *CLEAN based on spatial source coherence*. International Journal of Aeroacoustics, Bd. 6, S. 357 – 374, 2007.
- [6.47] SIJTSMA, P. *Acoustic array corrections for coherence loss due to the wind tunnel shear layer*. NLR-TP-2008-112, 2008.
- [6.48] SIJTSMA, P. *Tutorial: Improving resolution with CLEAN-SC*. In BeBeC 2008, 2nd Berlin Beamforming Conference, 19-20 February 2008, <http://www.bebec.eu>. 2008. ISBN 978-3-00-023849-9. URL <http://www.bebec.eu>.
- [6.49] SIJTSMA, P. und H., H. *Source location by phased array measurements in closed wind tunnel test sections*. AIAA Paper 99-1814, 1999. 5th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Bellevue, Wa, May 10-12, 1999.
- [6.50] SIJTSMA, P. und H., H. *Level Estimation of Extended Acoustic Sources Using an Array of Microphones*. AIAA Paper 2003-3196, 2003. 9th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Hilton Head, South Carolina, May 12-14, 2003.
- [6.51] SODERMAN, P. T. und ALLEN, C. S. *Microphone Measurements In and Out of Airstream*. In T. J. Mueller (Hg.), *Aeroacoustic Testing*, S. 1 – 61. Springer-Verlag, 2002.
- [6.52] STEINBERG, B. D. *Principles of Aperture and Array System Design*. John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [6.53] TAKANO, Y. *X-shaped two-dimensional microphone array systems for measuring noise-source distribution on moving vehicles*. JSME International Journal Series C - Mechanical Systems Machine Elements and Manufacturing, Bd. 41, S. 46 – 50, 1998.
- [6.54] TAKANO, Y.; TERADA, K.; AIZAWA, E.; IIDA, A. und FUJITA, H. *Development of a 2-Dimensional Microphone Array Measurement System for Noise Sources of Fast Moving Vehicles*. In *Proceedings of Internoise 92*, S. 1175 – 1178. 1992.
- [6.55] UNDERBRINK, J. R. *Aeroacoustic Phased Array Testing in Low Speed Wind Tunnels*. In T. J. Mueller (Hg.), *Aeroacoustic Testing*, S. 98 – 217. Springer-Verlag, 2002.
- [6.56] YAMAZAKI, N.; NAGAKURA, K.; IKEDA, M. und SAGAWA, A. *Methods to Measure Acoustic Sources in a Closed Wind Tunnel Test Section*. AIAA Paper 2005-3003, 2005. 11th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Monterey, California, May 23-25, 2005.

Kapitel 7

Körperschall-Messtechnik

Dr.-Ing. Joachim Feldmann

7.1 Einführung

„Körperschall“ ist dasjenige Gebiet der Akustik, das sich mit der Anregung und Übertragung von Festkörperschwingungen im Hörfrequenzbereich beschäftigt.

Quellen für Körperschall sind in der industrialisierten Umwelt zahlreich. Zu nennen sind beispielhaft Motoren, Generatoren, Kompressoren, Werkzeugmaschinen, Förderbänder, Triebwerke, Fahrzeuge oder Haushaltsgeräte. Aber auch viele periodische oder stoßartige Arbeitsvorgänge wie Bohren, Schleifen, Sägen, Nieten oder Hämmern erzeugen entsprechenden Körperschall.

Die zum Gebiet gehörende Messtechnik ist überwiegend für vier große Anwendungsgebiete von Bedeutung:

- in der Geräuschbekämpfung (Schallschutz)
- beim geräuscharmen Konstruieren
- in der Zustandsüberwachung und Schadensfrüherkennung an Maschinen und
- bei Materialuntersuchungen (Elastizitätsmodul, Schubmodul, und Verlustfaktor).

Ihre Mittel sind neben der in situ Messung vorhandener Feldgrößen, auch die Erfassung des Strukturverhaltens bei künstlicher dynamischer Anregung.

Die Messtechnik kann dabei eine ganze Reihe an Fragen klären helfen, wie

- Ort der Körperschallquellen
- Art der Körperschallentstehungs- Mechanismen
- Geräuschart und Frequenzverteilung
- Konstruktionsspezifische Erreger- und/oder Eigenfrequenzen
- Wege und Art der Körperschallübertragung
- Identifizierung von Körperschall-Teilquellen
- Charakteristik von Pegel bestimmenden Betriebsvorgängen
- Anwendungsmöglichkeiten für lärmarme Funktions- oder Verfahrensprinzipien.

7.2 Körperschall-Messgrößen

Die Körperschallmesstechnik dient in der technischen Akustik der Erfassung der wichtigsten Bewegungs- und Kraftwechselgrößen von schwingenden Strukturen. Unter die Bewegungsgrößen, die bekanntlich alle Vektoren sind, fallen:

Auslenkung (Schwingweg) $\vec{\xi}$	[m]
Schnelle (Schwinggeschwindigkeit) $\vec{v}$	[m/s]
Beschleunigung $\vec{a}$	[m/s ²].

Diese drei Größen haben ihren direkten Bezug zu den drei Grundelementen aller mechanischer Strukturen, nämlich Feder, Dämpfer und Masse. Wenn diese Elemente mit einer konstanten Kraft beaufschlagt werden, reagiert die Feder mit einer entsprechenden Auslenkung, der Dämpfer mit einer Schnelle und die Masse mit einer Beschleunigung.

Zur Vereinfachung werden im folgenden nur die Längen ξ , v und a der Vektoren betrachtet. Zwischen den Größen besteht der einfache bekannte Zusammenhang

$$v = \frac{d\xi}{dt} \quad (7.1)$$

und

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2\xi}{dt^2}, \quad (7.2)$$

d. h. man kann die einzelnen Größen durch Differenzieren oder Integrieren nach der Zeit t ineinander umrechnen.

Betrachtet man rein harmonische Vorgänge der Form

$$\xi(t) = \hat{\xi} \cdot \sin \omega t \quad (7.3)$$

so folgt entsprechend der genannten Zusammenhänge der Gln. 7.1 bzw. 7.2

$$v(t) = \hat{\xi} \cdot \omega \cdot \cos \omega t = \hat{v} \cdot \cos \omega t = \hat{v} \cdot \sin(\omega t + \pi/2) \quad (7.4)$$

und

$$a(t) = -\hat{\xi} \cdot \omega^2 \cdot \sin \omega t = -\hat{a} \cdot \sin \omega t = \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \pi), \quad (7.5)$$

$\hat{\xi}$, $\hat{v}$ und $\hat{a}$ sind die (komplexen) Amplituden der Bewegungsgrößen.

Wie man in Abb. 7.1 sieht, eilt die Schnelle der Auslenkung um 90° ($\pi/2$) voraus, die Beschleunigung eilt der Schnelle um 90° voraus und ist gegenüber der Auslenkung um 180° (π) Phasen verschoben.

Betrachtet man die Amplituden über der Frequenz im Vergleich, Abb. 7.2, so sieht man, bezogen auf eine konstante Beschleunigung, dass die Amplituden der Schnelle mit ω und die Amplituden der Auslenkung mit ω^2 abfallen. Dieser Zusammenhang erklärt warum zur Erfassung von Körperschall mit hohen Frequenzanteilen vorzugsweise die Beschleunigung gemessen wird, sie hat relativ die größten Amplituden und ermöglicht so einen guten Signal-Rauschabstand, während tieffre-

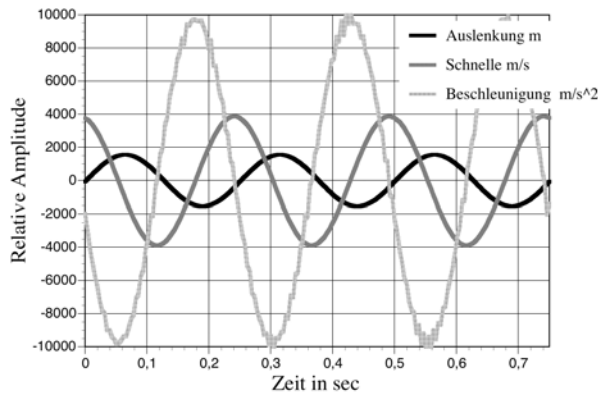


Abb. 7.1 Phasenbeziehungen zwischen den Bewegungsgrößen

quente Schwingungen oft auch in Form der Schnelle oder Auslenkung gemessen werden.

Von den Kraftgrößen (Kraft, Moment, Spannung) ist die Kraft F in [N] die in der Messtechnik wichtigste Größe. Aus der Verknüpfung der Kraft mit den Bewegungsgrößen lassen sich dynamische Kenngrößen von Strukturen in Abhängigkeit von der Frequenz ω ableiten. Dabei stellen die Verknüpfungen im Sinn der Signalverarbeitung komplexe Übertragungsfunktionen dar ([7.4]).

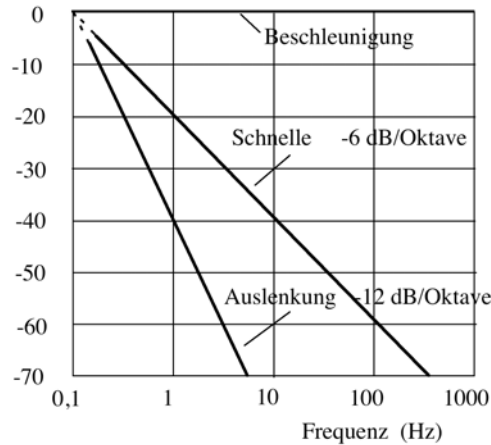


Abb. 7.2 Vergleich zwischen Beschleunigungs-, Schnelle- und Auslenkungspegeln über der Frequenz

Die Relation von Kraft und Schnelle führt auf die mechanische Impedanz (Mechanical Impedance), $\underline{Z}$ ¹

$$\underline{Z}(\omega) = \frac{F(\omega)}{\underline{v}(\omega)} \quad [\text{Ns/m}], \quad (7.6)$$

als Maß für den komplexen mechanischen Widerstand, den eine Struktur einer anregenden Kraft entgegen setzt. Man unterscheidet zwischen (Punkt-) Eingangsimpedanz (Kraft und Schnelle am selben Ort gemessen) und Transferimpedanz (Kraft und Schnelle an zwei verschiedenen Stellen auf der Struktur gemessen). Der reziproke Wert der Impedanz wird als Admittanz (Admittance) oder Beweglichkeit (Mobility) bezeichnet

$$\underline{Y}(\omega) = \frac{\underline{v}(\omega)}{F(\omega)} \quad [\text{m/N/s}]. \quad (7.7)$$

Andere gebräuchliche Größen sind:

Die dynamische Steifigkeit (Dynamic Stiffness), die die Kraft mit der Auslenkung verknüpft

$$\underline{s}_{\text{dyn}}(\omega) = \frac{F(\omega)}{\underline{\xi}(\omega)} \quad [\text{N/m}], \quad (7.8)$$

der entsprechende Kehrwert heißt dynamische Nachgiebigkeit (Receptance)

$$\underline{n}_{\text{dyn}}(\omega) = \frac{\underline{\xi}(\omega)}{F(\omega)} \quad [\text{m/N}]. \quad (7.9)$$

Ferner die dynamische Masse (Apparent Mass), die Kraft und Beschleunigung verbindet

$$\underline{m}_{\text{dyn}}(\omega) = \frac{F(\omega)}{\underline{a}(\omega)} \quad [\text{Ns}^2/\text{m}] \quad (7.10)$$

sowie der entsprechende Kehrwert, Trägheit (Inertance oder Accelerance) genannt

$$\underline{a}_{\text{cc}}(\omega) = \frac{\underline{a}(\omega)}{F(\omega)} \quad [\text{m/N/s}^2]. \quad (7.11)$$

Alle diese Größen lassen sich bei Bedarf ineinander umrechnen, Abb 7.3 zeigt dieses beispielhaft. Welche Größe benutzt wird, hängt von der gewünschten Aussage ab.

Wenn nicht speziell Phasenbeziehungen interessieren, erfolgt die quantitative Beschreibung der oben genannten Größen meistens in der bekannten Art und Weise, entweder durch ihre linearen Betrags-Amplituden, dann meistens der Effektivwert, oder aber als Pegel. Bezugswerte werden international nicht immer einheitlich gehandhabt.

¹ Siehe DIN 5483 Teil 1; komplexe Größen werden durch Unterstreichen gekennzeichnet

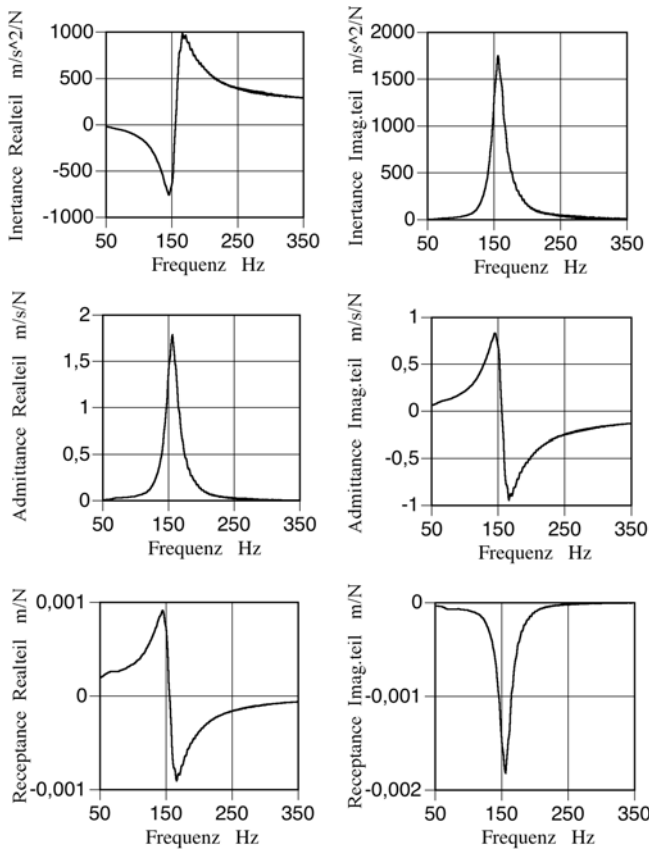


Abb. 7.3 Real- und Imaginärteil verschiedener Kenngrößen am Beispiel eines einfachen bedämpften Masse-Feder-Systems im Bereich der Resonanzfrequenz.

Auslenkungspegel

$$L_{\xi} = 20 \log \frac{|\xi|}{\xi_0} \quad [\text{dB}] \quad \text{mit} \quad \xi_0 = 10^{-6} \text{ m.} \quad (7.12)$$

Schnellepegel

$$L_v = 20 \log \frac{|v|}{v_0} \quad [\text{dB}] \quad \text{mit} \quad v_0 = 5 \cdot 10^{-8} \text{ m/s} \quad (7.13)$$

oder auch $v_0 = 10^{-9} \text{ m/s.}$

Beschleunigungspegel

$$L_a = 20 \log \frac{|a|}{a_0} \quad [\text{dB}] \quad \text{mit} \quad a_0 = 10^{-6} \text{ m/s}^2. \quad (7.14)$$

Kraftpegel

$$L_F = 20 \log \frac{|F|}{F_0} \quad [\text{dB}] \quad \text{mit } F_0 = 10^{-6} \text{N}. \quad (7.15)$$

Auch die verknüpften Größen wie Impedanz etc. werden oft als Pegel angegeben, dabei haben die Bezugswerte meistens den Wert 1 oder ergeben sich aus den Einzel-Bezugswerten.

7.3 Messwandlerprinzipien

Wandler haben im vorliegenden Kontext generell die Aufgabe mechanische Schwingungsgrößen in elektrische Signale umzuwandeln. Dazu eignen sich verschiedene Wandlerprinzipien, allerdings sind die Anforderungen an einen guten Wandler vielfältig und hoch:

- großer Dynamikumfang
- geringes Eigenrauschen
- Linearität über den gesamten Dynamikbereich
- breiter Frequenzbereich
- hohe Empfindlichkeit bei geringen Abmessungen und Gewicht
- möglichst keine beweglichen inneren Teile
- möglichst keine elektrische Hilfsenergie
- geringe Empfindlichkeit gegenüber Umwelteinflüssen.

Diese Ansprüche haben dazu geführt, dass sich einige Prinzipien nicht weiter durchgesetzt haben. Unabhängig davon, sollen aber, bevor in einem weiteren Kapitel speziell die piezoelektrischen Wandler eingehend behandelt werden, im folgenden ein paar Wandlerprinzipien mit ihren Vor- und Nachteilen vorgestellt werden.

7.3.1 Auslenkungswandler

7.3.1.1 Mechanischer Taster

Das einfachste Prinzip aus den Anfängen der Messtechnik ist der mechanische Taster, man findet ihn heute nur noch vereinzelt in alten Kraftwerken zur Maschinenüberwachung, Abb. 7.4.

Vorteile:

- keine elektrische Speisespannung notwendig
- einfache Datenaufzeichnung
- geringe Anschaffungskosten.

Nachteile:

- unempfindlich, d. h. nur für große Schwingungsamplituden
- nur bei tiefen Frequenzen verwendbar
- Fühlerspitze nutzt durch mechanischen Kontakt ab
- kein elektrisches Ausgangssignal für die Weiterverarbeitung
- die schwingende Struktur wird durch den Sensor belastet
- richtungsempfindlich.

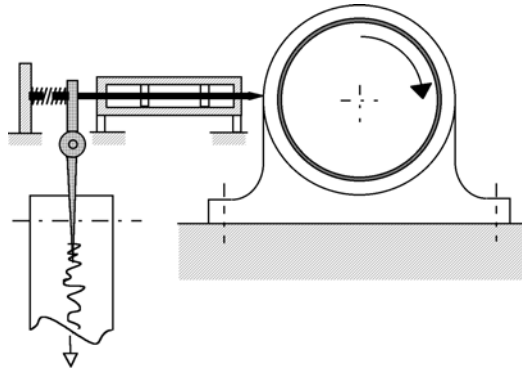


Abb. 7.4 Mechanischer Auslenkungswandler (Prinzip)

7.3.1.2 Wirbelstromwandler

Liegt im Bereich eines Wechselmagnetfeldes einer von einem monofrequenten Wechselstrom durchflossenen Spule ein leitender Metallkörper, so wird in diesem ein Wechselstrom induziert. Dieser sog. Wirbelstrom erzeugt wiederum rückwärts in der Spule eine der primären Spannung entgegen gesetzte Spannung, die die dynamischen Eigenschaften des schwingenden Metallkörpers auf Grund von Abstandsänderungen abbildet. Diese Änderungen führen auf eine Amplitudenmodulation, die sich entsprechend auswerten lässt, Abb. 7.5.

Vorteile:

- berührungsfrei
- verschleißfrei
- elektrisches Ausgangssignal (proportional der Relativbewegung)
- Frequenzbereich praktisch von 0 Hz bis etwa 2 kHz

Nachteile:

- benötigt Versorgungsspannung
- Messobjekt muss elektromagnetisch leitend sein

- geringe Messdynamik
- Veränderungen der magnetischen Eigenschaften oder geometrische Ungenauigkeiten des zu messenden Objektes können fehlerhafte Signalkomponenten verursachen.

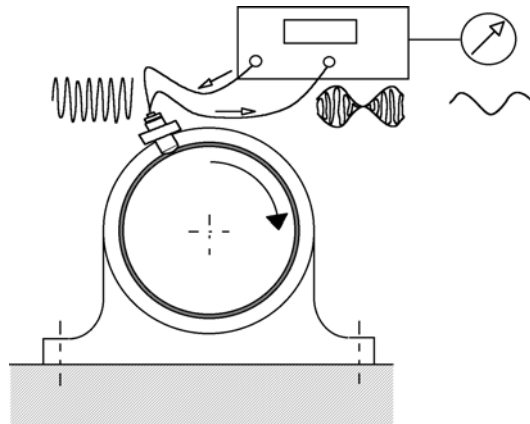


Abb. 7.5 Auslenkungsproportionaler Wirbelstromwandler (Prinzip)

7.3.2 Schwingschnellewandler

7.3.2.1 Elektrodynamischer Wandler

Diese auch sog. induktiven Wandler, Abb. 7.6, arbeiten geschwindigkeitsproportional und eignen sich deswegen als Schnellesensoren, sie sind ebenfalls unter dem Begriff Geophon bekannt. Eine beweglich aufgehängte Spule in einem Gehäuse, auch Tauchspule genannt, wird, aufgrund der Globalschwingung des mit dem Messobjekt verbundenen Gehäuses, in dem Luftspalt eines Dauermagneten relativ bewegt. Die induzierte Ausgangsspannung folgt dem bekannten Induktionsgesetz und ist proportional dem magnetischen Feld B , der Leiterlänge der Schwingspule l , sowie der relativen Schwinggeschwindigkeit v . Wegen ihres Gewichts kommt dieser Wandlertyp hauptsächlich für Messungen an Gebäuden und anderen massiven Konstruktionen sowie im Bereich der Erdbodenschwingungen zum Einsatz.

Vorteile:

- keine Versorgungsspannung
- das Ausgangssignal hat eine niedrige Impedanz, kann also über lange Verbindungskabel geführt werden

Nachteile:

- misst erst ab ca. 10 Hz bis maximal etwa 1 kHz (hoch abgestimmtes System)
- bewegliche Teile (Verschleiß)
- i. a. groß und schwer
- beeinflusst mit seiner Masse den Prüfling
- richtungsempfindlich
- unterliegt magnetischen Einflüssen (z. B. bei der Messung elektrischer Motoren).

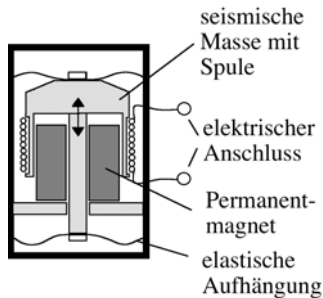


Abb. 7.6 Prinzip eines der Schwinggeschwindigkeit proportionalen induktiven Wändlers (Geophon)

7.3.2.2 Elektromagnetischer Wandler

Der elektromagnetische Wandler besteht aus einem hochpermeablen polarisierten Magnetkern und einer ihn umschließenden fest stehenden Spule. Der Magnet erzeugt ein Magnetfeld, dessen Feldlinien sich über das Messobjekt schließen müssen. Bei Abstandsänderungen durch die Wechselbewegung des Objektes wird aufgrund des sich ändernden Magnetfeldes in der Spule eine der Schwingsschnelle proportionale Spannung induziert.

Vorteile:

- berührungsfreie Messung, d. h. Messobjekt wird mechanisch nicht belastet
- keine Versorgungsspannung
- keine beweglichen Teile
- niederohmig
- kann invers auch als Anregesystem verwendet werden (typische Spulenwechselspannung 70 V)

Nachteile:

- linearer Frequenzumfang nur bis etwa 2 kHz

- Empfindlichkeit hängt vom Ruheabstand d_0 zwischen Messobjekt und Wandler ab (typisch 67 mV/mm, wenn der Abstand $d_0 = 2$ mm ist)
- Messobjekt muss magnetisch leitend sein oder mit einer aufgeklebten hochpermeablen dünnen Scheibe versehen werden
- nur Relativmessungen
- schwer zu kalibrieren
- wegen nichtlinearer Verzerrungen nur für relativ kleine Bewegungsamplituden geeignet.

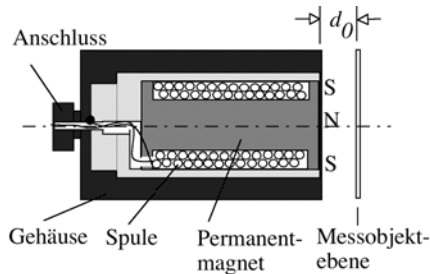


Abb. 7.7 Elektromagnetischer Wandler

7.3.2.3 Laser-Dopplervibrometer

Für eine berührungsfreie Messung bietet sich die Lasertechnik an, weil sie die vielen Einschränkungen des oben beschriebenen elektromagnetischen Wandlers nicht aufweist. Laservibrometer sind allerdings im Vergleich mit den bisher beschriebenen Wandlertypen wesentlich aufwendiger was den mechanisch, optischen Aufbau und die Signalaufbereitung angeht und sind damit in der Anschaffung entsprechend teurer. Abb. 7.8 zeigt das Messprinzip. Ein kohärenter Laserstrahl (Wellenlänge z. B. 63,3 nm) wird optisch in einen Referenz- und einen Messstrahl aufgesplittet. Letzterer wird auf das Messobjekt gerichtet, welches einen entsprechend reflektierten Anteil zurücksendet. Durch Vergleich der beiden Strahlen (Interferenz) und entsprechender Signalverarbeitung unter Ausnutzung der Dopplerfrequenz-Verschiebung lässt sich unter anderem die Oberflächenschnelle des Messobjektes extrahieren. Laser mit mehr als einem Strahl eignen sich auch für die Erfassung von Momenten oder Rotation. Die klassische Laserholographie ermöglicht darüber hinaus die flächenhafte Erfassung von Strukturschwingungen.

Vorteile:

- berührungslose Messung
- Hohe Dynamik (80 dB)
- Breiter Messfrequenzbereich bis 20 kHz

Nachteile:

- Oberfläche des Messobjektes muss das Laserlicht reflektieren können
- Anschaffungskosten relativ hoch
- mechanische Abmessungen von Geräten nicht klein.

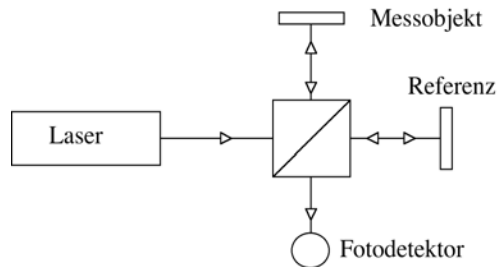


Abb. 7.8 Prinzip des Laser-Dopplervibrometers (Michelson Interferometer)

7.3.3 Beschleunigungswandler

7.3.3.1 Elektromagnetischer Wandler

Bei diesem ebenfalls elektromagnetischen Prinzip, Abb. 7.9, induziert eine beweglich aufgehängte polarisierte Masse eines Dauermagneten in einem Luftspalt eine Wechselspannung in der ihn umgebenden konzentrischen Spule. Die abgegebene elektrische Spannung ist proportional zur äußeren Beschleunigung. Die Vor- und Nachteile entsprechen weitgehend denen des induktiven Wandlers.

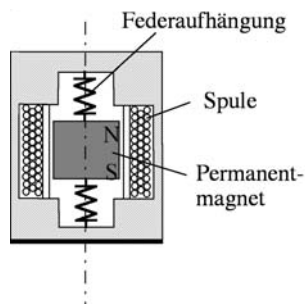


Abb. 7.9 Elektromagnetisches Wandlerprinzip für Beschleunigungsmessung

7.3.3.2 Piezoelektrischer Wandler

Wenn eine gerichtete äußere Kraft ein piezoelektrisches Material (Quarz, bestimmte Keramiken) dehnt, staucht oder schert, treten aufgrund der damit verbundenen Verzerrungen im Kristallgitter äußere elektrische Ladungen auf, die in weiten Grenzen der aufgewendeten Kraft proportional sind. Ladungen lassen sich auf der Basis des Coulombschen-Gesetzes in elektrische Spannungen umwandeln.

Der Piezoeffekt lässt sich in der Körperschallmesstechnik für Kraftmesswandler ebenso ausnutzen, wie für Beschleunigungssensoren. Beim zuletzt genannten Wandlertyp übt eine sog. seismische Masse m bei äußerer Beschleunigung a eine entsprechende Kraft F auf das Piezoelement aus, die entsprechend dem Newton'schen Grundgesetz der Beschleunigung proportional ist ($F = m \cdot a$) ist. Den Prinzipaufbau eines sog. Kompressionstypen zeigt Abb. 7.10. Die entstehenden Ladungsverschiebungen werden mittels auf den Piezoelementen aufgedampften Metallelektroden abgenommen und in einer nachfolgenden Elektronik als elektrisches Signal weiter verarbeitet. Mechanisch entspricht der Aufbau einem Masse (Basis + Struktur) – Feder (Piezoelement) – Masse (seismisch) – System, die dabei auftretende mechanische Resonanzfrequenz begrenzt i. a. den nach oben nutzbaren Frequenzbereich.

Vorteile:

- hohe Dynamik (160 dB)
- keine beweglichen Teile
- je nach Bauform großer Frequenzbereich und große Empfindlichkeit
- kleine sehr leichte Bauformen möglich
- in allen drei Raumrichtungen montierbar
- hohe Stabilität der Eigenschaften

Nachteile:

- Hochohmigkeit erfordert entsprechende Signalaufbereitung
- keine wirkliche statische Messung
- möglicher störender Einfluss durch äußere Temperaturgradienten.

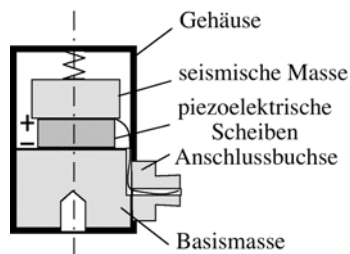


Abb. 7.10 Schematischer Aufbau (Schnitt) eines Beschleunigungssensors (Kompressionstyp)

7.3.3.3 Kapazitiver Wandler

Als Bauformen kennt man scheibenförmige „mechanische Luft-Kondensatoren“, bestehend aus parallelen Elektroden mit kontrolliertem Abstand, zwischen denen aufgrund äußerer Beschleunigungen über eine seismische Masse die Luftspaltweite und damit die Kapazität verändert wird.

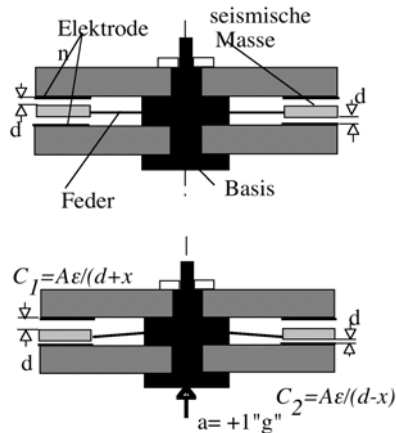


Abb. 7.11 Prinzipieller Aufbau eines kapazitiven Wandlers. Oben: Ruhezustand, unten: Beschleunigung mit 1 "g" . C Kapazität, A Elektrodenfläche, ϵ Dielektrizitätskonstante, d Luftspaltweite, x Auslenkung der seismischen Masse

Die Abb. 7.11 zeigt ein Beispiel mit den beiden Fällen Ruhezustand und beschleunigter Zustand. Die beiden gegenläufigen Kapazitätsänderungen werden durch Einbau der Wandlerkapazitäten in eine elektrische Brückenschaltung ausgewertet und liefern ein entsprechendes elektrisches Signal.

Vorteile:

- Messung auch quasistatischer Beschleunigungen
- hohe Empfindlichkeit
- eingebaute Elektronik möglich
- potentialfreies Gehäuse.

Nachteile:

- benötigt externe elektrische Versorgungsspannung
- Nullabgleich vor jeder Messung nötig
- Frequenzbereich auf tiefe Frequenzen beschränkt (z. B. 0 Hz bis 150 Hz)
- eingeschränkte Messdynamik
- möglicher Einfluss von Streu- oder Kabelkapazitäten.

7.3.3.4 Piezoresistiver Wandler

Unter piezoresistiv versteht man den Effekt, dass bestimmte Halbleitermaterialien, i. a. werden Siliziumkristalle verwendet, ihren spezifischen elektrischen Widerstand unter dem Einfluss mechanischer Deformation, genauer mechanischer Spannungen, verändern. Historisch ist dieses die Technik der Dehnmessstreifen. Um diesen Effekt auch als Wandler für Beschleunigungssensoren nutzen zu können, benötigt man Hilfskonstruktionen. Am meisten verbreitet ist einer oder mehrere eingespannte Biegebalken mit einer seismischen Masse am Ende. Wird solch eine Anordnung beschleunigt, verbiegen die der Beschleunigung proportionalen Kräfte der seismischen Masse diese Balken und damit auch die auf ihnen applizierten Halbleiterelemente, Abb. 7.12. Durch Anordnung mehrerer piezoresistiver Elemente in verschiedenen Richtungen, lassen sich relativ einfach auch Beschleunigungen in allen Koordinatenrichtungen messen. Die elektrischen Signale werden in entsprechenden Widerstandsmessbrücken ausgewertet. Eine typische Anwendung außerhalb der Akustik ist der Einsatz im Automobil als Airbagdetektor.

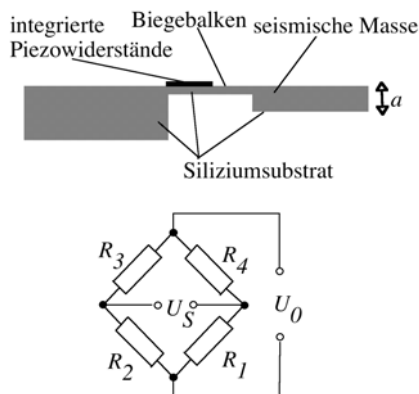


Abb. 7.12 Prinzip eines 1-dimensionalen piezoresistiven Beschleunigungswandlers und Spannungsauswertung in einer Widerstands-Messbrücke. U_0 Versorgungsspannung, U_S Signalspannung, R_{1-4} Piezo- und externe Brückenwiderstände

Vorteile:

- integrierter kompakter und leichter Aufbau auf einem Chip, eignet sich insbesondere für Prozessautomatisierung und biodynamische Anwendungen (Robotik)
- relativ hohe Empfindlichkeit (einige $\text{mV}/''\text{g}''$)
- breiter Frequenzbereich (einige tausend Hertz bis hinunter zu statischen Messungen)
- unkomplizierte Signalaufbereitung
- geringe innere Dämpfung und damit auch wenig Phasenverfälschungen
- keine Anfälligkeit gegenüber Streu- oder Kabelkapazitäten.

Nachteile:

- benötigt externe elektrische Versorgungsspannung
- relativ großer Messfehler (typisch 5 bis 10 %)
- Offsetspannungen erfordern Nullabgleich
- Temperaturabhängigkeiten (ein ΔT von 5 °C verursacht etwa 1 % Änderung in der Empfindlichkeit) und Querempfindlichkeiten senkrecht zur Vorzugsrichtung können durch geeignete Sensorgeometrien vermindert werden.

7.4 Piezoelektrische Wandler

7.4.1 Beschleunigungssensor

Die in der Praxis des Körperschalls am häufigsten erfasste Messgröße ist die Beschleunigung. Auf Grund ihrer einfachen Handhabung und ihrer universellen Eigenschaften werden dazu meist Sensoren verwendet, die den piezoelektrischen Effekt ausnutzen, siehe auch Abschnitt 7.3.3.

7.4.1.1 Piezoelektrischer Effekt

Darunter versteht man die Eigenschaft bestimmter Kristalle bei gerichteter Verformung ihres Atomgitters durch eine dynamische Kraft nach außen ableitbare elektrische Ladungsverschiebungen zu erzeugen, dieser Effekt wurde 1880 erstmals von den Brüdern CURIE an Turmalinkristallen beobachtet, Abb. 7.13. Erfolgt die Verformung in der Kristallvorzugsrichtung ist der Piezoeffekt maximal. Diese Wirkung ist auch umkehrbar, d. h. durch Anlegen elektrischer Spannung erreicht man eine Verformung des Kristallgefüges. Auf diesem sog. reziproken piezoelektrischen Effekt basieren Piezoaktuatoren, diese erzeugen hohe Kräfte bei kleinen Auslenkungen.

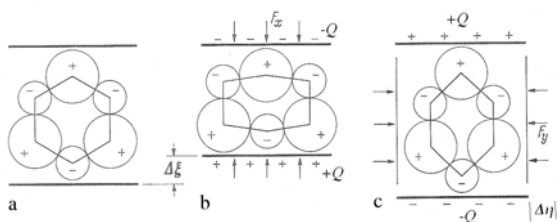


Abb. 7.13 Piezoelektrischer Effekt, Prinzip. a) Undeformierter Zustand inneres Ladungsgleichgewicht, b) Verformung (Zusammendrücken oder Auseinanderziehen) in Vorzugsrichtung, c) Verformung senkrecht zu b (Querkontraktion). $F_{x,y}$ deformierende Kräfte, $\pm Q$ Ladungen, $\Delta\xi$ Verformung in x -Richtung, $\Delta\eta$ Verformung in y -Richtung. ©Springer Verlag

Neben den im Bild gezeigten klassischen Verformungstypen longitudinal und transversal lassen sich je nach Kristallgefüge und Kraftangriffsrichtungen auch Ladungsverschiebungen durch Scherverformung oder auch Biegung erzeugen, was sich in den verschiedenen Bauformen von Beschleunigungssensoren niederschlägt.

7.4.1.2 Piezoelektrische Materialien

Die Verwendung verschiedener Materialien ist üblich. Neben Quarz finden auch polykristalline Keramiken wie Barium-Titanat oder Blei-Zirkonat-Titanat Verwendung. Bei den Keramiken muss allerdings im Gegensatz zu den einkristallinen Quarzen, das piezoelektrische Verhalten durch künstliche Polarisierung erzeugt werden. Dabei wird das Material oberhalb der Curie-Temperatur in ein polarisierendes elektrisches Feld gebracht. Nach Abkühlen unter die Curie-Temperatur bleibt diese Polarisierung im Kristall erhalten. Sie würde erst dann wieder verloren gehen, wenn das Material erneut über die Curie-Temperatur erwärmt werden würde. Beide Materialtypen haben Vor- und Nachteile. Die piezoelektrischen Kennwerte wie Empfindlichkeit sind bei Keramiken deutlich größer als bei Quarzen, allerdings sind sie stärker von der Temperatur abhängig. Auch können sich die Eigenschaften der Keramiken durch Alterung stärker verändern.

7.4.1.3 Elektromechanische Betrachtungen

Mechanisch betrachtet ist jedes Piezomaterial ein dreidimensionaler elastischer Körper, für den sich die bekannten Grundgleichungen aufstellen lassen, wobei für genügend kleine Deformationen von linearen Zusammenhängen ausgegangen werden kann. Zur vollständigen Beschreibung gehören jeweils drei gekoppelte mechanische Normal- und Schubspannungen, die mit den Deformationen in den drei Koordinatenrichtungen über den Elastizitäts- und Schubmodul bzw. der Querkontraktion verknüpft sind (verallgemeinertes Hook'sches Gesetz). Global gesehen, lässt sich ein Piezoelement ersatzweise mit einer entsprechenden Federsteife beschreiben.

Elektrisch stellt ein Piezoelement mit applizierten Elektroden einen aktiven Kondensator mit einer entsprechenden Kapazität und einem hohen Isolationswiderstand dar, wobei das Piezomaterial das Dielektrikum bildet. Bei Anlegen einer Spannung baut sich zwischen den Elektroden ein entsprechendes elektrisches Feld auf.

Der Piezoeffekt konvertiert nun entweder beim Sensor eine mechanische Spannung, σ , in eine elektrische Ladungsverschiebung D (direkter Effekt) oder aber beim Aktuator ein angelegtes elektrisches Feld E in mechanische Deformationen (inverser Effekt). Die jeweilige Kopplung lässt sich mittels linearer Koeffizienten, den sog. piezoelektrischen Konstanten d beschreiben.

Die nachfolgenden Betrachtungen beschränken sich der Übersicht halber auf den direkten piezoelektrischen Effekt. Allgemein hat man es mit sechs gekoppelten mechanischen Spannungszuständen zu tun. Aus diesem Grund werden die Gleichungen in Matrixform geschrieben, dabei verknüpft man einen bestimmten mechanischen

Spannungstensor mit einer bestimmten Vektorkoordinate der elektrischen Verschiebungsdichte oder auch Polarisation P . Man erhält

$$D_k = d_{kij} \cdot \sigma_{ij} \quad (i,j,k = 1,2,3) \quad [\text{pC/m}^2] = [\text{pC/N} \cdot \text{N/m}^2]. \quad (7.16)$$

Für jedes piezoelektrische Material existieren also 18 Koeffizienten, wobei einige Struktur bedingt gleich Null sein können. Das Beispiel der Tabelle 7.1 zeigt die Koeffizienten von Quarz.

Tabelle 7.1 Piezoelektrische Koeffizienten von α -Quarz (20 °C)

	σ_{xx}	σ_{yy}	σ_{zz}	σ_{yz}	σ_{zx}	σ_{xy}
D_x	d_{11}	$d_{12} = -d_{11}$	$d_{13} = 0$	d_{14}	$d_{15} = 0$	$d_{16} = 0$
D_y	$d_{21} = 0$	$d_{22} = 0$	$d_{23} = 0$	$d_{24} = 0$	$d_{25} = -d_{14}$	$d_{26} = -2d_{14}$
D_z	$d_{31} = 0$	$d_{32} = 0$	$d_{33} = 0$	$d_{34} = 0$	$d_{35} = 0$	$d_{36} = 0$

d_{kij} hängt vom Material und seiner Form, aber auch von der Orientierung der angreifenden Kräfte bezüglich der Orientierung des Kristallgitters (bzw. Polarisationsrichtung bei keramischen Materialien) ab. d_{11} , d_{22} , d_{33} beschreiben den sog. Longitudinaleffekt, bei dem die Normalspannung eine zu ihr parallele Polarisation verursacht. Die Koeffizienten d_{12} , d_{13} , d_{21} , d_{23} , d_{31} , d_{32} stehen für einen transversalen Effekt, bei dem die Normalspannung eine zu ihr senkrecht stehende Polarisation erzeugt. d_{14} , d_{25} , d_{36} beschreiben den longitudinalen Schubeffekt, d. h. die Polarisation steht senkrecht zur Schubspannungsachse, während der transversale Schubeffekt durch die Konstanten d_{15} , d_{16} , d_{24} , d_{26} , d_{34} , d_{35} bestimmt wird. Entsprechend dieser Zuordnung gibt es in der Praxis Sensoren, die beispielsweise als sog. Dickenschwinger (longitudinal), als Schub- (Scher) Schwinger oder aber als Biegeschwinger aufgebaut sind, Abb. 7.14, s. auch [7.15].

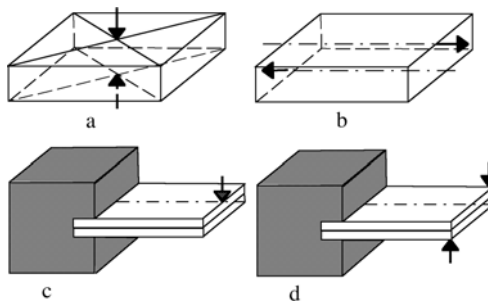


Abb. 7.14 Beispiele von Piezoelementformen mit ihrem Deformationstyp. a) plattenförmig, longitudinale Verformung; b) plattenförmig, Schubdeformation; c) bimorpher Biegebalken, transversale Biegung; d) Biegebalken, Torsionsverformung

Die einzelnen Materialien haben ihre Vorzugsrichtungen, was in der Größe des Koeffizienten zum Ausdruck kommt, als Beispiel diene wiederum der oben erwähnte Quarz, bei dem $d_{11} = 2,3 \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$ und $d_{14} = 0,67 \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$ sind.

Zur weiteren Herleitung eines typischen Sensorverhaltens wird im folgenden ein eindimensionaler Spannungszustand in der axialen Richtung eines scheibenförmigen Piezoelementes unter Vernachlässigung der Querdeformation vorgegeben, was zwischen zwei zylinderförmigen Massen eingebaut ist, Abb. 7.15 (Kompressions- oder auch Dickenschwinger genannt)

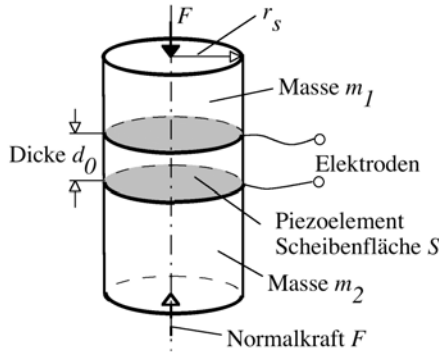


Abb. 7.15 Prinzipaufbau eines einachsigen piezoelektrischen Kraftsensors

Es sei F eine äußere axiale Normalkraft, die gleichmäßig über die Fläche S verteilt ist. Demzufolge hat man es mit einem homogenen mechanischen Spannungszustand mit einer entsprechenden homogenen Deformation des Piezoelementes zu tun. Aufgrund des direkten Piezoeffektes wird dann ebenfalls eine homogene Ladungsdichterverschiebung erzeugt. Der einzige Maß gebende Spannungstensor am Piezoelement ist demnach

$$\sigma_{xx} = \frac{F_x}{S} \quad (7.17)$$

mit der Elementfläche $S = \pi \cdot r_s^2$ in $[\text{m}^2]$.

Die elektrische Verschiebungsdichte (oder auch Polarisation) ergibt sich mit dem entsprechenden piezoelektrischen Koeffizienten zu

$$D_x = d_{11} \cdot \sigma_{xx} \quad (7.18)$$

Die dazugehörige erzeugte elektrische Ladung, Q in Coulomb $[\text{C}] = [\text{As}]$, erhält man durch Multiplikation mit der Elementfläche

$$D_x \cdot S = d_{11} \cdot \sigma_{xx} \cdot S \quad (7.19)$$

zu

$$Q_x = d_{11} \cdot F_x \quad (7.20)$$

Die erzeugte Ladung ist also der wirkenden Normalkraft proportional, weshalb man es hier mit dem Prinzipaufbau eines Kraftsensors zu tun hat. d_{11} mit der Dimension [pC/N] ist die spezifische Kenngröße des Piezomaterials und bestimmt die Ladungsempfindlichkeit des Sensors.

Führt man die Kapazität, C in Farad [F] = [As/V] oder [pF] = [10^{-12} F], des Piezoelementes ein, lässt sich die erzeugte Ladung mit Hilfe des Coulombsches Gesetzes auch über die elektrische Spannung u ausdrücken

$$Q_x = C \cdot u = d_{11} \cdot F_x \quad (7.21)$$

mit $C = \varepsilon \cdot \frac{S}{d_0}$, ε = Dielektrizitätskonstante (z. B. $\varepsilon_{\text{Quarz}} = 3,8 \dots 5$ pF/cm); S = Elektrodenfläche; d_0 = Elektrodenabstand = Dicke des Piezoelementes.

Damit erhält man einen Ausdruck für die abgegebene Spannung in Volt zu

$$u = \frac{d_{11}}{C} \cdot F_x. \quad (7.22)$$

Den Faktor $\frac{d_{11}}{C}$ mit seiner Dimension [V/N] bezeichnet man auch als Spannungsempfindlichkeit. In der Literatur heißt dieser Faktor auch elektromechanischer Kopplungsfaktor oder in der Vierpoldarstellung Wandlerkonstante [7.3].

Beide Formen der Darstellung deuten bereits darauf hin, dass man die abgegebenen Signale des Sensors auf zweierlei Art aufbereiten kann: direkt als ladungsproportionale Größe oder aber als Spannung, siehe hierzu den nächsten Abschnitt.

Ein Beschleunigungssensor unterscheidet sich von dem oben gezeigten Kraftsensorprinzip nun prinzipiell dadurch, dass sich die obere Masse m_1 als sogenannte seismische Masse frei bewegen kann und die untere Masse m_2 als Basismasse mit der schwingenden Struktur fest verbunden ist. Wird dieses Gebilde durch die Struktur beschleunigt, übt die seismische Masse entsprechend dem Newton'schen Grundgesetz auf das Piezoelement eine der Beschleunigung, a in [m/s^2], proportionale axiale Kraft

$$F_x = m_1 \cdot a \quad (7.23)$$

aus, solange die resultierende Masse aus Struktur und m_2 viel größer ist als m_1 .

Die oben hergeleiteten Formeln werden entsprechend modifiziert. Für die abgegebene Ladung ergibt sich

$$Q_x = d_{11} \cdot m_1 \cdot a \quad (7.24)$$

oder für die aufzubereitende Spannung

$$u = \frac{d_{11}}{C} \cdot m_1 \cdot a. \quad (7.25)$$

Der Faktor $d_{11} \cdot m_1$ hat nun die Dimension [pC/ms²] und bestimmt die Ladungs-Beschleunigungsempfindlichkeit, während der Faktor $\frac{d_{11}}{C} \cdot m_1$ mit der Dimension [V/ms²] die Spannungs-Beschleunigungsempfindlichkeit angibt. Die Faktoren zeigen, dass die Höhe der Ausgangssignale von der Größe der seismischen Masse

abhängt, was bedeutet, dass Bauformen mit größeren Massen generell empfindlicher sind.

7.4.1.4 Übertragungseigenschaften von Beschleunigungssensoren und Einfluss der Signalaufbereitung

Da die im letzten Abschnitt hergeleiteten Empfindlichkeitsfaktoren Konstanten sind, hat man es zunächst mit idealen Wandlereigenschaften zu tun. Dennoch gibt es eine ganze Reihe von Einflüssen, insbesondere auf die Frequenzabhängigkeit.

Mechanisches Ersatzbild (Obere Frequenzgrenze)

Piezowandler sind i. a. sog. mechanisch hoch abgestimmte Systeme, d. h. die obere Grenze des Übertragungs-Frequenzganges wird durch die Teilmassen Gehäuse (Basis), m_B , und seismische Masse, m_s , sowie durch die zwischen beiden liegende mechanische Steifigkeit, s_P , des Sensorelementes bestimmt. Die sich damit ergebende Resonanzfrequenz errechnet sich bei Vernachlässigung der Dämpfung nach der bekannten Formel zu

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s_P \cdot (m_s + m_B)}{m_s \cdot m_B}}. \quad (7.26)$$

Wird der Sensor auf eine gegenüber der seismischen Masse sehr große Masse (theoretisch unendlich) über eine starre Verbindung appliziert, bedeutet das

$$m_\infty + m_B \gg m_s \quad (7.27)$$

und eine Resonanzfrequenz

$$f_{res, \infty} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s_P}{m_s}}. \quad (7.28)$$

Diese Frequenz bestimmt den nach oben theoretisch ausnutzbaren Frequenzbereich.

Die komplexe Übertragungsfunktion über der Frequenz $T_a(f)$ errechnet sich aus den strukturdynamischen Zusammenhängen eines Masse-Feder-Masse Systems mit Hilfe von komplexen mechanischen Admittanzen folgendermaßen:

$$T_a(f) = \frac{a_s(f)}{a_B(f)} = \frac{Y_{m_s}(f)}{Y_{m_s}(f) + Y_{s_P}(f) + Y_{m_B}(f)} \quad (7.29)$$

mit

a_s	Beschleunigung der seismischen Masse
a_B	Beschleunigung der Basismasse
$Y_{m_s}(f) = \frac{1}{j\omega m_s}$	Admittanz der seismischen Masse

$$Y_{sp}(f) = \frac{j\omega}{s_p} \quad \text{Admittanz des (masselosen) Piezoelementes}$$

$$Y_{m_B}(f) = \frac{1}{j\omega m_B} \quad \text{Admittanz der Basismasse.}$$

Wie man der Formel leicht ansieht, ist die Übertragungsfunktion bei tiefen Frequenzen unter der Voraussetzung $m_B \gg m_s$ annähernd 1, weil dann die Admittanz der Basismasse viel kleiner ist, als die der seismischen Masse und die Admittanz der Feder bei tiefen Frequenzen (LF) grundsätzlich klein ist, so dass beide im Nenner vernachlässigt werden können:

$$T_{a,LF}(f) = \frac{a_s(f)}{a_B(f)} \cong \frac{Y_{m_s}(f)}{Y_{m_s}(f)} = 1. \quad (7.30)$$

Bei hohen Frequenzen (HF) dominiert hingegen die Admittanz der Feder

$$Y_{sp}(f) \gg Y_{m_s}(f) + Y_{m_B}(f) \quad (7.31)$$

und da sie im Nenner steht wird

$$T_{a,HF}(f) = \frac{a_s(f)}{a_B(f)} \ll 1. \quad (7.32)$$

Zwischen den beiden Frequenzbereichen liegt die weiter oben beschriebene Resonanzfrequenz, die je nach Dämpfung des Federelementes verschieden stark ausgeprägt sein kann, s. Abb. 7.19.

Elektrische Einflüsse (Untere Frequenzgrenze)

Wie bereits weiter oben erwähnt, lassen sich mit Hilfe des Coulombschen Gesetzes entweder die elektrischen Spannungs- oder die Ladungsänderungen des Piezoelementes aufbereiten.

Spannungsaufbereitung

Das Ersatzschaltbild einer üblichen Spannungs-Vorverstärkung zeigt Abb. 7.16.

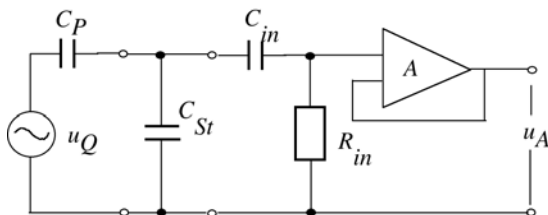


Abb. 7.16 Prinzip-Schaltbild der Spannungsaufbereitung eines Piezo-Beschleunigungssensors, A Leerlaufverstärkungsfaktor

Die an den Ausgangsklemmen messbare Spannung ergibt sich aus der Quellenspannung des Piezoelementes über die Spannungsteilerformel zu:

$$u_A = \frac{C_P \cdot u_Q}{C_P + C_{St} + \frac{(C_P + C_{St} + C_{in})}{j\omega C_{in} \cdot R_{in}}} \quad (7.33)$$

mit

- u_Q Quellenspannung des Piezoelementes
- u_A Ausgangsspannung des Vorverstärkers
- C_P Kapazität des Piezoelementes
- C_{St} Streukapazitäten (abgeschirmte Verbindungskabel u. ä.)
- C_{in} Kopplungskapazität des Vorverstärkers
- R_{in} Eingangswiderstand des Vorverstärkers.

Der Eingangswiderstand wird üblicherweise so gewählt, das er wesentlich höher ist, als die Blindwiderstände der Kapazitäten. Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung näherungsweise

$$u_A \cong \frac{C_P \cdot u_Q}{C_P + C_{St}}. \quad (7.34)$$

Wie man sieht, ist der Nachteil der Spannungsverstärkung, dass die Ausgangsspannung von den Streukapazitäten abhängt, also von der Länge der angeschlossenen Kabelverbindung.

Die Formel führt weiterhin auf eine Eckfrequenz im Fall der Gleichheit der ohmschen und kapazitiven Widerstände. Durch entsprechende Dimensionierung legt man diese Frequenz sinnvoller Weise an die untere Frequenzgrenze um den Messfrequenzbereich nicht unnötig einzuschränken:

$$f_u = \frac{C_P + C_{St} + C_{in}}{2\pi \cdot R_{in} \cdot C_{in} \cdot (C_P + C_{St})}. \quad (7.35)$$

Auch hier ergibt sich die unschöne Eigenschaft, dass die untere Eckfrequenz von den Streukapazitäten abhängt.

Ladungsaufbereitung

Die Ladungsaufbereitung erfolgt mit Ladungsverstärkern, die im Prinzip aus einem kapazitiv rückgekoppelten Operationsverstärker bestehen, der virtuell bezüglich seines Eingangs eine negative Kapazität darstellt, Abb. 7.17.

Die Ausgangsspannung ergibt sich wiederum aus der Spannungsteilerformel zu

$$u_A = \frac{Q_P \cdot A}{C_P + C_{St} - C_R(A - 1)} = u_0 \cdot A \quad (7.36)$$

mit

- u_A Ausgangsspannung des Vorverstärkers

A	Leerlaufverstärkungsfaktor des Vorverstärkers
Q_P	Ladung des Piezoelementes
C_P	Kapazität des Piezoelementes
C_{St}	Streukapazitäten (Kabel etc.)
$C_{in} = -C_R(A - 1)$	virtuelle Eingangskapazität des Vorverstärkers
C_R	Rückkopplungskapazität des Vorverstärkers
R_R	Rückkopplungswiderstand des Vorverstärkers.

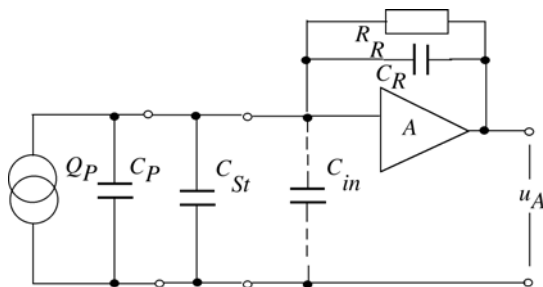


Abb. 7.17 Prinzipschaltbild einer Ladungsaufbereitung eines Piezo-Beschleunigungssensors

Der Vorverstärker wird nun durch eine sehr hohe Leerlaufverstärkung so dimensioniert, dass in weiten Grenzen

$$C_P + C_{St} \ll -C_R(A - 1) \quad (7.37)$$

ist. Damit erhält man für die Ausgangsspannung näherungsweise

$$u_A \cong \frac{Q_P}{C_R}. \quad (7.38)$$

Dieser Ausdruck ist unabhängig von Streukapazitäten, ein Vorteil dieser Art der Signalaufbereitung, der es ermöglicht, Kabel von mindestens 10 m Länge zwischen Sensor und Vorverstärker zu verwenden. Auch die untere Eckfrequenz

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot R_R \cdot C_R} \quad (7.39)$$

ist jetzt nur noch von der Beschaltung des Verstärkers abhängig.

Diese Vorteile der weit gehenden Unabhängigkeit von der externen Verkabelung haben dazu geführt, dass in der Praxis fast ausschließlich Ladungsverstärker anstelle von Spannungsverstärkern eingesetzt werden.

IEPE Technik

Eine Variante der Spannungsaufbereitung sind Sensoren mit integrierter Mikro-Elektronik. Damit ist es möglich, das hochohmige und relativ schwache elektri-

sche Signal direkt am Piezoelement abzunehmen, zu verstärken und in der Impedanz zu wandeln. Man erhält ein störungsfreies niederohmiges Ausgangssignal, was weit gehend unabhängig vom angeschlossenen Kabeltyp und -länge, für eine Übertragung über Distanzen von mehr als 100 m geeignet ist. Der Nachteil besteht in der Notwendigkeit einer Stromversorgung der Sensorelektronik. Diese erfolgt i. a. mit einem aufgeprägten Konstantstrom über die Signalleitung selber, ein Vorteil der die Verwendung von üblichen 2-Leiterkabeln ermöglicht, was aber bei der Auskoppelung des Signals einen Koppelkondensator erfordert. Den Prinzipaufbau eines IEPE-Systems, auch ICP® (Integrated Circuit Piezoelectric), Deltatron®, Isotron® oder auch Piezotron® genannt, zeigt Abb. 7.18.

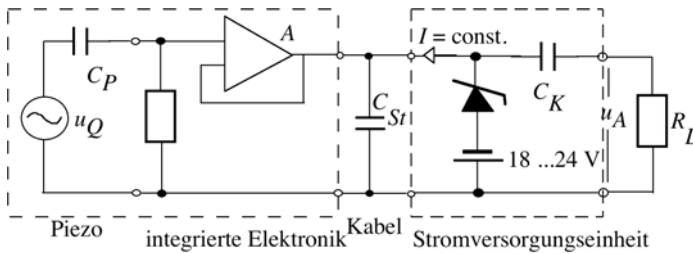


Abb. 7.18 Prinzipaufbau eines IEPE-Beschleunigungssensors mit Stromversorgung

Die den unteren Frequenzbereich beeinflussende Knickfrequenz ergibt sich nun aus der Kapazität des Auskoppelkondensators und des Lastwiderstandes durch die anschließende Signalerfassung

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot R_L \cdot C_K}. \quad (7.40)$$

Als Nachteile der IEPE Technik werden manchmal das Eigenrauschen der Elektronik sowie die nach oben begrenzte Betriebstemperatur von etwa 125°C genannt, Nachteile, die aber in der üblichen Messtechnik kaum eine Rolle spielen. Neben den oben genannten Vorteilen zeichnet sich dieses System insbesondere durch geringe Anschaffungskosten aus, was bei einer hohen Zahl von Messkanälen pro Messkanal eine bedeutende Rolle spielt. Die integrierte Elektronik ermöglicht ferner die Einstellung eines einheitlichen Übertragungsfaktor, sog. Uni-Gain®, was in der Praxis manchmal von Vorteil ist, weil Sensoren gleichen Typs innerhalb einer gewissen Genauigkeit, z. B. 2 %, einfach gegeneinander ausgetauscht werden können, ohne dass die Messkette erneut kalibriert werden muss.

Zusammenfassend ergibt sich nun das in Abb. 7.19 dargestellte prinzipielle Übertragungsverhalten eines piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmers über der Frequenz mit einer oberen Grenze durch die mechanische Resonanz und einer unteren Grenze durch die elektrische Eckfrequenz, sowie die Abhängigkeit von der Baugröße. In diesem Verhalten gleicht dieser Sensortyp dem des Kondensator-Messmikrofons.

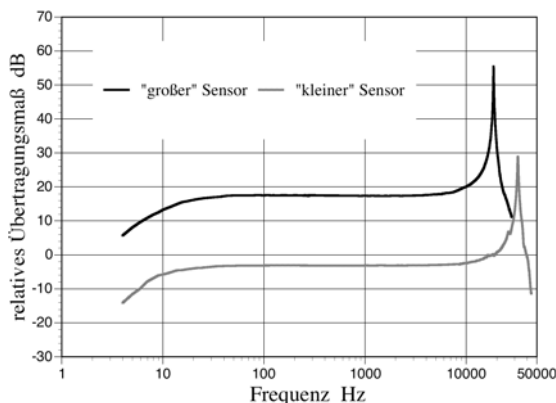


Abb. 7.19 Empfindlichkeit und Frequenzgang von Beschleunigungssensoren verschiedener Bauformen im Prinzip

Der nutzbare lineare Frequenzbereich hängt von der Art der Resonanzüberhöhung, also von der mechanischen Dämpfung, in Relation zur angestrebten Genauigkeit ab. Normalerweise wird eine 10 % Abweichung vom konstanten Frequenzverlauf toleriert, was in der Praxis auf eine obere Frequenzgrenze in der Größenordnung etwa des 0,3 fachen der Resonanz führt.

Die Kenntnis dieser Zusammenhänge in Verbindung mit den im folgenden dargestellten weiteren Eigenschaften, ist bei der Auswahl eines geeigneten Sensors von größter Wichtigkeit.

7.4.1.5 Phasengang

Der Phasengang steht für die zeitliche Verzögerung zwischen der zu messenden Beschleunigung und dem elektrischen Ausgangssignal über den gesamten relevanten Frequenzbereich. Die Phase zwischen diesen beiden Größen sollte 0° sein. Eine Abweichung von diesem Wert entspricht dem Nacheilen der Bewegung der seismischen Masse gegenüber derjenigen der Gehäusebasis, eine Verzerrung tritt auf. Bei normalen Beschleunigungssensoren ist die Anforderung von annähernd 0° Phasenverschiebung gegeben, solange man in sich unterhalb der im vorigen Abschnitt definierten oberen Grenze von $1/3$ der mechanischen Resonanz bewegt. Den Bereich der Resonanz sollte man auch hier meiden, weil dort der bekannte Phasensprung von 90° liegt, Abb. 7.20. Es sollte ferner beachtet werden, dass eine Messkette selber auch Phasenverschiebungen durch elektrische Netzwerke wie beispielsweise Filter verursachen kann.

Interessiert man sich nur für Amplitudenbeträge der Beschleunigung ist der Phasengang von untergeordneter Bedeutung, völlig anders liegen aber die Verhältnisse, wenn beispielsweise komplexe Größen wie Impedanzen und ähnliche gemessen werden sollen.

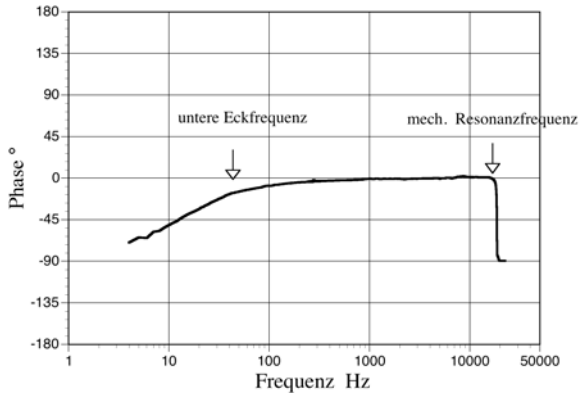


Abb. 7.20 Prinzipieller Phasengang eines Beschleunigungssensors in Abhängigkeit von der Frequenz

7.4.1.6 Linearität und Amplitudendynamik

Von einem Messsignalwandler erwartet man eine hohe Linearität zwischen der Eingangsgröße – in diesem Fall die zu messende Beschleunigung – und dem elektrischen Ausgangssignal und das über den gesamten erforderlichen Frequenz- und Dynamikumfang.

Piezoelektrische Materialien weisen i. a. eine hervorragende Linearität über einen großen Amplitudenbereich auf, dabei ist eine Dynamik von bis zu 160 dB erreichbar, Abb. 7.21.

Oberhalb der zulässigen Höchstbeschleunigung fängt der Sensor an nichtlinear zu arbeiten. Liegen die Beschleunigungsamplituden deutlich über dieser Grenze, kann es zu mechanischen Schäden kommen. In der Praxis wird dieser Fall höchstens durch Schockbelastungen mit sehr hohen Beschleunigungsspitzen eintreten. Die untere Grenze wird im wesentlichen durch die externe Beschaltung mit ihrem Eigenrauschen bestimmt.

Die hier erwähnte reine Sensordynamik von 160 dB wird in der Praxis durch die notwendige Elektronik bei der Signalaufbereitung, auch bei Sensoren mit integrierter Elektronik, selten erreicht, sie liegt in der Praxis bei modernen Messketten mit Standardsensoren in der Größenordnung von 80 bis 120 dB.

7.4.1.7 Verhalten bei transienten Schwingungen

Bei der Messung von transienten Schwingungen und Stößen treten kurzzeitige Effekte auf, die das Messsignal verfälschen können. Dabei spielt die Linearität und der Frequenzgang der gesamten Messkette eine besondere Rolle, d. h. neben dem Verhalten des Piezo-Beschleunigungsaufnehmers selber können insbesondere der Vorverstärker oder ein verwendetes Filter von Einfluss sein [7.6].

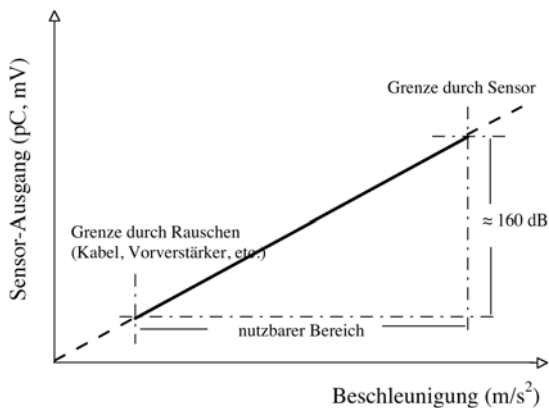


Abb. 7.21 Elektrisches Ausgangssignal vs. Beschleunigungseingang für einen Piezosensor (schematisch)

Ladungsverlust

In Abb. 7.22 sieht man die typische Verzerrung eines quasistatischen annähernd rechteckförmigen Beschleunigungsimpulses, wie er beispielsweise bei einem Raketenstart oder in einem schnellen Lift auftreten kann. Die Verzerrung entsteht, wenn der Beschleunigungsaufnehmer und die Signalaufbereitungselektronik in einem unzulässigen Frequenzbereich betrieben werden.

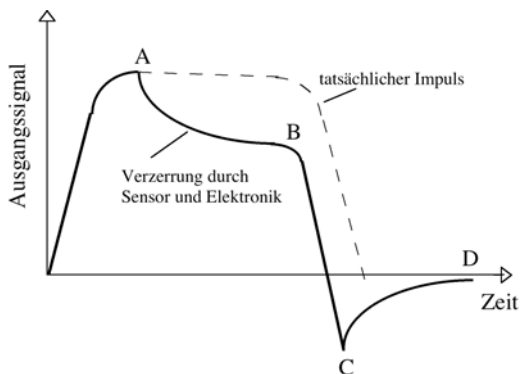


Abb. 7.22 Verzerrung eines quasistatischen Beschleunigungsimpulses aufgrund von Ladungsverlust

Inwieweit die Ausgangsspannung solch einem Signal folgen kann, hängt nämlich von den Zeitkonstanten der Messkette ab, die durch den Beschleunigungssensor selber und den die untere Grenzfrequenz bestimmenden RC-Gliedern in der

Vorverstärkung gegeben ist. Denn bei einem derartigen Beschleunigungssignal wird aufgrund des kapazitiven Verhaltens eine statische Ladung an der Oberfläche des piezoelektrischen Elementes gespeichert, wobei der hohe Isolationswiderstand zunächst das Abfließen verhindert. Wenn nun die Zeitkonstante der Messkette nicht dem Signal angepasst ist, wird bereits Ladung abfließen, bevor das transiente Signal wieder abfällt (Punkte A und B). Tritt dieser Abfall dann ein, erfolgt eine entsprechend hohe Ladungsänderung, die in diesem Fall unter die Nulllinie springt (Punkt C) und danach durch die endliche Zeitkonstante exponentiell auf den Nullwert zurückgeht (Punkt D).

Dieses Verhalten führt vor allem zu Fehlern bei der Messung des Scheitelwertes. Der Fehler ist kleiner 5 %, wenn die untere Frequenzgrenze der Messkette (-3 dB Wert) bei Rechtecksignalen mindestens $0,008/T$ und bei halbsinusförmigen Beschleunigungsvorgängen $0,05/T$ ist, dabei bedeutet T die Dauer des jeweiligen transienten Signals in Sekunden.

Damit auch die hohen Frequenzanteile solcher kurzzeitigen Signale richtig gemessen werden, darf die obere Grenzfrequenz ebenfalls nicht zu niedrig eingestellt sein. Die gesamte erforderliche Frequenzbandbreite einer Messkette kann der Abb. 7.23 entnommen werden, dabei handelt es sich um Herstellerempfehlungen.

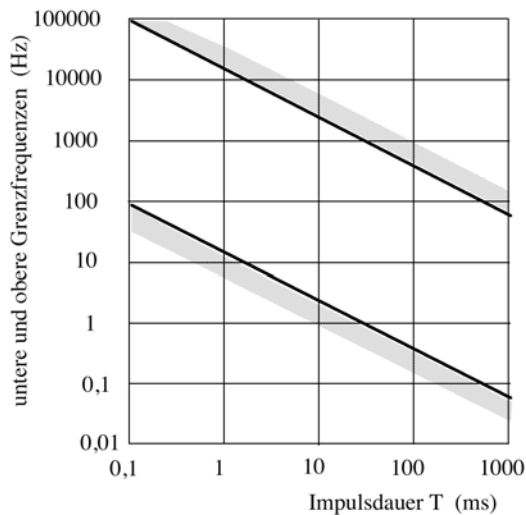


Abb. 7.23 Empfohlene obere und untere -3 dB Grenzfrequenzen für die Messung von transienten Beschleunigungssignalen der Dauer T für einen Scheitelwert-Messfehler von 5 %

Nachklingen

Das sog. Nachklingen entsteht, wenn die Frequenzinhalte eines Transienten so hoch sind, dass sie die Resonanzfrequenz des Beschleunigungssensors anregen. Die dabei auftretende Signalverzerrung ist in Abb. 7.24 dargestellt. Dieser Effekt kann also dann auftreten, wenn der gewählte Aufnehmer keine ausreichende Frequenzbandbreite hat.

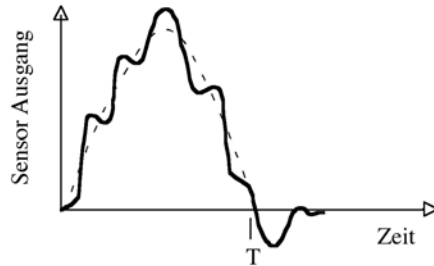


Abb. 7.24 Signalverzerrung durch Nachklingen

Nachklingen verursacht ebenfalls Fehler bei der Messung des Scheitelwertes. Für einen Messfehler von weniger als 5 % sollte die Resonanzfrequenz des Beschleunigungsaufnehmers in montiertem Zustand $f_{res,M}$ höher liegen als $10/T$, wobei T die Dauer des transienten Signals in Sekunden bedeutet.

Abhilfe schaffen kann der Einsatz von Filterung entweder durch ein mechanisches Filters (s. Abschnitt 7.4.2) zwischen schwingender Struktur und Sensor oder durch ein Tiefpassfilter bei der Vorverstärkung. Im zweiten Fall sollte die -3 dB Grenzfrequenz des Filters etwa bei der Hälfte der Resonanzfrequenz des Aufnehmers im montiertem Zustand liegen, bei einer Flankensteilheit von 12 dB/Oktave. Der verbleibende Fehler im Scheitelwert wäre dann kleiner 10 %, wenn man eine halbsinusförmiges transientes Signal der Dauer $T = 1/f_{res,M}$ zu Grunde legt.

Nullpunktverschiebung

Nullpunktverschiebungen treten auf, wenn die zu messenden Beschleunigungsamplituden von transienten Vorgängen zu Deformationen führen, die an der Grenze der mechanischen Elastizität des Piezoelementes liegen. Abb. 7.25 zeigt den Effekt am Beispiel eine halbsinusförmigen Impulses.

Im Grenzbereich elastischer Deformation können bei plötzlicher Entlastung nicht alle polarisierten Molekularbezirke in den Ausgangszustand vor Beginn der Belastung zurückkehren. Diese Bezirke geben dann noch weiter Ladung ab, die mit der gegebenen Zeitkonstanten der Messkette abfließt, so dass damit auch die Ausgangs-

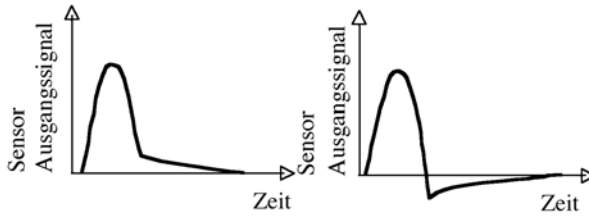


Abb. 7.25 Signalverzerrung eines Halbsinus-Beschleunigungsimpulses durch Nullpunktverschiebung

spannung am Vorverstärker nur langsam gegen Null zurück geht. Dieser Effekt tritt zufällig und überdies mit zufälligem Vorzeichen auf.

Die Zeit bis zum Abklingen einer solchen Nullpunktverschiebung kann um den Faktor 1000 größer sein als die Dauer des Impulses selbst.

Nullpunktverschiebungen können durch die Wahl eines geeigneten Sensors oder durch den Einsatz mechanischer Filter vermieden werden.

7.4.1.8 Querempfindlichkeit

Unter Querempfindlichkeit versteht man die Empfindlichkeit eines Sensors senkrecht zu seiner Haupt-Messrichtung. Dieser richtungsanhängige Effekt wird i. a. als kennzeichnende Größe im Datenblatt eines Sensors angegeben. Er ist von Bedeutung, weil er Ursache eines mit Fehlern behafteten Ausgangssignals ist, wenn beispielsweise die Querbeschleunigung einer Struktur signifikant höher ist, als die eigentliche zu messende Beschleunigung in Normalrichtung senkrecht dazu. Verstärkt wird dieser Effekt, wenn der Sensor nicht wirklich in der Hauptrichtung montiert wird. Manche Sensoren haben Markierungen der geringsten Querempfindlichkeit am Gehäuse, die eine Ausrichtung in Richtung der maximalen Querbeschleunigung der Struktur ermöglichen.

Wie auf Seite 442 erläutert wird, haben Piezomaterialien zwar ihre Empfindlichkeits-Vorzugsrichtungen, was in der Größe der Piezoeffizienten zum Ausdruck kommt, aber ihre Empfindlichkeiten hinsichtlich anderer Raumrichtungen sind ja nicht generell Null. In der Praxis lässt sich durch Inhomogenitäten des Piezomaterials und durch mangelnde Präzision des mechanischen Innenaufbaus nicht vermeiden, dass eine gewisse Querempfindlichkeit vorhanden ist. Diese liegt in der Praxis bei etwa 2 % bis 4 % der Hauptempfindlichkeit. Darüber hinaus verursacht die Querbewegung mechanisch auch eine Querresonanzfrequenz, die nicht mit der eigentlichen Hauptresonanz übereinstimmen muss, manchmal sogar darunter liegt, wenn beispielsweise die Hauptdeformation eine Kompression ist und die Querdeformation zu einer Scherung führt. Aus diesem Grund gibt es Bauformen mit meh-

renen kleinen speziell angeordneten und entsprechend verdrahteten Piezoelementen, die u.a. die geschilderten Effekte klein halten können.

7.4.1.9 Konstruktionsvarianten

Es sind, was die Anordnung des Piezoelementes und damit die Hauptdeformationsart angeht, im Prinzip drei Bauformen gebräuchlich, Abb. 7.26, die alle ihre Vor- und Nachteile besitzen (s. auch Seite 442).

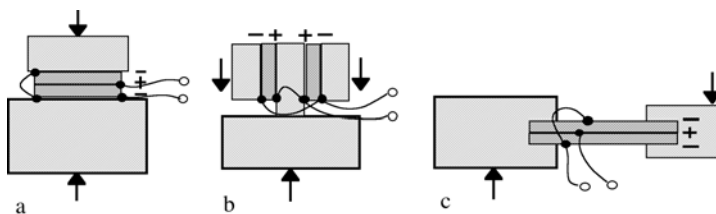


Abb. 7.26 Prinzipielle Bauformen von Beschleunigungssensoren. a) Dickenschwinger, b) Scherschwinger, c) Biegeschwinger

Dickenschwinger (Kompressionstyp)

Mit dieser konstruktiv robusten Anordnung erreicht man hohe Wandlerempfindlichkeiten. Nachteile liegen aber in der Abgabe von signifikanten Fehlersignalen bei Verformung der Basis und durch ins Gehäuse übertragenden Luftschall. Relativ große Störsignale in Form von pyroelektrischen Entladungen können bei dieser Bauform auch durch Temperaturgradienten erzeugt werden.

Scherschwinger

Wird die wenn auch gegenüber Kompression oder Biegung geringere Scherempfindlichkeit von Piezomaterialien ausgenutzt, lassen sich Bauformen entwickeln, die die oben genannten Nachteile wie Temperaturgradientenempfindlichkeit und Abgabe von Störsignalen bei Gehäusedeformationen nicht aufweisen. Die meisten Sensoren die erhältlich sind, arbeiten nach diesem Prinzip, oft sind auch in einem Sensor mehrere kleine Piezoelemente entsprechend angeordnet und verschaltet.

Biegeschwinger

Biegeschwinger zeichnen sich durch hohe Empfindlichkeit bei geringer Masse aus, haben also auch eine hohe mechanische Resonanzfrequenz. Ihre Nachteile liegen in der mechanischen Bruchanfälligkeit und Störbeeinflussung durch Temperatursprünge.

Triaxiale Sensoren

Unabhängig vom Funktionsprinzip, werden sog. triaxiale Sensoren angeboten, die in allen drei Raumrichtungen, x , y und z , gleichzeitig messen. Im Prinzip handelt es sich dabei um drei unabhängige Sensoren, die entsprechend in einem Gehäuse angeordnet sind. Der Vorteil ist, dass die kompakte Bauform die Messung an wirklich einem Strukturpunkt ermöglicht.

7.4.1.10 Ankopplungseinflüsse

Einflüsse mechanischer Art

Zustand der Messstelle

Um Messfehler zu vermeiden, sollte die Messstelle im Bereich der Sensorgrundfläche so sauber und eben wie möglich sein. Starke Wölbungen und Rauheiten oder mit Fetten behaftete Stellen sind ungeeignet. Die Messstelle muss ferner repräsentativ für die zu messende Schwingung sein. Dieses bedeutet, dass der Übertragungsweg zwischen Schwingungsquelle und Messpunkt so kurz und steif wie möglich sein muss, nachgiebige Teile wie Bleche oder Verkleidungen außerhalb des Kraftflusses, soweit sie nicht selber im Blickpunkt stehen und dämpfende Elemente wie Dichtungsringe sollte man ausschließen. Bei Maschinen mit rotierenden Achsen sind i. a. die Lagergehäuse als Messstelle geeignet, andernfalls bietet sich der Einsatz von Laservibrometern an.

Was die Größe der Messfläche angeht, so sollte diese klein zur Strukturwellenlänge sein, insbesondere wenn es sich um zu messende Biegeschwingungen handelt.

Montageart

Wichtig in Hinblick auf die Messung hoher Frequenzen ist eine mechanisch möglichst steife Befestigung des Sensors am Messobjekt. Der Grund dafür ist, dass mechanische Verbindungen Federsteifen repräsentieren, die je nach Steifigkeit mehr oder weniger Bewegungen „schlucken“ können und somit der Sensor einer geringeren Beschleunigung ausgesetzt ist, als die Struktur ursprünglich aufweist. Strukturdynamisch lässt sich der montierte Sensor im einfachsten Fall als ein System aus

Masse (Struktur), Feder (mechanische Verbindung) und Masse (Sensor gesamt) beschreiben. Es kommt nun darauf an, dass die daraus resultierende gewissermaßen globale Resonanzfrequenz $f_{res,M}$ möglichst größer oder zu mindestens gleich ist, als die eigentliche Resonanzfrequenz des Sensors selber, nur so lässt sich der im Datenblatt angegebene Frequenzbereich voll ausnutzen. Diese Anforderung lässt sich in der Praxis nur durch eine solide Schraubverbindung erreichen, wobei leicht geölte Oberflächen das Übertragungsverhalten noch verbessern. Ist es nicht möglich ein Gewindeloch in eine Struktur einzubringen, muss ein entsprechendes solides Adapterplättchen mit einem möglichst starren Kleber auf die Struktur aufgebracht werden, mit dem sich der Sensor verschrauben lässt. Nicht immer ist eine solche Verbindung möglich und es muss auf andere Ankopplungsarten wie Wachs (nur bei Zimmertemperatur), Doppelklebeband, Haftmagnet oder für Übersichtsmessungen auch der von Hand gehaltene Taststift zurück gegriffen werden. Diese weniger starren Verbindungen führen meistens auf eine Einschränkung des nutzbaren Frequenzbereiches, wie Abb. 7.27 an Beispielen zeigt.

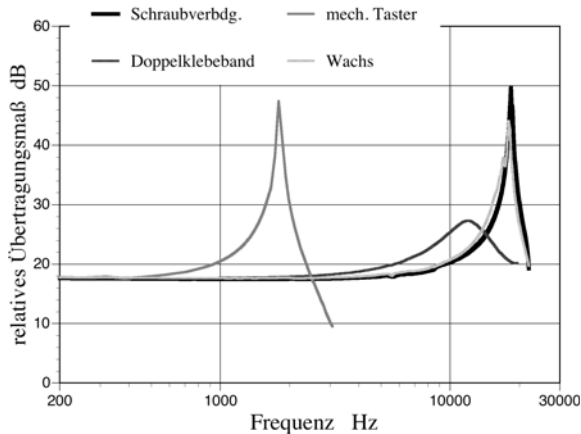


Abb. 7.27 Einfluss verschiedener Arten der Ankopplung auf den ausnutzbaren Messfrequenzbereich

Rückwirkung des Sensors auf die schwingende Struktur

Es muss bei der Messung an vor allem leichten Strukturen beachtet werden, dass ein Sensor mit seinem Eigengewicht auf das Schwingungsverhalten der Struktur zurück wirken kann, sog. Massenbelastung. Da die dynamisch wirksame, die sog. mitschwingende Masse einer Struktur i. a. immer frequenzabhängig ist, ist diese Rückwirkung ebenfalls frequenzabhängig. Die ursprüngliche Schnelle $\underline{v}_s$ der Struktur wird durch die Belastungskraft $\underline{F}$ wie folgt verringert

$$\underline{v} = \underline{v}_s - \frac{F}{\underline{Z}_s} \quad (7.41)$$

mit

$$\underline{F} = j\omega \underline{v} \cdot m = \underline{Z}_A \cdot \underline{v} \quad (7.42)$$

ergibt sich

$$\underline{v} = \underline{v}_s - \frac{\underline{Z}_A}{\underline{Z}_s} \cdot \underline{v} \quad (7.43)$$

bzw. das Verhältnis

$$\frac{\underline{v}}{\underline{v}_s} = \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_A}{\underline{Z}_s}}. \quad (7.44)$$

Es bedeuten

- $\underline{v}$ gemessene Schnelle
- $\underline{v}_s$ wahre (= zu messende) Schnelle des Messobjekts
- $\underline{Z}_A$ (Massen-)Impedanz des Aufnehmers
- m Masse des Aufnehmers
- $\underline{Z}_s$ Punkt-Impedanz des Messobjekts.

Das Verhältnis $\frac{\underline{v}}{\underline{v}_s}$ gibt nun den Fehler an, der durch die Belastung der Struktur durch den Aufnehmer bei der Messung von $\underline{v}_s$ entsteht.

Meistens ist $\left| \frac{\underline{v}}{\underline{v}_s} \right| < 1$, jedoch nicht, wenn die Strukturimpedanz $\underline{Z}_s$ den Charakter einer reinen Federsteife hat, dann kann bei negativem Imaginärteil und sehr kleinem Realteil auch $|\underline{v}| > |\underline{v}_s|$ vorkommen:

$$\left| \frac{\underline{v}}{\underline{v}_s} \right| = \frac{1}{\left| 1 + \frac{\underline{Z}_A}{\underline{Z}_s} \right|} \cong \frac{1}{\left| 1 + \frac{j\omega m \cdot j\omega}{s} \right|} = \frac{1}{\left| 1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2} \right|} > 1 \quad \text{für } \omega \approx \omega_o. \quad (7.45)$$

Dieser Fall soll im folgenden nicht berücksichtigt werden, sondern es wird $\text{Im}\{\underline{Z}_s\} > 0$ bzw. $\text{Re}\{\underline{Z}_s\} > |\underline{Z}_A|$ angenommen. Wird als maximal erlaubter Fehler eine Pegelabweichung ΔL

$$\Delta L = 20 \lg \left| \frac{\underline{v}}{\underline{v}_s} \right| = 20 \lg \frac{1}{\left| 1 + \frac{\underline{Z}_A}{\underline{Z}_s} \right|} \quad (7.46)$$

vorgegeben, mit $\Delta L \leq 0$ dB, so ergibt sich daraus eine entsprechende Fehlerrelation zu

$$\left| 1 + \frac{\underline{Z}_A}{\underline{Z}_s} \right| \leq 10^{-\Delta L/20} \quad (7.47)$$

bzw.

$$|\underline{Z}_s + \underline{Z}_A| \leq |\underline{Z}_s| \cdot 10^{-\Delta L/20}. \quad (7.48)$$

Diese Relation sei am Beispiel einer schwingenden Platte angewendet, die groß zur Wellenlänge ist und damit näherungsweise mit der reellen Biegewellenimpedanz der unendlichen Platte beschrieben werden kann (Sensor nicht direkt am Rand)

$$\underline{Z}_s = Z_P = 8 \cdot \sqrt{B' \cdot \rho \cdot h} \quad (7.49)$$

mit h = Dicke der Platte, ρ = Dichte des Materials, B' = Breiten bezogene Biegesteife.

Für den Sensor wird nun eine reine Massenimpedanz angenommen, $\underline{Z}_A = j\omega m$, womit sich aus obiger Relation

$$|\underline{Z}_s + \underline{Z}_A|^2 = Z_P^2 + |\underline{Z}_A|^2 \leq Z_P^2 \cdot 10^{-\Delta L/10} \quad (7.50)$$

bzw.

$$|\underline{Z}_A|^2 \leq Z_P^2 \cdot (10^{-\Delta L/10} - 1) \quad (7.51)$$

bzw.

$$|\underline{Z}_A| \leq Z_P \cdot \sqrt{10^{-\Delta L/10} - 1} \quad (7.52)$$

ergibt. Wird ferner als erlaubter Fehler = -1 dB angesetzt, so ist

$$\sqrt{10^{-\Delta L/10} - 1} = 0,509 \cong 0,5 \quad (7.53)$$

also

$$|\underline{Z}_A| \leq \frac{Z_P}{2}. \quad (7.54)$$

Durch Einsetzen der Massenimpedanz, ergibt sich

$$\omega \cdot m = 2\pi f \cdot m \leq \frac{Z_P}{2} \text{ oder } f \cdot m \leq \frac{Z_P}{4\pi}. \quad (7.55)$$

Das bedeutet

$$f \leq f_{\max} = \frac{Z_P}{4\pi \cdot m} \quad (7.56)$$

bzw.

$$m \leq m_{\max} = \frac{Z_P}{4\pi \cdot f} \quad (7.57)$$

d. h., entweder darf der Aufnehmer nur bis zu einer Frequenz $f_{\max}$ benutzt werden, oder seine Masse darf $m_{\max}$ nicht überschreiten.

Zur Veranschaulichung soll noch die folgende Betrachtung angeschlossen werden. Aus

$$Z_P = 8 \cdot \sqrt{B' \cdot \rho \cdot h} = 2 \cdot \omega \cdot \rho \cdot h \cdot \frac{\lambda_B^2}{\pi^2} \quad (7.58)$$

mit der Biegewellenlänge

$$\lambda_B = \sqrt[4]{\frac{B'}{\rho \cdot h}} \cdot \frac{2\pi}{\sqrt{\omega}} \quad (7.59)$$

folgt die für $\Delta L = -1$ dB getroffene Aussage zu

$$\begin{aligned}
 m \leq m_{\max} &= \frac{Z_P}{2 \cdot \omega} = \frac{2 \cdot \omega \cdot \rho \cdot h \cdot \frac{\lambda_B^2}{\pi^2}}{2 \cdot \omega} \\
 &= \rho \cdot h \cdot \frac{\lambda_B^2}{\pi^2} \approx \rho \cdot h \cdot \pi \cdot \left(\frac{\lambda_B}{5,6} \right)^2
 \end{aligned} \tag{7.60}$$

das heißt, die Masse des Aufnehmers muss kleiner sein als die sog. mitschwingende Masse einer Plattenscheibe mit dem Radius $\lambda_B/5,6$.

Handelt es sich bei dem Messobjekt um eine starre Masse, führen obige Beziehungen mit einer Messfehlervorgabe von rund -1 dB auf die Aussage, dass das Sensorgewicht nicht größer als $1/10$ des Gewichtes des Messobjektes sein darf. Lässt sich diese Forderung nicht einhalten, ist es empfehlenswert berührungslos, beispielsweise mit einem Laservibrometer, zu arbeiten.

Elektrische Einflüsse

Triboelektrischer Effekt

Messfehler können auftreten, wenn das Verbindungskabel zwischen Sensor und Signalaufbereitung, z. B. einem Ladungsverstärker, unsachgemäß verlegt ist. Im Folgenden werden zwei Effekte beschrieben.

Abgeschirmte Kabel, sog. Koaxialkabel, haben kapazitiven Charakter. Sie bestehen aus einer Drahtseele, umgeben von einem nicht elektrisch leitenden Dielektrikum und einer äußeren Abschirmung, die als Messmasse fungiert. Die Kapazität solch eines Aufbaus wird durch den Abstand zwischen innerem und äußerem Leiter definiert. Wird das Kabel Biegungen, Druck oder mechanischen Spannungen ausgesetzt, kann es an einzelnen Stellen zu lokalen Kapazitätsänderungen kommen, es werden sog. „triboelektrische“ Ladungen gebildet, die zu Fehlsignalen führen, was sich hauptsächlich bei der Messung von Beschleunigungen mit niedrigen Amplituden auswirkt. Ein zweiter Effekt kann insbesondere bei Sensoren vom Kompressionstyp auftreten, wenn nämlich Biegekräfte über den Anschlussstecker zum Piezoelement übertragen werden.

Um diese Einflüsse in der Praxis zu verhindern, ist es ratsam das Sensorkabel auf der schwingenden Struktur mit einem Klebeband o.ä. so zu fixieren, dass es keine Relativbewegungen ausführen kann, siehe Abb. 7.28. Auch sollte vermieden werden, das Kabel bei der Verlegung unnötig zu verbiegen oder zu verdrehen. Rauscharme Koaxialkabel vermindern aufgrund ihres inneren Aufbaus die triboelektrischen Effekte. Sensoren in IEPE Technik sind unanfälliger gegenüber den geschilderten Störungen.

Erdschleifen, Brummen

Insbesondere bei Mehrkanalmessungen ergeben sich in der Praxis oft Probleme mit sog. Netzbrummen, was dem Messsignal überlagert ist. Es entsteht, wenn innerhalb einer Messkette durch Erdung an mehreren Punkten Erdschleifen unterschiedlicher

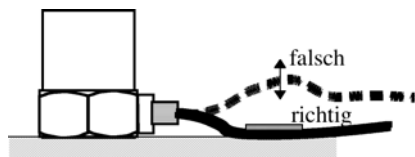


Abb. 7.28 Richtige Kabelmontage zur Vermeidung triboelektrischer Effekte

Potentiale auftreten, die zu Ausgleichsströmen über die Abschirmungen der Messleitungen führen.

Messgeräte werden ja normalerweise über den Schutzkontakt am Netzstecker geerdet. Die Gehäuse der Sensoren können aber durch den galvanisch-mechanischen Kontakt mit einer Struktur, z. B. einer Maschine, ebenfalls in Erdkontakt kommen. Dadurch können Potentialunterschiede bei längeren Kabelverbindungen oder durch schlechte Erdung von mehreren Volt auftreten.

Vermeiden lassen sich solche Erdschleifen, indem man die ganze Messkette nur an einem Punkt, meistens am Analysegerät, mit dem Schutzleiter verbindet bzw. erdet, Abb. 7.29.

Dazu ist es notwendig alle Sensoren, Vorverstärker und auch den Schirm der Koaxialkabel (die Messmasse) vom Messobjekt und allen Konstruktionsteilen elektrisch zu isolieren. Dazu werden die Sensoren mit Hilfe entweder einer isolierten Stiftschraube in Verbindung mit einer Glimmerscheibe oder eines Adapterplättchens, welches mit einem elektrisch nicht leitenden Kleber aufgebracht ist, ans Messobjekt angekoppelt. Auch sind meistens mechanische Filter oder auch Haftmagnete elektrische Isolatoren.

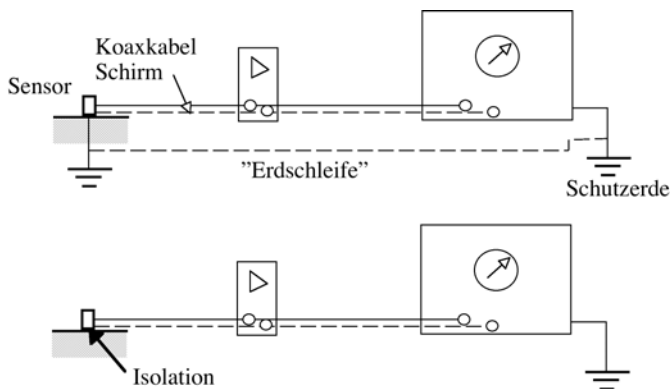


Abb. 7.29 Schematische Darstellung der Entstehung einer Erdschleife und ihre Beseitigung

Bei Industrieanwendungen werden vielfach symmetrische Messleitungen in Verbindung mit Sensoren verwendet, deren Gehäuse galvanisch von der Messmasse

isoliert ist. Bei solchen Anordnungen ist neben der geringeren Einstreuung durch elektromagnetische Felder, auch der Einfluss von Erdschleifen reduziert.

7.4.1.11 Umgebungseinflüsse

Abb. 7.30 zeigt weitere mögliche Einflüsse, die neben den bereits erwähnten zu Messfehlern führenden Effekten, eine mehr oder weniger starke Rollen spielen können, dabei kann bereits die Auswahl eines geeigneten Sensortyps von Vorteil sein. Darüber geben die Spezifikationen eines jeweiligen Produktes Auskunft.

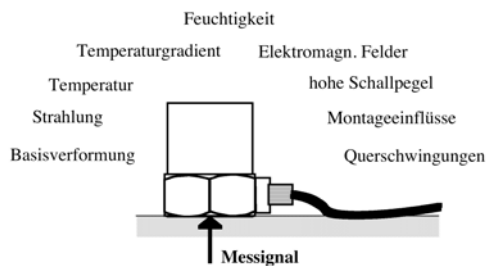


Abb. 7.30 Mögliche Umgebungseinflüsse bei der Messung mit Piezosensoren

Temperaturabhängigkeiten

Absoluter Temperaturbereich

Die meisten auf dem Markt erhältlichen Beschleunigungssensoren sind für Messungen in einem weiten Temperaturbereich geeignet. Als Beispiel zeigt Abb. 7.31 die Temperaturabhängigkeit einer häufig verwendeten Keramik (Typ PZ 23 (Bleititanatzirkonat)) hinsichtlich der Kapazität und dem Spannungs- bzw. Ladungsübertragungsfaktor ein. Als nomineller Temperaturbereich wird für solche Sensoren -75°C bis $+250^{\circ}\text{C}$ angegeben. Wie man sieht, liegt dann der Ladungsübertragungsfaktor noch in einem Genauigkeitsbereich von etwa 1 dB. Oberhalb der maximalen Betriebstemperatur, setzt bereits eine Depolarisation des keramischen Werkstoffes ein, so dass der Einsatz hier zu Schäden des Sensorelementes führen kann. Es gibt allerdings auch Spezi­alsensoren mit Materialien, die in Betriebstemperaturen bis 400°C einsetzbar sind, beispielsweise bestimmte künstlich polarisierte ferroelektrische Keramiken.

Nach einem Betrieb an der Temperaturgrenze brauchen die Materialien i. a. eine gewisse Zeit um auf ihre ursprünglichen spezifizierten Eigenschaften bei Zimmertemperatur zurück zukehren, das kann in Ausnahmefällen bis zu 24 Std. dauern, verbunden mit gewissen Hystereseeffekten.

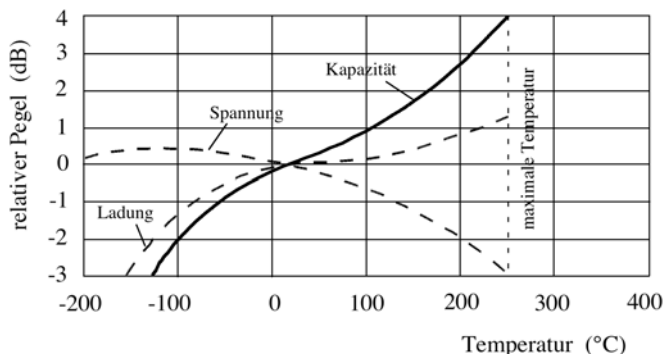


Abb. 7.31 Temperaturabhängigkeit von Kapazität, Ladung und Spannung eines Piezoelementes vom Typ PZ 23

Temperatursprünge

Eine wesentlich stärkere Rolle als die absolute Umgebungstemperatur, spielen Temperaturgradienten, also plötzliche Temperatursprünge, beispielsweise durch Luftturbulenzen, dabei entstehen i. a. niederfrequente transiente Ladungsstörsignale.

Zwei auslösende Mechanismen sind bekannt:

1. Der pyroelektrische Effekt. Darunter versteht man Temperatureinwirkungen direkt auf das Piezoelement. Es entstehen elektrische Ladungsänderungen an den Piezooberflächen senkrecht zur Polarisationsrichtung. Wenn dann die eigentlichen schwingungsproportionalen Ladungen ebenfalls an diesen Flächen abgegriffen werden, wie beim Kompressionstyp, ergeben sich starke Störungen. Abhilfe schafft hier der Einsatz von Sensoren, die nach dem Scherungsprinzip arbeiten und bei denen die pyroelektrisch erzeugten Ladungen nicht erfasst werden. Abb. 7.32 zeigt den prinzipiellen Effekt. Der Unterschiedsfaktor in der Temperaturgradienten-Empfindlichkeit zwischen den beiden Konstruktionsprinzipien liegt in der Größenordnung zwischen 100 bis 500.
2. Ungleichmäßige Wärmeausdehnungen. Sie treten auf, wenn sich einzelne Teile eines Beschleunigungssensors unterschiedlicher Materialität verschieden stark ausdehnen, dabei können verformende mechanische Kräfte auf das Piezoelemente einwirken, die Störsignale zur Folge haben. Auch in diesem Fall sind Sensoren vom Scherungstyp unempfindlicher als solche vom Kompressionstyp. Noch besser sind Scherungsaufbauten, bei denen mehrere kleine Piezoelemente in geeigneter Weise derart verschaltet sind, dass sich die Störeffekte insgesamt kompensieren.

Die genannten Einflüsse sind hauptsächlich bei Messung niederfrequenter Beschleunigungen mit geringen Amplituden von Bedeutung. Bei starker transienter Verschiebung der Ladungen durch den pyroelektrischen Effekt können allerdings auch impulsartige Ausgangssignale vorkommen. Störungen durch Tempe-

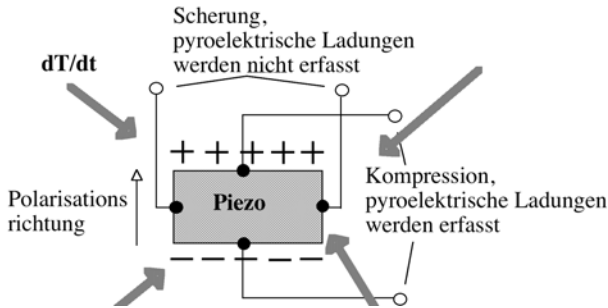


Abb. 7.32 Temperaturgradientenempfindlichkeit bezüglich der Polarisationsrichtung. Die eingezeichneten Ladungen sind nur Folge des pyroelektrischen Effekts und nicht Folge von Beschleunigungen

raturssprünge sind erfahrungsgemäß bei Außenmessungen wie beispielsweise an Gebäuden, Brücken oder Schiffen zu erwarten. Sind sie ein Problem und steht kein geeigneter Sensortyp zur Verfügung, bieten sich die Verwendung von entweder Hochpassfiltern in der Signalaufbereitung oder aber die mechanische Abschirmung des Sensors an. Letzteres lässt sich z. B. gut durch einen Mikrofon-Windschirm oder eine Abschirmung aus Polystyrol realisieren.

Luftschallempfindlichkeit

Gehäuse von Sensoren sind relativ leichte Konstruktionen und haben i. a. eine nicht allzu hohe Luftschalldämmung. Ist eine zu erfassende Strukturschwingung mit einer sehr starken Luftschallabstrahlung verbunden, können in das Gehäuse übertragene Schalldruckamplituden das Piezoelement direkt oder indirekt über angrenzende Konstruktionsteile anregen, was zu zusätzlichen Ausgangssignalen führt, die für die eigentliche Strukturschwingung nicht mehr repräsentativ sind. Darüber hinaus können hohe Hintergrundgeräuschpegel gerade bei kleinen zu messenden Beschleunigungsamplituden die Amplitudendynamik der Messung stark einschränken, hier bestehen kaum Unterschiede zur klassischen Luftschallmesstechnik. Den Einfluss durch direkte Luftschallanregung lässt sich durch konstruktive Maßnahmen in Form der Entkopplung des Piezoelementes vom Gehäuse und durch das Sensorprinzip klein halten. Angaben über die Luftschallempfindlichkeit von Beschleunigungssensoren findet man i. a. in den entsprechenden Datenblättern. So beträgt diese beispielsweise bei Sensoren die nach dem Kompressionsprinzip arbeiten, $0,1 \text{ m/s}^2$ bei 154 dB (re $2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$) äußerem Schalldruckpegel. Auch bei diesem Umgebungseinfluss erweisen sich Sensoren nach dem Scherungsprinzip von Vorteil, ihre Luftschallempfindlichkeit liegt unter vergleichbaren Bedingungen nur noch in der Größenordnung $0,001 \text{ m/s}^2$.

Basisverformung

Normalerweise sollte der Sensor als Ganzes durch die schwingenden Struktur beschleunigt werden. Liegen aber im Bereich der Montagefläche der Sensorbasis dynamische Verformungen (Biegung, Dehnung) vor, können zusätzlich zur eigentlichen Schwingbewegung aufgrund mechanischer Übertragung im Piezoelement Störsignale entstehen. Beschleunigungssensoren haben deshalb normalerweise einen relativ dicken Basisboden, so dass die Dehnungsempfindlichkeit erheblich reduziert werden kann. Noch besser geeignet sind auch hier Sensoren nach dem Scherungsprinzip.

Die Empfindlichkeit gegenüber solchen Gehäusedeformationen wird als Dehnungsempfindlichkeit in $[m/s^2/m\epsilon]$ (ϵ = Dehnung in $[m/m]$) angegeben. Beispielzahlenwerte sind $0,3 m/s^2/m\epsilon$ für Kompressionstypen und $0,003 m/s^2/m\epsilon$ für Scherungstypen bezogen auf eine Basisdehnung von $250 m\epsilon$.

Feuchtigkeit

Piezosensoren sind, mit Ausnahme von Sensoren in IEPE Technik, elektrisch kapazitive hochohmige Gebilde, die bei Einwirkung von Feuchtigkeit und Nässe zu elektrischen Kriechströmen neigen. Dabei ist weniger das Gehäuse problematisch, hier werden generell hermetisch verschweißte oder verklebte Konstruktionen verwendet, sondern der elektrische Anschluss inklusive dem Kabel. Deshalb ist es wichtig in extrem feuchten Umgebungen den Kabelanschluss, meistens ein Stecker mit Kabel, am Gehäuseanschluss abzudichten, darüber hinaus bieten Teflonkabel eine hohe Wasserdichtigkeit. Beide Maßnahmen reichen aber i. a. nicht aus, den Sensor längere Zeit komplett in einer Flüssigkeit zu betreiben, hierfür sind Spezialkonstruktionen notwendig.

Magnetfelder

Magnetische Wechselfelder können in Beschleunigungssensoren Störspannungen erzeugen, die zwar normalerweise recht gering sind, jedoch bei Messungen an Elektromotoren, Transformatoren unter Umständen zu beachten sind. Die auf die anregende Flussdichte bezogene Empfindlichkeit liegt in der Größenordnung $1 m/s^2$ bis $30 m/s^2$ pro Tesla im ungünstigsten Fall.

Elektromagnetische Felder

Dieser Umgebungseinfluss ist mehr an die Qualität der Sensorkabel geknüpft, als an den Sensor selber. Starke elektromagnetische Felder treten in Netzleitungen mit hohen Wechselströmen oder durch Impulsspitzen aufgrund schneller Schaltnetzteile auf. Sie können entlang von Sensor-Verbindungskabeln Störspannungen im ei-

gentlichen Messsignal induzieren. Um diesen Effekt zu vermeiden gibt es verschiedene Ansatzpunkte. Generell sind niederohmige Kabelverbindungen, wie bei IE-PE Sensoren, unempfindlicher gegenüber elektromagnetischen Einstreuungen, als hochohmige Verbindungen mit Spannungs- oder Ladungsverstärkern. Auch bieten symmetrische Messleitungen mit Differenzverstärkereingängen, wie sie vielfach im industriellen Bereich eingesetzt werden, Vorteile gegenüber der gängigen unsymmetrischen Technik mit abgeschirmten Koaxialkabeln. Wenn diese Möglichkeiten nicht einsetzbar sind, müssen die Verbindungskabel in magnetisch abschirmenden Kabelschläuchen oder -kanälen aus sog. MU-Metall verlegt werden.

Strahlung

Normale Piezo-Beschleunigungssensoren – mit Ausnahme von Sensoren in IEPE-Technik – sind weit gehend unempfindlich gegenüber Strahlung. Sie können ohne signifikanten Einfluss auf die Übertragungsfaktoren in starker Gammastrahlung von 10 krd/h, 6 MeV bis zu einer Gesamt- Strahlungs-dosis von 2 Mrd eingesetzt werden, auch können i. a. normale Kabel verwendet werden.

7.4.1.12 Kalibrierung

Für den Hersteller bedeutet Kalibrieren die möglichst genaue Ermittlung des Spannungs- bzw. Ladungsübertragungsfaktors eines Sensors, der dann im Datenblatt entsprechend vermerkt ist. Zum Kalibrieren existieren verschieden genaue, zum Teil recht aufwendige Verfahren, auf die hier nicht im Detail eingegangen werden soll (ISO 5347 [7.9]). Beim Vergleichsverfahren wird der zu kalibrierende Sensor mit einem bekannten Sensor, dem sog. Bezugsnormal verglichen, die Genauigkeit ist besser 2 %. Daneben existieren noch Absolutkalibrierungen, dazu gehören die Reziprozitätsmethode und das Laser-Interferenzverfahren. Hier erreicht man Genauigkeiten von etwa 0,5 %.

Für den Praktiker ist es meist viel wichtiger eine gesamte Messkette bestehend aus Sensor, Signalaufbereitung, -erfassung und -analyse zu kalibrieren, um einen eindeutigen Zusammenhang mit der zu messenden physikalischen Größe herzustellen. Die Kalibriergröße wird dann nicht nur vom Übertragungsfaktor des Sensors bestimmt, sondern enthält auch das Übertragungsverhalten der elektronischen Messgeräte.

Dazu wird normalerweise ein dynamischer Schwingerreger benutzt, dessen erzeugte Schwingungsgrößen bekannt sind. Gängig sind Geräte, die eine effektive Wechselbeschleunigung von 10 m/s^2 bei einer Frequenz von 159,15 Hz ($\omega = 1000 \text{ /s}$) liefern, durch einfache Umrechnung erhält man daraus für die Größen Schwingschnelle 10 mm/s und Schwingauslenkung $10 \text{ }\mu\text{m}$. Wird die bekannte Schwingungsgröße auf den Sensor am Anfang der Messkette gegeben, lässt sich am Ausgang der Messkette ein entsprechend zugeordneter Wert einstellen, beispielsweise ein bestimmter Pegel- oder Spannungswert. Manche Geräte lassen sich auch

direkt in physikalischen Einheiten kalibrieren, sog. Engineering Units (EU). Kalibriert wird normalerweise in Effektivwerten. Der Unterschied zum Spitzenwert ist der Faktor 0,7 oder -3 dB.

Alternativ lässt sich, wenn kein Schwingungskalibrator zur Verfügung steht und wenn alle Übertragungsfaktoren der einzelnen Glieder einer Messkette verlässlich bekannt sind, durch manuelle Eingabe derselben, eine Messkette auch rein elektronisch kalibrieren, dieses bieten Rechner basierte Messsysteme in besonderem Maß. In diesem Zusammenhang steht auch die Entwicklung von elektronischen Datenblättern nach IEEE 1451.4, auch TEDS genannt (Transducer Electronic Data Sheet). Dieser Standard baut auf der IEPE-Technik auf. Die individuellen Daten eines Sensors, wie Typenbezeichnung, Seriennummer, Hersteller, Sensorart, Empfindlichkeit und auch Kalibrierdatum, werden im Aufnehmergehäuse zusätzlich auf einem Mikrochip gespeichert und können entsprechen von einem Signalverarbeitungssystem ausgelesen werden. Bei Austausch eines Sensors wird dieser vom Messsystem automatisch identifiziert und die Messkette entsprechend neu eingestellt. Auch bei Vielkanalmessungen kann diese Technik sehr hilfreich sein, da immer die richtige Zuordnung von Sensor und Messkanal gewährleistet ist.

7.4.2 Mechanisches Filter

Mechanische Filter sind mechanische Tiefpassfilter, die zwischen schwingender Struktur und Sensor montiert werden. Ihr Einsatz kann in folgenden Situationen von entscheidendem Vorteil sein:

- Messung von tieffrequenten Schwingungen mit niedrigen Amplituden, wenn gleichzeitig starke höherfrequente die Amplitudendynamik bestimmende Anteile vorhanden sind.
- Schutz des Sensors vor Zerstörung durch extreme Schocks und Vermeidung von Nullpunktverschiebungen und Nachklingen.
- Festlegung einer definierten oberen Grenzfrequenz, was besonders bei Vorverstärkern ohne eingebaute Filter von Bedeutung ist.
- Unterdrückung des Einflusses von Querschwingungen.
- Elektrische Isolation des Sensors vom Messobjekt.

Der typische Einfluss eines mechanischen Filters auf die Hauptempfindlichkeit eines Beschleunigungssensors ist in Abb. 7.33 dargestellt. Aufgrund des Tiefpasscharakters wird bei entsprechender Typenauswahl die stark ausgeprägte mechanische Resonanz des Sensors abgeschwächt oder unterdrückt. Das Filter selber erzeugt oberhalb der Sensorresonanz eine gedämpfte Resonanz mit 3 dB bis 4 dB Überhöhung mit einem anschließenden Abfall von 40 dB/Dekade. Die Empfindlichkeit gegenüber Querschwingungen wird in ähnlichem Ausmaß reduziert.

Da mechanische Filter Gummiteile enthalten, sind ihre Eigenschaften von der Umgebungstemperatur abhängig. Bei niedriger Temperatur steigt die Steifigkeit des Gummikerns und entsprechend die Resonanzfrequenz an, begleitet von einer ab-

nehmenden Dämpfung. Bei hohen Temperaturen sinkt die Steifigkeit und damit Resonanzfrequenz, verbunden mit einer Zunahme der Dämpfung. Hierüber und über andere Umgebungseinflüsse sollte das entsprechende Datenblatt zu Rate gezogen werden.

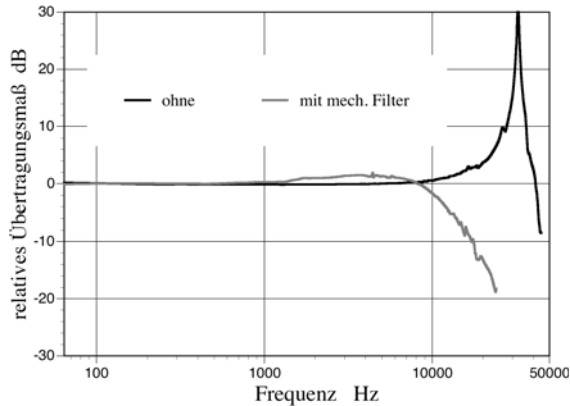


Abb. 7.33 Typischer Frequenzgang einer Kombination aus mechanischem Filter und Beschleunigungssensor in Hauptempfindlichkeitsrichtung

7.4.3 Kraftsensor

7.4.3.1 Aufbau

Piezoelektrische Kraftsensoren sind ähnlich aufgebaut wie Beschleunigungsaufnehmer, nur dass die seismische Masse nicht mehr frei ist, sondern, verbunden mit der schwingenden Struktur, Teil des Kraftflusses ist, sie wird in der Literatur oft mit Top- oder „Load“-Masse bezeichnet, während die andere größere Masse, wie beim Beschleunigungssensor, die Basismasse ist. Den Prinzipaufbau zeigt Abb. 7.34.

Das Funktionsprinzip wurde bereits in Abschnitt 7.4.1.3 besprochen. Die Empfindlichkeit wird nun durch $[\text{pC/N}]$ oder $[\text{V/N}]$ gekennzeichnet.

7.4.3.2 Frequenzverhalten

Das mechanische Ersatzbild und der sich daraus ergebende Frequenzgang muss unter zwei Aspekten betrachtet werden: eine anregende Kraft wird nur über den Sensor in eine Struktur geleitet oder der Sensor befindet sich im Kraftfluss zwischen zwei Strukturelementen [7.2].

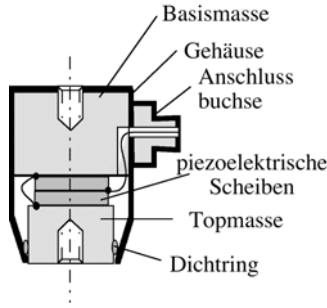


Abb. 7.34 Typischer Aufbau eines Kraftsensors (Schnitt)

Krafteinleitung über Sensor

Dieses ist die typische Situation, wenn ein Struktur mit einem Schwingerreger künstlich angeregt wird und zwischen Schwingerreger und Struktur der Kraftaufnehmer eingebaut ist, der die eingeleitete Kraft messen soll. Das Ersatzmodell zeigt Abb. 7.35.

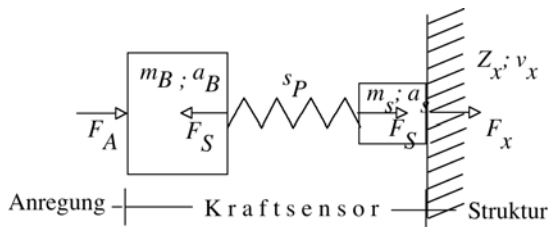


Abb. 7.35 Mechanisches Ersatzmodell eines Kraftsensors bei Anregung einer Struktur durch einen Schwingerreger

Die Kraft F_S ist diejenige, die der Sensor misst, sie sollte in möglichst engen Fehlergrenzen der in die Struktur eingeleitete Kraft F_x entsprechen. F_A ist die äußere anregende Kraft.

Eine einfache Kraftbilanz führt auf folgende Gleichung

$$F_S = F_A - m_B \cdot a_B = F_x + m_s \cdot a_s \quad (7.61)$$

a_B und a_s sind die jeweiligen Beschleunigungen, die sich aus der Anregung der Basis- und Top-Masse, m_B und m_s , ergeben. Wird der Übergang zu Schwinggeschwinden und Impedanzen gemacht und werden gleiche Bewegungen zwischen der Struktur und dem Einleitungspunkt vorausgesetzt, d. h.

$$m_s \cdot a_s = Z_{m_s} \cdot v_x = j\omega m_s \cdot v_x \quad (7.62)$$

erhält man mit

$$Z_x = \frac{F_x}{v_x} \quad (7.63)$$

einen Ausdruck für das Kräfteverhältnis

$$\frac{F_S}{F_x} = 1 + \frac{j\omega m_s}{Z_x}. \quad (7.64)$$

Für den Fall, dass $Z_x \gg j\omega m_s$ ist, entspricht die gemessene Kraft weit gehend der in die Struktur eingeleiteten Kraft

$$F_S \cong F_x.$$

Der Messfehler beträgt weniger als 1 dB, wenn die Strukturimpedanz größer als der 10 fache Wert der Impedanz der Topmasse m_s ist.

Da die Steife des Piezoelementes nicht in der Relation enthalten ist, zeigt der dazu gehörende Frequenzgang des montierten Sensors auch keine mechanische Resonanz, er entspricht dem Fall der Anregung des Systems mit einer aufgeprägten konstanten Wechselkraft F_A an der Basis, Abb. 7.36. Der Abfall der hohen Frequenzen wird durch die Antiresonanz aus endlicher Montagesteife und gegebenenfalls Struktursteife am Krafteinleitungspunkt und der Top-Masse m_s bestimmt.

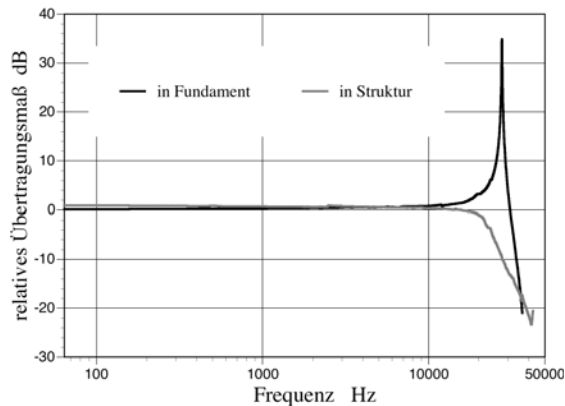


Abb. 7.36 Typische Frequenzgänge eines montierten Kraftsensors für verschiedene Krafteinleitungen

Kraftsensor zwischen zwei Strukturelementen

Diese Anordnung ist typisch für die Messung einer Kraft F_x , die durch einen Maschinenaufpunkt in ein Fundament übertragen wird, Abb. 7.37.

Auch in diesem Fall sollte die gemessene Kraft F_S in möglichst engen Fehlergrenzen der gesuchten anregenden Kraft F_x entsprechen. Werden die Impedanzen

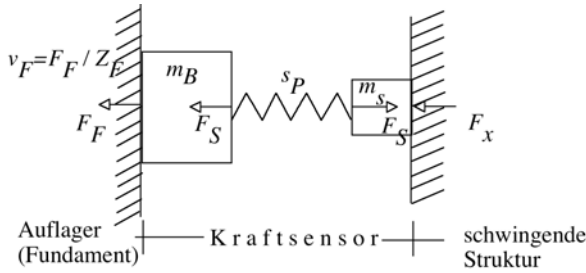


Abb. 7.37 Mechanisches Ersatzmodell eines Kraftsensors bei Messung der Kraft einer schwingenden Struktur in ein Fundament

der einzelnen Elemente in der folgenden Form benutzt, wobei die Masse des Piezo-elementes wieder vernachlässigt wird

$$Z_{m_s} = j\omega m_s \quad (7.65)$$

$$Z_{m_B} = j\omega m_B$$

$$Z_{s_P} = \frac{s_P}{j\omega}$$

$$Z_2 = Z_{m_B} + Z_F$$

lässt sich aus der Impedanzersatzanordnung, analog zur bekannten Spannungsteilformel der Elektrotechnik, folgende Relation aufstellen

$$\frac{F_S}{F_x} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{m_s} \cdot (Z_{s_P} + Z_2)}{Z_{s_P} \cdot Z_2}} \quad (7.66)$$

Ferner wird vereinfachend ein ausreichend schweres Fundament voraus gesetzt, so dass

$$Z_2 \gg Z_{s_P} \quad (7.67)$$

ist. Werden nun weiterhin die Impedanzausdrücke durch die Elementgrößen selber ausgedrückt, ergibt sich für die obige Kraftrelation

$$\frac{F_S}{F_x} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2 \cdot m_s}{s_P}} \quad (7.68)$$

ein Ausdruck, in dem jetzt das Quadrat der bekannten Sensorresonanz

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s_P}{m_s}} \quad (7.69)$$

steckt. Für niedrige Frequenzen verläuft der Frequenzgang zunächst geradlinig, das Verhältnis Sensorkraft zur anregenden Kraft ist annähernd eins, kommt dann die Frequenz in den Bereich der Resonanz, ergibt sich die bekannte Erhöhung, s.

Abb. 7.36. Dieses Verhalten entspräche der Anregung der in Abb. 7.35 gezeigten Anordnung durch eine am Fundamentpunkt eingeleitete konstante Beschleunigung oder äquivalent, die Anregung durch eine konstante Wechselkraft an der Topmasse bei einem starren Fundament, wobei in der Praxis, wie früher beschrieben, im einfachsten Fall der Masseanteil der Anregemechanik in die Resonanz mit eingehen kann [7.2].

7.4.3.3 Signalaufbereitung

Die Signale von piezoelektrischen Kraftsensoren werden im Prinzip auf die gleiche Art und Weise aufbereitet, wie bei Beschleunigungssensoren, s. Abschnitt 7.4.1.4, nur dass die physikalische Größe jetzt Newton heißt. Verwendet werden überwiegend Ladungsverstärker und Sensoren in IEPE-Technik, deren Eigenschaften dann auch die untere Übertragungs-Frequenzgrenze bestimmen.

7.4.3.4 Bauformen

Es gibt die unterschiedlichsten Bauformen, mit oder ohne durchgehender Mittelbohrung, vorgespannt oder ohne Vorspannung. Letztere eignen sich dann beispielsweise nur für die Messung von Druckkräften. Für die verzerrungsfreie Messung von Wechselkräften sollte die Vorlast so eingestellt werden, dass Zug- und Druckbelastung möglichst symmetrisch im angegebenen Messbereich liegen.

7.4.3.5 Ankopplung

Bei der Ankopplung gelten die in Abschnitt 7.4.1.10 aufgeführten Grundsätze. Folgende besonderen Aspekte seien jedoch erwähnt:

- Bei nicht vorgespannten Sensoren kann u.U. auf eine Schraubverbindung verzichtet werden, falls eine vorhandene Vorlast mindestens so groß ist, wie die maximal aufzubringende Zugkraft.
- Bei Einsatz von Stiftschrauben muss darauf geachtet werden, dass diese nicht überstehen, sondern die Kraftübertragung voll über die Flächen des Sensors erfolgt.
- Die sog. Topseite des Sensors, zu der wie oben beschrieben die kleinere Masse m_s gehört, sollte immer an dasjenige Strukturteil angekoppelt werden, dessen Kraft ermittelt werden soll.
- Kraftsensoren sind i. a. so konstruiert, dass die Kräfte entlang ihrer Längsachse gemessen werden. Dennoch lässt sich eine gewisse Empfindlichkeit gegenüber Querkraft und Biegung nicht ausschließen, was zu Messfehlern führen kann. Aus diesem Grund sollte, insbesondere bei Einbau zwischen zwei Strukturelementen mit nicht parallel liegenden Oberflächen, die Ankopplung über zwei sog. halb-

sphärische Zwischenlagen erfolgen, mit denen Ausrichtungsfehler von wenigen Grad ausgeglichen werden können.

7.4.3.6 Kalibrierung

In der Praxis kalibriert man eine Messkette mit Kraftsensor, am besten mit bekannter Beschleunigung a_{kal} und Zusatzmasse m_{kal} . Dazu wird ein Kalibrier-Schwingerreger benutzt, wie er auch für Beschleunigungssensoren Verwendung findet, siehe Abschnitt 7.4.1.12. Die elektrische Spannung oder der Pegelwert, der am Ausgang der Messkette eingestellt wird, entspricht dann der Kalibrierkraft F_{kal} , die sich aus der einfachen Beziehung

$$F_{\text{kal}} = (m_{\text{kal}} + m_s) \cdot a_{\text{kal}} \quad (7.70)$$

ergibt. Wie die Formel zeigt, muss die Zusatzmasse auf der Topseite des Sensors montiert sein, während der Schwingerreger an die Basis des Sensorgehäuses angekoppelt wird.

Die andere Möglichkeit der Kalibrierung wäre die Übernahme der Empfindlichkeit aus dem Kalibrierzeugnis des Herstellers und Berechnung eines Gesamt-Übertragungsfaktors, der sich aus den einzelnen Übertragungs- und Verstärkungsfaktoren der Messkette ergibt.

7.4.4 Impedanzmesskopf

Zur Bestimmung von Eingangspunktimpedanzen einer Struktur ist die Messung von Wechselkraft und Schwingschnelle über der Frequenz streng genommen am selben Ort erforderlich, wobei anzumerken ist, dass die Impedanz nicht einfach als Verhältnis der Amplituden von Kraft und Schnelle, sondern als Verhältnis der komplexen Größen, also inklusive der Phasenlage definiert ist und die Charakterisierung des dynamischen Verhaltens einer Struktur nicht auf die Impedanz beschränkt bleiben muss, denn durch Umrechnung der Feldgrößen untereinander sind auch alle anderen Kenngrößen daraus ableitbar (s. Abschnitt 7.2).

Die Verwendung eines jeweils separaten Kraft- und Beschleunigungssensors ist prinzipiell möglich, wenn der Montageabstand untereinander klein zur Strukturwellenlänge ist, d. h. nur geringe örtliche Strukturunterschiede vorliegen, so dass wenigstens näherungsweise von einer Eingangspunktgröße gesprochen werden kann. Solch eine Bedingung ist aber oft nicht gegeben, so dass die Verwendung eines Sensors der Kraft- und Beschleunigungsmesselemente in einem Gehäuse vereint, wie beim sog. Impedanzmesskopf, durchaus sinnvoll ist. Abb. 7.38 zeigt den prinzipiellen Aufbau.

Natürlich gelten auch für diesen Sensortyp die weiter oben beschriebenen grundsätzlichen Eigenschaften und Einflussgrößen von piezoelektrischen Wandlern, allerdings gibt auch es einige Besonderheiten. Einen typischen resultierenden Frequenzgang zeigt Abb. 7.39. Dieser Verlauf ist proportional der dynamischen Masse des

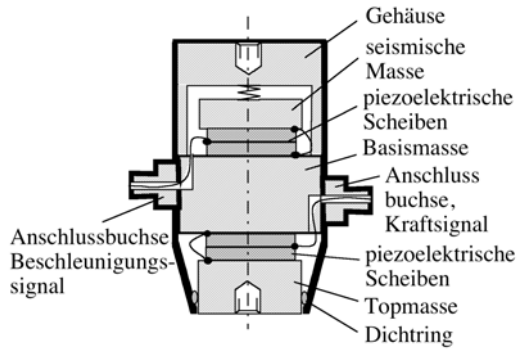


Abb. 7.38 Prinzipieller Aufbau eines sog. Impedanzmesskopfes

unbelasteten Sensors. Er stellt das Kraftsignal dar, wenn der Impedanzmesskopf von außen so über der Frequenz angeregt wird, dass das Signal der Beschleunigung konstant bleibt. Der Einbruch ergibt sich daraus, dass in der Resonanz des Beschleunigungssensors die erforderliche Kraft minimal wird. Die Resonanz des Kraftaufnahmerteils liegt dabei etwa doppelt so hoch.

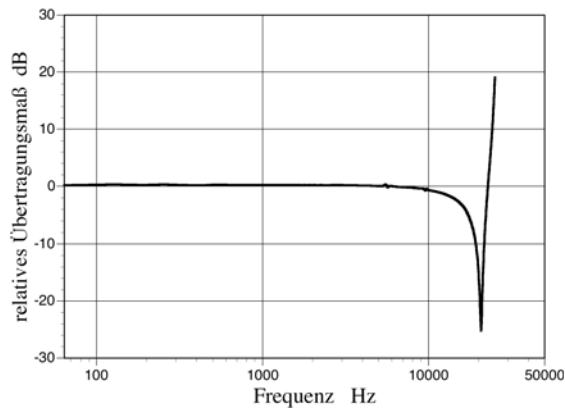


Abb. 7.39 Typischer resultierender Frequenzgang eines Impedanzmesskopfes

Die Genauigkeit von Impedanzmessungen ist stark frequenzabhängig und wird wie bei den entsprechenden Betrachtungen der einzelnen Kraft- oder Beschleunigungssensoren von der Relation zwischen Sensor- und Strukturdynamik bestimmt. Dabei stehen jetzt nicht die absoluten Einzelfehler der Sensorteile im Vordergrund, sondern der relative Messfehler durch die Quotientenbildung Kraft / Beschleunigung. Abb. 7.40 zeigt das vereinfachte Impedanzersatzschaltbild bei Messung einer Impedanz, im Fall einer dynamischen Kraftanregung durch eine ideale rückwirkungsfreie Quelle, s. auch [7.5].

Es bedeuten:

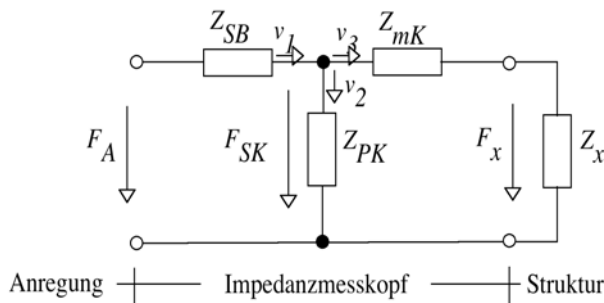


Abb. 7.40 Impedanzersatzschaltbild (Spannungs-Kraft-Analogie) eines Impedanzmesskopfes bei einer Impedanzmessung durch künstliche Anregung einer Struktur; die Gehäusemasse sei in der Anregung berücksichtigt, die Ankopplungssteife in Z_x

- F_A anregende Kraft (Kraftquelle mit mechanischem Innenwiderstand inklusive Gehäusemasse und Befestigungssteife)
 F_{SK} gemessene Kraft am Kraft-Piezoelement
 F_x unbekannte Kraft auf Struktur
 v_1 gemessene Schnelle des Beschleunigungssensors ($a/j\omega$)
 v_2 Schnelle am Kraft- Piezoelement
 v_3 Schnelle der Topmasse des Kraftsensors
 Z_{SB} Gesamt-Impedanz des Beschleunigungssensors
 Z_{PK} Impedanz des Piezoelementes des Kraftsensors
 Z_{mK} Impedanz des Topmasse des Kraftsensors
 Z_x unbekannte gesuchte Strukturimpedanz inklusive Ankopplungssteife.

Wie sich leicht zeigen lässt, ergibt sich zwischen der gemessenen Impedanz und der tatsächlich gesuchten Strukturimpedanz folgender Zusammenhang

$$Z_{\text{mess}} = \frac{F_{SK}}{v_1} = \frac{Z_{mK} + Z_x}{\left[1 + \frac{Z_{mK}}{Z_{PK}} + \frac{Z_x}{Z_{PK}}\right]} \quad (7.71)$$

Die Betrachtung setzt voraus, dass der Beschleunigungsteil selber fehlerfrei misst, d. h. dass die Impedanz des Beschleunigungs-Piezoelementes viel größer sein muss, als die der seismischen Masse, s. Abschnitt 7.4.1.4.

Damit der Messfehler klein ist, d. h.

$$Z_{\text{mess}} \cong Z_x$$

müssen nun folgende Relationen vorliegen

$$\begin{aligned} Z_{mK} &\ll Z_x \\ Z_{mK} &\ll Z_{PK} \\ Z_{PK} &\gg Z_x. \end{aligned} \quad (7.72)$$

Man muss ferner bedenken, dass die Impedanzen

$$Z_{mK} = j\omega m_K \text{ und } Z_{PK} = \frac{s_{PK}}{j\omega}$$

mit m_K Topmasse des Kraftsensorteils, s_{PK} Steife des Kraft-Piezoelementes, frequenzabhängig sind und damit auch die möglichen Messfehler.

Eine untere Messgrenze ergibt sich, wenn die dynamische Masse der zu untersuchenden Struktur in die Größenordnung derjenigen der Topmasse kommt, dabei treten Messfehler auf, die durch eine sog. Massenkompensation elektronisch vermindert werden können. Topmassen liegen in der Praxis in der Größenordnung von einigen Gramm.

Die obere Grenze wird im wesentlichen durch die Steifigkeit des Kraft-Piezoelementes bestimmt. Die Hersteller bemühen sich zwar diese so steif wie möglich zu machen, dennoch ist der Einsatz von Impedanzmessköpfen an schweren, steifen Strukturen nicht empfehlenswert. Als Faustregel für einen Fehler von 10 % wird angegeben, dass die zu messende dynamische Masse nicht größer sein sollte als etwa das Fünffzigfache des Eigengewichts des Sensors und die entsprechende Steife inkl. Ankopplungssteife kleiner als ein Zehntel der konstruktionsbedingten Steife des Piezo-Kraftmesselementes. Diese Bedingungen weisen auf die Tatsache hin, dass Eingangs-Impedanzmessungen an sehr schweren Strukturen vorteilhafter mit getrennten Kraft- und Beschleunigungssensoren durchgeführt werden sollten.

Empfindlich sind Impedanzmessköpfe aufgrund ihres länglichen Aufbaus auch gegenüber Biegemomenten. Deshalb ist es zu empfehlen, insbesondere bei horizontaler Montage oder bei unsymmetrischer Belastung die Ankopplung an die Struktur flexibel auszubilden, beispielsweise durch einen dünnen 1 mm starken Klavierdraht, der in seiner Längsrichtung entsprechend steif, quer dazu aber ausreichend weich ist, um Momente aufzunehmen, Abb. 7.41.

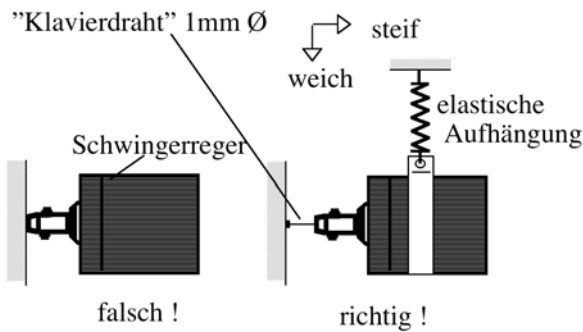


Abb. 7.41 Richtige Ankopplung eines Impedanzmesskopfes bei Anregung einer Struktur durch einen Schwingerreger

7.4.5 Drehmomentsensor

Drehmomentsensoren oder auch Drehmomentdynamometer sind im Prinzip speziell konstruierte piezoelektrische Kraftsensoren, deren Messgröße [Nm] heißt und deren Ladungsempfindlichkeit nun in [pC/N/m] angegeben wird. Dafür werden schubempfindliche Quarzscheiben kreisförmig so angeordnet, dass ihre empfindlichen Achsen tangential ausgerichtet sind. Unter Vorspannung eingebaut, können entsprechend Drehmomente gemessen werden. Wichtig ist eine große axiale Steife, die in einer entsprechend hohen Drehresonanz zum Ausdruck kommt. Anwendung finden solche Sensoren allgemein beim Messen eines um die Sensorachse wirkenden quasistatischen oder dynamischen Momentes, bei der Untersuchung von Rutschkupplungen, beim Messen von Gleichlaufschwankungen oder Anlaufmomenten bei Motoren. Sie dienen der Drehmomenteinstellung von Drehschrauben und zur Prüfung von Schraubverbindungen sowie der Kalibrierung von Handdrehmomentschlüsseln, der Torsionsprüfung von Federn und der Prüfung von Drehschaltern.

Als Bauformen sind flache ringförmige Sensoren mit Mittelbohrung bekannt, die sich zwischen zwei gegeneinander axial schwingende Konstruktionsteile einbauen lassen oder Dynamometer, die als eigenständige Messeinheiten zum Aufsetzen auf eine rotierende Drehachse konstruiert sind. Letztere erfassen manchmal zusätzlich auch noch die Kräfte in allen drei Raumrichtungen, s. auch [7.17].

7.5 Drehschwingungen

Dynamische Messgrößen im Zusammenhang mit rotatorischen Systemen sind, neben dem weiter oben beschriebenen Drehmoment, die Winkelgeschwindigkeit oder auch Winkelschnelle $\dot{\Omega}$ in [rad/s] und die Winkelbeschleunigung $\ddot{\Omega}$ in [rad/s²], beide Größen lassen sich bekanntermaßen ineinander umrechnen, die Drehzahl kann durch Integration abgeleitet werden.

Drehschwingungen kommen in vielen technischen Systemen vor, genannt seien Motoren, Generatoren, Getriebe und ähnliche Maschinen, aber auch Fahrzeugantriebe, Ventiltriebe, Riemen- und Kettenantriebe, sie können sich beispielsweise in einem Fahrzeug-Antriebsstrang vom Motor bis zur Fahrzeugachse ausbreiten. Sie entstehen durch Fluktuationen der Drehzahl, Übersetzungsfehlern in Getrieben, durch Unwuchten oder erhöhte Lagerreibung verbunden mit einer strukturellen Torsion rotierender Achsquerschnitte. Drehschwingungen führen dabei zu Materialermüdung, hoher Geräuscherzeugung oder erhöhtem Verschleiß. Drehschwingungen werden durch normale lateral angeordnete Messsensoren nur unvollkommen erfasst. Die verschiedenen Effekte sind im Allgemeinen von der stationären Drehgeschwindigkeit überlagert und erfordern zur Erfassung angepasste Messtechniken.

Die Erfassung von *Drehzahlschwankungen*, Abb. 7.42, ist vielfach in der Prozess- und Anlagentechnik zur Regelung des Antriebs notwendig.

Hierfür gibt es spezielle Sensortechniken. Bekannt sind solche Konstruktionen, die die mechanische Bewegung (meistens die Drehwinkelgeschwindigkeit oder -

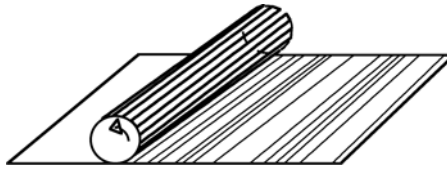


Abb. 7.42 Darstellung von Drehzahlschwankungen (schematisch)

beschleunigung) in elektrische Signale umwandeln oder digitale Winkelmessgeräte (Digitaltachos, Resolver) die drehzahl-proportionale Rechteckpulse erzeugen, die sich mittels Frequenz-Spannungswandlung gegenüber einer Referenz auswerten lassen. Diese Konstruktionen werden auf einem Achsende montiert und arbeiten nach dem Stator-Rotor-Prinzip, wobei die Übertragung meistens über Schleifringe oder induktiv erfolgt. Eine andere Möglichkeit ist das Abtasten eines mitlaufenden Achs-Zahnkranzes durch einen berührungslosen magnetischen Sensor oder künstlich aufgebracht Achsmuster durch Photozellen. Bei einer ausreichend hohe Anzahl von elektrischen Pulsen pro Umdrehung, lässt sich ebenfalls die Drehzahl mit ihren Schwankungen ableiten. Die Frequenzgrenze bei diesen Verfahren liegt in etwa bei 1000 Hz, sie eignen sich also in Grenzen auch zur Messung von Drehzahl bedingten Schwingungen.

Wenn es sich um die Aufnahme reiner Wechselgrößen handelt, ist auch der Einsatz piezoelektrischer Beschleunigungssensoren denkbar. Eine einfache Lösung bestünde darin, zwei einzelne Sensoren um 180° versetzt mit ihrer Vorzugsmessrichtung in Umfangsrichtung zu applizieren und die beiden Signale zu summieren, Abb. 7.43.

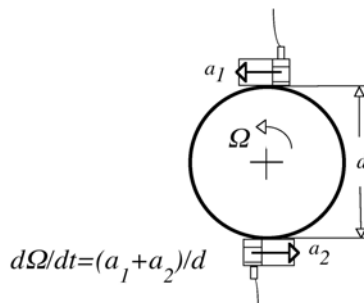


Abb. 7.43 Messung der Winkelbeschleunigung einer rotierenden Achse mittels zwei konventionellen Beschleunigungssensoren (Prinzip)

Elegant er scheint eine Lösung zu sein, die aus zwei symmetrischen Piezobiegebalken besteht, die bei Rotation um ihre Drehachse entgegengesetzte Ladungen erzeugen, deren Subtraktion ein elektrisches Signal erzeugt, das proportional der Drehbeschleunigung ist, Abb. 7.44. (Translational-Angular-Piezsystem (TAP) [7.1]).

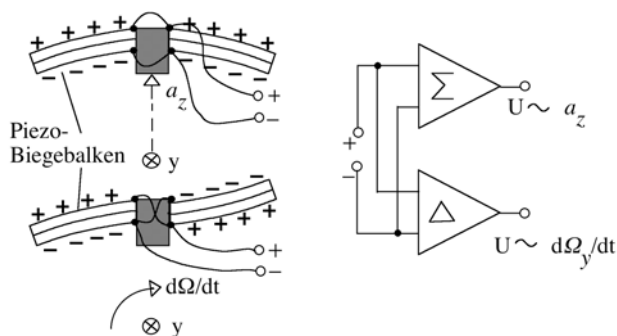


Abb. 7.44 Messung der Winkelbeschleunigung einer rotierenden Achse mittels zweier Piezo-Biegebalken und entsprechender Auswertung (Prinzip); y Drehachse

Der Vorteil dieser Konstruktion ist, dass die Summation der beiden Signale gleichzeitig ein translatorisches Signal in einer Koordinate senkrecht zur Achse erzeugt.

Auch beim Einsatz piezoelektrischer Sensoren, muss die Signalübertragung von der rotierenden Struktur mit drahtloser Technik erfolgen.

Die Identifikation von reinen *Torsionsschwingungen*, Abb. 7.45, erfordert im Allgemeinen die Messung des relativen Drehwinkels, Drehgeschwindigkeit oder Drehbeschleunigung zwischen zwei Querschnitten in Längsrichtung auf einer Achse.

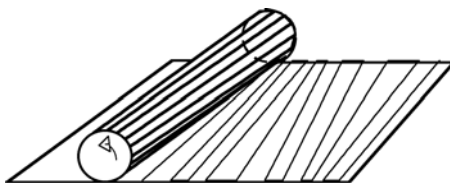


Abb. 7.45 Darstellung von Torsionsschwingungen einer rotierenden Achse (schematisch)

Im einfachsten Fall geschieht das durch zwei Drehzahlsensoren, deren Phasendifferenz ausgewertet wird. Die klassische Methode besteht aus einem Dehn-Mess-Streifen Cluster als Vollbrücke, mit dem die Torsionsspannungen auf einer Achse ermittelt werden können. Die dabei notwendige Übertragung der Spannungssignale erfolgt beispielsweise durch FM-Telemetrie.

Für die generelle Messung von Drehschwingungen an rotierenden Strukturen bietet sich allerdings vorteilhaft die berührungslose Lasermesstechnik an. Abb. 7.46 zeigt das Prinzip der Messung der Drehgeschwindigkeit mit einem zweikanaligen Laserinterferometer.

Erfasst werden die von einer rotierend schwingenden Struktur parallel, im Abstand d , reflektierten translatorischen Schnellekomponenten v_{x1} , v_{x2} , aus deren re-

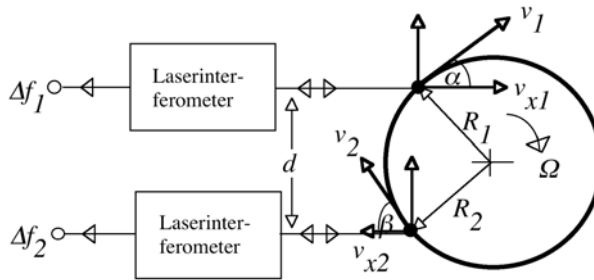


Abb. 7.46 Prinzip der Messung der dynamischen Winkelgeschwindigkeit durch Laserinterferometrie; R_1 und R_2 müssen nicht gleich groß sein

sultierenden Dopplerverschiebung Δf die dynamische Winkelgeschwindigkeit Ω in der nachfolgend hergeleiteten Form ermittelt werden kann.

Eine vektorielle Zerlegung führt zunächst auf

$$\begin{aligned} v_{x1} &= v_1 \cdot \cos \alpha = \Omega \cdot R_1 \cdot \cos \alpha \\ v_{x2} &= v_2 \cdot \cos \beta = \Omega \cdot R_2 \cdot \cos \beta. \end{aligned} \quad (7.73)$$

Die rückgestreuten Schnellekomponenten erzeugen entsprechende Dopplerverschiebungen

$$\Delta f_1 = \frac{2 \cdot v_{x1}}{\lambda} = 2 \cdot \frac{\Omega \cdot R_1 \cdot \cos \alpha}{\lambda} \quad (7.74)$$

bzw.

$$\Delta f_2 = \frac{2 \cdot v_{x2}}{\lambda} = 2 \cdot \frac{\Omega \cdot R_2 \cdot \cos \beta}{\lambda} \quad (7.75)$$

mit λ Lichtwellenlänge des Lasers.

Mit dem geometrischen Zusammenhang zwischen den im Bild definierten Größen Abstand, Winkel und Radien

$$d = R_1 \cdot \cos \alpha + R_2 \cdot \cos \beta \quad (7.76)$$

ergibt sich die Summe der Dopplerverschiebungen zu

$$\Delta f = \Delta f_1 + \Delta f_2 = \frac{2 \cdot d \cdot \Omega}{\lambda} \quad (7.77)$$

aus der sich schließlich die gesuchte Winkelschnelle gewinnen lässt

$$\Omega = \frac{\Delta f \cdot \lambda}{2 \cdot d}. \quad (7.78)$$

7.6 Körperschallintensität

Während die Messung der Luftschallintensität weit verbreitete Anwendung findet, hat sich die Erfassung des Energieflusses in festen Strukturen in Form der Körperschallintensität nach Betrag und Richtung bisher noch nicht sehr durchgesetzt, obwohl die daraus resultierenden Erkenntnisse von großem Nutzen sein können. Es sind beispielsweise Aussagen über Ausbreitungswege von Körperschall in komplizierten Strukturen, die Lokalisation von Quellen bzw. Senken oder, wenn eine Intensitätskarte einer schwingenden Struktur angefertigt wird, das Vorhandensein von lokalen Dämpfungsmaterialien möglich. Eine typisches Anwendungsgebiet ist die Bauakustik, mit ihren verschiedenen gekoppelten und bedämpften Platten oder stabförmigen Teilstrukturen, auf denen sich verschiedene Wellentypen wie longitudinale Wellen als auch Biegewellen ausbreiten können. Die Kenntnis des Vorhandenseins von zum Beispiel Körperschallbrücken, kann mangelnden Schallschutz aufklären helfen [7.10].

7.6.1 Theoretische Grundlagen

Die Körperschallintensität gibt an, wie viel Schwingungsenergie im zeitlichen Mittel pro Flächen- und Zeiteinheit in welche Richtung einer Struktur fließt.

Die nachfolgende Herleitung der theoretischen Grundlagen beschränkt sich der Einfachheit halber auf eine eindimensionale ebene Biegewelle in einer homogenen Struktur (Plattenstreifen), für die die einfache Biegewellentheorie $\lambda_B < 0,6 \cdot h$ gelten soll (λ_B Biegewellenlänge, h Dicke der Struktur). Die Biegewellenintensität in x -Richtung, I_x in $[\text{W}/\text{m}^2]$, innerhalb eines kleinen Strukturquerschnittselement, wird dann generell durch die Querkraft F_x und die zwei Momente M_x und M_{xy} bestimmt, Abb. 7.47.

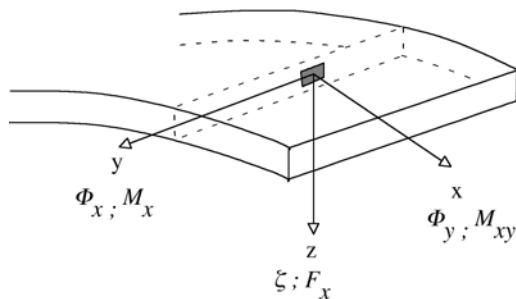


Abb. 7.47 Die die Körperschallintensität bestimmenden Vektorkomponenten der Kraft, Momente, Auslenkungen und Biegewinkel an einem Plattenstreifen

Der analytische Zusammenhang lautet [7.13]

$$I_x = I_{x,F} + I_{x,M} = \overline{F_x \cdot v_z} + \left[\overline{M_x \cdot w_x} + \overline{M_{xy} \cdot w_y} \right] \quad (7.79)$$

mit

$I_{x,F}$	Kraftkomponente der Intensität in x -Richtung
$I_{x,M}$	Momentenkomponente der Intensität in x -Richtung
$v_z = \frac{d\zeta}{dt}$	Schnelle in z -Richtung
$w_x = \frac{d\Phi_x}{dt}$	Winkelgeschwindigkeit um die x -Achse
$w_y = \frac{d\Phi_y}{dt}$	Winkelgeschwindigkeit um die y -Achse
ζ	Auslenkung in z -Richtung senkrecht zur Oberfläche
Φ_x, Φ_y	Winkelauslenkung um die x - bzw. y -Achse
F_x	Querkraft
$\overline{\quad}$	bedeutet zeitliche Mittelung.

Wie Noiseux [7.12] gezeigt hat, lässt sich der Momentenanteil in den meisten Anwendungsfällen vereinfachen zu

$$I_{x,M} \cong \frac{\overline{M_x + M_y}}{1 + \mu} \cdot w_x \quad (7.80)$$

mit μ Poissonkonstante.

Bekanntermaßen lassen sich die einfachen Biegemomente über die zweite Ableitung der Auslenkung über den jeweiligen Ort ausdrücken

$$M_x + M_y = -B' \cdot (1 - \mu) \cdot \left[\frac{\partial^2 \zeta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \zeta}{\partial y^2} \right] \quad (7.81)$$

mit $B' = \frac{E \cdot h^3}{12 \cdot (1 - \mu^2)}$ Biegesteife der Platte, E Elastizitätsmodul.

Unter der getroffenen Voraussetzung von harmonischen, ungestörten ebenen Wellen ergibt sich weiterhin

$$\frac{\partial^2 \zeta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \zeta}{\partial y^2} = k_B^2 \cdot \zeta \quad (7.82)$$

mit $k_B^2 = \sqrt{\frac{\omega^2 \cdot m''}{B'}}$ Quadrat der Biegewellenzahl, m'' flächenbezogene Masse, ω Kreisfrequenz.

Wird weiterhin von Fernfeldbedingungen ausgegangen, d. h. die Entfernung von einem Anregeort oder einer Diskontinuität beträgt mindestens eine halbe Wellenlänge, sind die beiden Intensitätskomponenten gleich groß, d. h.,

$$I_{x,F} = I_{x,M} = \frac{I_x}{2} \quad (7.83)$$

womit sich

$$I_x = 2 \cdot I_{x,M} \quad (7.84)$$

schreiben lässt. Werden nun die abgeleiteten Ausdrücke zusammengesetzt und die Auslenkung über die Beschleunigung a_z in z -Richtung ausgedrückt

$$\zeta = \int \int a_z d^2t \quad (7.85)$$

ergibt sich abschließend

$$I_x \cong -2 \cdot B' \cdot k_B^2 \cdot w_x \cdot \int \int a_z d^2t \quad (7.86)$$

bzw. für harmonische Zeitverläufe mit $\zeta = -\frac{a_z}{\omega^2}$ und dem aufgelösten Ausdruck für die Biegewellenzahl

$$I_x \cong 2 \cdot \frac{\sqrt{B' \cdot m''}}{\omega} \cdot w_x \cdot a_z. \quad (7.87)$$

Diese Gleichung beinhaltet auch gleich die Messvorschrift für die Verwendung von Beschleunigungssensoren, wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird. In Abweichung zur Luftschallintensität ist der Faktor frequenzabhängig, was bedeutet, dass obige Gleichungen nur für sinusförmige Schwingungen anwendbar sind.

7.6.2 Messtechnische Realisation

Die messtechnische Umsetzung der in Abschnitt 7.6.1 angegebenen Gleichung erfolgt nun in Analogie zur Luftschallintensitätsmessung mit zwei Beschleunigungssensoren, die in einem definierten Abstand Δr auf der zu untersuchenden Strukturoberfläche angeordnet werden, Abb. 7.48.

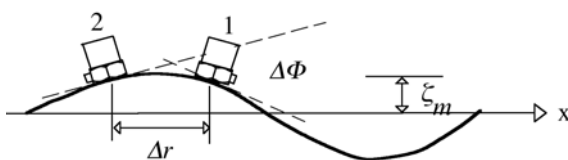


Abb. 7.48 Schematische Anordnung zur Messung der eindimensionalen Biegewellenintensität auf einer Strukturoberfläche mit zwei Beschleunigungssensoren

Die Befestigung kann bei Metallen beispielsweise durch einen Magneten erfolgen, bei baulichen Strukturen und nicht allzu hohen Frequenzen auch über einen zentralen Adapter, der von Hand auf die Struktur gepresst wird.

Durch Mittelwertbildung der beiden Beschleunigungssignale ergibt sich angenähert die Beschleunigung senkrecht zur Strukturoberfläche a_z in der Mitte der beiden Sensoren

$$a_z \cong \frac{a_1 + a_2}{2}. \quad (7.88)$$

Die Winkelgeschwindigkeit w_x wird näherungsweise durch Integration des Differenzquotienten der beiden Beschleunigungen gebildet

$$w_x = \int \frac{\partial a_z}{\partial x} dt \cong \int \frac{a_2 - a_1}{\Delta r} dt \quad (7.89)$$

dabei muss der Abstand Δr klein zur Biegewellenlänge sein. Um einen größeren Frequenzbereich mit entsprechender Messgenauigkeit zu erfassen, sind in der Praxis verschiedene Sensorabstände von Nöten.

Die Messvorschrift im Zeitbereich (sog. direkte Methode) lautet dann abschließend

$$I_x \cong 2 \cdot \frac{\sqrt{B' \cdot m''}}{\omega} \cdot \frac{a_1 + a_2}{2} \cdot \int \frac{a_2 - a_1}{\Delta r} dt \quad (7.90)$$

Wegen der theoretischen Voraussetzungen bei den hergeleiteten Formeln ist ferner darauf zu achten, dass zu tiefen Frequenzen hin der Messort mindestens eine halbe Wellenlänge von Rändern, Inhomogenitäten und Anregestellen einer Struktur entfernt sein muss. Ferner nimmt die Messgenauigkeit zu tiefen Frequenzen hin aufgrund von Phasenfehlern ab, bei $\varphi = 0,5^\circ$ Phasenunterschied in den beiden Signalkanälen (Sensoren, Signalaufbereitung und -analyse), würde der Fehler etwa 5 % betragen.

Ebenfalls gebräuchlich ist die Verwendung von Intensitätspegeln bezogen auf 10^{-12} W/m^2 . Beim Einsatz von zweikanaligen Luftschallintensitäts-Messgeräten, bei denen die Mikrofone einfach durch die beiden Beschleunigungssensoren ersetzt werden, müssen ferner interne Korrekturen mit Konstantdaten berücksichtigt werden, so dass i. a. folgender Ausdruck benutzt werden muss

$$L_{I_x} \cong 10 \lg \left(\text{Re} \left\{ (a_1 + a_2) \cdot \int a_2 - a_1 dt \right\} \right) + 10 \lg \left(\frac{\sqrt{B' \cdot m''} \cdot K_{\text{intern}} \cdot \Delta r_{\text{Luft}} \cdot \rho_{0, \text{Luft}}}{\omega \cdot \Delta r} \right) \quad [\text{dB}] \quad (7.91)$$

mit K_{intern} gerätespezifischer Korrekturfaktor.

Die Einzelkanäle der Beschleunigungen werden dabei in Pegeln bezogen auf $20 \cdot 10^{-6} \text{ m/s}^2$ kalibriert.

Bei Verwendung von Terzfiltern beträgt der maximale Fehler 0,6 dB, wenn die zu messende Frequenz innerhalb eines Terzbandes nicht mit der Mittenfrequenz zusammen fällt.

Um den resultierenden Vektor einer Intensität zu erhalten, müssen die beiden senkrecht zueinander stehenden Intensitätskomponenten I_x und I_y erfasst werden. Dieses erfolgt entweder mit zwei Paaren von Beschleunigungssensoren die entsprechend angeordnet sind, oder, wenn die Strukturschwingungen stationär sind, nacheinander mit der oben beschriebenen Anordnung aus zwei Sensoren, die entsprechend gedreht werden. Der Betrag ergibt sich bekanntermaßen aus

$$|\vec{I}| = \sqrt{I_x^2 + I_y^2} \quad (7.92)$$

und der Winkel entsprechend

$$\alpha = \arctan \left[\frac{I_y}{I_x} \right]. \quad (7.93)$$

Zu erwähnen bleibt noch, dass die Körperschallintensität natürlich auch über den Imaginärteil der Kreuzleistungsdichte der beiden Beschleunigungssignale im Frequenzbereich ermittelt werden kann

$$I_x \cong \frac{\sqrt{B' \cdot m''}}{\omega \cdot \Delta r} \cdot \operatorname{Im} \{a_2 \cdot a_1^*\}. \quad (7.94)$$

* bedeutet konjugiert komplex.

7.6.3 Anwendungsbeispiel

Abb. 7.49 zeigt die gemessene Körperschall-Intensitätsverteilung auf einer 3 m · 4 m großen Gipskarton-Vorsatzschale vor einer Vollziegelwand [7.14]. Der Abstand der Sensoren betrug 16 mm, die erfasste Frequenzkomponente lag bei 1000 Hz. Deutlich sind zwei unterschiedlich starke Körperschallbrücken feststellbar, die anhand der Intensitätsrichtung als Quellen identifizierbar sind.

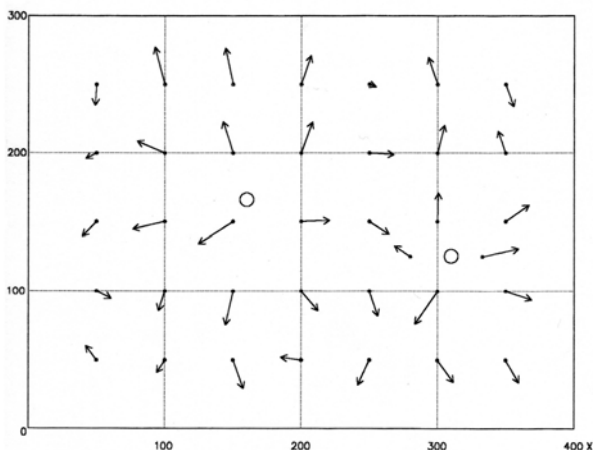


Abb. 7.49 Gemessene Körperschallbrücken auf einer Gipskarton-Vorsatzschale. Messfrequenz 1000 Hz, Sensorabstand 16 mm [7.14]

Generell gibt die Richtung der Intensitätspfeile Auskunft über das Vorhandensein von Körperschallquellen, -senken oder Zirkulationspunkten, bei denen Energie weder in die Struktur eingetragen wird, noch abfließt, Abb. 7.50.

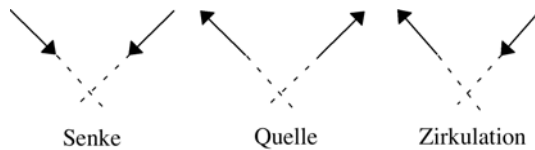


Abb. 7.50 Identifikation verschiedener Energieformen anhand der Richtungspfeile der Körperschall-Intensität

7.7 Schwingerregung

Zur Ermittlung der dynamischen Eigenschaften von Strukturen, wie z. B. das Schwingungsverhalten (s. Kapitel 8), ist es notwendig, diese künstlich anzuregen. Die dabei verwendeten Prinzipien sind hydraulisch, elektrodynamisch, magnetostruktiv, piezomechanisch oder rein mechanisch.

Während die hydraulische Anregung für große Bewegungsamplituden und tiefe Frequenzen geeignet ist, erzeugen magnetostrukturelle und Piezo-Erreger zwar große Kräfte, aber geringe Amplituden, allerdings bis in den Ultraschallbereich hinein. Im klassischen Körperschallbereich sind elektrodynamische Schwingererregung und die rein mechanische Anregung mittels Impulshammer am meisten verbreitet, diese sollen im Folgenden näher beschrieben werden.

7.7.1 Elektrodynamischer Schwingererregung

7.7.1.1 Funktionsweise

Elektrodynamische Schwingererregung funktionieren wie ihr akustisches Pendant, dem Lautsprecher, nur dass anstelle der Membran ein sog. Schwingkopf zur mechanischen Befestigung an eine Struktur angeordnet ist, Abb. 7.51.

Der Aufbau besteht aus einem Permanentmagneten, in dessen Luftspalt sich die Schwing- oder auch Tauchspule befindet, die von einer Wechselstromquelle gespeist wird. Mit der Spule fest verbunden ist der Schwingkopf oder auch Schwingtisch, zur Ankopplung an die anzuregende Struktur. Die beweglich, elastische Aufhängung des Schwingkopf-Spulentils dient gleichzeitig der Fixierung im Luftspalt.

Die erzeugte elektromagnetische Wechselkraft auf die Schwingspule und damit auf den Schwingkopf hängt bekanntermaßen von der magnetischen Flussdichte (In-

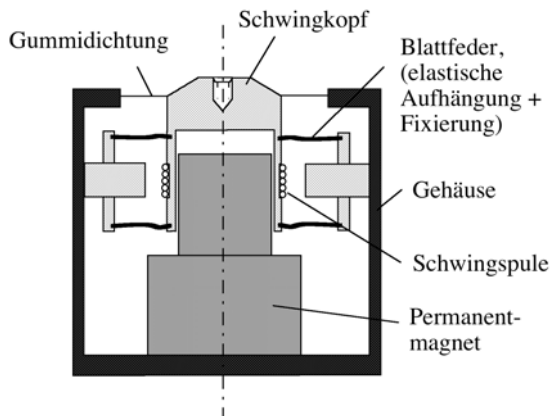


Abb. 7.51 Prinzipaufbau eines elektrodynamischen Schwingerregers

duktion) B , der Leiterlänge der Spule l sowie von der Höhe des durch die Spule fließenden elektrischen Wechselstroms i ab (Biot-Savart'sches Gesetz)

$$F = B \cdot l \cdot i \quad (7.95)$$

Der Strom kann also als Maß für die in eine Struktur eingeleitete Kraft dienen. Da das reale Verhalten eines applizierten Schwingerregers aber, wie weiter unten gezeigt wird, weitaus komplizierter ist als obige Formel angibt, wird in der Praxis die in eine Struktur eingeleitete Kraft meistens mit einem geeigneten Kraftaufnehmer messtechnisch ermittelt.

7.7.1.2 Übertragungsverhalten

Wird angenommen, dass das Schwingkopf-Spulenelement reinen Massecharakter m hat, also $F = m \cdot a$ gilt, wäre die erzeugte Beschleunigung a

$$a = \frac{B \cdot l \cdot i}{m} . \quad (7.96)$$

Würde dem Schwingerregger weiterhin ein konstanter Wechselstrom aufgeprägt, wäre die angeregte Strukturbeschleunigung unter idealen Bedingungen diesem proportional, also konstant und Frequenz unabhängig.

Die Kraft wird prinzipiell begrenzt durch die Thermik der Spule sowie durch die Materialien und die mechanische Festigkeit der sich bewegenden Teile. Typische Werte für elektrodynamische Schwingerregger sind Kräfte zwischen etwa 5 und 1000 N, Beschleunigungen liegen zwischen 500 und 1500 m/s² und erreichbare Spitzenauslenkungen betragen 6 bis 20 mm. Bei einem idealen Schwingerregger muss das Schwingkopf-Spulenelement eine starre Einheit bilden, damit eine phasengleiche Bewegung erzeugt wird. Ferner darf die elastische Aufhängung nur eine

eindimensionale Bewegung ermöglichen und schließlich dürfen weder die auf dem Schwingerreger angekoppelte Struktur noch die elektrisch angeschlossenen Geräte auf die Anregung zurück wirken. Da diese Forderungen in der Praxis nicht erfüllt werden können, sind Kompromisse notwendig, die zu einem bestimmten Übertragungsverhalten über der Frequenz führen.

Zunächst muss berücksichtigt werden, dass die Federsteife der elastischen Aufhängung s_W zusammen mit der Spulen-Schwingkopfmasse m_W im einfachsten Fall ein bedämpftes Masse-Feder-System darstellen, dessen Impedanz $Z_{m,W}$ die bekannte Form aufweist

$$Z_{m,W} = j\omega m_W + \frac{s_W}{j\omega} + r \quad (7.97)$$

r viskose mechanische Dämpfung. Die dazugehörige Resonanz

$$\omega_{res,W}^2 = \frac{s_W}{m_W} - \left(\frac{r}{2 \cdot m}\right)^2 \quad (7.98)$$

wird bei Schwingerregern in der Praxis im Allgemeinen zu tiefen Frequenzen hin abgestimmt.

Damit ergäbe sich nun folgendes Übertragungsverhalten

$$a = \frac{j\omega \cdot B \cdot l \cdot i}{Z_{m,W}}. \quad (7.99)$$

Bei hohen Frequenzen entsteht eine Begrenzung dadurch, dass das Schwingkopfelement selber Eigenfrequenzen hat, die an Bedeutung gewinnen und den Frequenzgang nach oben hin einschränken. Geht man wiederum von einer Speisung mit einem eingepprägten konstanten Strom aus, ergäbe sich der in Abb. 7.52 dargestellte Beschleunigungs-Frequenzgang.

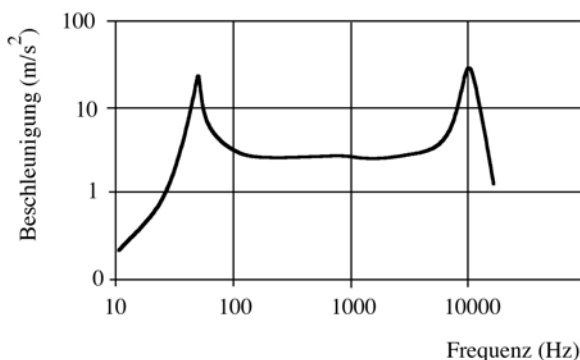


Abb. 7.52 Beschleunigung eines elektrodynamischen Schwingerregers über der Frequenz, wenn die Schwingspule mit einem konstanten Wechselstrom gespeist wird

Bei ganz tiefen Frequenzen dominiert die Federsteife der elastischen Aufhängung mit einem Anstieg von 12 dB/Oktave. Danach tritt die mechanische Resonanz $\omega_{res,W}$ auf, deren Überhöhung durch die Dämpfung begrenzt wird. Es schließt sich der Bereich konstanter Beschleunigung an, der durch die Masse des Schwingkopf-Spulenelementes bestimmt wird. Begrenzt wird hier der Bereich durch eine erste Strukturresonanz desselben Elementes. In der bisherigen Betrachtung wurde davon ausgegangen, dass die wirksame Masse des Schwingkopf-Spulenelementes groß gegenüber einer möglichen angekoppelten Last durch eine anzuregende Struktur ist, was nur für sehr leichte Strukturen zutrifft. Tatsächlich muss auch diese berücksichtigt werden, so dass die obige Formel zu erweitern ist zu

$$a = \frac{j\omega \cdot B \cdot l \cdot i}{Z_{m,W} + Z_{m,x}} \quad (7.100)$$

mit $Z_{m,x}$ angekoppelte Strukturimpedanz. Voraussetzung ist eine ausreichend starre Ankopplung. Aufgrund von möglichen Strukturresonanzen mit niedrigen Impedanzwerten kommt es zu frequenzabhängigen Laständerungen und damit zu Änderungen in den Bewegungsamplituden, die in der Praxis manchmal durch elektronische Regelung ausgeglichen werden. Als Referenz dient die Bewegung des Schwingkopfes selber, geregelt wird der Strom.

Die für die elektrische Ansteuerung von Schwingerregern notwendigen Leistungsverstärker liefern jedoch selten einen Konstantstrom, sondern eher eine konstante Ausgangsspannung. Über die elektrische Spannung kommt damit die elektrische Impedanz $Z_{e,W}$ des Schwingerregers ins Spiel. Um diesen zusätzlichen Einfluss zu berücksichtigen muss auf die allgemeinen Wandlergleichungen zurückgegriffen werden, die die Wechselwirkungen zwischen dem mechanischen Teil mit der angekoppelten, anzuregenden Struktur und dem elektrischen Part, inklusive des angeschlossenen Signalverstärkers, berücksichtigen [7.3].

Die Kopplung zwischen angelegter elektrischer Wechselspannung u und der Schwingschnelle v einerseits sowie zwischen der mechanischen Wechselkraft F und dem elektrischen Wechselstrom i andererseits, erfolgt über die sog. Wandlerkoeffizienten $M_{u,v}$ bzw. $M_{F,i}$, die im vorliegenden Fall vom Betrag her gleich groß sind und folgendes Aussehen haben

$$|M_{u,v}| = |M_{F,i}| = M = B \cdot l \quad (7.101)$$

Die Wandlergleichungen führen zusammen mit der elektrischen Ausgangsimpedanz des Spannungsverstärkers $Z_{e,Q}$ und den weiter oben definierten Größen, auf folgenden Ausdruck für das Übertragungsverhalten zwischen der in die Struktur eingeleiteten Kraft und der angeschlossenen Ausgangsspannung des Signalverstärkers

$$F = \frac{B \cdot l \cdot Z_{m,x}}{(B \cdot l)^2 + (Z_{m,W} + Z_{m,x}) \cdot (Z_{e,W} + Z_{e,Q})} \cdot u \quad (7.102)$$

bzw. unter Verwendung der Umrechnungen $-F = Z_{m,x} \cdot v$ und $v = \frac{a}{j\omega}$ auf die Relation zwischen der Beschleunigung der angeregten Struktur und der angelegten

Wechselspannung

$$a = \frac{-j\omega \cdot B \cdot l}{(B \cdot l)^2 + (Z_{m,W} + Z_{m,x}) \cdot (Z_{e,W} + Z_{e,Q})} \cdot u \quad (7.103)$$

dabei wird eine starre Kopplung zwischen Schwingerreger und Struktur voraus gesetzt.

Das auftretende Frequenzverhalten ist nun von mehreren Parametern abhängig und nicht mehr so einfach zu überschauen. Je nach Dimensionierung des Schwingerregers, dem Verhalten der angekoppelten Struktur sowie den elektrischen Eigenschaften des Spannungsverstärkers, ergibt sich im Prinzip der im Abb. 7.53 dargestellte Frequenzgang, dessen Verlauf stark durch den elektrischen Widerstand der Schwingspulenwicklung und der mechanischen Dämpfung der elastischen Aufhängung bestimmt wird (Realteile der entsprechenden Impedanzen).

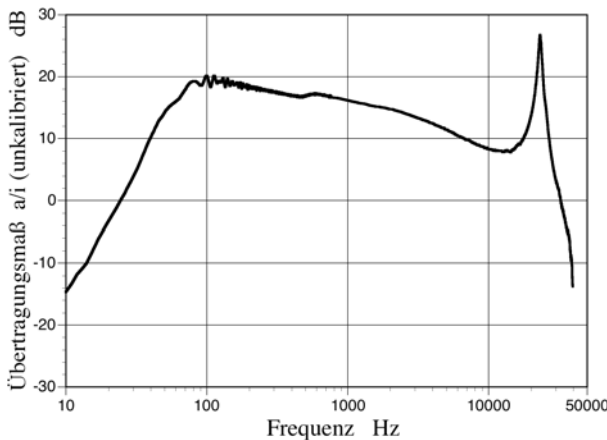


Abb. 7.53 Typischer Frequenzgang eines elektrodynamischen Schwingerregers mit niedriger Impedanz und hoher Dämpfung sowie einer Ansteuerung mit einem niederohmigen Leistungsverstärker

Im Beispiel ist die im unteren Frequenzbereich auftretende Aufhängungsresonanz $\omega_{res,W}$ des Schwingkopfes stark bedämpft und so gut wie nicht ausgeprägt. Der Anstieg mit 6 dB/Oktave bei tiefen Frequenzen ist dadurch zu erklären, dass der niedrige Innenwiderstand des angeschlossenen Leistungsverstärkers, die in der Spule induzierte Gegenspannung in diesem Bereich beinahe kurzschließt. Da die Gegenspannung proportional der Schwingschnelle ist, wird die entsprechende Bewegung mit konstanter Schnelle erfolgen und damit mit dem genannten Anstieg in einem Beschleunigungs-Frequenzgang erscheinen. Bei höheren Frequenzen, ist die Bewegung, wie weiter oben bereits diskutiert, weit gehend durch die Massen mit einer konstanten Beschleunigung bestimmt. Da in diesem Beispiel der ohmsche Widerstand der Spulenwicklung niedrig ist, ist der Bereich konstanter Beschleunigung relativ wenig ausgeprägt, was nicht zwingend sein muss, und die Induktivität

der Schwingenspule bekommt zunehmend Einfluss auf den Beschleunigungsverlauf mit einem Abfall von ebenfalls 6 dB/Oktave. Der mittlere Bereich des Frequenzverlaufes hat deshalb das Aussehen einer scheinbar stark bedämpften Resonanz, die fälschlicher Weise oft mit dem Begriff „elektromechanische Resonanz“ bezeichnet wird. Begrenzt wird auch hier die Frequenzkurve durch eine erste Strukturresonanz des Schwingkopf-Spulenelementes.

7.7.1.3 Ankopplungsfragen

Um eine eindimensional fortschreitende Bewegung zu erhalten, muss der Schwingerreger mit seinem beweglichen Schwingkopfelement entweder so aufgehängt werden, dass keine anderen Bewegungsformen möglich sind, oder Kräfte, die eine solche Bewegung verursachen könnten, müssen ausgeschaltet werden, deswegen empfiehlt sich bei nicht allzu großen Krafteinleitungen die Ankopplung mittels eines Klavierdrahtes, wie er in Abschnitt 7.4.4 beschrieben ist. Die Lage des Prüfbobjekts auf dem Schwingkopf beeinflusst die Art der Schwingung ebenfalls stark. Wenn z. B. der dynamische Schwerpunkt der anzuregenden Struktur bei irgendeiner Prüffrequenz von der Achse des Schwingkopfes abweicht, werden Drehmomente erzeugt, die Verzerrungen der Kraft bzw. Bewegungsamplituden verursachen können [7.16].

Eine anderes Problem kann bei dickeren Strukturen im Zusammenhang mit der Messung der Strukturkenngößen Punkt-Eingangsimpedanz o.ä. auftauchen, wenn die Anregefläche im Sinne einer „Punktkraft“ klein zur Wellenlänge sein soll. Hier ist ein Kompromiss notwendig, da eine zu kleine Fläche zusätzlich zur Anregung der lokalen Steifigkeit des Materials führen kann und somit Messverfälschungen auftreten [7.7].

7.7.2 Impulshammer

7.7.2.1 Aufbau

Wie der Name bereits andeutet, handelt es sich beim Impulshammer um ein Werkzeug mit dem sich Strukturen mittels mechanischer Kraftimpulse anregen lassen. Er besteht aus einem Hammer, an dessen Aufschlagseite ein Kraftaufnehmer montiert ist, der mit verschiedenen harten Schlagspitzen ausgestattet werden kann. Impulshämmer finden Anwendung in Zusammenhang mit Strukturtests wie Modalanalyse, Resonanzbestimmung oder auch in der Ermittlung der Strukturgrößen wie Impedanzen, Rezeptanzen o.ä., wobei die erregte Schwingungsantwort der Struktur meistens mit einem Beschleunigungssensor erfasst wird. Der Vorteil ist ihre einfache Handhabung, da sie keine feste mechanische Verbindung mit einer Struktur benötigen.

7.7.2.2 Frequenzgang

Die Höhe und der Frequenzinhalt der eingeleiteten Kraft hängen stark von der Hammermasse und der Härte der Aufschlagspitze ab, wobei die Härte die Form und Länge des Impulses und damit den Frequenzgang der anregenden Kraft bestimmt. In der Praxis lassen sich je nach Hammertyp Kraftamplituden zwischen etwa 200 N und 20 kN erzeugen, mit einem maximalen Frequenzbereich der zwischen etwa 500 Hz und 10 kHz liegen kann.

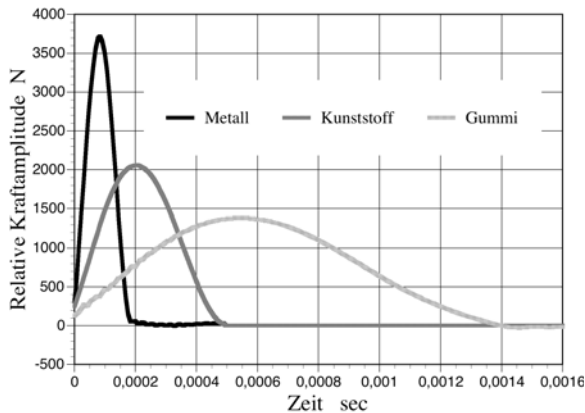


Abb. 7.54 Einfluss der Härte der Aufschlagspitze auf Höhe und Form des Kraftimpulses

Abb. 7.54 zeigt schematisch ein gemessenes Beispiel für den Einfluss verschieden harter Aufschlagspitzen aus Stahl, Kunststoff und Gummi auf die Impulsform. Je weicher die Spitze, umso kleiner und breiter ist der Impuls. Die dazu gehörenden Frequenzspektren sind in Abb. 7.55 dargestellt. Um Messfehler zu vermeiden, muss die Eigenresonanz des Kraftsensors in jedem Fall viel höher liegen.

7.7.2.3 Kalibrierung

Die Kalibrierung eines Impulshammers ist nicht so einfach, wie die eines einzelnen Kraftsensors. Das hängt damit zusammen, dass die tatsächliche Impulskraft F_x , mit der die Struktur angeregt wird, durch die zwischengeschaltete Aufschlagspitze immer etwas größer ist, als diejenige Kraft F_S , die der Sensor misst

$$\frac{F_S}{F_x} = 1 - \frac{m_{w,Sp}}{m_{w,ges}} \quad (7.104)$$

mit

$m_{w,Sp}$ wirksame Masse der Aufschlagspitze
 $m_{w,ges}$ wirksame Masse von Hammer inklusive Aufschlagspitze.

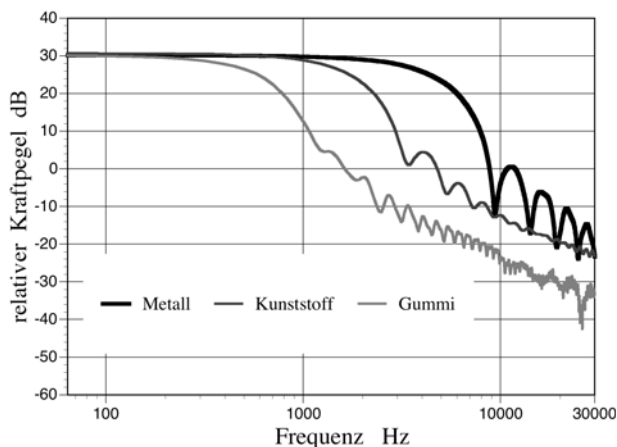


Abb. 7.55 Einfluss der Härte der Aufschlagspitze auf den Frequenzbereich des anregenden Kraftimpulses

Unter der sog. wirksamen Masse wird diejenige starre Masse verstanden, die bei Einwirkung der gleichen Kraft dieselbe lineare Beschleunigung hätte, wie die tatsächliche Masse. Da es nahezu unmöglich ist analytisch diese Massen zu bestimmen, empfiehlt sich in der Praxis eine Kalibrierung mit einem sog. ballistischen Pendel, Abb. 7.56.

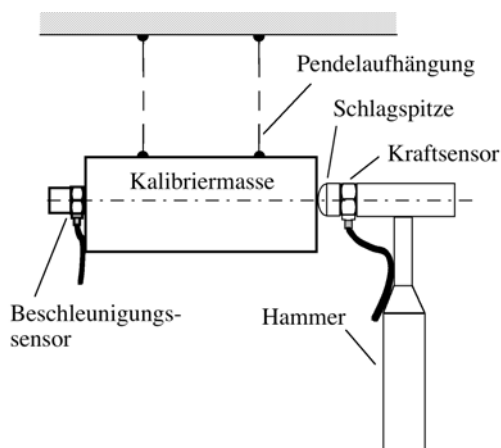


Abb. 7.56 Ballistisches Pendel zum Kalibrieren von Impulshämmern

Dieses besteht aus einer definierten starren Masse, die frei als Pendel aufgehängt ist. Auf der einen Seite der Masse wird ein Beschleunigungssensor befestigt, der normal kalibriert wird. Die gegenüber liegende Seite fungiert als mit dem Hammer anzuregende Stoßfläche, sie sollte idealer Weise die gleiche Materialität haben,

wie die eigentliche zu untersuchende Oberfläche. In einer zweikanaligen Signalverarbeitung wird nun die dynamische Masse über der Frequenz ermittelt, wobei für den Kraftsensor zunächst der vom Hersteller angegebene oder gemessene Übertragungsfaktor eingegeben wird. Das Ergebnis bei tiefen Frequenzen wird mit der bekannten Pendelmasse (einschließlich der Masse des Beschleunigungssensors) verglichen, woraus sich ein Korrekturfaktor ermitteln lässt, dessen Berücksichtigung zu einer kalibrierten Messung führen sollte:

$$\frac{F_{\text{Hammer}}}{a_{\text{Pendel}}} = m_{\text{dyn,mess}} \stackrel{!}{=} m_{\text{Pendel}} + m_{\text{Sensor}} . \quad (7.105)$$

7.7.2.4 Anmerkungen zur Signalverarbeitung

Zur Ermittlung der Strukturkenngößen Impedanz u.ä. mit einem Impulshammer benötigt man Analysatoren mit mindestens zwei Kanälen. Moderne digitale Geräte bieten dabei die Möglichkeit Kraft und Strukturantwort mit unterschiedlicher Fensterung zu verarbeiten, sog. Force-Exponentiell-Windowing. Da der Zeitverlauf des Kraftimpulses bei manueller Anwendung oft Preller aufweist, die bei der Fouriertransformation zu Fehlern führen, bietet das rechteckförmige Kraftfenster die Möglichkeit seine abfallende Flanke zeitlich so zu verschieben, dass nur der eingeleitete Hauptkraftimpuls ausgeschnitten wird.

Die i. a. resonanzhaltige Strukturantwort ist bei gewählter Fensterbreite oft noch nicht ganz abgeklungen, was bei der Periodisierung in der Signalverarbeitung zu Sprüngen und damit ebenfalls zu einer fehlerhaften Analyse führen kann. Das exponentielle Fenster bietet nun die Möglichkeit seine exponentiell abfallende Flanke so zu verschieben, dass die Strukturantwort am Fensterende ausreichend stark unterdrückt ist.

Die Anwendung dieser speziellen Fensterung führt in der Praxis zu „glatten“ und genauen Frequenzgängen der Strukturkenngößen. Darüber hinaus ist es durch mehrfache Impulsanregung möglich, Ergebnisse zu mitteln. Über die Genauigkeit einer Messung entscheidet bekanntermaßen auch hier die Kohärenz, die im gesamten interessierenden Frequenzbereich nicht kleiner 0,9 sein sollte.

Literaturverzeichnis

- [7.1] BILL, B.; WICKS A. L.: *Measuring Simultaneously Translational and Angular Acceleration with Translational-Angular-Piezobeam (TAP) System*. Sensors and Actuators A21–A23: 282 – 284, 1990
- [7.2] BRAENDER, W.: *Hochfrequenzverhalten von Kraftaufnehmern*. Bruel & Kjaer Technical Review Nr. 2, 1973
- [7.3] CREMER, L.; HECKL, M.: *Körperschall*. Springer, Berlin Heidelberg New York, 1996
- [7.4] EWINS, D. J.: *Modal Testing: Theory and Practice*. Research Studies Press Ltd., Letchworth, England, 1986

- [7.5] HAKANSSON, B.; CARLSSON, P.: *Bias Errors in Mechanical Impedance Data obtained with Impedance Heads*. Journal of Sound and Vibration Vol 113 (1): 173 – 183, 1987
- [7.6] HANSEN, K. H.: *Einfache Dimensionierungsregeln für die Elektronik beim Messen stoßartiger Vorgänge mit piezoelektrischen Aufnehmern*. VDI-Berichte Nr. 135: 57 – 60, 1969
- [7.7] HECKL, M.: *Körperschallübertragung bei homogenen Platten beliebiger Dicke*. Acustica Vol.49: 183 ff, 1981
- [7.8] HECKL, M.; MÜLLER, H. A. (HRSG): *Taschenbuch der Technischen Akustik*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1995
- [7.9] ISO 5347-5: *Verfahren zur Kalibrierung von Schwingungs- und Stoß-Aufnehmern*. Beuth Verlag, Berlin, 1983
- [7.10] MAYSENHÖLDER, W.; SCHNEIDER, W.: *Sound Bridge Localisation in Buildings by Structure-borne Sound Intensity Measurements*. Acustica Vol 68: 258 – 262, 1989
- [7.11] MÖSER, M.: *Technische Akustik*. VDI Buch. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 7. Auflage, 2007
- [7.12] NOISEUX, D. U.: *Measurement of Power Flow in Uniform Beams and Plates*. Journal of the Acoustic Society of America Vol 47: 238 – 247, 1969
- [7.13] RASMUSSEN, G.: *Intensity Measurements in Structures*. Proceedings 11 International Congress on Acoustic (ICA), Paris: 231 – 234, 1983
- [7.14] SCHÄLLIG, A.: *Methoden zur Ortung von Körperschallbrücken*. Diplomarbeit Technische Universität Berlin, Institut für Technische Akustik, 1991
- [7.15] TICHY, J.; GAUTSCHI, G.: *Piezoelektrische Messtechnik*. Springer, Berlin Heidelberg New York, 1980
- [7.16] TOMLINSON, G. R.: *Force Distortion in Resonance Testing of Structures with Electro-Dynamic Vibration Exciters*. Journal of Sound and Vibration Vol 63(3): 337 – 350, 1979
- [7.17] WALKER, D.: *Torsional Vibration of Turbomachinery*. McGraw-Hill Education - Europe, 2003

Kapitel 8

Modalanalyse

Dipl.-Ing. Judith Kokavec

Ein wichtiges Gebiet der akustischen Messtechnik ist die Analyse von schwingenden Strukturen. Strukturschwingungen treten in vielen Bereichen des täglichen Lebens auf, z. B. in Autos oder bei Haushaltsgeräten, aber auch an vielen anderen Stellen (Spannbrücken, Turbinenschaufeln). Diese Schwingungen werden auch Körperschall genannt. Dabei ist es wichtig, dass die Stabilität der Strukturen bei normalem Betrieb nicht durch die Schwingungen beeinträchtigt wird. Allerdings kann es trotz ausreichender Stabilität zu unerwünschten Effekten, wie Fehlfunktionen oder Schallabstrahlung, kommen. Der abgestrahlte Schall wird oft als störend oder belästigend empfunden. Um die Schwingungen der Strukturen zu minimieren, ist eine vorhergehende Untersuchung der schwingenden Struktur notwendig. So können Fehler bzw. mögliche Ursachen für das unerwünschte Verhalten gefunden werden.

Im Kapitel 7 wurden bereits Verfahren zur Messung von Schwingungen erläutert. Diese werden bei der experimentellen Modalanalyse zur Datengewinnung eingesetzt. Zunächst werden hier die Anwendungsgebiete und die Prinzipien der Modalanalyse beschrieben, auf die experimentelle Modalanalyse und deren Durchführung wird etwas später in diesem Kapitel eingegangen (siehe Abschnitt 8.4).

8.1 Anwendungsgebiete

Die Modalanalyse kann einerseits bei der Analyse von Schwingungsproblemen an Strukturen eingesetzt werden, andererseits entwickelt man mit ihrer Hilfe auch Modelle, an denen sich Untersuchungen durchführen lassen, so dass Vorhersagen über das Schwingungsverhalten ohne umfangreiche messtechnische Untersuchungen gemacht werden können.

Die Modalanalyse beschreibt das Schwingungsverhalten von Strukturen und Systemen mit Hilfe eines so genannten Modalmodells. Ausgehend von Messungen an der realen Struktur werden die Beschreibungsgrößen (Modalparameter) des Modalmodells ermittelt. Man kann die Modalanalyse sowohl bei der Schwingungsanalyse eines Systems als auch bei der Analyse einzelner Komponenten einsetzen. Mit Hilfe von Messungen an Prototypen und der Erstellung von Modalmodellen für die Gesamtstruktur kann das dynamische Verhalten dieser Teile im Gesamtsystem untersucht werden. Basierend auf den Ergebnissen dieser Tests können Optimierungsmöglichkeiten hinsichtlich des Schwingungsverhaltens entwickelt werden.

Neben der Analyse des dynamischen Verhaltens von Systemen kann man die Ergebnisse der Modalanalyse auch mit dem berechneten Schwingungsverhalten aus numerischen Simulationen, wie z. B. der Finite-Elemente-Methode (FEM), vergleichen.

8.2 Idee und Grundlagen der Modalanalyse

Die Ermittlung der Modalparameter einer Struktur nennt man Modalanalyse. Das Ziel der Modalanalyse ist es, das dynamische Verhalten einer Struktur zu beschreiben. Dabei bedient sich die Modalanalyse der grundlegenden Eigenschaften von schwingenden Strukturen, den Eigenfrequenzen und den dazu gehörenden Eigenschwingungsformen.

8.2.1 Schwingungen und Moden

Betrachtet man schwingende Strukturen bzw. Systeme, so stellt man fest, dass sie Eigenfrequenzen aufweisen. Diese beeinflussen je nach Dämpfung das Schwingungsverhalten des Systems mehr oder weniger stark. Zu jeder Eigenfrequenz gehört ein bestimmtes Schwingungsmuster, die Eigenschwingungsform (Mode, math.: Eigenfunktion) der Struktur. Stimmt die Frequenz der Anregung mit einer Eigenfrequenz überein, so kommt es zu hohen Amplituden. In solchen Fällen spricht man auch häufig von Resonanzfrequenz.

Eine der wichtigsten Eigenschaften der Eigenfunktionen $\psi_{(r)}$ ist die Orthogonalität, d.h. die Moden sind voneinander unabhängig und es gilt

$$\int_S m'' \psi_{(q)}(x,y) \psi_{(r)}(x,y) dx dy = 0 \quad \forall q \neq r, \quad (8.1)$$

wobei m'' die ortsabhängige Flächenmasse ist. Das stimmt allerdings nur für abgeschlossene Systeme. Bei ideal freien oder starren Rändern kann man von abgeschlossenen Systemen sprechen, ist ein System mit einem zweiten verbunden, so kann es nicht mehr als abgeschlossen angesehen werden. Dieser Fall ist bei komple-

xen Teilsystemen anzutreffen, die Modalanalyse kann man in vielen Fällen dennoch anwenden, allerdings mit höherem Aufwand (siehe Abschnitt 8.4.4.2).

Kennt man die Moden eines Systems, lässt sich das stationäre Schwingungsverhalten (hier die komplexe Auslenkung $\underline{\xi}$) durch Überlagerung (Superposition) dieser Moden beschreiben.

$$\underline{\xi}(x,y) = \sum_{r=1}^{\infty} \hat{\underline{\xi}}_{(r)}(x,y) \psi_{(r)}(x,y) \quad (8.2)$$

Der Entwicklungssatz [8.1] besagt nämlich, dass sich das Schwingungsverhalten eines Systems bei beliebiger Anregung aus den Eigenfunktionen und Eigenfrequenzen berechnen lässt. Man kann die Modalanalyse daher auch (analog zur Fouriertransformation) als Modaltransformation bezeichnen. Die mathematische Beschreibung erfolgt in Abschnitt 8.3.

8.2.2 Annahmen über das System

Wie bei den meisten Analyseverfahren müssen auch bei der Modalanalyse einige Voraussetzungen erfüllt werden. Im Wesentlichen handelt es sich dabei um Annahmen, die für lineare zeitinvariante Systeme zutreffen. In der Akustik beschäftigt man sich zum Großteil mit linearen Übertragern, Untersuchungen mittels Modalanalyse sind daher in vielen Fällen möglich.

Superpositionsprinzip: Zunächst gilt das Prinzip der Superposition, d. h. die Antwort des Systems auf die gleichzeitige Erregung mit mehreren Signalen ist gleich der Summe der Antworten, die jedes einzelne Signal hervorrufen würde.

Additivität: Auch die Additivität bezüglich der Eingangssignale ist bei einem linearen System vorhanden. Wird die Eingangskraft um einen Faktor α verändert, so verändert sich auch die Antwort des Systems um diesen Faktor α .

Reziprozität: Bei einem linearen Übertrager kann man den Ort der Erregung mit dem Ort der Antwort vertauschen, das Übertragungsverhalten des Systems wird dadurch nicht beeinflusst. Diese Annahme wird im praktischen Teil der Modalanalyse ausgenutzt (siehe Abschnitt 8.4).

Hinzu kommen noch drei Annahmen über das dynamische Verhalten der Struktur.

Kausalität: In der Akustik und auch in anderen Gebieten wird gefordert, dass die Antwort stets vom Erregersignal hervorgerufen wird. Es kann daher keine Antwort ohne ein Erregersignal – oder vor dem Anliegen eines Erregersignals – geben. Diese Betrachtung macht nicht nur in der Akustik sondern auch im Alltag Sinn.

Stabilität: Das System ist stabil, d. h. nach dem Abschalten der Erregung klingen die Schwingungen des Systems ab, ein Aufschaukeln des Systems ist nicht möglich. Wie schnell die Schwingungen abklingen wird durch die Dämpfung des Systems bestimmt.

Zeitinvarianz: Zeitinvariante Systeme verändern ihre dynamischen Eigenschaften während der Messungen nicht.

Die weiteren Betrachtungen erfolgen unter Voraussetzung der genannten Annahmen.

8.2.3 Übertragungsverhalten einer Struktur

Wird ein lineares System an einem Punkt *A* angeregt, so reagiert es und beginnt zu schwingen. Das System antwortet mit einem bestimmten Schwingungsverhalten auf die entsprechende Anregung (Systemantwort). Dieses Antwortverhalten an Punkt *B* hängt von den Eigenschaften und Materialien des Systems ab, den Systemeigenschaften. Die Systemeigenschaften beeinflussen das Übertragungsverhalten zwischen Punkt *A* (Anregung) und Punkt *B* (Antwort). Um das Übertragungsverhalten bzw. das Schwingungsverhalten einer linearen Struktur vollständig zu beschreiben, benötigt man drei Größen:

- die Anregung in Punkt *A* (in den meisten Fällen eine Kraft)
- die Systemeigenschaften zwischen den beiden Punkten
- das Antwortverhalten in Punkt *B* (Beschleunigung, Schnelle, Auslenkung)

Kennt man zwei der drei Größen, kann die dritte Größe aus den anderen beiden Größen berechnet werden.

Mit Hilfe von Körperschallaufnehmern, wie Kraftaufnehmern und Beschleunigungsaufnehmern, ist es möglich, am Punkt der Anregung (Eingang *A*) die in die Struktur eingespeiste Kraft zu messen. Am betrachteten Ausgang *B* kann nun mit einem Beschleunigungsaufnehmer die Beschleunigung, die durch die Kraft hervorgerufen wird, bestimmt werden. Daraus lassen sich die Übertragungseigenschaften des Systems in Form von Frequenzgängen berechnen. Dabei gilt im Frequenzbereich

$$\text{Systemeigenschaften} = \frac{\text{Antwortverhalten}}{\text{Anregung}}.$$

Dieses Verhältnis wird im Allgemeinen Übertragungsfunktion (Frequency Response Function – FRF) genannt und mit *H* bezeichnet. Der Vorteil von Übertragungsfunktionen ist, dass sie sich bei linearen Systemen nur mit der Frequenz, nicht aber mit der Stärke der Anregung verändern (siehe Abschnitt 8.2.2).

Die Anregung kann durch die auf das System wirkende Erregerkraft beschrieben werden, das Antwortverhalten kann sowohl durch die Auslenkung ξ , die Schnelle v als auch die Beschleunigung a beschrieben werden. Als Übertragungsfunktionen kommen die im Kapitel Anforderung an Mikrofone und Präzision der Mikrofonpositionen Abschnitt 7.2 (ab Seite 428) beschriebenen komplexen Größen

- dynamische Nachgiebigkeit (Receptance)

$$n_{\text{dyn}}(\omega) = \frac{\underline{\xi}(\omega)}{\underline{F}(\omega)} \quad [\text{m/N}], \quad (8.3)$$

- Admittanz (Admittance) oder Beweglichkeit (Mobility)

$$\underline{Y}(\omega) = \frac{v(\omega)}{\underline{F}(\omega)} \quad [\text{m/N/s}], \quad (8.4)$$

- Trägheit (Inertance oder Accelerance)

$$\underline{a}_{cc}(\omega) = \frac{a(\omega)}{\underline{F}(\omega)} \quad [\text{m/N/s}^2] \quad (8.5)$$

in Frage.

Man erhält durch die Übertragungsfunktionen eine Beschreibung für das Schwingungsverhalten der Struktur. Die Gründe für dieses dynamische Verhalten bleiben aber oft verborgen. Um das Verhalten zu verstehen, ist es sinnvoll und oft auch notwendig ein Modell zu erstellen. Bei komplexen Systemen kann man dazu Vereinfachungen vornehmen, ein Modell mit allen Details zu erstellen ist zu aufwändig und in vielen Fällen fast unmöglich.

Die Erstellung der Modelle kann auf verschiedenen Wegen erfolgen. Hier werden zunächst analytische Modelle erläutert (Abschnitt 8.2.4), anschließend werden Modalmodelle besprochen, die die Grundlage der Modalanalyse bilden (Abschnitt 8.2.5).

8.2.4 Analytische Modelle

Ein schwingendes System kann als Kombination von Massen, Federn und Dämpfern betrachtet werden. Diese sind mehr oder weniger regelmäßig verteilt und in der Realität schwer voneinander zu trennen. Bei der Entwicklung eines Modells kann man verschiedene Massen über Federn und Dämpfer miteinander verbinden und erhält so komplexere Systeme mit vielen Freiheitsgraden. Diese Art des Modells wird als *analytisches Modell* bezeichnet. Meistens handelt es sich hierbei um Modelle mit Vereinfachungen, die ein reales System ab- bzw. nachbilden.

Diese analytischen Modelle können mathematisch mittels Bewegungsgleichungen und Rand- bzw. Anfangsbedingungen beschrieben werden. Bei den Bewegungsgleichungen handelt es sich um verknüpfte Differentialgleichungen, die das Verhalten des Systems beschreiben. Aus dieser mathematischen Beschreibung erhält man dann die Eigenfrequenzen und Eigenvektoren des Systems. Mit diesen Ergebnissen kann man anschließend die Übertragungsfunktion des Systems und damit das dynamische Verhalten berechnen. Analytische Modelle werden in Abschnitt 8.3 im Detail besprochen.

In Abbildung 8.1 ist ein Beispiel für ein analytisches Modell zu sehen. Es besteht aus verschiedenen Massen, die über Federn und Dämpfer miteinander verknüpft wurden. Die mathematische Beschreibung eines solch komplexen Modells ist schwierig.

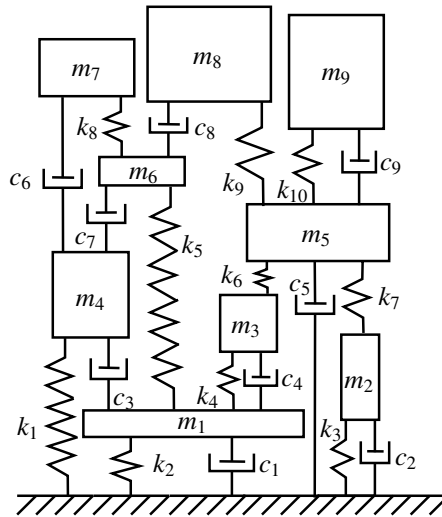


Abb. 8.1 Komplexes analytisches Modell aus Massen m_m , Federn k_m und Dämpfern c_m

Zur Überprüfung eines analytischen Modells werden Messungen an den realen Strukturen durchgeführt und die Ergebnisse mit den Ergebnissen aus dem Modell verglichen.

8.2.5 Modalmodelle

Beim Modalmodell bildet man aus an realen Strukturen gemessenen Übertragungsfunktionen ein Modell, das das Schwingungsverhalten der realen Struktur nachbildet. Dieses Modell basiert auf den Moden der Struktur, deren Superposition das gesamte Übertragungsverhalten darstellt. Jede einzelne Mode ist durch ein einfaches analytisches Modell (Einmassenschwinger) auf Grund der Orthogonalität darstellbar und das gesamte System besteht demnach aus vielen einzelnen Einmassenschwingern. Die mathematische Beschreibung besteht daher im Gegensatz zum analytischen Modell aus unabhängigen Differentialgleichungen. Jede Differentialgleichung beschreibt das Verhalten einer Mode. In der mathematischen Beschreibung sind die Modalparameter enthalten. Bei den Modalparametern handelt es sich um die *Modalfrequenz*, die *Modaldämpfung* und die *Modenform*, die benötigt werden, um jede einzelne Mode zu beschreiben.

Bei Systemen mit mehr als einem Freiheitsgrad beeinflussen sich die einzelnen Moden gegenseitig. Je nach Lage der einzelnen Moden ist die *modale Kopplung* mehr oder weniger stark ausgeprägt. Man spricht hier von starker oder schwacher modaler Kopplung. Wenn man die einzelnen Moden in der Übertragungsfunktion gut voneinander unterscheiden kann, liegt eine schwache modale Kopplung vor. Zuverlässige Resultate mit der Modalanalyse erzielt man bei solchen Strukturen schon

mit einfachen Methoden der Modalparameterbestimmung (siehe Abschnitt 8.4.4). Bei stark gekoppelten Moden kann man die einzelnen Moden in der Übertragungsfunktion nur schwer oder gar nicht voneinander unterscheiden. Die Struktur weist eine hohe Modendichte auf. Auch wenn man bei solchen Strukturen das Gesamtverhalten als Superposition von vielen einzelnen Moden beschreiben kann, ist die Bestimmung der Modalparameter komplizierter als bei Strukturen mit schwach gekoppelten Moden.

Ein Beispiel für ein Modalmodell ist in Abbildung 8.2 zu sehen. Jedes einzelne Einmassensystem repräsentiert das Verhalten einer Mode. Die Summe aus allen Systemen ergibt das Schwingungsverhalten des Gesamtsystems.

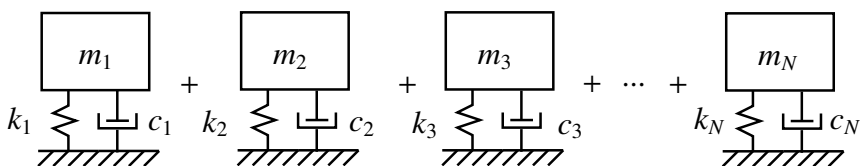


Abb. 8.2 Darstellung eines komplexen Systems als Modalmodell

In Abschnitt 8.4 wird im Detail die Vorgehensweise bei der experimentellen Modalanalyse erläutert.

8.3 Analytische Schwingungsuntersuchungen

Zunächst folgen die Betrachtungen analytischer Modelle. Ausgehend von diesen Modellen werden dann die Modalparameter hergeleitet und erläutert.

8.3.1 SDOF System – Der Einmassenschwinger

Das einfachste schwingende System ist der so genannte Einmassenschwinger, auch SDOF (Single Degree Of Freedom) System genannt (Abbildung 8.3). In der Realität selten anzutreffen, bildet der Einmassenschwinger die Grundlage für Systeme mit mehr als einem Freiheitsgrad. Außerdem lassen sich an ihm die Grundprinzipien von Schwingungen einfach darstellen und verstehen.

Das System besteht aus einer Masse m , einer Feder mit der Federsteife k und einem Dämpfer mit der Reibungskonstanten c . Wird die Masse nun durch die Kraft F aus ihrer Ruhelage bewegt, kann sich die Masse nur entlang einer Achse bewegen, hat also nur eine mögliche Bewegungsrichtung. Damit treten keine Momente auf und das System hat lediglich einen Freiheitsgrad.

Bei viskoser Dämpfung erhält man die Differentialgleichung

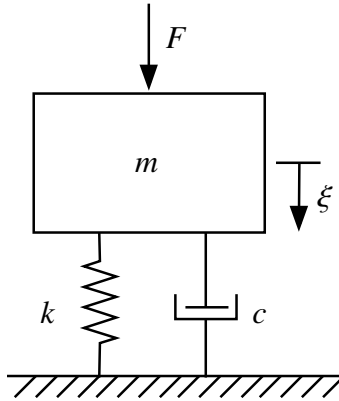


Abb. 8.3 System mit einem Freiheitsgrad (SDOF System)

$$m\ddot{\underline{\xi}} + c\dot{\underline{\xi}} + k\underline{\xi} = \underline{F}, \quad (8.6)$$

die das Schwingungsverhalten des Systems beschreibt (vgl. Seite 509). Aus der homogenen Differentialgleichung ($\underline{F} = 0$) lassen sich die Eigenwerte des Systems mit Hilfe der Laplace-Transformation¹ bzw. mit dem Ansatz $\psi e^{\underline{s}t}$ bestimmen

$$(m\underline{s}^2 + c\underline{s} + k)\psi = 0 \quad \underline{s} \in \mathbb{C}. \quad (8.7)$$

Die nichttrivialen Lösungen für $\underline{s}$ sind die Eigenwerte zum Eigenvektor ψ , da sie nur noch von den systemeigenen Parametern abhängen. Je nach Dämpfung c ergeben sich drei unterschiedliche Fälle. Die kritische Dämpfung c_k liegt bei $c = c_k = 2\sqrt{mk}$ vor (aperiodischer Grenzfall), bei dem die beiden Eigenwerte gleich sind und zu $\underline{s} = -c/2m$ werden. Bei $c \geq 2\sqrt{mk}$ klingt die Auslenkung exponentiell (aperiodisch) ab und die Eigenwerte sind reell. Ein unkritisch gedämpftes System liegt für $c < 2\sqrt{mk}$ vor und hat die konjugiert komplexen Eigenwerte

$$\underline{s} = -\frac{c}{2m} + j\sqrt{\frac{k}{m} - \left(\frac{c}{2m}\right)^2} = -\delta + j\omega_d \quad (8.8a)$$

$$\underline{s}^* = -\frac{c}{2m} - j\sqrt{\frac{k}{m} - \left(\frac{c}{2m}\right)^2} = -\delta - j\omega_d. \quad (8.8b)$$

Dabei ist δ die modale Dämpfung oder Modaldämpfung. Sie ist durch den Realteil von $\underline{s}$

$$\delta = -\operatorname{Re}\{\underline{s}\} = \frac{c}{2m} \quad (8.9)$$

definiert. ω_d wird Modalfrequenz genannt und durch den Imaginärteil von $\underline{s}$ folgendermaßen bestimmt

¹ $F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^\infty e^{-st} f(t) dt$ mit $s \in \mathbb{C}$
 $f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} = 1/(2\pi j) \int_C e^{st} F(s) ds$

$$\omega_d = \text{Im}\{\underline{s}\} = \sqrt{\frac{k}{m} - \left(\frac{c}{2m}\right)^2} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}, \quad (8.10)$$

wobei $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ die Eigenfrequenz des ungedämpften Systems ist. Als Näherung kann für schwach gedämpfte Systeme, für die $c \ll c_k$ gilt, $\omega_d \approx \omega_0$ angenommen werden. Zur Veranschaulichung sei hier die gedämpfte Schwingung eines Einmas-

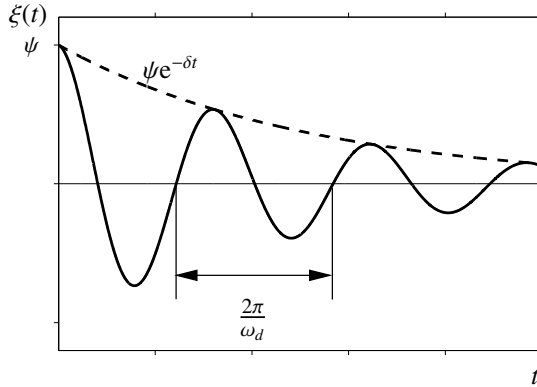


Abb. 8.4 Schwingung und Dämpfung eines SDOF Systems im Zeitbereich

senschwingers im Zeitbereich dargestellt (Abb. 8.4). Die Schwingung wird durch $\underline{\xi} = \psi e^{-\delta t}$ beschrieben, $\psi e^{-\delta t}$ ist die Einhüllende der abklingenden Schwingung.

Nach der Bestimmung der grundlegenden Systemparameter wird zu einer harmonischen Kraftanregung $\underline{F}(\omega, t) = \underline{\hat{F}}(\omega) e^{j\omega t}$ die stationäre Lösung gesucht. Da es sich um ein lineares System handelt, weist die Antwort die gleiche Frequenz wie die Anregung auf und hat die Form $\underline{\xi}(\omega, t) = \underline{\hat{\xi}}(\omega) e^{j\omega t}$. Die Gleichung (8.6) wird damit zu

$$(-\omega^2 m + j\omega c + k) \underline{\hat{\xi}}(\omega) = \underline{\hat{F}}(\omega). \quad (8.11)$$

Daraus kann man die Übertragungsfunktion (bzw. den Frequenzgang) bestimmen

$$\underline{H}(\omega) = \underline{n}_{\text{dyn}}(\omega) = \frac{\underline{\hat{\xi}}(\omega)}{\underline{\hat{F}}(\omega)} = \frac{1}{-\omega^2 m + j\omega c + k}. \quad (8.12)$$

Weit unterhalb der Eigenfrequenz ω_d , also für $\omega \ll \omega_d$, ist der Frequenzgang $\underline{H}(\omega) \approx 1/k$. Die Steife beeinflusst das System in diesem Bereich am stärksten und dominiert daher den Verlauf des Frequenzganges. Weit oberhalb der Resonanz im Bereich $\omega \gg \omega_d$ verhält sich das System annähernd wie ein Massepunkt und der Frequenzgang nähert sich $\underline{H}(\omega) \approx 1/(-\omega^2 m)$.

Das Ausgangsspektrum zu einem gegebenen Eingangsspektrum erhält man aus

$$\underline{\hat{\xi}}(\omega) = \underline{H}(\omega) \underline{\hat{F}}(\omega) \quad (8.13)$$

Beispiel 1. In Abbildung 8.5 sind die Frequenzgänge eines Einmassenschwingers für verschiedene Dämpfungsgrade $D = \delta/\omega_0$ (auch Lehrsches Dämpfungsmaß) über der dimensionslosen Erregerfrequenz $\eta = \omega/\omega_0$ dargestellt. Damit ist die Übertragungsfunktion

$$\underline{H}(\omega) = n_{\text{dyn}}(\omega) = \frac{1}{k(-\eta^2 + 2j\eta D + 1)}. \quad (8.14)$$

Die Resonanz nimmt mit abnehmender Dämpfung zu und die Phasenänderung nähert sich einem plötzlichen Phasensprung um π an.

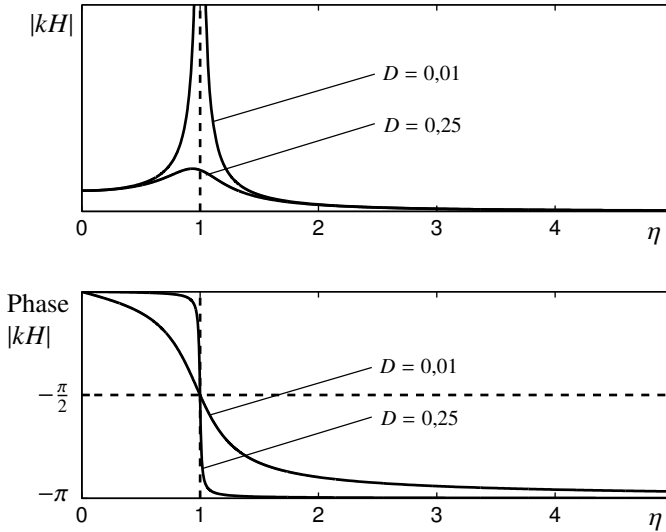


Abb. 8.5 Amplitudengang (oben) und Phasenverlauf (unten) eines Einmassenschwingers bei verschiedenen Dämpfungsgraden D

8.3.2 MDOF Systeme

Bei Systemen mit mehr als einem Freiheitsgrad ist die Beschreibung mit Hilfe eines Einmassenschwingers nicht mehr möglich. Daher erweitert man das System und erhält ein System mit mehreren Freiheitsgraden. Diese Systeme heißen MDOF (Multi Degree Of Freedom) Systeme und bestehen aus mehreren gekoppelten Massen, Federn und Dämpfern (siehe auch Abb. 8.1). Mathematisch beschrieben wird das Gesamtsystem mit Hilfe von Differentialgleichungen, die zu Matrizen zusammengefasst werden können. Als Koordinaten werden die Auslenkungen der Massen aus ihren Ruhelagen gewählt, dadurch erhält man ein System aus gekoppelten Differentialgleichungen

$$\underline{\mathbf{M}}_{\underline{\xi}} \ddot{\underline{\xi}} + \underline{\mathbf{C}}_{\underline{\xi}} \dot{\underline{\xi}} + \underline{\mathbf{K}}_{\underline{\xi}} \underline{\xi} = \underline{\vec{F}}, \quad (8.15)$$

wobei $\mathbf{M}$ die Trägheitsmatrix, $\mathbf{C}$ die Dämpfungsmatrix für viskose Dämpfung und $\mathbf{K}$ die Steifigkeitsmatrix darstellen. Die Auslenkung der Massen wird durch den Vektor $\vec{\xi}$ beschrieben und die anregenden Kräfte sind durch den Vektor $\vec{F}$ gegeben.

Bei N Freiheitsgraden erhält man N Differentialgleichungen, die mit Hilfe von $N \times N$ großen Matrizen und Vektoren mit N Elementen in Form von Gleichung (8.15) geschrieben werden können. Im Beispiel 2 auf Seite 510 wird ein System mit zwei Freiheitsgraden besprochen.

Auch beim MDOF System schaut man sich zunächst die freien Schwingungen des Systems an ($\vec{F} = \vec{0}$). Man erhält für den viskos gedämpften harmonischen Fall durch Laplace-Transformation bzw. mit dem Ansatz $\vec{\psi} e^{st}$ für die Eigenvektoren $\vec{\psi}$ der Eigenwerte s

$$(s^2 \mathbf{M} + s \mathbf{C} + \mathbf{K}) \vec{\psi} = \vec{0}. \quad (8.16)$$

Dieses System hat nur dann nichttriviale Lösungen, wenn die Determinante der Koeffizientenmatrix

$$|s^2 \mathbf{M} + s \mathbf{C} + \mathbf{K}| = 0 \quad (8.17)$$

ist. Aus Gleichung (8.17) kann man die N konjugiert komplexen Eigenwerte s bestimmen. Hier werden die Eigenwerte zunächst nur allgemein definiert. Es sei

$$s_{(r)} = -\delta_{(r)} + j\omega_{d(r)} \quad s_{(r)}^* = -\delta_{(r)} - j\omega_{d(r)}, \quad (8.18)$$

wobei $r = 1 \dots N$ ist. Der Index in der Klammer bezieht sich im Weiteren immer auf die angegebene Mode, d. h. $s_{(r)}$ bezeichnet den Eigenwert und $\vec{\psi}_{(r)}$ den Eigenvektor der Mode r . Hier ist $\delta_{(r)} = -\text{Re}\{s_{(r)}\}$ die modale Dämpfung und $\omega_{d(r)} = \text{Im}\{s_{(r)}\}$ die Eigenkreisfrequenz des gedämpften Systems. Die Bestimmung der Eigenwerte $s_{(r)}$ für ein System mit zwei Freiheitsgraden erfolgt in Beispiel 2 (S. 510).

Die Eigenvektoren $\vec{\psi}_{(r)}$ zum jeweiligen Eigenwert $s_{(r)}$ erhält man, indem man die Eigenfrequenzen in Gl. (8.16) einsetzt. Dabei stellen die Eigenvektoren die Modenformen des Systems dar. Während die Eigenfrequenzen für jedes System genau festgelegt sind, sind die Moden nur in ihrer Form durch die Eigenvektoren, nicht aber in ihrer Auslenkung festgelegt. Die Amplitude der Moden kann durch einen Skalierungsfaktor $\alpha_{(r)}$ verändert werden, die Modenform selbst nicht.

In diesen Betrachtungen wurde zunächst nur von viskoser Dämpfung ausgegangen. In real existierenden Systemen treten allerdings verschiedene Dämpfungsmechanismen auf. Bei der viskosen Dämpfung sind die Dämpfungskräfte proportional zur Geschwindigkeit. Neben der viskosen Dämpfung liegt bei jeder nicht idealen Feder auch Strukturdämpfung vor. Sie beruht auf realen Steifigkeiten im System. Gl. (8.15) kann man auch als

$$\mathbf{M} \ddot{\vec{\xi}} + \mathbf{C} \dot{\vec{\xi}} + (\text{Re}\{\mathbf{K}\} + j\text{Im}\{\mathbf{K}\}) \vec{\xi} = \vec{F} \quad (8.19)$$

schreiben. Liegt Strukturdämpfung vor, so ist $\mathbf{C} = 0$. Die Dämpfungskräfte sind dann proportional zur um 90° , phasenverschobenen Auslenkung. Als mathematische Beschreibung ergibt sich für die Strukturdämpfung aus Gl. (8.19)

$$\mathbf{M}\ddot{\underline{\xi}} + \frac{\text{Im}\{\mathbf{K}\}}{\omega}\dot{\underline{\xi}} + \text{Re}\{\mathbf{K}\}\underline{\xi} = \underline{\vec{F}}. \quad (8.20)$$

Hat man eine beliebige Dämpfungsmatrix $\mathbf{C}$, stehen die Auslenkungen in einem beliebigen Phasenbezug zur anregenden Kraft $\underline{\vec{F}}$. Die Eigenwerte $\underline{s}$ lassen sich in diesem Fall nur dann, wie in Gl. (8.18) beschrieben, als Summe aus modaler Dämpfung und Modalfrequenz darstellen, wenn die Modaltransformation der Dämpfungsmatrix eine Diagonalmatrix erzeugt (siehe 8.40 auf Seite 514).

Nach der Untersuchung der Eigenschwingungen folgt nun die Untersuchung des Systems bei einer bekannten Anregung $\underline{\vec{F}}$. Nimmt man an, dass die Anregung harmonisch erfolgt, so kann man die Kraft und die Auslenkung (bei linearen Systemen) als Produkt von zwei unabhängigen Funktionen

$$\underline{\vec{F}}(\omega, t) = \underline{\vec{F}}(\omega)e^{j\omega t} \quad \underline{\xi}(\omega, t) = \underline{\xi}(\omega)e^{j\omega t} \quad (8.21)$$

schreiben. Dabei sind $\underline{\vec{F}}(\omega)$ und $\underline{\xi}(\omega)$ zwei zeitunabhängige Vektoren mit jeweils N Elementen, die komplexe Amplituden darstellen. Setzt man diese beiden Größen in die Bewegungsgleichung (8.15) des Systems ein, erhält man

$$\underline{\xi}e^{j\omega t} = (-\omega^2\mathbf{M} + j\omega\mathbf{C} + \mathbf{K})^{-1} \underline{\vec{F}}e^{j\omega t} \quad (8.22)$$

und damit die vollständige Beschreibung des Systemverhaltens bei gegebener Anregung $\underline{\vec{F}}(\omega, t)$.

Das Antwortverhalten des Systems setzt sich aus der Kraft und der so genannten Übertragungsfunktionsmatrix (kurz: Übertragungsmatrix) oder auch Frequenzgangsmatrix zusammen. Sie ist durch

$$\underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{n}}_{\text{dyn}}(\omega) = (-\omega^2\mathbf{M} + j\omega\mathbf{C} + \mathbf{K})^{-1} \quad (8.23)$$

definiert, wobei jedes einzelne Element durch

$$\underline{H}_{mn}(\omega) = \underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) = \frac{\underline{\xi}_m}{\underline{\vec{F}}_n} \quad (8.24)$$

bestimmt werden kann. Die Übertragungsfunktionen beschreiben das Übertragungsverhalten des Systems, d. h. aus der Kraftanregung in Punkt n kann man mit Hilfe der dazugehörigen Übertragungsfunktion $\underline{H}_{mn}$ die Auslenkung am Punkt m bestimmen. Auf Grund der Reziprozität ist es egal, ob man an Punkt m anregt und an Punkt n die Auslenkung betrachtet oder umgekehrt (siehe Abschnitt 8.2.2).

Beispiel 2. Als Beispiel dient hier ein System mit zwei Freiheitsgraden (siehe Abb. 8.6), dessen Verhalten mit Hilfe von zwei gekoppelten Differentialgleichungen

$$\begin{aligned} m_1\ddot{\underline{\xi}}_1 + (c_1 + c_2)\dot{\underline{\xi}}_1 - c_2\dot{\underline{\xi}}_2 + (k_1 + k_2)\underline{\xi}_1 - k_2\underline{\xi}_2 &= F_1 \\ m_2\ddot{\underline{\xi}}_2 + (c_2 + c_3)\dot{\underline{\xi}}_2 - c_2\dot{\underline{\xi}}_1 + (k_2 + k_3)\underline{\xi}_2 - k_2\underline{\xi}_1 &= 0 \end{aligned} \quad (8.25)$$

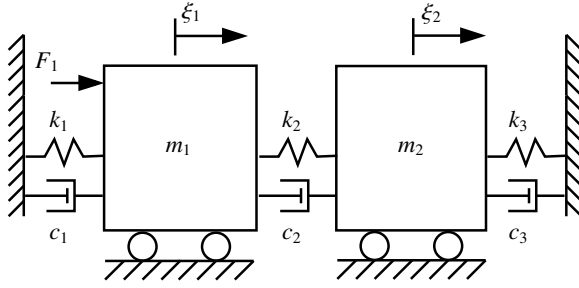


Abb. 8.6 System mit zwei Freiheitsgraden

beschrieben werden kann. Schreibt man dieses Gleichungssystem mit Hilfe von Matrizen (siehe Gl. (8.15)), ergeben sich für die Trägheitsmatrix $\mathbf{M}$, die Dämpfungsmatrix $\mathbf{C}$ und die Steifigkeitsmatrix $\mathbf{K}$ folgende Definitionen:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 + c_2 & -c_2 \\ -c_2 & c_2 + c_3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 + k_3 \end{bmatrix} \quad (8.26)$$

Die harmonische Kraft $\underline{\vec{F}}$ und die Auslenkung $\underline{\vec{\xi}}$ sind durch

$$\underline{\vec{F}} = \begin{pmatrix} \hat{F}_1 \\ 0 \end{pmatrix} e^{j\omega t} \quad \text{und} \quad \underline{\vec{\xi}} = \begin{pmatrix} \hat{\xi}_1 \\ \hat{\xi}_2 \end{pmatrix} e^{j\omega t} \quad (8.27)$$

gegeben. Zur Veranschaulichung sei hier $m_1 = m_2 = m$, $c_1 = c_3 = c$, $c_2 = 2c$, $k_1 = k_3 = 2k$ und $k_2 = k$.

Die Bestimmung der Eigenfrequenzen und der Eigenvektoren eines Systems mit zwei Massen (Abb. 8.6) führt zum so genannten Eigenwertproblem (das in vielen Lehrbüchern über höhere Mathematik beschrieben wird, z. B. in [8.10]). Das Gleichungssystem des homogenen Falls

$$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \underline{\vec{\xi}} + \begin{bmatrix} 3c & -2c \\ -2c & 3c \end{bmatrix} \underline{\vec{\xi}} + \begin{bmatrix} 3k & -k \\ -k & 3k \end{bmatrix} \underline{\vec{\xi}} = \vec{0} \quad (8.28)$$

hat nur dann nichttriviale Lösung für $\underline{\vec{\xi}}$, wenn die Koeffizientendeterminante (siehe Gl. (8.17)) gleich null ist

$$\begin{vmatrix} m\underline{s}^2 + 3\underline{sc} + 3k & -2\underline{sc} - k \\ -2\underline{sc} - k & m\underline{s}^2 + 3\underline{sc} + 3k \end{vmatrix} = 0. \quad (8.29)$$

Die triviale Lösung $\underline{\vec{\xi}} = \vec{0}$ entspricht der Gleichgewichtslage des Systems und existiert somit immer, ist hier aber nicht weiter interessant, da ja die Eigenfrequenzen des Systems gesucht sind. Als charakteristische Gleichung für dieses System mit zwei Freiheitsgraden ergibt sich aus Gl. (8.29)

$$(m\underline{s}^2 + 3\underline{s}c + 3k)^2 - (-2\underline{s}c - k)^2 = 0, \quad (8.30)$$

die Eigenwerte sind konjugiert komplexe Wertepaare

$$\underline{s}_{(1)} = -5\frac{c}{2m} + j\sqrt{4\frac{k}{m} - 25\left(\frac{c}{2m}\right)^2} = -\delta_{(1)} + j\omega_{d(1)} \quad (8.31a)$$

$$\underline{s}_{(1)}^* = -\delta_{(1)} - j\omega_{d(1)} \quad (8.31b)$$

$$\underline{s}_{(2)} = -\frac{c}{2m} + j\sqrt{2\frac{k}{m} - \left(\frac{c}{2m}\right)^2} = -\delta_{(2)} + j\omega_{d(2)} \quad (8.31c)$$

$$\underline{s}_{(2)}^* = -\delta_{(2)} - j\omega_{d(2)}. \quad (8.31d)$$

Wie auch bei einem Freiheitsgrad existiert zu jedem dieser Eigenwerte ein Eigenvektor, der die Schwingungsform der Mode repräsentiert. Die Eigenvektoren erhält man durch Einsetzen der Eigenwerte in eine der beiden Gleichungen aus dem Gleichungssystem (8.16). Nach dem Auflösen der Gleichung nach ψ_2

$$\psi_{2(1)} = \frac{m\underline{s}_{(1)}^2 + 3c\underline{s}_{(1)} + 3k}{2c\underline{s}_{(1)} + k} \psi_{1(1)} \quad (8.32)$$

erhält man den ersten und analog dazu auch den zweiten Eigenvektor

$$\vec{\psi}_{(1)} = \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{m\underline{s}_{(1)}^2 + 3c\underline{s}_{(1)} + 3k}{2c\underline{s}_{(1)} + k} \end{pmatrix} \quad \vec{\psi}_{(2)} = \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{2c\underline{s}_{(2)} + k}{m\underline{s}_{(2)}^2 + 3c\underline{s}_{(2)} + 3k} \end{pmatrix}. \quad (8.33)$$

Als Letztes sollen die Übertragungsfunktionen bestimmt werden. Für die harmonische Kraftanregung aus Gl. (8.27) ergibt sich aus den Bewegungsgleichungen (8.25)

$$\begin{aligned} (-\omega^2 m + j\omega 2c + 2k)\underline{\hat{\xi}}_1 - (j\omega c + k)\underline{\hat{\xi}}_2 &= \underline{\hat{F}}_1 \\ -(j\omega c + k)\underline{\hat{\xi}}_1 + (-\omega^2 m + j\omega 2c + 2k)\underline{\hat{\xi}}_2 &= 0. \end{aligned} \quad (8.34)$$

Die Übertragungsfunktionen kann man aus diesem Gleichungssystem berechnen. Durch auflösen nach $\underline{\hat{\xi}}_1$ bzw. $\underline{\hat{\xi}}_2$ und Gleichsetzen ergeben sich

$$\underline{H}_{11}(\omega) = \frac{\underline{\hat{\xi}}_1}{\underline{\hat{F}}_1} = \frac{-\omega^2 m + j\omega 2c + 2k}{(-\omega^2 m + j\omega 2c + 2k)^2 - (j\omega c + k)^2} \quad (8.35)$$

$$\underline{H}_{21}(\omega) = \frac{\underline{\hat{\xi}}_2}{\underline{\hat{F}}_1} = \frac{j\omega c + k}{(-\omega^2 m + j\omega 2c + 2k)^2 - (j\omega c + k)^2}. \quad (8.36)$$

Mit $\omega_0 = \sqrt{k/m}$, $\eta = \omega/\omega_0$ und $D = c/(2m\omega_0) = \delta/\omega_0$ erhält man dann

$$\underline{H}_{11}(\omega) = \frac{\underline{\hat{\xi}}_1}{\underline{\hat{F}}_1} = \frac{-\eta^2 + j4\eta D + 2}{k[(-\eta^2 + j4\eta D + 2)^2 - (j2\eta D + 1)^2]} \quad (8.37a)$$

$$\underline{H}_{21}(\omega) = \frac{\underline{\hat{\xi}}_2}{\underline{\hat{F}}_1} = \frac{j2\eta D + 1}{k[(-\eta^2 + j4\eta D + 2)^2 - (j2\eta D + 1)^2]}. \quad (8.37b)$$

Die Übertragungsfunktionen H_{11} und H_{21} der Übertragungsmatrix sind in Abbildungen 8.6a und 8.6b für zwei verschiedene Dämpfungsgrade D dargestellt.

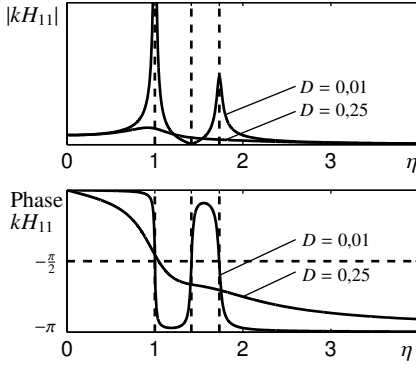


Abb. 8.6a Betrag und Phase der Übertragungsfunktion $\underline{H}_{11}$

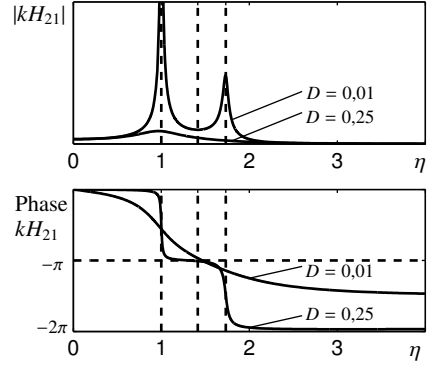


Abb. 8.6b Betrag und Phase der Übertragungsfunktion $\underline{H}_{21}$

Wie das Beispiel 2 zeigt, kann man aus Gl. (8.23) bei einfachen Systemen mit wenigen Freiheitsgraden die Übertragungsfunktionen berechnen. Die Modalanalyse hingegen nutzt hierfür die Modalparameter und daher folgen weitere Umformungen, die eine Darstellung der Übertragungsfunktionen mittels Modalparameter erst ermöglichen.

Die Eigenvektoren $\vec{\psi}_{(r)}$ werden als $N \times N$ Matrix

$$\mathbf{\Psi} = [\vec{\psi}_{(1)} \dots \vec{\psi}_{(r)} \dots \vec{\psi}_{(N)}] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{1(1)} \\ \vdots \\ \psi_{n(1)} \\ \vdots \\ \psi_{N(1)} \end{pmatrix} & \dots & \begin{pmatrix} \psi_{1(r)} \\ \vdots \\ \psi_{n(r)} \\ \vdots \\ \psi_{N(r)} \end{pmatrix} & \dots & \begin{pmatrix} \psi_{1(N)} \\ \vdots \\ \psi_{n(N)} \\ \vdots \\ \psi_{N(N)} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (8.38)$$

angegeben, wobei $\vec{\psi}_{(r)}$ der Eigenvektor bzw. $\psi_{n(r)}$ das n -te Element des Eigenvektors der r -ten Mode ist.

Mit Hilfe der Matrix der Eigenvektoren $\mathbf{\Psi}$ kann man die so genannte Matrix der modalen Massen $\mathbf{M}$, die Matrix der modalen Dämpfungen $\mathbf{C}$ und die Matrix der modalen Steifigkeiten $\mathbf{K}$ definieren

$$\mathcal{M} = \Psi^T \mathbf{M} \Psi = \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & \mu_{(r)} & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix} \quad (8.39)$$

$$\mathcal{C} = \Psi^T \mathbf{C} \Psi = \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & \gamma_{(r)} & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix} \quad (8.40)$$

$$\mathcal{K} = \Psi^T \mathbf{K} \Psi = \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & \kappa_{(r)} & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix}. \quad (8.41)$$

Dabei bezeichnet $\mu_{(r)}$ die modale Masse, $\gamma_{(r)}$ die modale Dämpfung und $\kappa_{(r)}$ die modale Steifigkeit der r -ten Mode. In der Literatur sind diese Größen auch als generalisierte Masse, generalisierte Dämpfung und generalisierte Steifigkeit zu finden.

Nicht für jede beliebige Dämpfung (s. a. Seite 509) erhält man mit Hilfe von Gl. (8.40) eine Diagonalmatrix, da die Eigenfunktionen nicht mehr orthogonal zueinander sind. Nur wenn die Dämpfungsmatrix $\mathbf{C}$ linear von der Trägheitsmatrix $\mathbf{M}$ und der Steifigkeitsmatrix $\mathbf{K}$ abhängt, wird sie hier zur Diagonalmatrix (Bequemlichkeitshypothese). Wenn aber für zwei unterschiedliche Eigenvektoren $\vec{\psi}_{(g)}$ und $\vec{\psi}_{(h)}$ ($g, h = 1, 2, 3, \dots, N; g \neq h$)

$$\vec{\psi}_{(g)}^T \mathbf{C} \vec{\psi}_{(h)} \ll \vec{\psi}_{(g)}^T \mathbf{C} \vec{\psi}_{(g)} \quad (8.42)$$

ist, kann man annehmen, dass die Näherung

$$\vec{\psi}_{(g)}^T \mathbf{C} \vec{\psi}_{(h)} \approx 0 \quad (8.43)$$

gilt. Treffen die Gln. (8.42) und (8.43) für alle $g \neq h$ zu, sind alle Elemente der Matrix $\mathcal{C}$, die nicht auf der Diagonalen liegen, vernachlässigbar klein. In diesem Fall kann man dann von modaler Dämpfung ausgehen.

Mit Hilfe der Eigenvektoren kann man also das Differentialgleichungssystem (8.22) bzw. besser noch die Übertragungsfunktionsmatrix aus Gl. (8.23) transformieren. Dazu multipliziert man die Gleichung (8.23) mit der Matrix der Eigenvektoren und erhält

$$\Psi^T \underline{\mathbf{H}}(\omega)^{-1} \Psi = \Psi^T (-\omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} + \mathbf{K}) \Psi. \quad (8.44)$$

Nutzt man nun noch die Definitionen aus Gln. (8.39) bis (8.41) aus, erhält man

$$\underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{n}}_{\text{dyn}} = \Psi (-\omega^2 \mathcal{M} + j\omega \mathcal{C} + \mathcal{K})^{-1} \Psi^T. \quad (8.45)$$

In einem analytischen Modell werden die einzelnen Massen bestimmt und daraus die modalen Massen berechnet. Bei der Modalanalyse an einer komplexen Struktur ist das jedoch nicht möglich. Daher normiert man die Matrix der Eigenvektoren Ψ mit Hilfe der Masse und erhält so die massenormierte Eigenvektorenmatrix Φ (auch Modalmatrix genannt)

$$\Phi = \Psi \mathcal{M}^{-\frac{1}{2}} \quad (8.46)$$

bzw. den massenormierten Eigenvektor der Mode r

$$\vec{\phi}_{(r)} = \frac{\vec{\psi}_{(r)}}{\sqrt{\mu_{(r)}}}. \quad (8.47)$$

Eingesetzt in Gl. (8.45) ergibt sich dann für die Übertragungsfunktionsmatrix

$$\underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{n}}_{\text{dyn}} = \Phi \left(-\omega^2 \mathcal{M}^{-1} \mathcal{M} + j\omega \mathcal{M}^{-1} \mathcal{C} + \mathcal{M}^{-1} \mathcal{K} \right)^{-1} \Phi^T. \quad (8.48)$$

Definiert man mit Hilfe der modalen Größen analog zum SDOF System die modale Dämpfung der r -ten Mode

$$\delta_{(r)} = \frac{\gamma_{(r)}}{2\mu_{(r)}}, \quad (8.49)$$

die r -te Eigenfrequenz des gedämpften Systems

$$\omega_{d(r)} = \sqrt{\frac{\kappa_{(r)}}{\mu_{(r)}} - \left(\frac{\gamma_{(r)}}{2\mu_{(r)}} \right)^2} \quad (8.50)$$

und die r -te Eigenfrequenz des ungedämpften Systems

$$\omega_{0(r)} = \sqrt{\frac{\kappa_{(r)}}{\mu_{(r)}}} = \sqrt{\omega_{d(r)}^2 + \delta_{(r)}^2}, \quad (8.51)$$

so erhält man die Eigenwerte

$$\underline{s}_{(r)} = -\delta_{(r)} + j\omega_{d(r)} = -\frac{\gamma_{(r)}}{2\mu_{(r)}} + j\sqrt{\frac{\kappa_{(r)}}{\mu_{(r)}} - \left(\frac{\gamma_{(r)}}{2\mu_{(r)}} \right)^2} \quad (8.52a)$$

$$\underline{s}_{(r)}^* = -\delta_{(r)} - j\omega_{d(r)} = -\frac{\gamma_{(r)}}{2\mu_{(r)}} - j\sqrt{\frac{\kappa_{(r)}}{\mu_{(r)}} - \left(\frac{\gamma_{(r)}}{2\mu_{(r)}} \right)^2}. \quad (8.52b)$$

Mit diesen Definitionen kann man die Beziehungen (8.39), (8.40) und (8.41) vereinfachen

$$\mathcal{M}^{-1} \mathcal{M} = \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & 1 & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix} \quad (8.53)$$

$$\mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} = 2\mathcal{D} = 2 \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & \delta_{(r)} & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix} \quad (8.54)$$

$$\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} = \mathbf{\Omega}_0^2 = \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & \omega_{0(r)}^2 & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix}, \quad (8.55)$$

wobei $\mathbf{E}$ die Einheitsmatrix darstellt. Auch die Modalfrequenzen $\omega_{d(r)}$ können in einer Matrix

$$\mathbf{\Omega}_d^2 = \mathbf{\Omega}_0^2 - \mathcal{D}^2 = \begin{bmatrix} \ddots & & 0 \\ & \omega_{d(r)}^2 & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix} \quad (8.56)$$

zusammengefasst werden.

Mit den Gln. (8.53) bis (8.56) ergibt sich für die Übertragungsfunktionsmatrix

$$\underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{n}}_{\text{dyn}}(\omega) = \mathbf{\Phi} \left(-\omega^2 \mathbf{E} + j\omega 2\mathcal{D} + \mathbf{\Omega}_0^2 \right)^{-1} \mathbf{\Phi}^T. \quad (8.57)$$

Die einzelnen Elemente der Übertragungsfunktion können dann mit Hilfe von

$$\underline{H}_{mn}(\omega) = \underline{n}_{\text{dyn}mn} = \sum_{r=1}^N \frac{\phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{-\omega^2 + j\omega 2\delta_{(r)} + \omega_{0(r)}^2} \quad (8.58)$$

berechnet werden. Die Modenform ist durch die normierten Eigenvektoren $\vec{\phi}_{(r)}$ festgelegt.

Um bei der experimentellen Modalanalyse das Modalmodell zu erstellen, benötigt man noch die *Polstellen* und die *Residuen* der Funktionen.

Polstelle $\underline{s}$: Die Eigenwerte des betrachteten Systems werden auch als Polstellen bezeichnet. Die Polstellen setzen sich aus der modalen Dämpfung δ (Realteil) und der Modalfrequenz ω_d (Imaginärteil) zusammen

$$\underline{s} = -\delta + j\omega_d \quad \underline{s}^* = -\delta - j\omega_d. \quad (8.59)$$

Residuum $\underline{R}$: Das Residuum (siehe Residuentheorie in [8.10]) in einem einfachen Pol $\underline{s}$ ist hier durch

$$\underline{R}_{mn(r)} = \text{Res}(\underline{H}_{mn}(j\omega), \underline{s}_{(r)}) = \lim_{j\omega \rightarrow \underline{s}_{(r)}} \left[(j\omega - \underline{s}_{(r)}) \cdot \underline{H}_{mn(r)}(j\omega) \right] \quad (8.60)$$

gegeben.

Gleichung (8.58) kann man so umformen, dass sich folgende Darstellung der Übertragungsfunktion ergibt

$$\underline{H}_{mn}(\omega) = \sum_{r=1}^N \frac{\phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{-\omega^2 + j\omega 2\delta_{(r)} + \omega_{0(r)}^2} = \sum_{r=1}^N \left[\frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \right], \quad (8.61)$$

wobei die Residuen nach Gl. (8.60) berechnet werden

$$\underline{R}_{mn(r)} = \frac{\phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{2j\omega_{d(r)}} \quad \underline{R}_{mn(r)}^* = -\frac{\phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{2j\omega_{d(r)}}. \quad (8.62)$$

Der Vorteil der Residuenschreibweise zeigt sich erst bei der Betrachtung des zeitlichen Schwingungsverhaltens, das sich aus der Rücktransformation der Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{mn}(\omega)$ in den Zeitbereich ergibt. Bei der Rücktransformation kann der Residuensatz (siehe [8.10, 8.13]) ausgenutzt werden und es ergibt sich

$$\underline{h}_{mn}(t) = \sum_{r=1}^N 2 |\underline{R}_{mn(r)}| e^{-\delta_{(r)} t} \left(\operatorname{Re} \{s_{(r)}^\nu\} \sin(\omega_{d(r)} t) + \operatorname{Im} \{s_{(r)}^\nu\} \cos(\omega_{d(r)} t) \right) \quad (8.63)$$

$$\nu = \begin{cases} 0 & \text{für } \underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{n}}_{\text{dyn}}(\omega) \\ 1 & \text{für } \underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{Y}}(\omega) \\ 2 & \text{für } \underline{\mathbf{H}}(\omega) = \underline{\mathbf{a}}_{\text{cc}}(\omega) \end{cases}. \quad (8.64)$$

Die benötigten Modalparameter δ , ω_d und $\vec{\phi}$ werden bei der experimentellen Modalanalyse aus Messungen bestimmt.

8.4 Experimentelle Modalanalyse

In der Praxis wird die so genannte *experimentelle Modalanalyse* benutzt. Dabei handelt es sich um die Anwendung der theoretischen Betrachtungen, die in den vorangegangenen Abschnitten gemacht wurden. Ziel ist es, das Schwingungsverhalten einer realen Struktur in einem Modalmodell nachzubilden, um daran weitere Untersuchungen zum Verhalten durchführen zu können.

8.4.1 Die Randbedingungen (Lagerung)

Die Randbedingungen sind entscheidend bei der Untersuchung des Schwingungsverhaltens von Strukturen. Es ist sinnvoll, Strukturen mit möglichst realistischen Randbedingungen zu untersuchen, da so einfacher Rückschlüsse auf das Verhalten in der tatsächlichen Einbausituation gezogen werden können. Es ist auch möglich, die Messungen *in situ* (im eingebauten Zustand) durchzuführen.

In vielen Fällen werden Untersuchungen mit idealisierten Lagerungs- oder Randbedingungen durchgeführt, vor allem wenn die Anregungs- bzw. die Messpunkte im eingebauten Zustand nur schwer oder gar nicht zu erreichen sind. Auch der Einfluss einer hohen Strukturdämpfung oder nichtlinearer Effekte können das Ergebnis der Untersuchung im eingebauten Zustand stark verändern. Die Untersuchungen werden dann unter Laborbedingungen durchgeführt, die „idealen“ Randbedingungen möglichst nahe kommen sollen. Allerdings sind annähernd ideal starre, unbewegliche Lagerungen nur sehr schwer zu realisieren, daher versucht man annähernd ideal freie Randbedingungen beim Versuchsaufbau zu erreichen. Mit Hilfe von weich federnden Lagerungen, wie weichen Spiralfedern oder auch mit Luft gefüllten Bällen bzw. Kissen, kann man nicht nur kleine, sondern auch größere Objekte, wie Autotüren oder ganze Karosserien, „frei“ lagern. Die Federelemente müssen so abgestimmt werden, dass die Feder-Masse-Resonanzen der Aufhängung möglichst weit unter dem interessierenden Frequenzbereich liegen.

Ein anderer Fall, in dem man die Randbedingungen idealisiert, liegt bei der Ermittlung von Dämpfungseigenschaften oder Werkstoffparametern vor. Will man diese Eigenschaften einer Struktur möglichst genau ermitteln, so versucht man die Lagerung so zu gestalten, dass die Messdaten mit geringem Aufwand genau genug bestimmt werden können.

Über die Randbedingungen bzw. Lagerungsbedingungen muss in jedem Fall individuell entschieden werden.

8.4.2 Auswahl der Messpunkte (Diskretisierung)

Ein wichtiger Schritt bei der Durchführung der Messungen für die Modalanalyse ist die Diskretisierung, d. h. auf der zu untersuchenden Struktur müssen die einzelnen Messpunkte festgelegt werden. Das hört sich zunächst recht einfach an, allerdings sollte man bei der Festlegung der Messpunkte einige Dinge berücksichtigen. Verteilt man die Messpunkte im gleichen Abstand über die Struktur, ist es möglich, dass die Messpunkte jeweils in den Knotenpunkten einer Mode liegen und eine Resonanz dadurch nicht erfasst wird. Vor allem bei komplexen Strukturen muss man darauf achten, dass man die Schwingungen jedes charakteristischen Strukturteils mit den Messungen erfasst. Vergisst man einen dieser Punkte, ist es kaum möglich, den gefundenen Resonanzspitzen eine logische Schwingungsform zuzuordnen, da eine lokal auftretende Resonanz im betrachteten Frequenzbereich nicht berücksichtigt wurde. Vor allem bei der Erstellung eines Modalmodells muss man darauf achten, da die Ergebnisse aus den Simulationen am Modell andernfalls nicht auf die reale Struktur übertragbar sind.

Die Anzahl der Messpunkte hängt von der Geometrie der Struktur und der Anzahl der Moden im betrachteten Frequenzbereich ab. Dabei muss man beachten, dass ein freier Punkt sechs Freiheitsgrade besitzt. Allerdings werden meistens nur die drei Translationsfreiheitsgrade gemessen. Außerdem hängt die Anzahl der Messpunkte auch noch von der benötigten Genauigkeit ab. Hat man zuvor die Mo-

dalfrequenzen einer Struktur analytisch bestimmt und benötigt nur eine messtechnische Überprüfung der Ergebnisse, so reichen einige wenige Messpunkte bereits aus. Ist das Ziel der Modalanalyse aber die Erstellung eines komplexen Modells, an dem weitere Untersuchungen erfolgen sollen, so benötigt man sehr viel mehr Messpunkte. Die Messung kann mehrere hundert Messpunkte umfassen, entsprechend groß wird dann die Übertragungsfunktionsmatrix. Man sollte also auch den Messaufwand bei der Diskretisierung berücksichtigen.

8.4.3 Anregungsarten und Messung der Übertragungsfunktionen

Bei linearen Systemen ist es auf Grund der Reziprozität (siehe Abschnitt 8.2.2 ab Seite 501) egal, ob man an Punkt A anregt und an Punkt B die Beschleunigung misst oder umgekehrt. Dieser Sachverhalt wird bei den folgenden beiden Anregungsarten verdeutlicht. Bei der Anregung mit einem *Shaker* wird die Struktur nur an einem Punkt angeregt. Die Messung der Antworten erfolgt an allen Messpunkten, der Messpunkt „wandert“ quasi über die Struktur. Im Gegensatz dazu erfolgt die Anregung mit einem *Impulshammer* nacheinander an allen Messpunkten. Die Antworten werden dann allerdings nur an einem vorher ausgewählten Punkt gemessen. Hier „wandert“ die Anregung über die Struktur. In beiden Fällen sollten die gemessenen Übertragungsfunktionen gleich sein.

Bei der Modalanalyse muss man nicht alle einzelnen Übertragungsfunktionen einer Struktur messen, um ein Modalmodell zu erstellen, es genügt lediglich eine Zeile oder eine Spalte der Übertragungsfunktionsmatrix zu messen. Aus diesen Übertragungsfunktionen kann man die Modalparameter bestimmen, aus denen man wiederum die übrigen, nicht gemessenen Übertragungsfunktionen berechnen kann.

Die Entscheidung, ob man eine Zeile oder eine Spalte misst, richtet sich danach, welche Anregung man gewählt hat. Bei der Anregung mit dem Shaker regt man die Struktur an genau einer Stelle an, die Messung der Beschleunigungen erfolgt an allen vorher ausgewählten Messpunkten. Daher ist

$$\underline{H}_{mn} = \underline{a}_{cc\ mn} = \frac{\underline{a}_m}{\underline{F}_n} = \frac{\underline{a}_m}{\underline{F}} \quad (8.65)$$

für ein bestimmtes n . Damit erhält man die Werte der n -ten Spalte der Übertragungsfunktionsmatrix. Bei der Anregung mit einem Impulshammer verhält es sich genau umgekehrt, der Anregepunkt wandert über die Struktur, während an einem festen Ort die Beschleunigung gemessen wird. Damit ist

$$\underline{H}_{mn} = \underline{a}_{cc\ mn} = \frac{\underline{a}_m}{\underline{F}_n} = \frac{\underline{a}}{\underline{F}_n} \quad (8.66)$$

für ein bestimmtes m und man erhält die Werte der m -ten Zeile der Übertragungsfunktionsmatrix.

8.4.3.1 Anregung mit dem Shaker

Mit Hilfe eines Shakers ist es möglich, Strukturen mit verschiedenen Signalen anzuregen. Je nach Leistung des Shakers können auch größere Strukturen angeregt werden. Will man eine Struktur mit Hilfe eines Shakers anregen, legt man zunächst einen Anregungspunkt fest. Zwischen Shaker und Struktur positioniert man einen Kraftaufnehmer, um die in die Struktur eingespeiste Kraft zu messen. Diese Kraft wird dann wiederum bei den Messungen der Übertragungsfunktionen als Referenzsignal benutzt. Alternativ kann man auch einen Impedanzmesskopf verwenden, der sowohl die Kraft als auch die Beschleunigung misst. An allen festgelegten Messpunkten werden die Beschleunigungen gemessen.

Als Signal kann mit Rauschen, reinen Tönen oder speziellen ausgewählten Signalen gearbeitet werden. So ist es möglich, an die vorliegende Problematik angepasste Anregungen auszuwählen und gezielte Untersuchungen durchzuführen.

Das Problem bei der Anregung mit einem Shaker ist, dass man genügend Platz um den Anregungspunkt benötigt. Man braucht meistens mehr Platz als bei der Anregung mit dem Impulshammer, da der Shaker in der Regel größer ist. Außerdem muss beim Shaker für sicheren Stand gesorgt werden, damit sich die Anregung nicht während der Messung verändert. Die sorgfältige Ausrichtung ist wichtig, da auf die zu untersuchende Struktur keine statischen Kräfte ausgeübt werden dürfen. Diese statischen Kräfte könnten zu Abweichungen bei den Übertragungsfunktionen führen.

8.4.3.2 Anregung mit dem Impulshammer

Im Gegensatz zur Anregung mit einem Shaker, ist mit einem Hammer nur eine Impulsanregung möglich. Für einen idealen Impuls zum Zeitpunkt t_0 , durch die Delta-Distribution dargestellt, ergibt sich durch Fouriertransformation

$$\mathcal{F}\{\delta(t - t_0)\}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0} \quad (8.67)$$

eine Anregung im gesamten Frequenzbereich. Ein (nicht idealer) zeitlicher Impuls bewirkt eine Anregung in einem breiten aber begrenzten Frequenzbereich (siehe Abb. 8.3).

Die Stärke der Hammerschläge hängt von der benötigten Energie ab, die je nach Struktur und untersuchtem Frequenzbereich unterschiedlich ist. Um diesem Umstand gerecht zu werden, gibt es verschieden schwere Hämmer. Außerdem kann man verschiedene Materialien und Formen als Hammerspitze einsetzen. Diese wirken wie Filter im Frequenzbereich und ermöglichen eine Anpassung der Anregungen an den interessierenden Bereich.

Auch bei Verwendung eines Impulshammers wird ein Kraftaufnehmer zwischen Struktur und Erreger platziert. Die kleineren Impulshämmer sind mit einem Gewin-

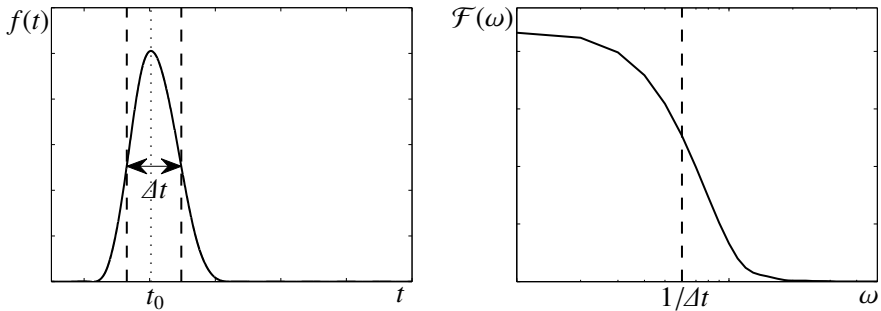


Abb. 8.3 Endlich breiter, zeitlicher Impuls (links) und dessen Frequenzspektrum (rechts)

de versehen, so dass der Kraftaufnehmer an den Hammer geschraubt werden kann. Bei größeren Hämmern ist der Kraftaufnehmer bereits im Hammerkopf integriert. Da die Qualität des Impulses stark davon abhängt wie der Hammer die Struktur anschlägt, muss man kontrollieren, ob das Eingangssignal einem Impuls entspricht. „Doppelschläge“ kommen vor, sollten bei der Messung dann aber nicht gewertet werden. Einige Testschläge vor den Messungen sind empfehlenswert.

8.4.4 Modalparameter ermitteln

Aus den Übertragungsfunktionen, die man an der realen Struktur gemessen hat, ermittelt man nun die auftretenden Modalparameter. Da die gemessenen Übertragungsfunktionen immer durch Messungenauigkeiten „verunreinigt“ sind, ist das Übertragungsverhalten des Modells, das aus den Modalparametern ermittelt wird, nur eine Näherung des tatsächlichen dynamischen Verhaltens der realen Struktur. Daher wird die Parameterbestimmung auch als Parameterschätzung bezeichnet.

Generell gibt es eine Einteilung der Verfahren in zwei Kategorien. Die erste Kategorie beinhaltet die SDOF (Single Degree Of Freedom) Kurvenermittlungsverfahren, die zweite die MDOF (Multi Degree Of Freedom) Kurvenermittlungsverfahren. Bei den SDOF-Verfahren geht man davon aus, dass die vorkommenden Moden eine geringe Kopplung untereinander aufweisen. Der Einfluss benachbarter Moden aufeinander ist klein und sie sind einfach zu identifizieren. Bei Systemen mit starker modaler Kopplung sind die einzelnen Resonanzen schlecht oder gar nicht im Kurvenverlauf der Übertragungsfunktionen zu sehen. Die modale Kopplung ist hoch und benachbarte Moden beeinflussen sich gegenseitig. Aber auch bei sehr schwach gedämpften Strukturen führen SDOF-Verfahren zu ungenauen Modellen, da die Messungenauigkeit in den Resonanzen hoch ist. Daher setzt man bei der Parameterschätzung in solchen Fällen MDOF-Verfahren ein. Das Ziel aller Verfahren ist es, die Modalparameter so zu ermitteln, dass die aus den geschätzten Modalpara-

metern berechneten Frequenzgänge und die gemessenen Frequenzgänge möglichst gut übereinstimmen.

Da es nicht nur ein Verfahren gibt, das immer das beste Ergebnis liefert, muss man von Fall zu Fall abwägen, welches Verfahren am günstigsten ist und die besten Ergebnisse liefert. Hier werden nur einige Verfahren aus beiden Kategorien vorgestellt, um das Prinzip beim Vorgehen darzustellen.

8.4.4.1 SDOF-Verfahren

Die so genannten SDOF-Verfahren basieren auf der Annahme, dass die Amplitude der Übertragungsfunktion in der Nähe der r -ten Resonanz allein durch den Anteil des r -ten Summanden abgeschätzt werden kann. Es wird also davon ausgegangen, dass sich die Übertragungsfunktion des Systemes innerhalb eines Intervalls um eine Resonanzfrequenz wie die Übertragungsfunktion eines SDOF-Systems verhält. Damit wird der Einfluss benachbarter Eigenfrequenzen bei der Parameterschätzung vernachlässigt. Mathematisch kann man diesen Sachverhalt mit

$$\begin{aligned} \underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) &= \frac{\phi_{m(r)}\phi_{n(r)}}{-\omega^2 + j2\delta_{(r)}\omega + \omega_{0(r)}^2} + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq r}}^N \frac{\phi_{m(q)}\phi_{n(q)}}{-\omega^2 + j2\delta_{(r)}\omega + \omega_{0(r)}^2} \\ &= \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} + \underbrace{\sum_{\substack{q=1 \\ q \neq r}}^N \left[\frac{\underline{R}_{mn(q)}}{j\omega - \underline{s}_{(q)}} + \frac{\underline{R}_{mn(q)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(q)}^*} \right]}_{B_{mn}} \end{aligned} \quad (8.68)$$

beschreiben, wobei für einen schmalen Bereich um $\omega_{d(r)}$ dann der zweite Term in Gl. (8.68) näherungsweise unabhängig von der Frequenz ω ist. Mit dieser Annahme erhält man für ein konstantes B_{mn}

$$\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) \Big|_{\omega=\omega_{d(r)}} \approx \frac{\phi_{m(r)}\phi_{n(r)}}{-\omega_{d(r)}^2 + j2\delta_{(r)}\omega_{d(r)} + \omega_{0(r)}^2} + B_{mn} \quad (8.69)$$

$$= \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega_{d(r)} - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega_{d(r)} - \underline{s}_{(r)}^*} + B_{mn} \quad (8.70)$$

und für die Residuen nach Gl. (8.60)

$$\underline{R}_{mn(r)} = \frac{\phi_{m(r)}\phi_{n(r)}}{2j\omega_{d(r)}} \quad \underline{R}_{mn(r)}^* = -\frac{\phi_{m(r)}\phi_{n(r)}}{2j\omega_{d(r)}}. \quad (8.71)$$

In diesem Abschnitt werden die zwei meist genutzten SDOF-Verfahren, das *Peak-Amplitude Verfahren* und das *Circle-Fit Verfahren* erläutert. Neben diesen beiden Verfahren gibt es noch weitere Verfahren, z. B. *Inverse Verfahren* im Frequenzbereich und *Zeitbereichsverfahren*, die u. a. in [8.4] beschrieben werden.

Peak-Amplitude oder auch Peak-Picking Verfahren

Bei einer einfachen Struktur, z. B. einem schwach gedämpften und einseitig eingespannten Balken, sind die einzelnen Resonanzen in der Übertragungsfunktion klar voneinander abgegrenzt. Die Polstellen können also abgelesen werden (Bestimmung der lokalen Maxima). Damit hat man die Modalfrequenzen $\omega_{d(r)}$ der Struktur bereits bestimmt. Als Nächstes wird die modale Dämpfung der einzelnen Moden aus der Halbwertsbreite berechnet. Man bestimmt die Bandbreite $\Delta\omega$ der Resonanz bei $|\underline{H}(\omega_{d(r)})|/\sqrt{2}$ (entspricht 3 dB Abfall vom Resonanzgipfel), die der doppelten modalen Dämpfung entspricht (siehe Abb. 8.4). Es gilt

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = 2\delta_{(r)} \quad (8.72)$$

für die modale Dämpfung bzw.

$$D_{(r)} = \frac{\delta_{(r)}}{\omega_{d(r)}} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\omega_{d(r)}} \quad (8.73)$$

für den dimensionslosen Dämpfungsgrad $D_{(r)}$.

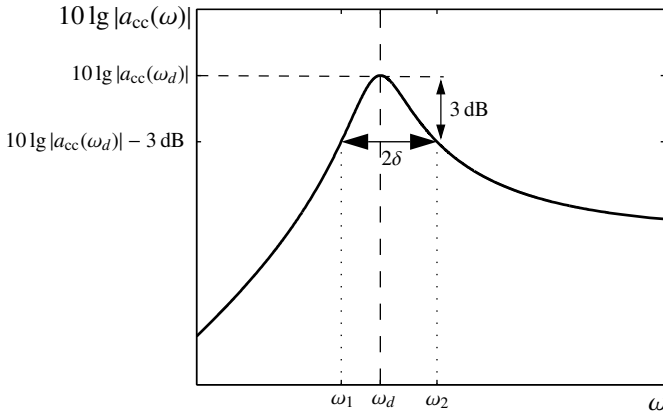


Abb. 8.4 Frequenzgang des Einmassenschwingers mit Modalparametern

Als Letztes muss noch die Modenform bestimmt werden. An der Stelle $\omega = \omega_{d(r)}$ kann die Amplitude $|a_{ccmn}(\omega_{d(r)})|$ abgelesen werden und es gilt nach Gl. (8.70) (mit $B_{mn} = 0$)

$$|a_{ccmn}(\omega_{d(r)})| = \frac{\omega_{d(r)}^2 \phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{\sqrt{(\omega_{0(r)}^2 - \omega_{d(r)}^2)^2 + (2\delta_{(r)} \omega_{d(r)})^2}} = \frac{\phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{\sqrt{D_{(r)}^4 + 4D_{(r)}^2}}, \quad (8.74)$$

wobei mit $\omega_{0(r)}^2 = \omega_{d(r)}^2 + \delta_{(r)}^2$ und dem zuvor bestimmten Dämpfungsgrad $D_{(r)}$ eine Berechnung aus den Modalparametern möglich ist. Am Ende ergeben sich die Werte

der Eigenvektor aus einer Messung mit festem Anregungspunkt $n = \text{const.}$ zu

$$\phi_{n(r)} = \sqrt{D_{(r)}^4 + 4D_{(r)}^2} \sqrt{|a_{ccmn}(\omega_{d(r)})|} \quad \forall n \in \mathbb{N} \quad (8.75)$$

$$\phi_{m(r)} = \sqrt{D_{(r)}^4 + 4D_{(r)}^2} \frac{|a_{ccmn}(\omega_{0(r)})|}{\phi_{n(r)}} \quad \forall m \neq n. \quad (8.76)$$

Bei schwacher Dämpfung kann man noch annehmen, dass $\omega_0 \approx \omega_d$ ist. Dann ist der Realteil der Übertragungsfunktion aus Gl. (8.70) null und es gilt

$$|a_{ccmn}(\omega_{d(r)})| \approx |a_{ccmn}(\omega_{0(r)})| = \frac{\phi_{m(r)}\phi_{n(r)}}{2D_{(r)}}. \quad (8.77)$$

Für den Fall, dass nur an einem Punkt der Struktur die Beschleunigungen gemessen wurden ($m = \text{const.}$) und die Anregung an allen Punkten n erfolgte, müssen in den Gleichungen (8.75) und (8.76) lediglich m und n vertauscht werden.

Die Genauigkeit dieser Methode hängt stark von der Ablesegenauigkeit bei der Bestimmung von $|a_{ccmn}(\omega_{d(r)})|$ ab. Die größten Messungenauigkeiten treten in der Resonanz, also genau bei dem gesuchten Wert, auf.

Circle-Fit Verfahren

Eine weitere Methode ist das so genannte Circle-Fit Verfahren. Dazu werden die einzelnen Übertragungsfunktionen in der komplexen Ebene dargestellt (siehe Abb. 8.5 und 8.6). Diese Darstellung wird auch als Nyquist-Diagramm bezeichnet. Die Übertragungsfunktion einer einzelnen schwach gedämpften Mode stellt in der komplexen Ebene in der Nähe einer Resonanz annähernd einen Kreis dar. Weiter entfernte Messpunkte liegen in der Nähe des Koordinatenursprungs, vorausgesetzt sie werden von anderen Moden nur gering beeinflusst (dargestellt in Gl. (8.70)). Der konstante Term B_{mn} in der Gleichung bewirkt eine Verschiebung des Kreises. Die Faktoren $\phi_{m(r)}$ und $\phi_{n(r)}$ skalieren den Kreis.

In der Praxis sieht die Vorgehensweise bei der Bestimmung der Modalparameter mittels Circle-Fit Verfahrens folgendermaßen aus:

1. Auswahl der Punkte, die benutzt werden sollen
2. Circle-Fit durchführen
3. Modalfrequenzen bestimmen, Dämpfung abschätzen
4. mehrere Abschätzungen für die Dämpfung berechnen und streuen
5. Modalkonstante ermitteln

Die Auswahl der Punkte kann automatisch oder interaktiv erfolgen. Dazu wird eine feste Anzahl von Punkten vor und hinter jeder gefundenen Resonanz auf dem Kreis des Nyquist-Diagramms ausgewählt. Dabei sollten nicht weniger als sechs Punkte benutzt werden, die mindestens 180° des Kreises abdecken sollten (siehe Abb. 8.5).

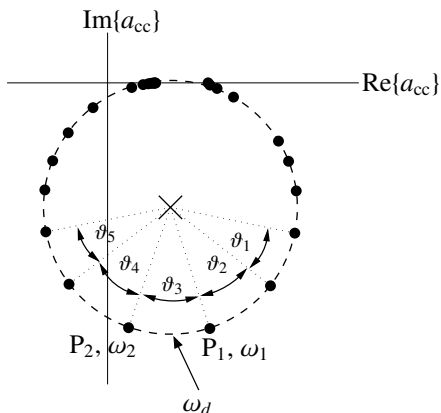


Abb. 8.5 Circle-Fit bei einem schwach gedämpften System, Darstellung der Trägheit $\underline{a}_{cc}(\omega)$ im Nyquist-Diagramm

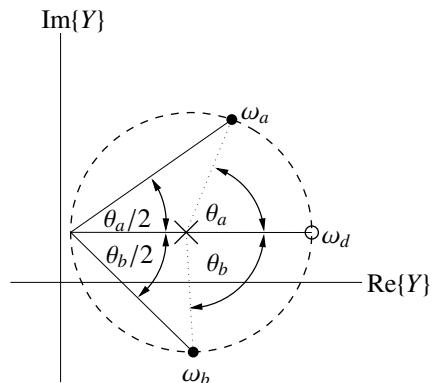


Abb. 8.6 Berechnung des Dämpfungsgrads bei viskosem Dämpfungsmodell mit Hilfe der Admittanz $\underline{Y}(\omega)$

Die eigentliche Kurvenermittlung erfolgt numerisch. Die Grundlage für den numerisch berechneten Kreis bilden die ausgewählten Punkte auf der gemessenen Kurve. Dabei wird der berechnete Kreis so in das Nyquist-Diagramm gelegt, dass der quadratische Abstand zwischen gemessener und berechneter Kurve minimal wird. Diese Methode wird auch Methode der kleinsten Fehlerquadrate genannt und wird eingesetzt, um Abweichungen bzw. Fehler zu minimieren. Dabei versucht man die Summe der quadratischen Abweichungen (Fehler) möglichst klein zu halten.

Es seien f_n die Funktionswerte des geschätzten Kurvenverlaufs und y_n die gemessenen Werte an den Stellen x_n . Die Abweichung der geschätzten Kurve von der tatsächlichen Kurve ist minimal, wenn die Summe der quadratischen Abweichungen $\sum_n (y_n - f_n)^2$ minimal wird. Abweichungen von bis zu 2 % sind beim Circle-Fit üblich.

Für eine gute Approximation benötigt man viele Punkte in der Nähe der Resonanz ω_d . Die Eigenfrequenz liegt in dem Bereich, in dem der Winkel zwischen zwei benachbarten Frequenzpunkten und dem Kreismittelpunkt maximal wird. In Abbildung 8.5 liegt ω_d also zwischen Punkt P_1 und Punkt P_2 , da ϑ_3 der größte der eingezeichneten Winkel ist. Der Mittelwert aus den Frequenzen der Punkte P_1 und P_2 dient dann als Abschätzung für ω_d .

Die Berechnung der Dämpfung erfolgt je nach Modell der Dämpfungsart auf unterschiedlichen Wegen. Für viskose Dämpfung betrachtet man als Übertragungsfunktion die Admittanz $\underline{Y}(\omega)$ (siehe Abb. 8.6)

$$\underline{H}(\omega) = \underline{Y}(\omega) = \frac{j\omega}{-\omega^2 + j\omega 2\delta_{(r)} + \omega_{0(r)}^2}. \quad (8.78)$$

Für jede Frequenz ω kann man nun

$$\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{\operatorname{Im}\{\underline{Y}\}}{\operatorname{Re}\{\underline{Y}\}} = \frac{\omega_{0(r)}^2 - \omega^2}{2\omega\delta_{(r)}} \quad (8.79)$$

schreiben. Die modale Dämpfung bestimmt man, wie in Abb. 8.6 dargestellt, mit Hilfe zweier Frequenzen

$$\tan\left(\frac{\theta_a}{2}\right) = \frac{\omega_{0(r)}^2 - \omega_a^2}{2\omega_a\delta_{(r)}} \quad (8.80)$$

$$\tan\left(\frac{\theta_b}{2}\right) = \frac{\omega_b^2 - \omega_{0(r)}^2}{2\omega_b\delta_{(r)}}. \quad (8.81)$$

Als modale Dämpfung ergibt sich

$$\delta_{(r)} = \frac{\omega_b^2 - \omega_a^2}{2\left(\omega_a \tan\left(\frac{\theta_a}{2}\right) + \omega_b \tan\left(\frac{\theta_b}{2}\right)\right)}, \quad (8.82)$$

die für $\theta_a = \theta_b = 90^\circ$ zum gleichen Dämpfungsgrad

$$D_{(r)} = \frac{\delta_{(r)}}{\omega_{d(r)}} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\omega_{d(r)}} \quad (8.83)$$

wie bei der Berechnung über die Halbwertsbreite in Gl. (8.73) führt.

Es ist möglich eine ganze Reihe von Dämpfungen aus den gemessenen Übertragungsfunktionen zu berechnen. Man kann aus den einzelnen Dämpfungen eine mittlere Dämpfung berechnen oder sich alle einzeln anschauen, um mögliche Trends zu erkennen. Wenn die Abweichungen zwischen den einzelnen Dämpfungen weniger als 5 % betragen, werden die Ergebnisse als gut angesehen.

Als Letztes muss noch die Modenform bestimmt werden. Der Radius des berechneten Kreises entspricht dem Betrag von $\phi_{m(r)}\phi_{n(r)}$. Die Phase erhält man auch aus dem Nyquist-Diagramm. Liegt der Kreis bei der Darstellung von $\underline{H}(\omega) = a_{cc}(\omega)$ unterhalb der reellen Achse, so beträgt die Phase in der Resonanz -180° (vgl. Abb. 8.5), liegt der Kreis oberhalb der reellen Achse, so beträgt die Phase $+180^\circ$.

Zur Kontrolle berechnet man die Übertragungsfunktion aus den Modalparametern und vergleicht diese Kurve mit der gemessenen Kurve, um die Qualität der geschätzten Parameter zu überprüfen.

In vielen Fällen weichen die aus den Modalparametern berechneten Kurven von den gemessenen Kurven deutlich ab. Ist die Genauigkeit der berechneten Kurven nicht hoch genug, gibt es die Möglichkeit, den Einfluss der nicht betrachteten Moden (außerhalb des Frequenzbereichs) zu berücksichtigen. Bei Messungen betrachtet man einen eingeschränkten Frequenzbereich und berücksichtigt daher in den Übertragungsfunktionen

$$\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) = \sum_{r=p_1}^{p_2} \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \quad (8.84)$$

einen Teil der Moden nicht ($r < p_1$ und $r > p_2$). Da die Moden nur im Idealfall vollständig voneinander entkoppelt sind, beeinflussen die Moden außerhalb des betrachteten Frequenzbereichs die betrachteten Moden. Das führt zu Abweichungen bei der Berechnung der Modalparameter.

Schreibt man Gl. (8.61) mit Hilfe mehrerer Summen, erhält man

$$\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) = \sum_{r=1}^{p_1-1} \sum_{r=p_1}^{p_2} \sum_{r=p_2+1}^{\infty} \left(\frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \right) \quad (8.85)$$

und kann für die nicht betrachteten tief- und hochfrequenten Bereiche die Summen approximieren. Die Schwingungen des Systems im tieffrequenten Bereich beeinflussen den betrachteten Frequenzbereich durch masseähnliches Verhalten, daher ist bei der Betrachtung der dynamischen Nachgiebigkeit $\underline{n}_{\text{dyn}}$

$$\sum_{r=1}^{p_1-1} \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \approx -\frac{1}{\omega^2 m_{mn, \text{Residuum}}}, \quad (8.86)$$

wobei $m_{mn, \text{Residuum}}$ die Residuenmasse der entsprechenden Übertragungsfunktion ist. Der hochfrequente Bereich beeinflusst die Moden durch sein steifeähnliches Verhalten

$$\sum_{r=p_2+1}^{\infty} \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \approx \frac{1}{k_{mn, \text{Residuum}}}, \quad (8.87)$$

wobei $k_{mn, \text{Residuum}}$ die Residuensteifigkeit ist. So erhält man insgesamt

$$\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) \approx \sum_{r=p_1}^{p_2} \left(\frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \right) + \frac{1}{k_{mn, \text{Residuum}}} - \frac{1}{\omega^2 m_{mn, \text{Residuum}}}. \quad (8.88)$$

Die Residuenmasse und -steifigkeit erhält man aus dem Vergleich des tief- bzw. des hochfrequenten Bereichs der berechneten und der gemessenen Übertragungsfunktion. Die Größen $m_{mn, \text{Residuum}}$ und $k_{mn, \text{Residuum}}$ werden nun so gewählt, dass die aus Gl. (8.88) berechnete Kurve mit der gemessenen Kurve so gut wie möglich übereinstimmt. Die nach Gl. (8.88) berechneten Übertragungsfunktionen weisen in den meisten Fällen eine höhere Genauigkeit auf als die nach Gl. (8.84) berechneten.

8.4.4.2 MDOF-Verfahren

Bei komplexeren Strukturen, bei denen die modale Kopplung hoch ist, kann man die Modalparameter nicht mehr aus der gemessenen Übertragungsfunktion ablesen, da die Resonanzen zu dicht beieinander liegen. In solchen Fällen sind die SDOF-

Verfahren nicht anwendbar. Stattdessen werden aufwändigere Verfahren eingesetzt, so genannte MDOF-Verfahren. MDOF-Verfahren liefern im Allgemeinen genauere Modelle, sind aber auch rechen- und damit zeitintensiver als SDOF-Verfahren.

Im Folgenden werden die Erweiterung der SDOF-Methode und das Multi-Curve-Fit Verfahren besprochen. Die Zeitbereichsverfahren, z. B. das komplexe Exponenten Verfahren oder das Ibrahim Time Domain Verfahren (ITD), findet man in [8.4].

Erweiterung des SDOF-Verfahrens

Bei diesem Verfahren wurde im SDOF Fall vorausgesetzt, dass in der Nähe einer Resonanz der Einfluss der anderen Moden vernachlässigbar ist. Da diese Annahme für Systeme mit hoher modaler Kopplung nicht mehr zutrifft, betrachtet man zunächst die Übertragungsfunktionen als Summe aus allen Moden. Aus Gl. (8.88) kann man eine einzelne Mode r aus der Summe herausziehen und erhält als Übertragungsfunktion

$$\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) = \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} + \overbrace{\sum_{\substack{q=p_1 \\ q \neq r}}^{p_2} \left(\frac{\underline{R}_{mn(q)}}{j\omega - \underline{s}_{(q)}} + \frac{\underline{R}_{mn(q)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(q)}^*} \right)}^{B_{mn}} - \frac{\omega^2}{k_{mn, \text{Residuum}}} + \frac{1}{m_{mn, \text{Residuum}}}. \quad (8.89)$$

Beim SDOF-Verfahren wurde angenommen, dass die Summe B_{mn} konstant ist (siehe Gl. (8.70)). Beim MDOF-Verfahren sieht man diesen Term nicht mehr als konstant an. Hat man allerdings eine gute Näherung z. B. aus einer SDOF Analyse für diesen Term gefunden, so kann man diese Näherung bei stark gekoppelten Moden ausnutzen. Dazu wird der Summenterm von den Messwerten $\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega_{\text{gemessen}})$ abgezogen. Als Ergebnis erhält man aus

$$\underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega_{\text{gemessen}}) - B_{mn} + \frac{\omega^2}{k_{mn, \text{Residuum}}} - \frac{1}{m_{mn, \text{Residuum}}} = \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \quad (8.90)$$

Messwerte, die SDOF Verhalten aufweisen und dann mit Hilfe von SDOF Methoden analysiert werden können.

Multi-Curve-Fit Verfahren

Beim Multi-Curve-Fit Verfahren ermittelt man die Modalparameter nicht aus einer einzelnen Übertragungsfunktion sondern aus der Summe mehrerer Übertragungsfunktionen

$$\underline{H}_{\text{multi}}(\omega) = \sum_m \sum_n \underline{n}_{\text{dyn } mn}(\omega) = \sum_m \sum_n \left(\sum_{r=1}^N \frac{\underline{R}_{mn(r)}}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^*}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \right). \quad (8.91)$$

So erhält man für jede Mode nur noch eine mittlere modale Dämpfung und eine mittlere modale Steifigkeit, die man als Abschätzung benutzen kann. Allerdings wird bei diesen Verfahren der Ausdruck für die Modenform komplizierter.

8.4.5 Modellbildung

Aus den skalierten Modalparametern kann zur weiteren Untersuchung ein Modalmodell erstellt werden. Dazu dient die mathematische Beziehung zwischen Eingang und Ausgang des Systems

$$\underline{\xi}(\omega) = \underline{n}_{\text{dyn}}(\omega) \cdot \underline{\hat{F}}(\omega) \quad (8.92)$$

$$\underline{\xi}_n(\omega) = \sum_{r=1}^N \left[\frac{\underline{R}_{mn(r)} \cdot \underline{\hat{F}}_m(\omega)}{j\omega - \underline{s}_{(r)}} + \frac{\underline{R}_{mn(r)}^* \cdot \underline{\hat{F}}_m(\omega)}{j\omega - \underline{s}_{(r)}^*} \right], \quad (8.93)$$

wobei $\underline{\hat{F}}$ der Vektor der Eingangsspektren und $\underline{\xi}$ der Vektor der Ausgangsspektren ist. $\underline{n}_{\text{dyn}}$ ist die Übertragungsfunktionsmatrix des Systems. Mit dieser Beschreibung kann man die Auslenkung an den Messpunkten bei einer beliebigen Kraftanregung berechnen. Da bei der Modalanalyse lediglich eine Spalte bzw. eine Zeile der Übertragungsfunktionsmatrix gemessen werden muss, um die Modalparameter zu bestimmen, werden die übrigen Übertragungsfunktionen aus den Parametern berechnet. Dazu bestimmt man alle $\phi_{m(r)}$ (bzw. $\phi_{n(r)}$) aus den gemessenen Übertragungsfunktionen z. B. nach Gln. (8.75) und (8.76) und berechnet anschließend mit

$$\underline{H}_{mn}(\omega) = \sum_{r=1}^N \frac{\phi_{m(r)} \phi_{n(r)}}{-\omega^2 + j\omega 2\delta_{(r)} + \omega_{0(r)}^2} \quad (8.94)$$

die fehlenden Übertragungsfunktionen der Übertragungsfunktionsmatrix $\underline{H}(\omega)$.

Anschließend sollte jedes Modell auf Genauigkeit überprüft werden. In diesem Fall erfolgt die Überprüfung des Modalmodells durch die Messung einer vorher nicht gemessenen Übertragungsfunktion. Diese wird dann mit der aus den Modalparametern berechneten Übertragungsfunktion verglichen. Vor allem im Bereich um die Modalfrequenzen sollten die berechneten Verläufe mit den gemessenen übereinstimmen.

Abweichungen zwischen Modell und gemessenen Übertragungsfunktionen können durch den Verlust von Moden oder das räumliche Abschneiden von Moden auftreten. Durch die Begrenzung des Frequenzbereichs werden nur die Moden in diesem Bereich berücksichtigt, daher kommt es zum Verlust von Moden. Das räumliche Abschneiden von Moden tritt dadurch auf, dass meistens maximal drei der

möglichen sechs Freiheitsgrade pro Messpunkt bestimmt werden. Eine Aussage über eine nicht gemessene Richtung ist dann nicht möglich und es kann zu Fehlinterpretationen des Schwingungsverhaltens führen.

8.4.6 Darstellung der Ergebnisse

Die Ergebnisse können in Form von Zahlen oder auch graphisch dargestellt werden. Da die Zahlenwerte der Modalparameter nur wenig anschaulich sind, ist es sinnvoll eine graphische Darstellung zu generieren. Allerdings benötigt man dazu noch Informationen über die Geometrie der untersuchten Struktur.

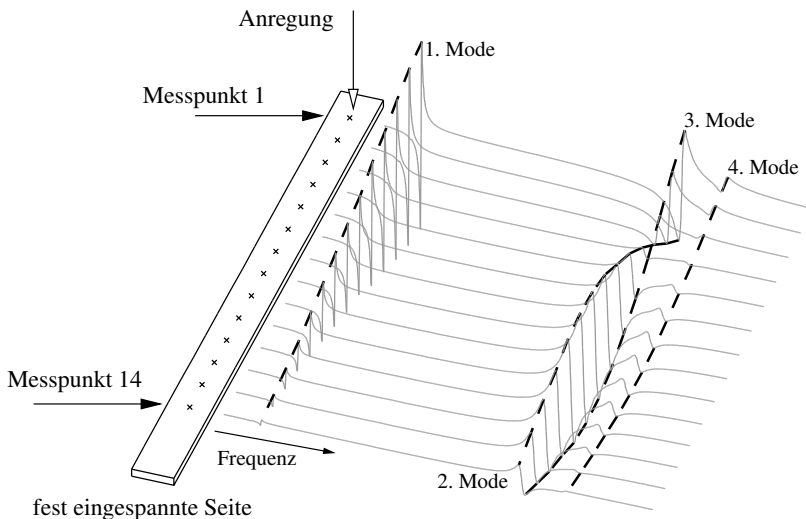


Abb. 8.7 Wasserfalldiagramm der Übertragungsfunktionen eines einseitig fest eingespannten Balkens

Hat man z. B. an einem Balken eine eindimensionale Modalanalyse durchgeführt, kann man ein Wasserfalldiagramm erstellen, in dem man die Modenformen erkennen kann (siehe Abb. 8.7). Früher wurde oft die Modenform aus dieser Darstellung graphisch ermittelt. Allerdings ist diese Bestimmung ungenau und nicht dazu geeignet Modalmodelle aus den Ergebnissen zu erstellen.

Alternativ ist die Darstellung der Modenformen dieses Balkens in einem zweidimensionalen Diagramm möglich (siehe Abb. 8.9). Auch dreidimensionale farbige Darstellungen sind möglich.

Anstelle von „Momentaufnahmen“ kann man auch animierte Darstellungsformen wählen. Es ist möglich mit den aus der Modalanalyse gewonnenen Informationen, das dynamische Schwingungsverhalten als zeitlichen Ablauf in einem Film darzustellen (z. B. die Schwingungen eines Flugzeugflügels). Diese Möglichkeit

wird oft wirkungsvoll bei Präsentationen, in der Werbung oder auch in der Lehre eingesetzt. Allerdings eignet sich diese Form der Darstellung nicht für gedruckte Medien, wie z. B. dieses Buch.

8.5 Beispiele aus der Praxis

Die Entwicklung der Messtechnik ist durch schnellere Computer immer weiter vorangeschritten. Seit Jahren gibt es komplette Systeme zur Modalanalyse, diese wurden im Laufe der Zeit immer weiter verbessert. Mittlerweile gelingen auch komplexe Analysen in kurzer Zeit, so dass die oben beschriebenen Bestimmungen der Modalparameter immer genauer werden.

8.5.1 Balken

In diesem einfachen Beispiel wird ein Balken an einer Seite fest eingespannt. Danach wird die Anzahl und die Lage der Messpunkte auf dem Balken festgelegt. In diesem Beispiel werden 14 Messpunkte auf einem 30 cm langen Stahlstreifen mit einer Breite von 3 cm und einer Höhe von 0,5 cm verteilt. Die Messpunkte liegen auf der Mittellinie des Balkens, da die Analyse eindimensional durchgeführt wird.

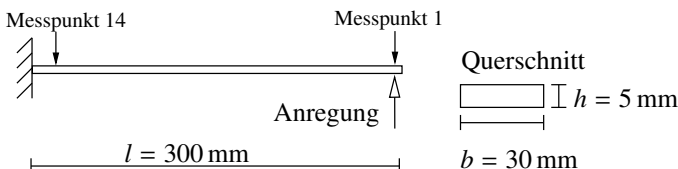


Abb. 8.8 Versuchsaufbau Modalanalyse an einem Balken

Der Balken wird an Messpunkt 1 (siehe Abb. 8.8) mit Hilfe eines Shakers angeregt (z. B. mit Rauschen als Anregesignal). Zwischen Shaker und Balken befindet sich ein Kraftaufnehmer, an den Messpunkten werden Beschleunigungsaufnehmer befestigt. Die Übertragungsfunktionen, in diesem Fall $\underline{H}_{mn}(\omega) = a_{ccmn}(\omega) = \underline{a}_m(\omega)/\underline{F}_n(\omega)$, werden zwischen Anregepunkt n und den Messpunkten m gemessen. Anschließend folgt die Bestimmung der Modalparameter.

In dem betrachteten Frequenzbereich von 10 Hz bis 1100 Hz erhält man z. B. folgende vier Moden:

Mode	Frequenz (in Hz)	Dämpfungsgrad (in %)
1	35	12,97
2	220	4,37
3	625	6,44
4	1062,5	3,41

Neben den Frequenzen und den Dämpfungsgraden erhält man bei der Parameterbestimmung auch noch die Modenformen. Diese können dann zur Darstellung genutzt werden. Die vier Modenformen sind in Abbildung 8.9 zu sehen.

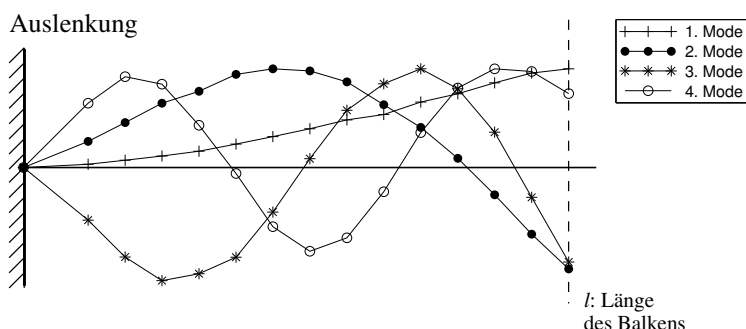


Abb. 8.9 Gemessene Modenformen des Balkens, unskaliert.

8.5.2 Komplexe Strukturen

Die Vorgehensweise bei komplexen Strukturen wie Motoren, Autokarosserien oder Schiffen ist die gleiche wie in dem vorangegangenen Beispiel. Allerdings wird die Anzahl der Messpunkte höher sein als bei einfachen Strukturen. Um ein gutes Modell für weitere Untersuchungen zu erstellen, erfolgen die Messungen an jedem Messpunkt in drei Richtungen. So kann man schnell auf mehrere hundert Messpunkte kommen, je nach Frequenzbereich und benötigter Genauigkeit.

Der Genauigkeit sind allerdings Grenzen gesetzt. Bei vielen Strukturen hat man das Problem, dass die Modendichte zu den höheren Frequenzen stark zunimmt. Bei zu hoher Modendichte sind die einzelnen Moden nicht mehr voneinander zu unterscheiden, sie gehen ineinander über. Dann ist es nicht mehr möglich, ein geeignetes Modalmodell zu erstellen.

Die Modendichte (oder auch Eigenfrequenzdichte) $\Delta M / \Delta f$ ist definiert als die Anzahl der Moden ΔM , die in einem Frequenzband Δf mit der Mittenfrequenz f_m enthaltenen sind. Betrachtet man exemplarisch eine homogene, dünne Platte der Länge l und der Breite b , die an den Rändern aufgestützt ist, kann man auch hier die Modendichte bestimmen. Nach [8.1] ist die Modendichte gerade

$$\frac{\Delta M}{\Delta f} = \frac{S m''}{2 \sqrt{B' m''}} = \frac{S}{2} \sqrt{\frac{m''}{B'}}, \quad (8.95)$$

wobei $S = bl$ die Fläche, m'' die Flächenmasse und B' die Biegesteife der Platte beschreibt. Wie man sehen kann, ist die Modendichte bei homogenen Platten innerhalb eines Frequenzbandes Δf konstant und hängt nur von der Größe, der Flächenmasse und der Biegesteife ab. Bei einer 1 mm dicken Platte aus Stahl ($m'' = 7,85 \text{ kg/m}^2$ und $B' = 18,9 \text{ Nm}$) mit den Abmessungen $l = 1 \text{ m}$ und $b = 0,4 \text{ m}$ ergibt sich dann eine Modendichte von

$$\frac{\Delta M}{\Delta f} = \frac{S}{2} \sqrt{\frac{m''}{B'}} = 0,13 \text{ /Hz} \quad (8.96)$$

Bei Strukturen, die einen höheren Grad an Komplexität aufweisen, z. B. einem Motorblock, kann die Modendichte im Gegensatz zu einer Platte nicht einfach berechnet werden. Die Massenverteilung ist nicht mehr konstant und die Randbedingungen eines realen Systems sind, genauso wie die Bewegungsgleichungen, schwer zu beschreiben. Die innere Dämpfung, die solche Strukturen häufig aufweisen, kann zu geringen Amplituden bei einigen Moden führen, so dass diese in den Übertragungsfunktionen kaum sichtbar sind. Außerdem sind die Moden bei solchen Systemen über die Frequenz nicht gleichverteilt und liegen zum Teil sehr dicht beieinander.

Als Beispiel für eine komplexe Modalanalyse dient hier die Schwingungsanalyse an einer Golf-Rohkarosserie aus [8.6]. Die Karosserie wurde während der Messungen auf vier weichen, elastischen, luftgefüllten Bällen gelagert. Dieses Masse-Feder-System war tief abgestimmt, so dass die Resonanzfrequenz bei ca. 3 Hz lag. An 137 Messpunkten wurden die Übertragungsfunktionen in Normalenrichtung gemessen. Die Ergebnisse der Modalanalyse für die Resonanz bei 27,19 Hz sind in den Abb. 8.10 - 8.12 zu sehen. Dabei handelt es sich um Torsion, d. h. in dieser Resonanz verdreht sich die Karosserie um eine Längsachse.

Man kann bei solch komplexen Strukturen aber auch noch weiter ins Detail gehen. Als Beispiel dient hier die Modalanalyse eines Wagenkastens. Solche Wagenkästen sind Bestandteile der Waggons von Zügen. Das dynamische Verhalten solcher Strukturen zu kennen ist wichtig, um Stabilität und Komfort zu garantieren.

In den Bildern der Abbildung 8.13 sind die Ergebnisse der Modalanalyse² an einem Wagenkasten zu sehen. Man kann gut das Schwingungsverhalten erkennen, vor allem im Bereich des Dachs. Natürlich ist der Maßstab der Darstellung vergrößert worden, um das Schwingungsverhalten besser zu erkennen. Diese Bilder eignen sich, um eine Animation zu erstellen. Sie können auch noch farbig gestaltet werden, um das Schwingungsverhalten besser zu erkennen.

² Durchgeführt von Müller BBM

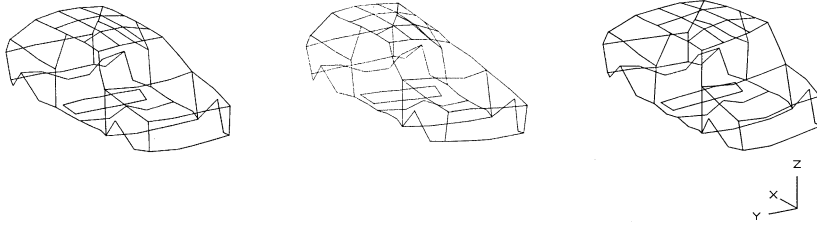


Abb. 8.10 Seitenansicht Golf-Rohkarosserie - links: unverformt, mitte und rechts: Auslenkungen bei 27,19 Hz aus [8.6]

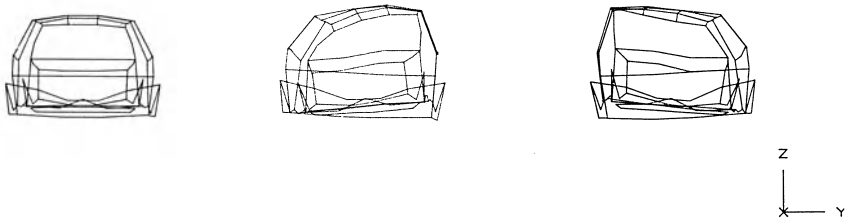


Abb. 8.11 Heckansicht Golf-Rohkarosserie - links: unverformt, mitte und rechts: Auslenkungen bei 27,19 Hz aus [8.6]

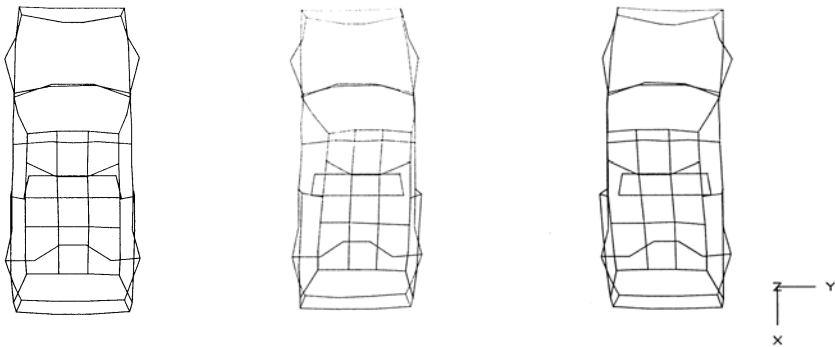


Abb. 8.12 Draufsicht Golf-Rohkarosserie - links: unverformt, mitte und rechts: Auslenkungen bei 27,19 Hz aus [8.6]

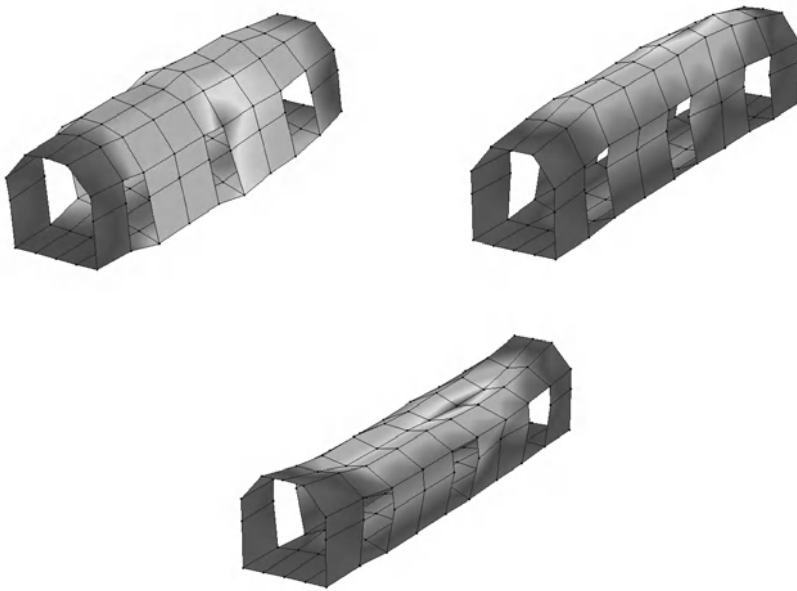


Abb. 8.13 Drei verschiedene Moden eines Wagenkastens (Mit freundlicher Genehmigung von Müller BBM)

Literaturverzeichnis

- [8.1] CREMER, L.; HECKL, M.: *Körperschall*. Springer Verlag Berlin, 1996
- [8.2] DØSSING, O.: *Strukturen prüfen Teil 1: Mechanische Beweglichkeits-Messungen*. Brüel & Kjær, 1989
- [8.3] DØSSING, O.: *Strukturen prüfen Teil 2: Modalanalyse und Simulation*. Brüel & Kjær, 1989
- [8.4] EWINS, D.J.: *Modal Testing: Theory and Practice*. Research Studies Press LTD. Letchworth, Hertfordshire, England, Brüel & Kjær, 1986
- [8.5] GINSBERG, J. H.: *Mechanical and Structural Vibrations*. John Wiley & Sons, Inc., 2001
- [8.6] HECKL, M.; M. MÖSER: *Bericht über Modalanalysen an Tür und Heckklappe eines Golf-Kraftfahrzeuges*. Institut für Technische Akustik der Technische Universität Berlin, 1987
- [8.7] HECKL, M.; M. MÖSER: *Bericht über Schwingungsmessungen an einer Golf-Rohkarosserie*. Institut für Technische Akustik der Technischen Universität Berlin, 1987
- [8.8] INGARD, K. U.: *Fundamentals of waves and oscillations*. Cambridge University Press, 1988
- [8.9] KOLLMANN, F. G.; SCHÖSSER, T. F.; ANGERT, R.: *Praktische Maschinenakustik*. Springer Verlag, 2006
- [8.10] MEYBERG, K.; VACHENAUER, P.: *Höhere Mathematik 2*. Springer Verlag, 2001
- [8.11] MORSE, P. M.; INGARD, K. U.: *Theoretical Acoustics*. Princeton University Press, 1986
- [8.12] MÖSER, M.: *Technische Akustik*. 7. erweiterte und aktualisierte Auflage, Springer Verlag Berlin, 2007
- [8.13] RANDALL, R. B.: *Frequency Analysis*. 3. Auflage, Brüel & Kjær, Naerum (DK), 1987

Kapitel 9

Digitale Signalverarbeitung in der Messtechnik

Prof. Dr. Michael Vorländer

Wie in allen Bereichen der Technik ist es heute auch in der Akustik so, dass praktisch alle Messgeräte rechnergestützt sind. Der Digitalrechner kann in unterschiedlichen Konfigurationen zum Einsatz kommen. Eine akustische Messapparatur kann in Form von PC-ferngesteuerter Hardware realisiert werden oder in Form von integrierten Lösungen mit speziellem Speicher und Prozessor. Bei vielen Anwendungen kommt die Notwendigkeit der Eichfähigkeit und Eichung hinzu, die spezielle Anforderungen an die Hardware stellt.

Eine Unterscheidung hinsichtlich der Art der Umsetzung in Form von A/D-Hardware, Speicherung und Signalverarbeitung wird in diesem Kapitel allerdings nicht getroffen. Inhalt ist vielmehr die Grundlage der Signalaufnahme, -verarbeitung und -analyse mit Hilfe rechnerischer (digitaler) Methoden. Die Implementierung algorithmischer Ansätze oder von Analysesoftware erfordert dann jeweils besondere Kenntnisse der Programmiersprachen, teilweise in speziellen Sprachen wie Assembler, was hier ebenfalls nicht vertieft betrachtet wird. Man kann sich gut vorstellen, dass die grundsätzlichen Ansätze der digitalen Signalverarbeitung unterschiedlich effektiv umgesetzt werden können. Für das Verständnis ist jedoch die Vorstellung einer Implementierung z.B. in MATLAB® völlig ausreichend.

Das unten stehende Bild illustriert einen typischen PC-gestützten Messaufbau mit Anregung. Ein Taktgenerator wird zur Erzeugung eines Anregungssignals genutzt. Der Sende-Takt ist hier synchronisiert mit der Abtastrate des A/D-Umsetzers als Empfänger. Die gestrichelt umrandeten Teile werden oft in einen Rechner integriert. Die ansatzweise gezeigten Aus- und Eingänge am Messobjekt (LTI) und am A/D-Wandler deuten mehrkanalige Messungen an. „LTI“ bedeutet, dass das Messobjekt sich in idealer Weise linear und zeitinvariant verhält (siehe Abb. 9.1).

Bei Messobjekten, die in ihrer normalen Funktion selbst Schall erzeugen (z.B. ein PKW in Vorbeifahrt, eine Geschirrspülmaschine oder eine Polizeisirene), ist die Schallanalyse, die Messung der Schallpegel, evtl. eine Frequenzanalyse hinreichend. Die dazu eingesetzten Methoden wurden in Kapitel 2 beschrieben. Andere

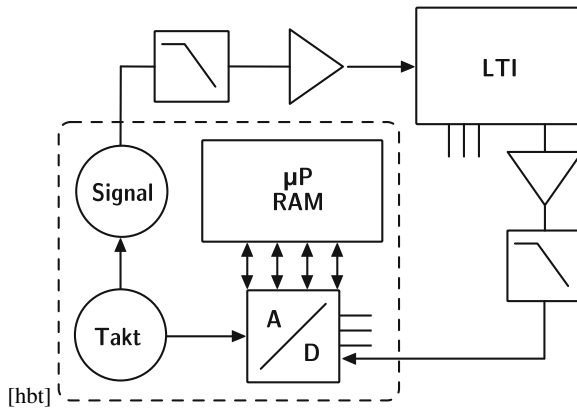


Abb. 9.1 Aufbau eines rechnergestützten Messsystems.

Messobjekte, wie im Bild gezeigt, jedoch stellen ein Element in einer akustischen Übertragungsstrecke dar. Sie „tönen“ nicht von allein, sondern müssen in geeigneter Weise angeregt und untersucht werden. Dies trifft beispielsweise auf Lautsprecher, Übertragungsstrecken in Räumen oder im Freien, auf Wände, auf Schalldämpfer oder Gehörschützer zu. In diesen Fällen wird ein der Schallanalyse angepasstes Sendesignal erzeugt und in das Messobjekt gegeben. Der Signalfluss von der Erzeugung über die Weiterleitung bis zum Empfang mit Mikrofon und Schallanalysator kann dann zur Ermittlung der Objekteigenschaften herangezogen werden.

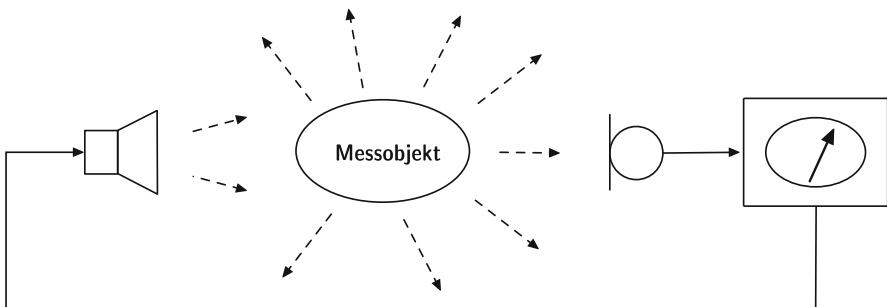


Abb. 9.2 Akustische Messungen mit Anregungs- und Analyseeinheit.

Grundlage der linearen Akustik sowie der Theorie von Signalen und Systemen ist ein näherungsweise lineares Verhalten, aus dem sich zahlreiche Phänomene ableiten bzw. begründen lassen. Fast alle Messobjekte in der Akustik sind in sehr guter Näherung LTI-Systeme (engl.: „linear time invariant systems“). Dies sind definitionsgemäß Systeme, die in ihrem akustischen Verhalten (also hier bei der Übertragung von Schall) ihr Ausgangssignal gemäß einer linearen Gesetzmäßigkeit vom

Eingangssignal ableiten. Zusätzlich muss dieses Verhalten zu jedem beliebigen Zeitpunkt unverändert vorliegen (Zeitinvarianz).

9.1 Signale und Systeme

Ein Signal im Sinne der Theorie eines akustischen Ereignisses ist der zeitabhängige Verlauf eines Schalldrucks $p(t)$ oder einer Mikrofonspannung $U(t)$. Im Allgemeinen bezeichnen wir es hier mit $s(t)$. Dieses Signal kann erzeugt und empfangen bzw. über ein System übertragen und/oder verändert werden. Linear wird ein System bezeichnet, wenn bezüglich seiner Transformation $\mathbf{Tr}$ der Superpositionssatz für beliebige Konstanten a_i gilt:

$$\mathbf{Tr} \left\{ \sum_i (a_i \cdot s_i(t)) \right\} = \sum_i (a_i \cdot \mathbf{Tr} \{s_i(t)\}) = \sum_i (a_i \cdot g_i(t)) \quad (9.1)$$

s_i bezeichnet das Eingangs-, g_i das Ausgangssignal, $i = 1, 2, 3, \dots$. Als Transformationen kommen z.B. Verstärkungen, Zeitverzögerungen, Filterungen oder einfach Summationen von Signalen in Betracht. Dieser Zusammenhang bedeutet in der Praxis, dass das Systemverhalten, z.B. der Frequenzgang, nicht vom Pegel des Anregungssignals abhängt, bzw. sich nur proportional verhält. Insbesondere werden bei Anregung mit einem harmonischen Signal einer Frequenz f nur Ausgangssignale mit der gleichen Frequenz erzeugt.

Zeitinvariant ist ein System, wenn für eine beliebige Zeitverschiebung t_0 gilt:

$$\mathbf{Tr}(s(t - t_0)) = g(t - t_0) \quad (9.2)$$

Dies bedeutet in der Praxis, dass man die Messung jederzeit wiederholen könnte, ohne dass man ein anderes Ergebnis erwarten müsste.

Viele in der Akustik übliche Messobjekte zeigen in der Tat ein solches Verhalten. So erzeugt ein Lautsprecher einen der Stärke des Eingangsstromes proportionalen Schalldruck, solange er im linearen Bereich betrieben wird. Auch die Änderung der Übertragungseigenschaften mit der Zeit ist meist vernachlässigbar, solange er sich nicht während des Betriebes erheblich erhitzt. Systeme, die sich infolge von Alterungseinflüssen oder anderen, sehr langsamen Prozessen verändern, können für kurze Zeiträume (z.B. während einer Messung) als LTI-Systeme angesehen werden.

Das LTI-System kann nun anhand seiner Reaktion auf Testsignale beschrieben werden. Diese Reaktion ist sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich charakteristisch für das System und liefert eine vollständige Beschreibung des Übertragungsverhaltens.

9.2 Impulsantwort und Übertragungsfunktion

9.2.1 Der Begriff der Faltung

Wird ein LTI-System mit einem Eingangssignal $s(t)$ gespeist, so kann ausgangsseitig ein Signal $g(t)$ empfangen werden, für welches gilt:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t - \tau) d\tau = s(t) * h(t) \quad (9.3)$$

wobei $h(t)$ die Impulsantwort (oder Stoßantwort) des Systems genannt wird und das Integral eine Faltungsoperation ausdrückt. Diese allgemeine und sehr wichtige Formel ist die Grundlage für alle theoretischen Betrachtungen an LTI-Systemen. Sie erlaubt insbesondere die Konstruktion von Filtern. Die Impulsantwort hat bei einigen akustischen Systemen eine unmittelbare Bedeutung und wird als Messgröße direkt benötigt (z.B. in der Raumakustik).

Eine besondere Bedeutung kommt dem Dirac-Stoß $\delta(t)$ zu. Er ist anschaulich definiert als Nadelimpuls unendlicher Höhe, aber endlichen Flächeninhalts. Man kann ihn sich beispielsweise über den Grenzübergang

$$\lim_{T_0 \rightarrow 0} \frac{1}{T_0} \text{rect}\left(\frac{t}{T_0}\right) \quad (9.4)$$

vorstellen:

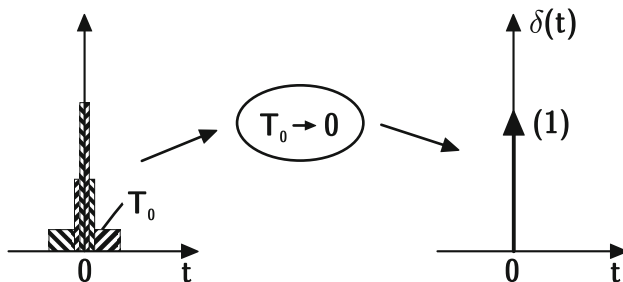


Abb. 9.3 Dirac-Stoß

Der Dirac-Stoß ist die Impulsantwort eines ideal verzerrungsfreien Systems. In diesem Falle ist nämlich das Ausgangssignal gleich dem Eingangssignal:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)\delta(t - \tau) d\tau = s(t) \quad (9.5)$$

Die Faltungsalgebra für den Dirac-Stoß ist besonders einfach. Beispiele sind:
Multiplikation mit Faktor (Verstärkung):

$$a \delta(t) * s(t) = a s(t) \quad (9.6)$$

zeitliche Verschiebung (Laufzeitglied, Verzögerungsleitung):

$$\delta(t - t_0) * s(t) = s(t - t_0) \quad (9.7)$$

Integration (Sprungfunktion $\varepsilon(t)$):

$$\int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau = \varepsilon(t) \quad (9.8)$$

Bei Anregung eines Systems mit einem idealen Impuls (Dirac-Stoß) ergibt sich unmittelbar dessen Impulsantwort:

$$h(t) * \delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \delta(t - \tau) d\tau = h(t) \quad (9.9)$$

Eine Impulsantwort ist eine wichtige Messgröße beispielsweise in der Raumakustik. Die Abbildung 9.4 zeigt eine mit einem Kugelmikrofon mit einem Speicheroszilloskop aufgenommene Raumimpulsantwort. Die Anregung erfolgte mit einer Holzklatsche.

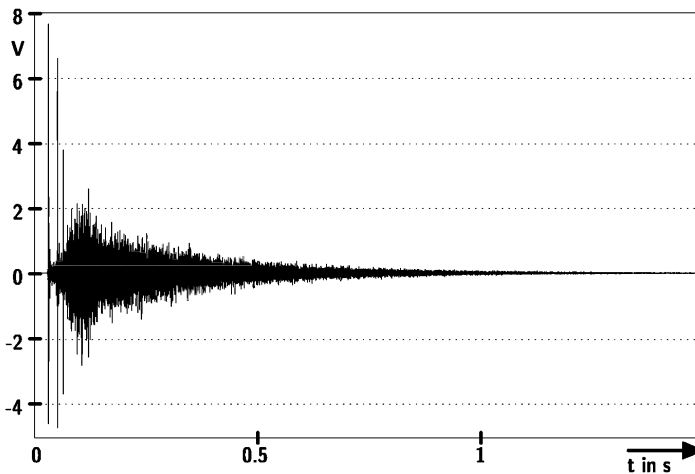


Abb. 9.4 Beispiel für eine Raumimpulsantwort.

9.2.2 Übertragungsfunktion

Die Übertragungseigenschaften eines LTI-Systems lassen sich auch im Frequenzbereich durch Frequenzfunktionen $\underline{S}(f)$ darstellen, und zwar entweder durch die Komponenten Real- und Imaginärteil ($\text{Re}\{\underline{S}(f)\}$ bzw. $\text{Im}\{\underline{S}(f)\}$) oder in der äquivalenten Form als Betrag und Phase ($|\underline{S}(f)|$ bzw. $\varphi(f)$).

$$\underline{S}(f) = \text{Re}\{\underline{S}(f)\} + j \text{Im}\{\underline{S}(f)\} = |\underline{S}(f)| \cdot e^{j\varphi(f)} \quad (9.10)$$

Für den Vergleich der Frequenzdarstellung mit dem Höreindruck ist die logarithmische Auftragung des Betrags der Funktion über der Frequenz gut geeignet. Diese Darstellung lässt erkennen, über welchen Frequenzbereich sich z.B. ein Geräusch erstreckt oder welche (Ober-) Töne in einem Klang enthalten sind.

Sollen die Übertragungseigenschaften eines Systems bezüglich der Frequenz dargestellt werden, ist besonders die Information von Interesse, um welches Maß ein eingespeistes Signal einer bestimmten Frequenz von dem System gedämpft oder verstärkt wird. Durch Anregung eines Systems (mit einer Signaltbetrachtung im Frequenzbereich sequentiell durch reine Töne) ist erkennbar, welche Resonanzen vorliegen oder welchen Frequenzumfang beispielsweise ein elektroakustischer Wandler übertragen kann.

Wird der komplex, d.h. nach Betrag und Phase gebildete Quotient aus durchgelassenem zu eingespeistem Signal (z.B. sequentiell mit reinen Tönen) gebildet, wird die resultierende Funktion $\underline{H}(f)$ Übertragungsfunktion genannt.

$$\underline{H}(f) = \frac{\underline{G}(f)}{\underline{S}(f)} \quad (9.11)$$

Im Experiment kann man mit reinen Tönen die Übertragungsfunktion direkt anregen und das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsamplitude (und Phase) bestimmen. Geschieht dies an mehreren Stellen, so können Übertragungsfunktionen an mehreren Stützstellen ermittelt werden.

Die Übertragungsfunktion ist i.a. komplexwertig und kann wie die Frequenzfunktion in Gl. (9.10) kartesisch oder in Polarkoordinaten dargestellt werden. Die Übertragungsfunktion ist im Frequenzbereich die bedeutendste Funktion der Signalverarbeitung, da auch sie die kompletten linearen Eigenschaften ihres Systems repräsentiert.

9.3 Fouriertransformation

Liegt von einem System die Impulsantwort $h(t)$ vor, so kann diese Zeitfunktion mit der Fouriertransformation

$$\mathcal{F}\{h(t)\} = \underline{H}(f) \quad \text{bzw.} \quad h(t) \circ \rightarrow \underline{H}(f) \quad (9.12)$$

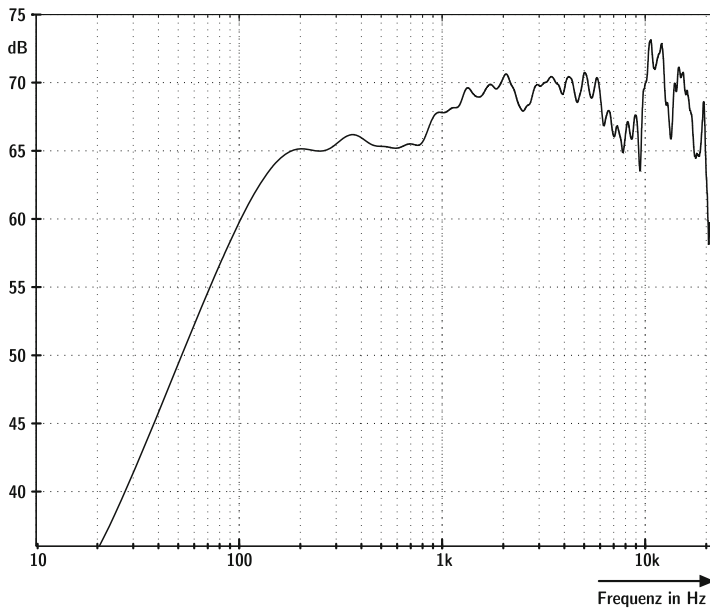


Abb. 9.5 Übertragungsfunktion (Frequenzgang) eines Dodekaeder-Messlautsprechers.

in die stationäre Übertragungsfunktion $\underline{H}(f)$ überführt werden. Die Transformationsgleichung ist durch das Fourierintegral gegeben, s.u.

Somit können LTI-Systeme vollständig entweder im Zeitbereich oder im Frequenzbereich charakterisiert werden, und an mehreren Stellen ist mittels der Fouriertransformation ein Übergang zwischen den Bereichen in beide Richtungen möglich.

Die Berechnungsvorschrift der Fouriertransformation zwischen Impulsantwort und Übertragungsfunktion lautet:

$$\underline{H}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (9.13)$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{H}(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad (9.14)$$

Die Fouriertransformation ist jedoch nicht nur auf Impulsantworten $h(t)$ und Übertragungsfunktionen $\underline{H}(f)$ anwendbar. Jedes Signal $s(t)$ kann mit der Fouriertransformation in eine entsprechende Frequenzfunktion $\underline{S}(f)$ umgewandelt werden.

$$\underline{S}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (9.15)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{S}(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad (9.16)$$

Insbesondere der Dirac-Stoß soll hier noch einmal erwähnt werden, der sich durch

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt = 1 \quad (9.17)$$

und durch

$$\delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi ft} df \quad (9.18)$$

auszeichnet. Letztere Gleichung kann demnach auch als Definitionsgleichung für den Dirac-Stoß aufgefasst werden.

So weit sind nun die Grundlagen der Signalübertragung über akustische Systeme erläutert worden. Für ein vertieftes Verständnis für die Analyse akustischer Signale, Impulsantworten und Übertragungsfunktionen müssen diese Grundlagen an Verarbeitungsmechanismen im Digitalrechner angepasst werden. Der wichtigste Aspekt besteht in der Abbildung analoger Signale in digitaler Form.

9.4 Digitalisierung von Messsignalen

Um Signale in einem Digitalrechner eingeben und verarbeiten zu können, müssen die analog aufgezeichneten Signale digitalisiert werden. Durch einen A/D-Umsetzer werden die analogen Zeitfunktionen $s(t)$ sowohl hinsichtlich der physikalischen Messgröße (Schalldruck oder Körperschall-Beschleunigung und letztlich über einen „Wandler“ repräsentiert in Form der elektrischen Spannung) in Stufen gemessen und quantisiert sowie hinsichtlich der Zeit diskretisiert und somit in eine zeitdiskrete gestufte und skalierte Zahlenfolge umgesetzt.

Die Genauigkeit der Quantisierung hängt von der verwendeten Amplitudenauflösung ab. Der verwendete Zahlenraum wird normalerweise auf eine binäre Darstellung abgebildet. Von der so genannten „Vollaussteuerung“ des Signals stehen bei einem A/D-Umsetzer der Bitzahl n zwischen der maximalen und minimalen Spannung 2^n unterschiedliche Werte zur Verfügung. Bei einer Auflösung von 16 bit sind das beispielsweise 65536 Stufen in ganzen Zahlen von -32768 bis $+32767$, die abgebildet werden auf den Spannungsbereich zwischen $-U_{\max}$ und $+U_{\max}$, die der Vollaussteuerung entspricht.

Die Rundungsfehler bei der Quantisierung sind quasi-stochastisch in der Zahlenfolge verteilt. Da die kleinste Spannungsstufe $U_{\max}/2^n$ ist, kann man den Pegel der Folge der Rundungsfehler, auch Quantisierungsrauschen genannt, angeben mit:

$$N_{\text{quant}} = -20 \log 2^n \approx -6n \quad (9.19)$$

Der Zeittakt der Quantisierung wird Abtastfrequenz genannt. Wie groß die Abtastfrequenz, auch Abtastrate genannt, mindestens sein muss, hängt davon ab, welche Frequenzanteile im Signal enthalten sind (s.u.). Unter Berücksichtigung dieser Diskretisierung in Zeit und Amplitude stellen die Abtastwerte unter bestimmten Bedingungen ein hinreichend genaues Bild des analogen Signals dar. Der große Vorteil der digitalen Verarbeitung von Signalen besteht darin, dass alle Maßnahmen der Filterung, Analyse, Verstärkung, Speicherung, etc. durch mathematische Operationen durchgeführt werden können, wodurch erheblich flexiblere Möglichkeiten im Vergleich zur analogen Signalverarbeitung genutzt werden können. Aus den digitalen Daten kann ferner das analoge Ursprungssignal eindeutig rekonstruiert werden.

Typisch für Schallsignale im Hörbereich sind Abtastraten von 44,1 kHz oder 48 kHz bei einer Quantisierung in 16 bit. Dies entspricht einem Abstand von etwa 96 dB zwischen der Vollaussteuerung und dem Quantisierungsrauschen. Umfasst das zu messende Schallereignis eine extrem große Dynamik, mehr als 96 dB, so lassen sich auch Varianten realisieren, die effektiv 24 bit oder mehr Auflösung erlauben, so dass ohne Verstärkungsumschaltung über 120 dB zwischen dem Quantisierungsrauschen und der Vollaussteuerung abgedeckt werden können. Dadurch wird insbesondere der volle Dynamikbereich von Kondensator-Messmikrofonen genutzt, ohne die Empfindlichkeit oder die Verstärkung umschalten zu müssen.

9.4.1 Abtasttheorem

Nach der Theorie der linearen Systeme kann die Abtastung wie folgt dargestellt werden. Ein analoges Signal $s(t)$ (in Spannungsdarstellung) wird zu den Abtastzeiten nT mit $n = 0, 1, 2, \dots$ und $T = 1/f_{\text{Abt}}$ jeweils einer schnellen (unendlich kurzen) Spannungsmessung unterzogen. Dies entspricht der Multiplikation des Signals mit einer Diracstoß-Folge.

$$\text{III}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (9.20)$$

Das abgetastete zeitdiskrete Signal ist somit

$$s(n) \equiv s(t) \cdot \text{III}(t) \Big|_{t=nT} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \delta(t - nT) \Big|_{t=nT} \quad (9.21)$$

Bei der Abtastung eines harmonischen Signals müssen mindestens zwei Abtastwerte innerhalb einer Periode liegen, um zu vermeiden, dass Mehrdeutigkeiten, so genanntes „Aliasing“ (von „Alias“-Frequenzen) auftreten. Harmonische Signale mit ganzzahlig vielfachen Frequenzen lassen sich nämlich durch genau die gleichen Abtastwerte abbilden (siehe Bild). Die Gesamtheit der spektral möglichen Lösungen ist offenbar eine Aneinanderreihung von Elementarlösungen, die sich auf der Frequenzachse vielfach wiederholen.

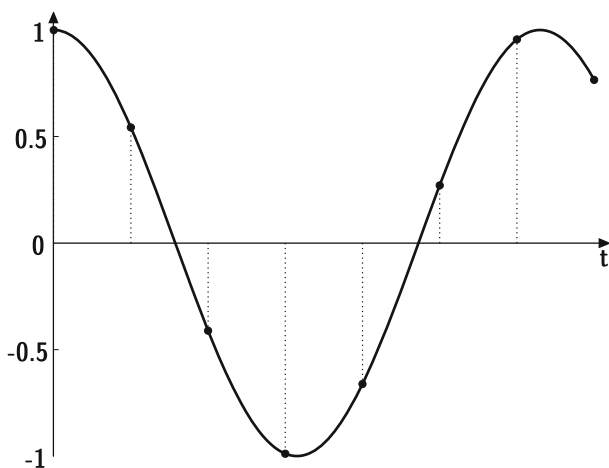


Abb. 9.6 Analoges Cosinus-Signal mit diskreten Abtastwerten.

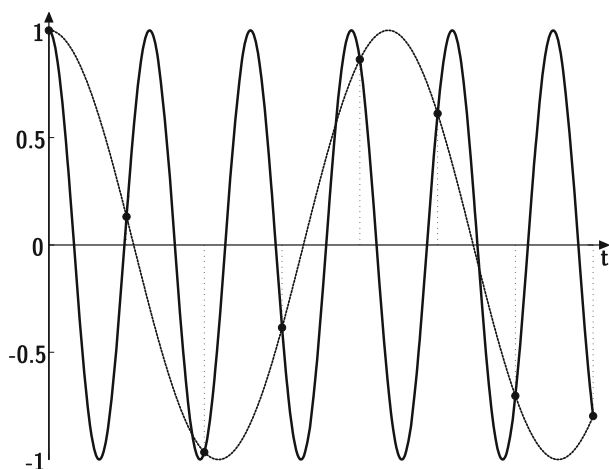


Abb. 9.7 Mehrdeutigkeit bei der Rekonstruktion des analogen Signals.

Allgemeiner formuliert bedeutet Abtastung eine Multiplikation des analogen Zeitsignals mit einer Diracstoß-Folge. Wir betrachten diese Art der Abtastung nun im Frequenzbereich. Aufgrund eines zentralen Satzes der Fourier-Transformation (das Produkt zweier Zeitsignale entspricht der Faltung der beiden Signalspektren) lässt sich dies folgendermaßen darstellen:

$$s(t/T) \cdot \text{III}(t/T) \rightsquigarrow \underline{S}(Tf) * \text{III}(Tf) \quad (9.22)$$

wegen

$$\text{III}(Tf) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{III}(t/T) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (9.23)$$

in mit der Abtastdauer T skalierten dimensionslosen Zeit- und Frequenzachsen. Man beachte den inversen Zusammenhang zwischen $\text{III}(t/T)$ und $\text{III}(Tf)$. Eine zeitlich enge Dirac-Stoß-Folge korrespondiert mit einer weiten Folge von Spektrumslinien.

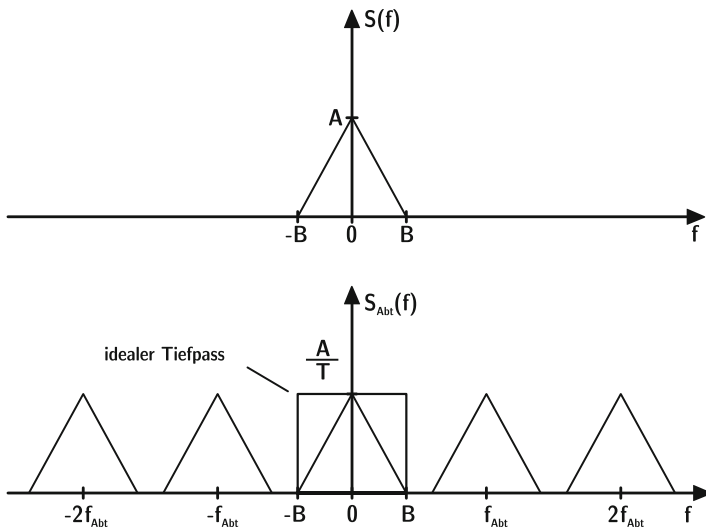


Abb. 9.8 Tiefpassfilterung zur Rekonstruktion des Original-Spektrums und Abtrennung der Folge der Alias-Spektren

Zur Vermeidung von Aliasing benutzt man daher Tiefpassfilter, die den auswertbaren Frequenzbereich von 0 bis f_{max} auf höchstens die Hälfte der Abtastfrequenz begrenzen. Das Nyquist-Theorem bestimmt somit die Abtastrate f_{Abt} zu:

$$f_{\text{Abt}} \geq 2f_{\text{max}} \quad (9.24)$$

9.5 Diskrete Fourier-Transformation DFT

Im Falle von abgetasteten Funktionen stellt sich die Frage nach einem effizienten Algorithmus zur Fourier-Transformation dieser Zahlenfolge. Zuerst einmal muss berücksichtigt werden, dass die Abtastwerte zeitdiskret sind, d.h. das nach Fourier-Transformation erhaltene (kontinuierliche) Spektrum ist wegen Gl. (9.22) periodisch. Die entscheidende Voraussetzung für eine numerische Berechnung des Spektrums ist jedoch dessen diskrete Darstellung, da man in einem digitalen Spei-

cher nur endlich viele Frequenzen auswerten kann. Man ist also an die Berechnung eines so genannten Linienspektrums gebunden. Linienspektren wiederum sind aber nur periodischen Signalen zuzuordnen. Somit steht neben der Forderung nach einer genügend hohen Abtastrate eine zweite wesentliche Voraussetzung fest: Man muss beachten, dass sich numerisch ermittelte (Linien-) Spektren streng auf periodische Signale beziehen (siehe Abb. 9.9).

Die Berechnungsvorschrift für die diskrete Fourier-Transformation DFT lautet dann (vergl. Gl. (9.13)):

$$\underline{S}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi nk/N}; \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9.25)$$

Zur Lösung der Gl. (9.25) sind N^2 (komplexe) Multiplikationen auszuführen. Die Variable „ n “ repräsentiert den Zeitbereich; „ k “ das Frequenzspektrum.

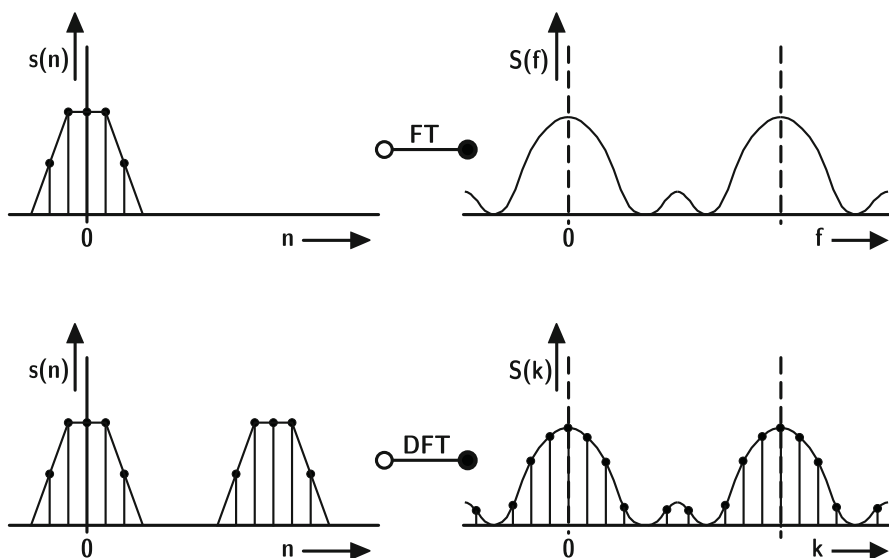


Abb. 9.9 Oben links: Abtastung eines Signals, $s(n)$, oben rechts: entsprechendes (theoretisch kontinuierliches) Spektrum, $S(f)$, unten rechts: numerisches (diskretes) Spektrum $S(k)$, unten links: dem diskreten Spektrum entsprechendes periodisch wiederholtes Signal $s(n)$.

9.6 Fast Fourier Transformation FFT

Eine spezielle Variante der DFT ist die englisch bezeichnete so genannte „Fast Fourier Transformation“ (FFT). Sie ist mitnichten eine Näherungslösung, sondern eine

numerisch exakte Lösung der Gl. (9.25). Sie lässt sich allerdings nur auf Blöcke von $N = 2^m$ (4, 8, 16, 32, 64, usw.) Abtastwerte anwenden. Der Grund für die Beschleunigung der Berechnung ist ein geschicktes Vorsortieren von Summanden, das Weglassen überflüssiger Rechenschritte und dadurch die Reduzierung der Rechenschritte auf einen Bruchteil.

Man stellt die Vorschrift nach Gl. (9.25) als Gleichungssystem und als Matrixoperation (Beispiel für $N = 4$)

$$\begin{pmatrix} S(0) \\ S(1) \\ S(2) \\ S(3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s(0) \\ s(1) \\ s(2) \\ s(3) \end{pmatrix} \quad (9.26)$$

dar. Dabei ist

$$W = e^{-j2\pi/N} \quad (9.27)$$

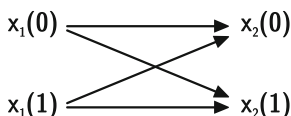
Man beachte die hohe Symmetrie in den Potenzen des „Phasenzeiger“ W , der die komplexen Zahlenebene in N Kreissegmente teilt, wobei eine n -fache Potenzierung eine n -fache Drehung der Phase und Abbildung von W in sich selbst bedeutet. Der Kern der FFT ist die Herstellung dieser besonderen Symmetrie.

Nun kann durch Vertauschen von Zeilen und Spalten der Matrix $\mathbf{W}$ (die im Prinzip lediglich die komplexen Exponentialterme, d.h. die Phasen $2\pi/N$ zur Potenz nk enthält) eine Form hoher Symmetrie erreicht werden, in welcher quadratische Blöcke der Größe 2×2 , 4×4 , 8×8 , usw. von „Nullen“ auftreten.

Das resultierende Gleichungssystem erfordert dann (im Beispiel) nur noch die Lösung des Gleichungssystems

$$\begin{pmatrix} S(0) \\ S(1) \\ S(2) \\ S(3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2(0) \\ x_2(1) \\ x_2(2) \\ x_2(3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & W^0 & 0 & 0 \\ 1 & W^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & W^1 \\ 0 & 0 & 1 & W^3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ x_1(2) \\ x_1(3) \end{pmatrix} \quad (9.28)$$

mit z.B.: $x_2(0) = x_1(0) + W^0 x_1(1)$ und $x_2(1) = x_1(0) + W^2 x_1(1)$. Alle Summenterme mit Nullen können von vornherein weggelassen werden. Die verbleibenden Operationen verknüpfen jeweils benachbarte Vektorelemente zu zwei neuen Vektorelementen. Dieser Prozess lässt sich sehr anschaulich in Form eines Butterfly-Algorithmus darstellen, wobei die Rechenvorschrift bedeutet, dass jeweils nur Zahlenpaare $(x_1(0), x_1(1))$ in Zahlenpaare $(x_2(0), x_2(1))$ überführt werden und andere Vektorelemente je Butterfly-Stufe keine Rolle spielen: Die Lösung von Gl. (9.28) ei-



Butterfly-Algorithmus:

$$\text{z.B.: } x_2(0) = x_1(0) + W^0 x_1(1)$$

Abb. 9.10 Elementar-Einheit in der Struktur einer FFT: „Butterfly“.

ner $m \times m$ -Matrix lässt sich dann als eine kaskadierte m -stufige Butterfly-Rechnung durchführen. Die Anzahl der Rechenoperationen fällt dadurch von N^2 auf $N \lg(N/2)$ z.B. für $N = 4096$ von 16777216 auf 45056 um den Faktor 372.

9.6.1 Mögliche Fehler

Unter den gegebenen Randbedingungen sind verschiedene Fehlerquellen bei der Anwendung der FFT möglich. Oft wird nämlich vergessen, dass die FFT eine spezielle Form der diskreten Fouriertransformation ist und wie die DFT nur auf periodische Signale bezogen werden kann. Wenn also ein ohnehin periodisches Signal (z.B. ein Sinus- oder ein Dreiecksignal) ausgewertet werden soll, muss selbstverständlich die Blocklänge einer glatten Anzahl von Perioden entsprechen, damit das zugehörige Linienspektrum unverzerrt berechnet werden kann. Endet das Signal „an der falschen Stelle“, so ist die (gedankliche) periodische Fortsetzung unstetig, und das Spektrum bezieht sich auf das (falsche) fortgesetzte Signal mit der Unstetigkeitsstelle.

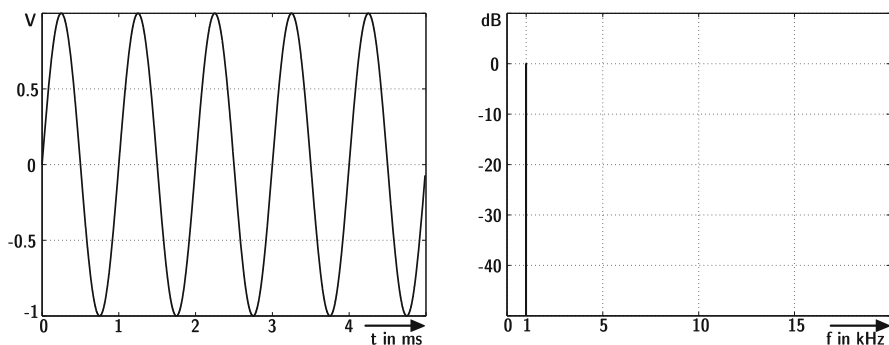


Abb. 9.11 1 kHz-Zeitsignal und Spektrum einer diskreten Fouriertransformation (exakt 6 Perioden)

Falls jedoch die FFT-Blocklänge genau einer glatten Anzahl von Perioden entspricht, tritt der Fehler nicht auf. Im Allgemeinen kann durch Abtastratenwandlung das gewünschte Auswertintervall glatter Periodenzahl auf eine FFT-Blocklänge abgebildet werden.

Ein weiteres, allerdings nicht so exaktes Verfahren zur Verringerung dieser Fehler ist die Fensterfunktion. Ein „Fenster“ in diesem Sinne ist eine Zeitfunktion mit Anstieg und Abfallflanke, mit welcher das auszuwertende Signal multipliziert wird. Dies entspricht bekanntlich einer Faltung des Signalspektrums mit dem Spektrum der Fensterfunktion. Durch das Fenster werden die eventuellen Unstetigkeiten an

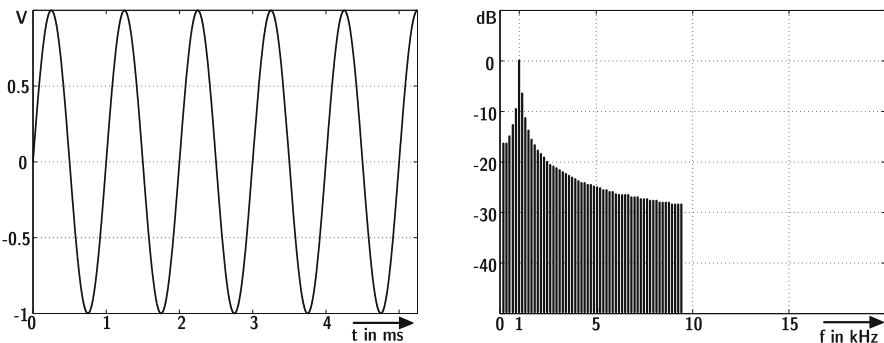


Abb. 9.12 1 kHz-Zeitsignal und Spektrum einer diskreten Fouriertransformation (6,25 Perioden)

den Grenzen des Auswertebereiches mit geringerem Gewicht berücksichtigt. Typische Fensterfunktionen sind in Tabelle 9.1 zusammengefasst.

Tabelle 9.1 Typische Fensterfunktionen (Beispiele, $n = 0,1,2,\dots,N - 1$)

Rechteck	$w(n) = 1$
Dreieck	$w(n) = \begin{cases} \frac{n}{N/2} & \text{für } n = 0,1,\dots,\frac{N}{2} \\ \frac{N-n}{N/2} & \text{für } n = \frac{N}{2},\dots,N-1 \end{cases}$
Hanning	$w(n) = \sin^2\left(\frac{n}{N}\pi\right)$
Hamming	$w(n) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right)$
Blackman-Harris	$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + a_2 \cos\left(\frac{2\pi}{N}2n\right) - a_3 \cos\left(\frac{2\pi}{N}3n\right)$

9.7 Digitale Filter

Digitale Filter werden in der Messtechnik für die Vor- und Nachbearbeitung von Messsignalen eingesetzt. Die wohl bekanntesten Beispiele sind Terz- und Oktavfilter sowie das A-Filter. Filter setzen sich aus Addierern, Multiplizierern und Verzögerungsgliedern zusammen. Verzögerungsglieder lassen sich sehr einfach durch Spei-

cherelemente realisieren, was den größten Vorteil gegenüber den Analogfiltern ausmacht.

Zur Beschreibung der Eigenschaften von Digitalfiltern können unterschiedliche Methoden herangezogen werden. Am übersichtlichsten erscheint dabei die Darstellung des Frequenz- und Phasenganges. Die Pol-Nullstellen-Darstellung lässt zusätzlich die Ordnung des Filters erkennen. Die Abbildung 9.13 zeigt die Darstellung eines Filters mit diesen beiden Möglichkeiten.

Digitale Filter können synthetisiert werden, indem man Pole und Nullstellen in der „ z -Ebene“ platziert, um ein vorgegebenes Verstärkungs- und Dämpfungsverhalten zu erreichen. Die z -Ebene wird zur vereinfachten Darstellung von harmonischen Funktionen mit Hilfe der z -Transformation (zeitdiskrete Laplace-Transformation bzw. verallgemeinerte Fourier-Transformation) verwendet. Folgende Grundregeln für das Platzieren von Nullstellen können aufgestellt werden:

1. Pole und Nullstellen müssen entweder reell sein oder in konjugierten Paaren auftreten.
2. Ein Pol bei $z = 0$ bewirkt eine Multiplikation der Übertragungsfunktion mit $e^{-j\omega t}$, wodurch nur der Phasengang und nicht die Amplitudenverstärkung beeinflusst wird.
3. Ein Pol (oder eine Nullstelle) auf dem Einheitskreis bedeutet, dass $\underline{H}(j\omega)$ bei einer bestimmten Frequenz Unendlich (oder Null) ist.
4. Ein Pol außerhalb des Einheitskreises bedeutet Instabilität in dem Sinne, dass die Filterantwort auf einen Impuls anwächst statt abklingt.
5. Pole, die nicht auf der reellen Achse liegen, verursachen i.a. Schwingungen im Ausgangssignal des Filters.

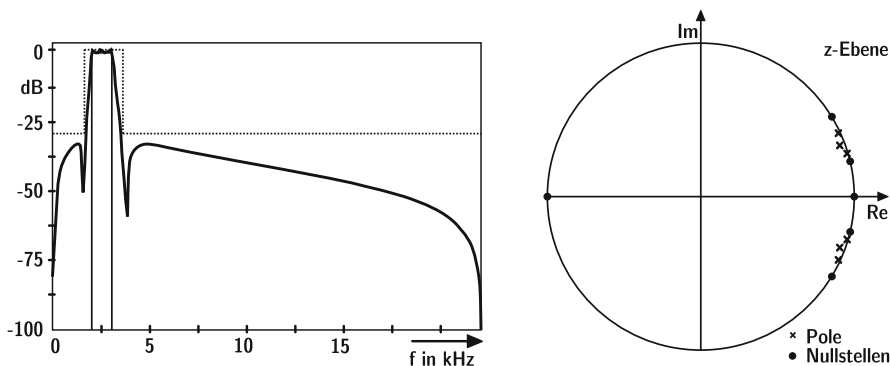


Abb. 9.13 Digitales Bandpassfilter 6. Ordnung, Frequenzgang und Pol-Nullstellendarstellung.

Anschaulich kann man den Frequenzgang aus den Pol-Nullstellen-Diagrammen in der z -Ebene folgendermaßen ablesen:

Man stelle sich die z -Ebene als eine Zeltplane vor. Die Polstellen repräsentieren unendlich lange Stäbe, die unter die Plane gestellt werden, die Nullstellen schwere

Gewichte, die auf die Plane gelegt werden. Die Höhenverteilung entlang des Einheitskreises stellt nun den Amplitudenfrequenzgang des Filters dar.

Grundsätzlich lassen sich Digitalfilter in zwei Klassen einteilen: FIR- und IIR-Filter.

9.7.1 IIR-Filter

IIR-Filter ermöglichen die Näherung einer gewünschten Funktion durch Platzierung von Pol- und Nullstellen in der komplexen Ebene. Daraus resultiert eine gebrochene Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{\sum_{n=0}^N b(n)z^{-n}}{\sum_{n=0}^N a(n)z^{-n}} \quad (9.29)$$

die das Approximationsproblem mit sehr geringer Ordnung löst. Die b -Koeffizienten repräsentieren dabei die vorwärts gekoppelten Zweige (Nullstellen in der komplexen Ebene) und die a -Koeffizienten die rückgekoppelten Zweige (Polstellen). Grafisch lässt sich ein solches Filter durch das Blockschaltbild 9.14 veranschaulichen.

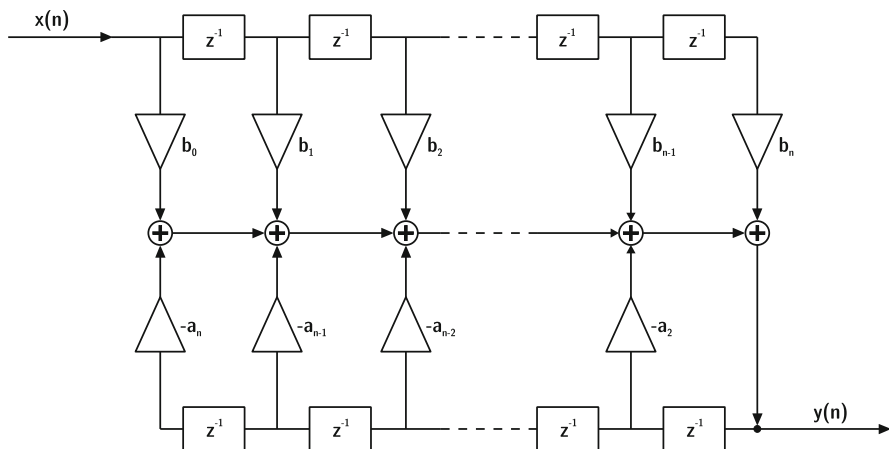


Abb. 9.14 Blockschaltbild eines IIR-Filters.

Der Ausgang $y(n)$ des Filters besteht aus zurückliegenden durch die Koeffizienten gewichteten Ein- und Ausgangswerten. Durch die Rückkopplung ist die Impulsantwort des Filters theoretisch unendlich lang (Infinite Impulse Response).

IIR-Filter liefern zum gewählten Amplitudengang eine feste Phase und sind wegen der Rückkopplungen nicht unbedingt stabil, benötigen dafür allerdings bei gleicher Amplitudenvorgabe eine erheblich geringere Ordnung unabhängig von dem zu beeinflussenden Frequenzbereich.

9.7.2 FIR-Filter

Das FIR-Filter erreicht die Approximation der gewünschten Funktion durch Platzierung von Nullstellen im Einheitskreis, während alle Polstellen im Ursprung liegen. Die Übertragungsfunktion eines FIR-Filters lautet

$$H(z) = \sum_{n=0}^N b(n)z^{-n} \quad (9.30)$$

und lässt sich wie in Abb. 9.15 durch ein Blockschaltbild darstellen.

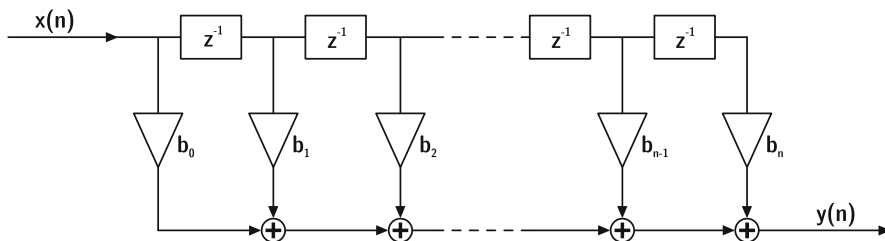


Abb. 9.15 Blockschaltbild eines FIR-Filters.

FIR-Filter sind rückkopplungsfrei und damit unbedingt stabil, da der Ausgang nur von den Eingangswerten abhängt. Die Impulsantwort des Filters ist somit gleich den Koeffizienten, sowohl im Betrag als auch in der Anzahl, welche die Ordnung des Filters bestimmt. Die Impulsantwort besitzt eine endliche Länge (**Finite Impulse Response**).

FIR-Filter erlauben die getrennte Einstellung von Betrag und Phase. Zu tiefen Frequenzen werden FIR-Filter allerdings sehr lang, da eine volle Schwingung der zu verändernden Frequenz in das Koeffizientenfenster passen sollte.

Bei der Messung sehr kurzer Nachhallzeiten, wie sie beispielsweise bei der Bestimmung von Verlustfaktoren von Körperschallfeldern auf Strukturen auftreten, stellt das verwendete Bandpassfilter ein Element dar, das zwar die gewünschte Filterung des breitbandigen Messsignals im Frequenzbereich vornimmt, aber zusätzlich eine unerwünschte Verzerrung der Impulsantwort im Zeitbereich bewirkt. Da die Nachhallzeitbestimmung auf eine Analyse der gefilterten Impulsantwort im Zeitbereich zurückgeführt werden kann, führen diese Verzerrungen zu einer falschen Bestimmung der Nachhallzeit und somit auch des Verlustfaktors. Voruntersuchun-

gen zeigten, dass der Messfehler durch Verwendung spezieller Filter bzw. spezieller Filterverfahren reduziert werden kann.

Zeitinvertierte minimalphasige Filter haben im Zeitbereich eine relativ lange Einschwingzeit, aber eine kurze Ausschwingzeit. Diese Eigenschaft hat einen günstigen Einfluss auf die Bestimmung der Nachhallzeit, da bei der Filterung der Impulsantwort mit dem Filter nur der kurze Ausschwingvorgang des Filters mit der langen Ausschwingzeit der Impulsantwort multipliziert wird. Sie führen jedoch zu einer Verlängerung der Signallaufzeit, was u.U. die Echtzeitanwendung einschränken könnte. Messungen belegten jedoch eine deutliche Verkürzung der Filter-Nachhallzeiten bei Verwendung der zeitinvertierten Filterung.

9.8 Echtzeit-Frequenzanalyse

Die üblicherweise in modernen Schallpegelmessern eingebauten Terz- und Oktavfilter (siehe Kapitel 2) werden durch digitale Filter realisiert. Die Besonderheit besteht darin, eine schnelle Ausgabe der Effektivwerte und Schalldruckpegel in allen Frequenzbändern in „Echtzeit“ auszuführen, so dass sich alle Angaben zum gemessenen Schalldruck auf den gleichen Zeitraum der Integration in FAST- oder SLOW-Anzeigen beziehen (siehe Abb. 9.16).

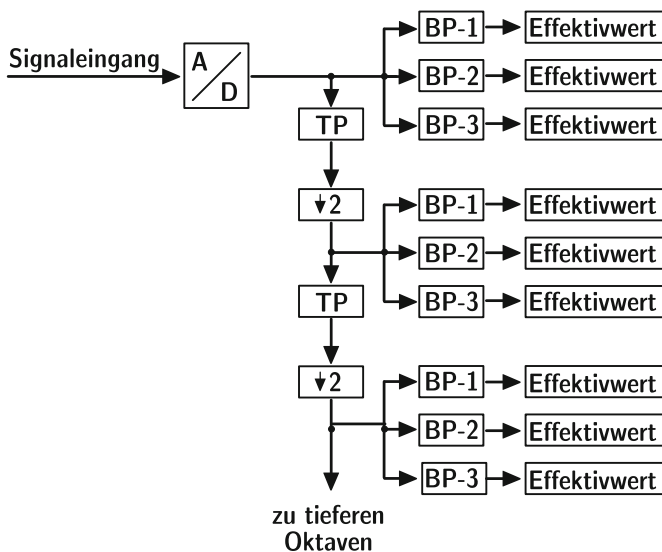


Abb. 9.16 Echtzeit-Terzanalysator. Das Signal wird abgetastet und analog-digital umgesetzt (Abtastrate 64 kHz). Jede Oktav ist in drei Terzbändern unterteilt. Das Signal jeder nächst tieferen Oktav ist tiefpassgefiltert und durch Auslassung jedes zweiten Abtastwerts unterabgetastet. Das Blockschaltbild entspricht der Implementierung der Filter im Analysator Nor830 (Norsonic AS).

9.9 Messung von Übertragungsfunktionen und Impulsantworten

Die reine Frequenzanalyse nach Abschnitt 9.8 kann sowohl bei tönenden Messobjekten wie bei Schallübertragungsmessungen (Raumakustik, Bauakustik, Elektroakustik usw.) eingesetzt werden. Die Frequenzauflösung ist jedoch durch die Breite der Bandpassfilter begrenzt. Eine tiefer gehende Betrachtung der Signalübertragung ist daher notwendig.

In Abbildung 9.17 wird das Messobjekt wiederum als lineares zeitinvariantes System behandelt (LTI). Diese Voraussetzung ist die wichtigste aller hier behandelten digitalen Messverfahren und auch die Grundlage der Fourieranalyse (Abschn. 9.3). Ebenfalls im Bild ersichtlich ist die logische Kette von signaltheoretischen Operationen im Zeit- und Frequenzbereich, die über die Fouriertransformation eindeutig gekoppelt sind.

Da eine eindeutige Korrespondenz zwischen Zeit- und Frequenzbereich gegeben ist, ist es je nach Anwendungsfall frei wählbar, die eine oder die andere Schreibweise zu verwenden. Ein Raumakustiker beispielsweise würde die Betrachtung im Zeitbereich vorziehen, denn er ist an der Impulsantwort eines Raumes interessiert und würde die Komponenten seines Messsystems (Lautsprecher etc.) „entfalten“ wollen. Jemand, der das Übertragungsverhalten eines akustischen Filters (z.B. Schalldämpfer) untersucht, würde die Betrachtungsweise im Frequenzbereich vorziehen.

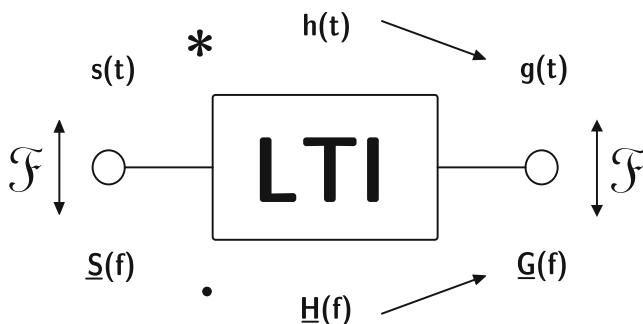


Abb. 9.17 Signalverlauf im LTI-System im Zeitbereich und Frequenzbereich.

Der Signalweg formuliert im Zeitbereich liest sich

$$g(t) = s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (9.31)$$

Das gleiche formuliert im Frequenzbereich bedeutet

$$\underline{G}(\omega) = \underline{S}(\omega) \cdot \underline{H}(\omega) \quad (9.32)$$

Während die zentrale Gleichung zur Bestimmung der Systemeigenschaften im Frequenzbereich

$$\underline{H}(\omega) = \frac{\underline{G}(\omega)}{\underline{S}(\omega)} \quad (9.33)$$

lautet, kann man das gleiche im Zeitbereich durch eine sog. „Entfaltung“ ausdrücken:

$$h(t) = g(t) * s^{-1}(t) \quad (9.34)$$

mit $s^{-1}(t)$ als Signal mit dem inversen Spektrum $1/\underline{S}(\omega)$. $s^{-1}(t)$ wird üblicherweise „Matched Filter“ genannt (siehe Abschnitt 9.11).

Anmerkung: In diesem Abschnitt werden die Signaltransformationen und die Signalverarbeitung aus Gründen der besseren Lesbarkeit in kontinuierlicher Form beschrieben. Im Rechner oder im Messgerät sind die Signale selbstverständlich in digitalisierter, d.h. in diskreter Form gespeichert (vergl. Gl. (9.25)).

Falls $\underline{S}(\omega)$ ein frequenzkonstantes (weißes) Leistungsdichtespektrum besitzt, gilt

$$1/\underline{S}(\omega) = \text{const} \cdot \underline{S}^*(\omega) \quad (9.35)$$

und

$$s^{-1}(t) \equiv s(-t) \quad (9.36)$$

und Gl. (9.34) kann auch in

$$h(t) = g(t) * s(-t) = g(t) \otimes s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) s(t + \tau) d\tau \quad (9.37)$$

umgeformt werden, was bedeutet, dass man $h(t)$ auch durch eine Kreuzkorrelation von $g(t)$ und $s(t)$ erhalten kann.

Offenbar sind Gl. (9.33), Gl. (9.34) und Gl. (9.37) absolut äquivalent, solange man breitbandige und im Betrag „weiße“, d.h. frequenzkonstante Signal verwendet. Unterschiede finden sich jedoch im Phasengang der Anregungsspektren und den daraus resultierenden Zeitverläufen, was teilweise erheblichen Einfluss auf die Aussteuerbarkeit von Endstufen oder Lautsprecher hat. Man stelle sich nur vor, dass z.B. eine gleitender Sinuston und ein Dirac-Stoß gleiche Betragsspektren besitzen können, dass aber die Maximalamplitude dieser Signale bei gleichem Energieinhalt drastisch unterschiedlich ist.

Wichtig anzumerken ist, dass die digitale Repräsentierung der Signal und Spektren weitere Konsequenzen haben, die beachtet werden müssen. Wesentlich dabei ist die endliche Länge T_{rep} des Anregungssignals und eine eventuelle Periodizität des Anregungssignals, die zum Zwecke der kohärenten Mittelung ausgenutzt werden kann. Falls ein periodisches Signal vorliegt, besteht dessen Spektrum aus einer Reihe frequenzdiskreten Linien (Linienspektrum) mit einem Linienabstand δf , mit

$$\delta f = \frac{1}{T_{\text{rep}}} \quad (9.38)$$

Um sicherzustellen, dass das System eingeschwungen ist, was z.B. bedeutet, dass alle eventuellen Moden hinreichend angeregt werden, müssen die Linien genügend dicht liegen.

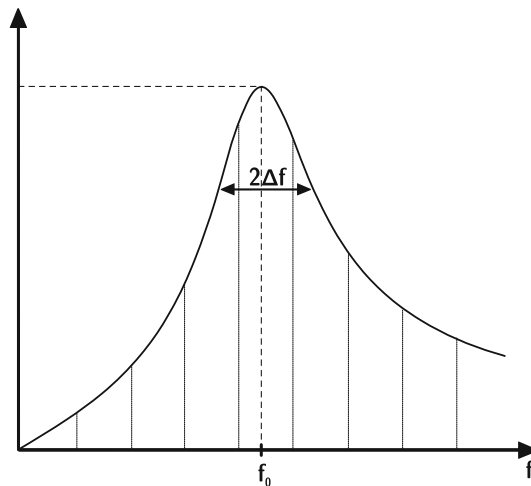


Abb. 9.18 Resonanzkurve mit Halbwertsbreite $2\Delta f$ bei diskreter Frequenzabastung im Abstand δf .

Man kann den gleichen Sachverhalt auch dadurch ausdrücken, dass die Signaldauer genügend lang sein muss, d.h. so lang wie das System braucht, um ein- oder auszuschwingen.

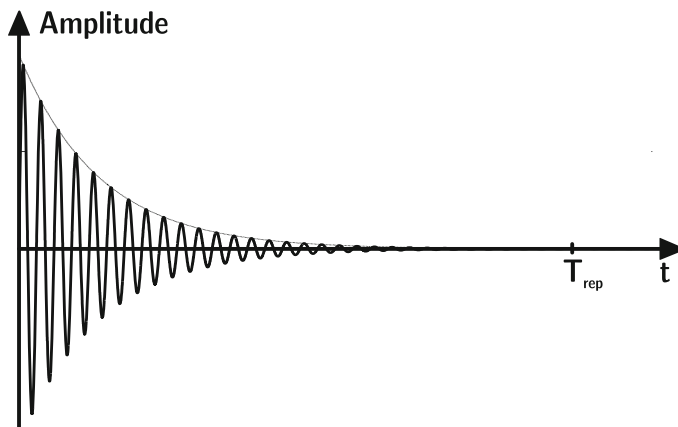


Abb. 9.19 Ausschwingvorgang an einem Resonanzsystem.

In der Raumakustik beispielsweise ist dies mindestens erreicht, wenn

$$T_{\text{rep}} \geq T \quad (9.39)$$

ist, mit der Nachhallzeit T .

Bei der kohärenten Mittelung über mehrere Signalperioden nutzt man aus, dass sich die Signalanteile phasenrichtig überlagern, wohingegen unkorrelierte Störgeräusche sich inkohärent überlagern. Man gewinnt somit bei N Mittelungen

$$A_{\text{av}} = 10 \lg N \quad [\text{dB}] \quad (9.40)$$

an Signal-Rauschabstand.

9.10 2-Kanal-FFT-Technik

Die Messung und die nachfolgende Signalverarbeitung werden unmittelbar im Frequenzbereich formuliert und durchgeführt. Eingangs- und Ausgangssignal werden simultan gemessen, mit FFT-Verfahren transformiert und einer komplexen Division unterzogen (Gl. (9.33)). Eine wichtige Voraussetzung ist eine hinreichende Bandbreite, d.h. das Anregungssignal darf keine „Nullen“ im Spektrum aufweisen, da ansonsten die Division unmöglich wäre. Jedwedes Signal der Länge 2^m kann verwendet werden, wobei sich aus Gründen der optimalen Aussteuerung gleitende Sinussignale (Sweeps, Chirps) oder deterministisches Rauschen bewährt haben.

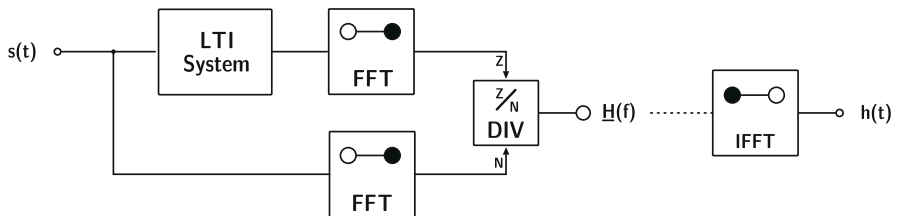


Abb. 9.20 Zweikanal-FFT-Messtechnik.

Nach Durchführung der Spektrumsdivision kann die Impulsantwort, falls erforderlich, über eine inverse Fourier-Transformation ermittelt werden.

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1} \{ \underline{H}(\omega) \} = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{H}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (9.41)$$

9.10.1 Generierung von angepassten Messsignalen

An das zu messende System angepasste Anregungssignale können im Vorhinein oder aus der Messung selbst geschätzt werden. Dazu geht man davon aus, dass das Referenzsignal (unterer Pfad in Abb. 9.20) ermittelt wurde und für die Quotientenbildung zur Verfügung steht. Dieses Referenzsignal könnte vorab durch eine Messung ohne System, bei der Ausgang und Eingang direkt verbunden werden, gewonnen werden. Dies kann also auch mit einer einkanalen Messapparatur durchgeführt werden, was den Vorteil hat, keine zwei Kanäle relativ zueinander kalibrieren zu müssen.

Sofern man periodischen Anregungssignalen gearbeitet wird, wird das Ergebnis, also die erhaltene Impulsantwort ebenfalls periodisch sein. Es muss daher darauf geachtet werden, dass die erzwungene Periodizität keine Verfälschung der Impulsantwort nach sich zieht. Die Impulsantwort muss hinreichend abgeklungen sein, bevor ihre nächste periodische Wiederholung beginnt. In diesem Falle ist dann (irgend)eine Periode identisch mit der aperiodisch gewonnenen Impulsantwort. Falls die Periode zu klein gewählt wurde, kommt es zum Effekt des sog. „Time-Aliasing“, ähnlich wie bei den durch Abtastung entstehenden gespiegelten Alias-Spektren.

Neben einer ausreichenden Dauer des Messsignals kann das optimale Spektrum diskutiert werden. Das einfachste Spektrum ist das sog. weiße Spektrum mit konstantem Amplituden-Frequenzgang (siehe Abb. 9.21).

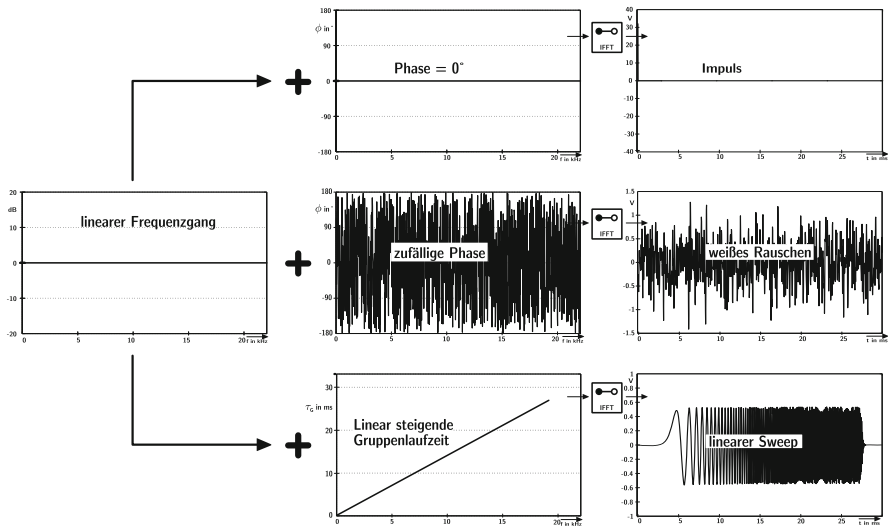


Abb. 9.21 Drei Arten von weißen Signalen: Impuls, Rauschen und Sweep (nach Müller [9.10]).

Offenbar haben alle drei Messsignale das gleiche Amplitudenspektrum und unterscheiden sich nur im Phasenspektrum. Ein Impuls (Dirac-Stoß) besitzt ein Phasen-

spektrum von Null, d.h. alle Frequenzen „starten“ bei $t = 0$ gleichzeitig mit Phase 0. Das Phasenspektrum von stochastischem oder deterministischem Rauschen (z.B. Maximalfolgen, s. Abschnitt 9.12) besitzt zufällige Werte. Bei ansteigendem Phasenspektrum entsteht ein gleitender Sinuston, den man auch „Sweep“ oder „Time-Stretched Pulse“ nennt. Die Zeitsignale in der rechten Spalte besitzen die gleiche Energie. Man beachte die Teilung auf der Spannungsachse. Der Impuls müsste mit einer unvergleichlich höheren Amplitude erzeugt und abgestrahlt werden als ein Rauschen oder ein Sweep.

In vielen Messungen an akustischen Systemen ist eine Anregung mit einem Signal von flachem Spektrum jedoch nicht die ideale Lösung. Umgebungsgeräusche, Rauschen in der Messkette, die Übertragungseigenschaften von Lautsprechern und Mikrofonen usw. weisen spezifische Spektren auf. Das ideale Anregungssignal liegt in einem konstanten Abstand über all diesen Störeinflüssen und berücksichtigt zudem die Frequenzgänge der beteiligten Wandler. Beispielsweise Störgeräusche aus Straßenverkehr oder Klimaanlage sind besonders bei tiefen Frequenzen relevant, Rauschen dagegen bei hohen. Statt eines weißen Anregungssignals werden oft rosa oder rote gefärbte Signale verwendet, mit einem Spektrum von -3 oder -6 dB pro Oktav. Eine Anhebung bei tiefen Frequenzen schont zudem die Hochtöner von Lautsprechersystemen.

Die nächste konsequente Färbung von Anregungssignalen zielt auf die Entzerrung der beteiligten Wandler. Bei raumakustischen Messungen möchte man die Balance des Schalldruckpegels im Raum (z.B. als Terzspektrum) diskutieren können, ohne den Einfluss des Messlautsprechers beachten zu müssen. Nun sind insbesondere gleitende Sinustöne („Sweeps“) geeignet, da sie in Pegel und Frequenzinkrement in vielfältiger Weise gesteuert werden können [9.5].

Sweeps haben in der Tat einige Vorteile gegenüber anderen breitbandigen Signalen. Dies liegt an der flexiblen Möglichkeit, Amplitude und Phase gezielt verändern zu können, ohne dass extreme Spitzen im Signal entstehen. Dadurch werden niedrige Crest-Faktoren erzielt und die elektronischen Komponenten des Messsystems geschont.

Im Frequenzbereich lassen sich Sweeps durch Wahl der Amplituden aller spektralen Linien und einer geeigneten ansteigenden Phase bzw. Gruppenlaufzeit erzeugen und durch inverse FFT in den Zeitbereich transformieren. Die Gruppenlaufzeit ist gegeben durch

$$\tau = -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial f} \quad (9.42)$$

definiert, wobei φ die frequenzabhängige Phasenfunktion des Signals ist. Ein starker Anstieg bedeutet ein langsam fortschreitendes Frequenzinkrement, da die „Wartezeit“ für den Frequenzfortschritt lang ist. Somit wird viel Signalenergie in diesem Frequenzbereich platziert. Ein flacher Anstieg der Gruppenlaufzeit in einem Frequenzband bedeutet dagegen ein schnelles Fortschreiten und wenig Signalenergie in diesem Band.

Einen Sweep mit konstanter Amplitude, aber dennoch angepasster spektraler Energiegewichtung kann man somit aus Formung der Gruppenlaufzeit konstruie-

ren. Dazu wird die Ableitung der Gruppenlaufzeit $\partial\tau_G(f)/\partial f$ mit der gewünschten Energie des Spektrums der Anregung, $|S(f)|^2$, proportional verbunden [9.5].

Ein FFT-Spektrum wird dann mit konstanter Amplitude und folgenden Gruppenlaufzeiten rekursiv gebildet:

$$\tau_G(f) = \tau_G(f - \Delta f) + C \cdot |H(f)|^2 \quad (9.43)$$

wobei Δf der Frequenzabstand im FFT-Spektrum (Gl. (9.38)) ist. C ist eine Normierung:

$$C = \frac{\tau_G(f_{\text{END}}) - \tau_G(f_{\text{START}})}{\sum_{f=0}^{f_{\text{Abt}}/2} |H(f)|^2} \quad (9.44)$$

Die Startzeit des Sweep sollte etwa der Periode der tiefsten Frequenz entsprechen und die Endzeit des Sweeps kleiner als N/f_{Abt} (N = Blocklänge der FFT) gewählt werden, um zu verhindern, dass hochfrequente und tieffrequente Anteile des Spektrums nicht jeweils periodisch ineinander übersprechen.

Sobald die Gruppenlaufzeit konstruiert wurde, kann das Phasenspektrum ermittelt werden:

$$\varphi(f) = \varphi(f - \Delta f) - 2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau_G(f) \quad (9.45)$$

mit $\Delta f = f_{\text{Abt}}/N$. Ferner ist zu beachten, dass die Phase im letzten Frequenzschritt ($f_{\text{Abt}}/2$) bei 0 oder π enden muss, da ansonsten kein rein reelles Zeitsignal zuzuordnen ist. Dies kann z.B. durch leichte Neigung der Gruppenlaufzeit-Kurve erreicht werden. Das Zeitsignal des Sweep errechnet man durch inverse FFT, siehe Abb. 9.22.

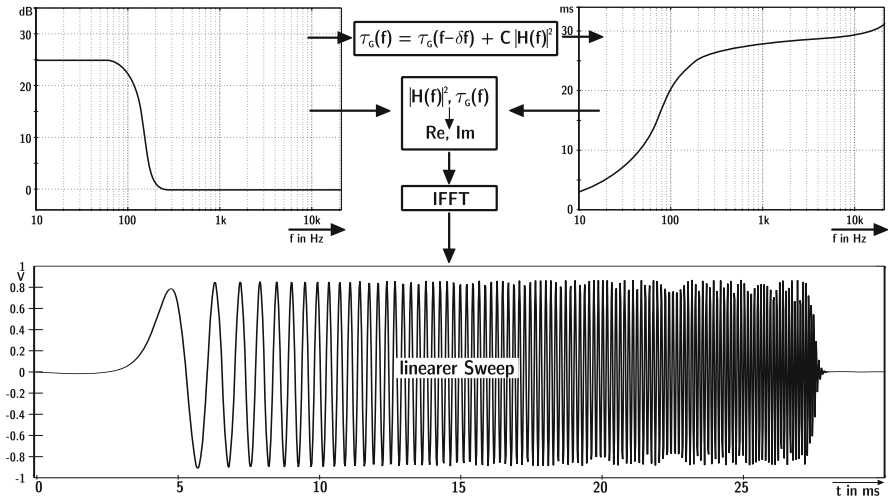


Abb. 9.22 Erzeugung eines Sweep mit konstanter Amplitude im Zeitsignal bei gleichzeitigem freigelegtem Amplitudenspektrum (nach Müller und Massarani [9.5]).

Weitere Formungen des Sweep sind gleichzeitig möglich, beispielsweise auch die Anhebung oder Absenkung der frequenzabhängigen Amplitude je nach Leistungsfähigkeit und Linearität des Messlautsprechers.

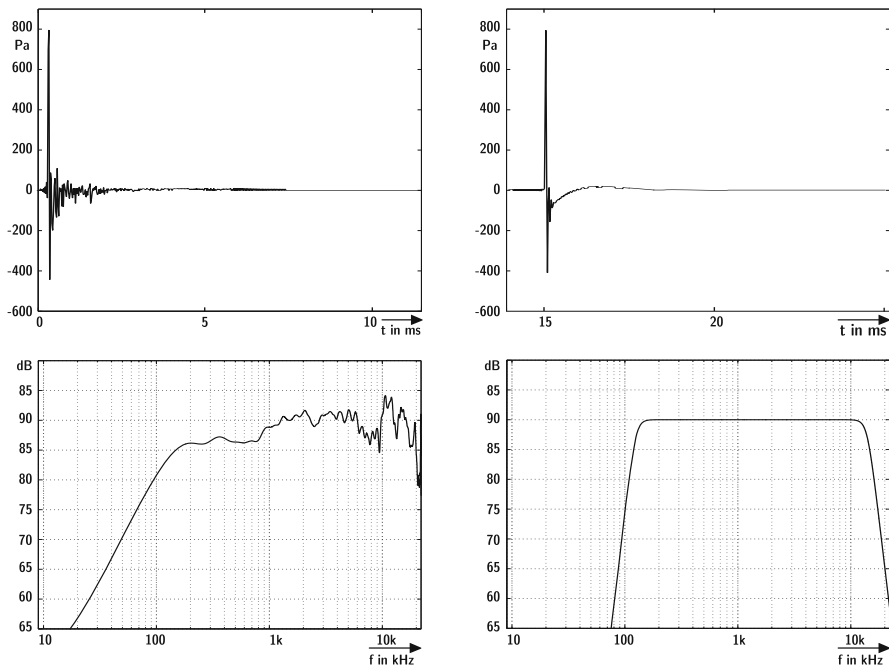


Abb. 9.23 Impulsantworten und Frequenzgänge eines Dodekaeder-Messlautsprechers vor (links) und nach (rechts) digitaler Entzerrung. Man beachte die Verschiebung der entzerrten Impulsantwort durch die Gruppenlaufzeit des Digitalfilters.

9.10.2 Messung bei stochastischen Signalen

Manche Prozesse enthalten bereits akustische Signale, z.B. Lärmquellen wie Flugzeugtriebwerke oder Verbrennungsmotoren. Diese Signale sind normalerweise nicht oder nur sehr schwer zugänglich oder messtechnisch nutzbar und müssen so gemessen werden, wie sie prozesstechnisch vorliegen. Aber auch dabei lassen sich nicht nur die Signale an und für sich analysieren, sondern auch Übertragungsfunktionen von Komponenten der Signalkette. Mit der Messung zweier Zeitsignale, eines vor und eines hinter einer gewissen Übertragungsstrecke (z.B. einer akustischen Leitung, einer Körperschallübertragungsstrecke, einer Luftschallübertragungsstrecke zwischen zwei Punkten in einem Raum oder auch zwischen zwei Räumen), deren komplexe Spektren mittels eines FFT-Analysators berechnet werden, lassen sich aus dem Kreuzleistungsspektrum $K_{xy}(\tau)$ die Eigenschaften der Übertragungsstrecke (in Form der komplexen stationären Übertragungsfunktion $\underline{H}(\omega)$ laufend (d.h. kontinu-

ierlich)) bestimmen und auch mitteln, obwohl die Signale evtl. stochastischer Natur sind. Diese Art der Messtechnik ist sehr effektiv, wenn man stationäre Zufallsprozesse betrachtet, z.B. also Signale, die aus einer aerodynamischen Lärmquelle oder einem anderen primären stochastischen Schallerzeugungsprozess stammen.

Mit einem 2-Kanal-FFT-Analysator erfasst man das (vorhandene) Eingangssignal (Kanal A) und das Ausgangssignal (Kanal B). Typischerweise sind die Signale nicht periodisch und stationär. Die Signalabschnitte werden in Zeitfenstern (Frames) zerlegt und jeweils einer FFT unterzogen, um zu den jeweiligen Frames die Spektren zu erhalten. Diese Spektren werden dann in einem laufenden Mittelungsprozess weiterverarbeitet. Daraus resultieren drei Korrelationsspektren, die Autokorrelationsspektren G_{AA} und G_{BB} sowie das Kreuzleistungsspektrum G_{AB} (nach Müller [9.10]).

$$\begin{aligned} G_{AA}(f) &= \frac{1}{n} \sum |A(f)|^2 \\ G_{BB}(f) &= \frac{1}{n} \sum |B(f)|^2 \\ G_{AB}(f) &= \frac{1}{n} \sum A^*(f) \cdot B(f) \end{aligned} \quad (9.46)$$

Die beiden Autokorrelationsspektren sind reellwertig und addieren sich während der laufenden Messung beim Mittelungsprozess in gleicher Weise wie die Energie stochastischer Störgeräusche. Das Kreuzspektrum dagegen ist komplex und unkorreliert mit Störgeräuschen, wobei bei fortschreitender Mittelung die Störleistung relativ zur Kreuzleistung abnimmt.

Zur Übertragungsfunktion gelangt man wie immer durch Bildung des Quotienten von Ausgangs- und Eingangssignal, aber dieses Mal nicht durch direkte Berechnung von B/A , sondern unter Ausnutzung der Störgeräuschbefreiung durch Korrelation:

$$H(f) = \frac{A^*(f)B(f)}{A^*(f)A(f)} = \frac{G_{AB}(f)}{G_{AA}(f)} = \frac{B^*(f)B(f)}{B^*(f)A(f)} = \frac{G_{BB}(f)}{G_{AB}^*(f)} \quad (9.47)$$

Unter idealen Bedingungen mit sehr großem Signal-zu-Rauschabstand liefern beide Quotienten identische Ergebnisse. Bei Überwiegen der Störgeräusche in A ist G_{AB}/G_{AA} eine bessere Annäherung an $H(f)$. Typischer bei akustischen Messungen ist allerdings, dass das Störgeräusch ausgangsseitig stärkere Einflüsse hat. Dann ist G_{BB}/G_{AB}^* ein besseres Maß für $H(f)$.

Die Störgeräuscheanteile in der Messung werden durch die Kohärenzfunktion

$$\nu^2(f) = \frac{H_1(f)}{H_2(f)} = \frac{|G_{AB}|^2}{G_{AA} \cdot G_{BB}} \quad (9.48)$$

und

$$\text{SNR} = 20 \log \frac{\nu^2(f)}{1 - \nu^2(f)} \quad \text{dB} \quad (9.49)$$

quantifiziert, einer Größe, die bei laufender Messung ermittelt oder gleich zur Festlegung der Messdauer vorgegeben werden kann.

Wichtig zu erwähnen ist die Tatsache, dass bei den FFT-Verarbeitungen der Messungen die erzwungene Periodizität und die damit zusammenhängenden Artefakte beachtet bzw. mit Fenstern (Abschnitt 9.6.1) reduziert werden müssen.

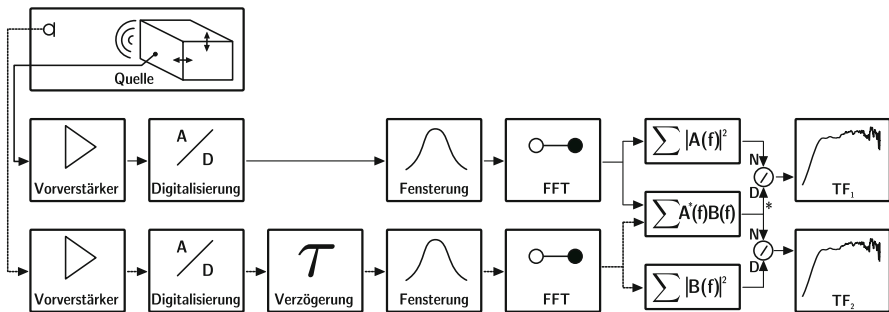


Abb. 9.24 Zweikanal-FFT-Messtechnik mit stochastischen, nicht PC-synchronisierten Signalen. Das Referenzsignal (oberer Kanal) wird an der Quelle abgegriffen (nach Müller [9.10]).

9.11 Direkte (aperiodische) Entfaltung

Diese Art der Anregungssignale und der Signalverarbeitung basiert auf dem Ansatz der „Matched Filter“. Das Signal $s(t)$ selbst ähnelt wiederum meistens einem „Sweep“ oder „Chirp“; die Signalverarbeitung folgt der diskreten Faltung im Zeitbereich (Gl. (9.34)).

Das Matched Filter einer „weißen“ Sequenz wird einfach aus der rückwärts gelesenen Signalsequenz ermittelt (siehe auch Gl. (9.35) und Gl. (9.36)):

$$s^{-1}(t) = s(T_{\text{Rep}} - t) \quad (9.50)$$

Bei anderen als weißen Signalspektren muss das Filter $s^{-1}(t)$ (Gl. (9.34)) spezifisch über Spektrumsdivision ermittelt werden.

Ein großer Vorteil dieser Technik ist, dass das Problem der Time-Aliasing repetierender Sequenzen gemildert werden kann. Bei extrem langen Impulsantworten können somit extreme lange FFT-Blocklängen vermieden werden. Die Sequenz wird nur einmal ausgesendet, während das Empfangssignal über einen theoretisch beliebig langen Zeitraum aufgezeichnet werden kann. Es handelt sich also um eine direkte Entfaltung im Zeitbereich. Da keine FFT verwendet wird, entfallen zudem die Probleme der Periodizität (Time-Aliasing, siehe Bild in Abschn. 9.5). Die Verarbeitungszeit ist allerdings um Größenordnungen länger als bei FFT-Verfahren, ein Argument, welches im Laufe der Jahre immer bedeutungsloser wird.

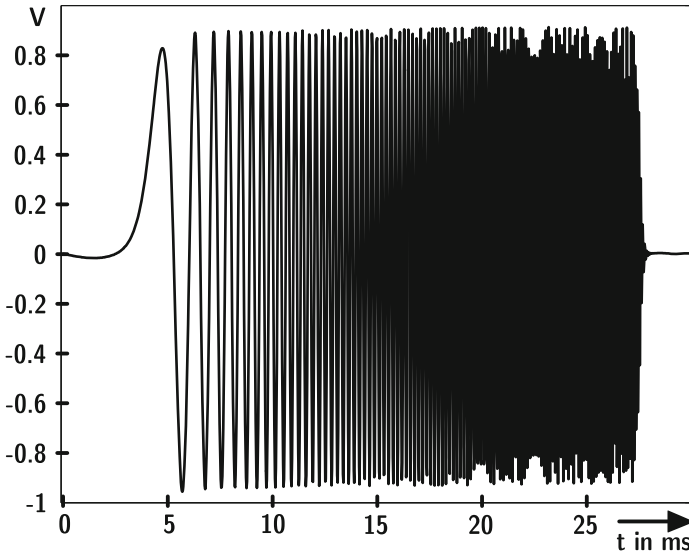


Abb. 9.25 Anregungssignal für die „Matched-Filter-Technik“ („Chirp“)

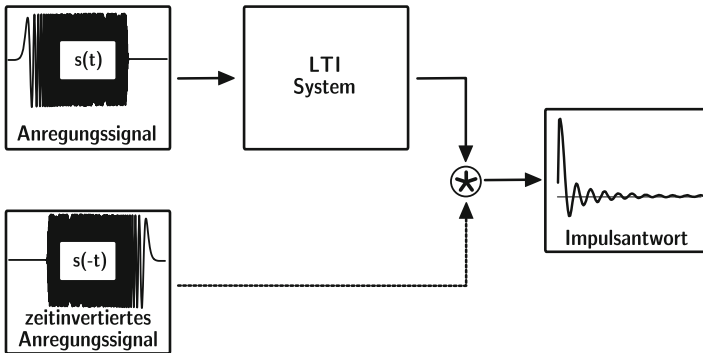


Abb. 9.26 Diskrete Entfaltung (Matched Filter).

9.12 Maximalfolgen

Die Maximalfolgen-Korrelationsmesstechnik ist eine spezielle Form der Impulsmesstechnik und wurde ursprünglich für die Messung von Laufzeiten entwickelt. Jedoch auch zur Bestimmung von Impulsantworten und Übertragungsfunktionen kann die Korrelationstechnik eingesetzt werden. Der wesentlichste Vorteil ist die Möglichkeit, zeitlich ausgedehnte Signale zu verwenden und dennoch eine Impulsantwort zu erhalten. Dadurch werden Anforderungen an maximale Amplituden enorm herabgesetzt. Die Impulsdarstellung der Messergebnisse erfolgt nämlich nicht durch direkte Anregung, sondern durch nachträgliche Signalverarbeitung.

Bei direkter Impulsanregung nähert man mit dem Anregungssignal einen Dirac-Stoß $\delta(t)$ an und misst somit empfangsseitig unmittelbar die System-Impulsantwort $h(t)$:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t')\delta(t - t') dt' \approx h(t) \quad (9.51)$$

Das Faltungsintegral der Korrelationsmesstechnik lautet dagegen

$$\Phi_{sg}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t')\Phi_{ss}(\tau - t') dt' \approx h(\tau) \quad (9.52)$$

Es enthält statt des Anregungssignals $s(t)$ dessen Autokorrelationsfunktion $\Phi_{ss}(\tau)$ und die Kreuzkorrelationsfunktion $\Phi_{sg}(\tau)$ des Empfangssignals $g(t)$ mit dem Anregungssignal. Es muss also nicht das Anregungssignal selbst einem Dirac-Stoß möglichst nahe kommen, sondern lediglich dessen Autokorrelationsfunktion. Dies führt zu erheblich günstigeren Bedingungen für die Aussteuerung des Systems und für das resultierende S/N-Verhältnis. Als Preis für diese Erleichterung muss die Kreuzkorrelation $\Phi_{sg}(\tau)$ des Empfangssignals gemessen oder berechnet werden.

Sehr interessante Ausführungen analoger Kreuzkorrelationsbildung findet man beispielsweise in Form von speziellen Rayleighwellenfiltern (SAW-Devices) als Verzögerungsleitungen (matched filtering) oder in Barker-codierten geschichteten piezoelektrischen Ultraschallwandlern. In der digitalen Welt bedient man sich nach Abtastung der zu verarbeitenden Signale effizienter mathematischer Algorithmen, die im folgenden am Beispiel der Maximalfolgenmesstechnik näher erläutert werden sollen.

9.12.1 Maximalfolgen – „MLS“

Maximalfolgen sind periodische binäre pseudostochastische Rauschsignale mit einer Autokorrelationsfunktion, die einer Dirac-Stoß-Folge sehr nahe kommt. Sie werden aus einem deterministischen (exakt reproduzierbaren) Prozess mit Hilfe eines rückgekoppelten binären Schieberegisters gewonnen. Ist m die Länge (Ordnung) des Schieberegisters, so können maximal $L = 2^m - 1$ von Null verschiedene Zustände des Registers vorliegen. Nur bei einer geeigneten Rückkopplungsvorschrift erreicht man die „maximale“ Länge einer Periode der Folge (maximum-length sequence, m-sequence, MLS). Es gibt für alle Ordnungen mindestens eine Vorschrift, welche dies leistet. In der praktischen Realisierung einer bipolaren Sendefolge wird „1“ einem positiven Signalwert zugeordnet und „0“ dem entsprechenden negativen Wert gleicher Amplitude.

Maximalfolgengeneratoren werden schon recht lange in handelsüblichen Frequenzanalysatoren als Ersatz für frühere analoge Rauschgeneratoren eingesetzt. Die Folgenlänge wird dann so groß gewählt (typischerweise $m > 30$, $L > 10^9$), dass die

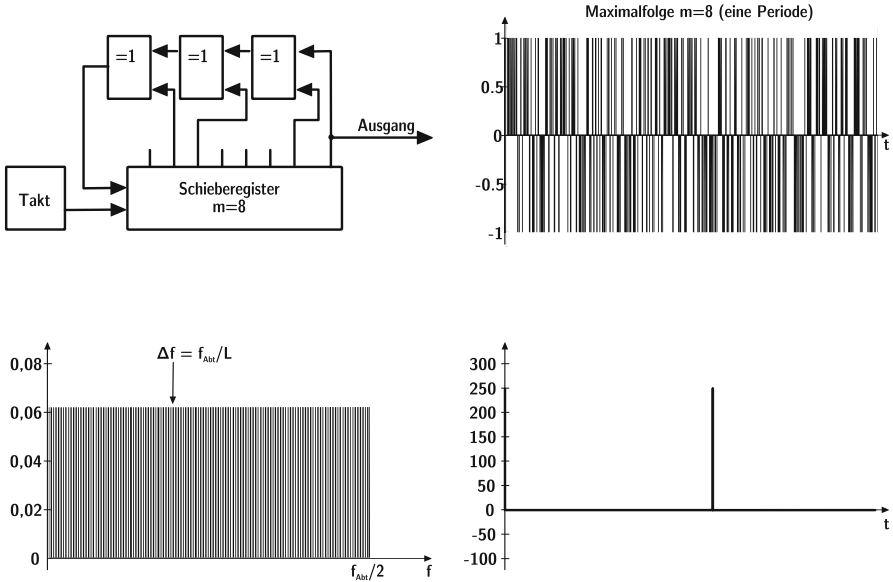


Abb. 9.27 Erzeugung und Verarbeitung von Maximalfolgen. Oben links: Generator (Schieberegister 3. Ordnung), oben rechts: Maximalfolge des Grades 8 ($m = 2^3 = 8$) mit der Länge $L = 2^m - 1 = 255$, unten links: Spektrum (Betrag), unten rechts: Autokorrelationsfunktion.

Periodizität des Signals sich nicht störend bemerkbar macht. Die wirklich hervorstechenden Vorteile der Maximalfolgenmesstechnik, nämlich deren fast ideal Dirac-Stoß-förmige Autokorrelationsfunktion werden dabei allerdings nicht ausgenutzt.

Regt man ein LTI-System mit einer stationären Maximalfolge $s_{\text{Max}}(t)$ an, so entsteht empfangsseitig zunächst das Faltungsprodukt $s_{\text{Max}}(t) * h(t)$. Dieses Signal wird synchron mit dem Takt Δt des Schieberegisters abgetastet. Die Kreuzkorrelation mit dem Anregungssignal (siehe Gl. (9.8)) erfolgt rechnerisch durch Faltung mit dessen zeitinversen Signal $s_{\text{Max}}(-t)$:

$$\begin{aligned} s_{\text{Max}}(t) * h(t) * s_{\text{Max}}(-t) &= s_{\text{Max}}(t) * s_{\text{Max}}(-t) * h(t) \\ &= \Phi_{\text{Max}}(t) * h(t) \approx \delta(t - iL\Delta t) * h(t) \end{aligned} \quad (9.53)$$

mit $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ als Zählparameter einer Dirac-Stoß-Folge der Periode $L\Delta t$. Es gibt bei der Anwendung der Maximalfolgenmesstechnik zwei wichtige Voraussetzungen, die für Messungen mit Einzelimpulsen keine so große Relevanz haben. Die erste ist diejenige einer genügend hohen Blocklänge L . Die zu messende Impulsantwort muss bis zu der L entsprechenden Zeit ($L\Delta t$) abgeklungen sein. Dies ist eine unmittelbare Folgerung aus der Periodizität der Autokorrelationsfunktion. In der Raumakustik würde man z.B. einen Schätzwert für die Nachhallzeit als Maßstab für die Blocklänge wählen. Ist diese Bedingung nicht erfüllt (sog. „Time-Aliasing“), überlappen sich die periodisch wiederholten Impulsantworten. Die zweite (dazu äquivalente) Forderung ist diejenige der Messung des Systems im eingeschwun-

genen Zustand. In der Praxis würde nach Starten des Maximalfolgensignals vor Registrierung der gemessenen Sequenz eine Periode abgewartet.

Die Autokorrelationsfunktion einer stationären, periodisch wiederholten Maximalfolge ist eine Folge von Einzelstößen der Höhe L mit einem sehr kleinen negativen Offset von -1 und mit der gleichen Periode wie die Maximalfolge (im Beispiel $L = 255$). Jeder Einzelstoß enthält praktisch die gleiche Energie wie die gesamte Maximalfolge innerhalb einer Periode. Der theoretische Dynamikgewinn gegenüber einer Messung mit Einzelimpuls beträgt daher

$$D = 10 \log(L + 1) \approx m \cdot 3 \quad [\text{dB}] \quad (9.54)$$

wobei vorausgesetzt wird, dass das LTI-System (z.B. ein Lautsprecher) mit einem bestimmten Spitzenpegel angeregt werden kann, ohne dass merkbare Verzerrungen durch Nichtlinearitäten entstehen. Der Spitzenpegel von Impuls und Maximalfolge sei dabei als gleich angenommen. In PC-gestützten Maximalfolgenmesssystemen kann D in der Größenordnung von 40 dB (Ordnung 14) bis 60 dB (Ordnung 21) liegen, zuzüglich des Gewinns durch Mittelung.

Bis zu dem bisher Gesagten weisen Maximalfolgen keine wesentlich anderen Vorteile auf als ähnliche deterministische und periodische Signale mit glattem Amplitudenspektrum und geringem Crest-Faktor (Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert). Was gerade die Maximalfolgen für die Impulsmesstechnik so interessant macht, ist ein mit ihnen eng verknüpfter schneller Kreuzkorrelations-Algorithmus im Zeitbereich. Zur rechnerischen Kreuzkorrelation stehen im Allgemeinen zwei Algorithmen zur Verfügung, nämlich die diskrete oder die FFT-Faltung. Bei gegebener Blocklänge B erfordert eine diskrete Faltung B^2 und eine FFT-Faltung „nur“ $B(4 \log_2 B + 1)$ Multiplikationen komplexer Zahlen. Da die Perioden $L = 2^m - 1$ von Maximalfolgen jedoch immer um genau einen Abtastwert kürzer sind als die FFT-Blocklängen $B = 2^m$, müssten zur FFT-Faltung umständliche Verfahren zur Abtastratenwandlung eingesetzt werden, damit das Ergebnis nicht durch Fehler verfälscht wird. Eine sehr viel schnellere Methode zur Faltung und Korrelation im Zeitbereich ist jedoch die *schnelle Hadamard-Transformation FHT*, die auf einem „Butterfly“-Algorithmus basiert und lediglich $m 2^m$ Additionen und Subtraktionen erfordert.

9.12.2 Hadamard-Transformation

Grundlage der FHT ist die Darstellung des Korrelationsintegrals (Gl. (9.52)) als Matrizenoperation der Multiplikation eines Vektors mit einer „Hadamard“-Matrix :

$$\vec{h} = \frac{1}{L+1} \vec{P}_2 \mathbf{H}(\vec{P}_1 \vec{s}') \quad (9.55)$$

Der Vektor $\vec{s}'$ enthält die Abtastwerte der gemessenen Sequenz und der Vektor $\vec{h}$ die zu ermittelnde Impulsantwort. Die Vektoren $\vec{P}_1$ und $\vec{P}_2$ enthalten Permutati-

onsregeln (s.u.). Eine Hadamard-Matrix $\mathbf{H}$ ist eng mit Maximalfolgen verwandt. Schreibt man eine bipolare Maximalfolge in rechts zyklisch vertauschten Zeilen untereinander, so entsteht eine Matrix, die durch Permutieren der Spalten in eine Hadamard-Matrix verwandelt werden kann. Hadamard-Matrizen haben interessante Eigenschaften, d.h. sie enthalten ein einfaches Grundmuster, welches in allen Vergrößerungsstufen wiederkehrt (Selbstähnlichkeit). Die Bildungsvorschrift von Hadamard-Matrizen vom „Sylvester-Typ“ ist rekursiv und lautet

$$\mathbf{H}_1 = 1, \quad \mathbf{H}_{2n} = \begin{pmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{pmatrix} \quad (9.56)$$

mit $n = 2^m$ und $m \in \mathbb{N}$. Entscheidend ist nun, dass Produkte von Vektoren mit diesen Hadamard-Matrizen sehr schnell mit einem so genannten „Butterfly-Algorithmus“ berechnet werden können, ähnlich wie bei der FFT.

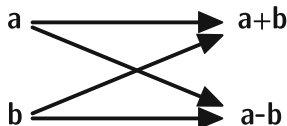


Abb. 9.28 Elementar-Operation der Hadamard-Transformation (Butterfly).

Butterfly-Algorithmen verknüpfen in aufeinander folgenden Stufen Vektorelemente jeweils in Paaren. Damit wird die Multiplikation des Vektors mit der Hadamard-Matrix ($\mathbf{H}\vec{P}_1\vec{s}'$, Gl. (9.55)), die normalerweise $2^m (2^m - 1)$ Multiplikationen erfordert, durch $m 2^m$ Additionen und Subtraktionen ersetzt.

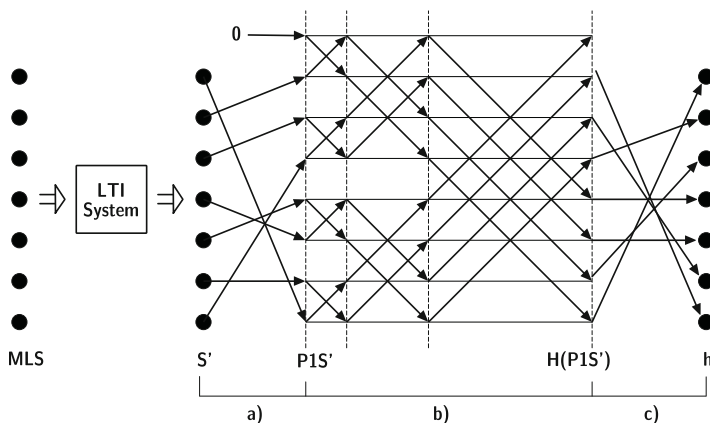


Abb. 9.29 Blockverarbeitung in der Hadamard-Transformation.

Bevor dieser Butterfly ausgeführt werden kann, muss das Zeitsignal, welches mit der Maximalfolge kreuzkorreliert werden soll, in bestimmter Weise auf den Vek-

tor $\vec{s}'$ abgebildet werden. Dies erfolgt durch eine genau festgelegte Permutation der Adressen der Abtastwerte des Signals. Die Permutationsvorschriften ($\vec{P}_1$ und $\vec{P}_2$, s.o.) werden aus der zugrundegelegten binären Maximalfolge hergeleitet. Der gesamte Messablauf lässt sich folgendermaßen darstellen (Maximalfolgenmessung mit Hadamard-Transformation (FHT) 3. Grades ($L = 7$). a) Hin-Permutation, b) Hadamard-Butterfly, c) Rück-Permutation.)

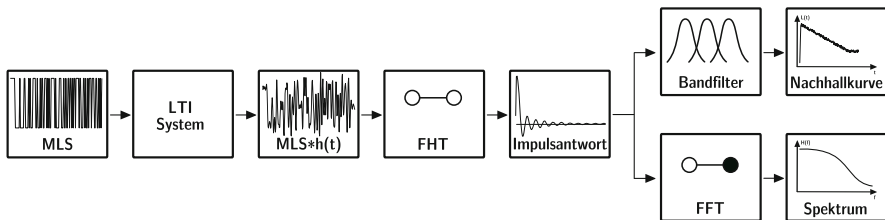


Abb. 9.30 Schritte beim Messen mit Maximalfolgen.

Ein weiterer Vorteil der Maximalfolgen-Hadamard-Transformation ist die sehr einfache Möglichkeit zur gezielten Färbung des Anregungssignals. Das kann sinnvoll sein, um die Aussteuerung frequenzabhängig zu optimieren (z.B. Minimierung des Crest-Faktors des Ausgangssignals) oder um Komponenten der Messkette implizit zu entzerren. Da die Faltungsoperation und die Kreuzkorrelation sich nur um eine zeitliche Spiegelung des Signals unterscheiden, kann man eine Faltung einer Maximalfolge $m(t)$ mit einer Filterstoßantwort $f(t)$ (lineare Filterung) auch durch eine Kreuzkorrelation ausdrücken:

$$m'(-t) = m(-t) * f(-t) = m(t) \otimes f(-t) = \text{FHT}[f(-t)] \quad (9.57)$$

(Faltung) (Korrelation) (FHT)

Die zeitinverse gefilterte Maximalfolge $m'(-t)$ ist einfach die Hadamard-Transformierte der zeitinversen Filterstoßantwort $f(-t)$. Man muss demnach lediglich die gewünschte Filterstoßantwort messen oder synthetisieren, diese zeitinvertieren, Hadamard-transformieren und nochmals zeitinvertieren, um die vorverzerzte Maximalfolge zu erhalten. Eine normale Hadamard-Transformation dieser vorverzerzten Folge liefert wiederum unmittelbar nicht die m -Autokorrelationsfunktion (Dirac-Stoß), sondern die zugrunde gelegte Filterstoßantwort $f(t)$.

9.13 Fehlerquellen der digitalen Messtechnik

Die wichtigen Voraussetzungen für die Anwendbarkeit digitaler Messtechnik ist die Gültigkeit der LTI-Bedingungen. Falls also entweder Nichtlinearitäten eine Rolle

spielen oder das System nicht zeitinvariant ist, treten Messfehler auf. Das gilt sowohl für das zu messende System als auch für die Messapparatur.

9.13.1 Störgeräusche

Da Störgeräusche normalerweise nicht mit dem Anregungssignal korreliert sind, werden sowohl impulsartige Störungen als auch monofrequente oder breitbandige stochastische Störungen nach der FFT oder der Kreuzkorrelation über die gesamte Messdauer verschmiert, und treten in der gemessenen Impulsantwort nur mit ihrer mittleren Leistung in Erscheinung. Da zur Vermeidung des Time-Aliasing die zu messende Impulsantwort ohnehin innerhalb einer Periode abklingen muss, können Bereiche, in denen das Störgeräusch bereits das Messsignal überwiegt, gelöscht, bzw. mit „Nullen“ aufgefüllt werden (s. Fenstertechnik, Abschnitt 9.6.1 auf Seite 550).

9.13.2 Nichtlinearitäten

Schwache Nichtlinearitäten können meistens in Kauf genommen werden, da sie sich in der gemessenen Impulsantwort nur als Rauschteppich bemerkbar machen und kaum von Störgeräuschen unterschieden werden können. Dementsprechend werden sie in der Signalanalyse wie Störgeräusche mit Hilfe der Fenstertechnik behandelt. Nichtlinearitäten können detektiert werden, wenn beobachtet wird, ob durch kohärente Mittelungen keine Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses erzielt werden, der Dynamikgewinn also asymptotisch stagniert. Durch Absenken der Signalamplitude kann dann meistens das Ausmaß der nichtlinearen Effekte verkleinert werden, und mit entsprechenden Mittelungen kann dann die Messdynamik weiter verbessert werden.

Eine tiefer gehende Analyse, wie sich Nichtlinearitäten in Impulsantworten wieder finden, erlaubt eine sehr elegante Methode zur simultanen Messungen der linearen und nichtlinearen Übertragungseigenschaften eines akustischen Systems. Insbesondere bei Anregung mit Sweep-Signalen kann die Systemantwort simultan bei der Anregungsfrequenz sowie bei deren Vielfachen analysiert werden.

9.13.3 Zeitvarianzen

Schwieriger zu detektieren sind Einflüsse von Zeitvarianzen, da sie nicht nur scheinbare Störgeräusche vortäuschen, sondern den Signalverlauf verzerren. Dazu sind grundsätzlich zwei Arten von Zeitvarianzen zu unterscheiden: a) schnelle Schwankungen, die sich innerhalb einer Messperiode bemerkbar machen und b) eher lang-

same Effekte, die nur bei längeren Mittelungen eine Rolle spielen. In beiden Fällen liegt der Grund für die Messfehler in einem Phasenversatz verschiedener Messsequenzen, wobei sowohl die kohärente Mittelung als auch FFT und matched filter, am meisten aber die Kreuzkorrelation gestört wird.

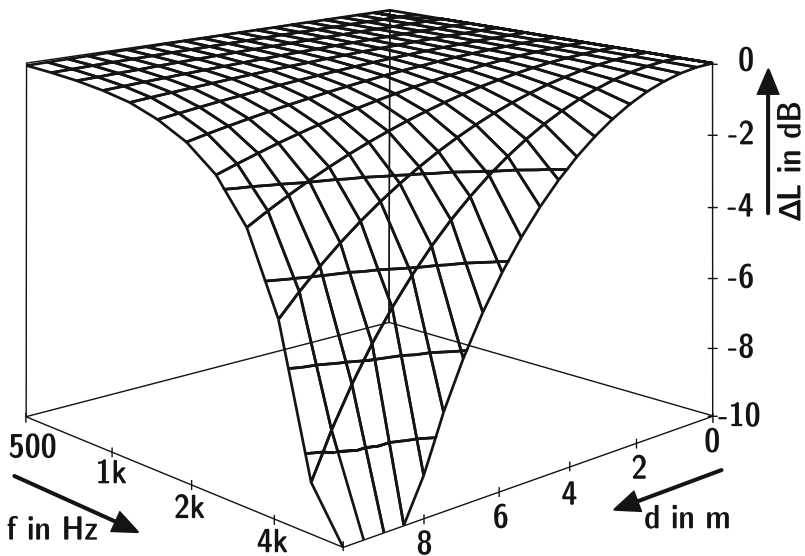


Abb. 9.31 Berechnete Dekorrelation durch böigen Wind der Variation 1 m/s über der Ausbreitungsstrecke d . Resultat: scheinbarer Pegelverlust ΔL .

Sofern die Umgebungsbedingungen kontrolliert werden, können Messfehler durch Zeitvarianzen weitgehend ausgeschlossen werden. Dazu können beispielsweise die zulässigen Abweichungen zu 5 % bei -40 dB in der Nachhallkurve oder $0,15$ dB in der energetischen Summe verwendet werden, um die Grenzen bezüglich Temperaturdrift oder Windgeschwindigkeiten festzulegen.

Für Messungen der Nachhallzeit T bei der Terzmittenfrequenz f ist dann der maximal zulässige Temperaturdrift in Grad Kelvin:

$$\Delta\vartheta \leq \frac{300}{fT} \quad (9.58)$$

Bei Freifeld-Messungen der Schallausbreitung über eine gewisse Strecke d ist der auftretende Fehler (Unterschätzung), ΔL_{Wind} , des Schallpegels bei der Terzmittenfrequenz f aufgrund einer Schwankung der Windgeschwindigkeit σ_v

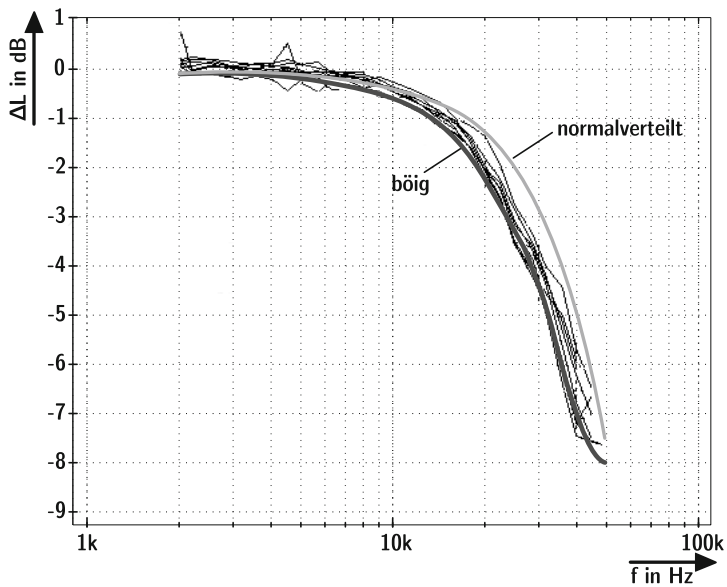


Abb. 9.32 Messung der Dekorrelation durch Wind (nach [9.7]).

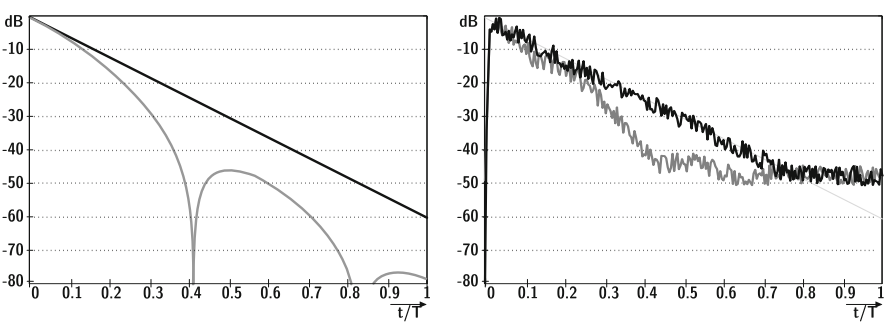


Abb. 9.33 Theoretische (links, für ein harmonisches Signal) und experimentelle ermittelte (rechts, für ein Terzband) Dekorrelation in einer unverzerrten Nachhallkurve sowie einer Nachhallkurve unter Einfluss von Temperaturdrift (nach [9.7]).

$$\Delta L_{\text{Wind}} = -3,2 \cdot 10^{-9} (\sigma_v f d)^2 \quad \text{dB} \quad (9.59)$$

Für die Terz bei 5 kHz wäre somit bei einer Ausbreitungsstrecke von 7 m (bei einer Messung der Fassaden-Schalldämmung) eine Windschwankung von $\Delta v = 0,2 \text{ m/s}$ zulässig.

Literaturverzeichnis

- [9.1] BRIGHAM, E.O.: *FFT – Schnelle Fourier-Transformation*. R. Oldenbourg Verlag, München Wien, 1998
- [9.2] BORISH, J.; ANGELL, J.B.: *An Efficient Algorithm for Measuring the Impulse Response Using Pseudorandom Noise*. J. Audio Eng. Soc. 31, 478 – 488, 1983
- [9.3] RIFE, D.; VANDERKOOY, J.: *Transfer-function measurement with maximum-length sequences*. J. Audio Eng. Soc. 37, 419-444, 1989
- [9.4] FARINA, A.: *Simultaneous Measurement of Impulse Response and Distortion with a Swept-sine technique*. J. Audio Eng. Soc. 48, 350, 108th AES Convention 2000, Preprint 5093, 2000
- [9.5] MÜLLER, S.; MASSARANI, P.: *Transfer Function Measurement with Sweeps*. J. Audio Eng. Soc. 49, 443 – 471, 2001
- [9.6] GADE, S.; HERLUFSEN, H.: *Digital filter techniques vs. FFT techniques for damping measurements*. Brüel & Kjær Technical Review No.1, 1994
- [9.7] STAN, G.-B.; EMBRECHTS, J.J.; ARCHAMBEAU, D.: *Comparison of Different Impulse Response Measurement Techniques*. J. Audio Eng. Soc. 50, 249 – 262, 2002
- [9.8] VORLÄNDER, M.; KOB, M.: *Practical aspects of MLS measurements in building acoustics*. Applied Acoustics 52, 239 – 258, 1997
- [9.9] SVENSSON, P.; NIELSEN, J.L.: *Errors in MLS Measurements Caused by Time Variance in Acoustic Systems*. J. Audio Eng. Soc. 47, 907 – 927, 1999
- [9.10] MÜLLER, S.: *Measuring Transfer Functions and Impulse Responses*. In: Havelock, Kuwano, Vorländer (Eds.) *Handbook on Signal Processing in Acoustics*. Springer New York, 2008

Wichtige ISO-Normen (Stand 2007)

- [9.11] DIN EN 60651: *Schallpegelmesser*.
- [9.12] DIN EN 61260: *Elektroakustik, Bandfilter für Oktaven und Bruchteile von Oktaven*.
- [9.13] ISO 3382: *Acoustics - Measurement of the reverberation time - Part 1: Performance Spaces, Part 2: Ordinary Rooms*.
- [9.14] ISO 10534: *Acoustics - Determination of sound absorption coefficient and impedance in impedance tubes - Part 2: Transfer-function method*.
- [9.15] ISO 18233: *Acoustics - Application of new measuring methods in building and room acoustics* - DIS 2006.

Kapitel 10

Messung von Schallabsorption und Luftschall-Impedanz

Prof. Dr.-Ing. Michael Möser

10.1 Einleitung

Eines der wichtigsten Tätigkeitsfelder für Akustiker betrifft zweifellos das Gebiet der Raumakustik. Ob das Ziel dabei in einer möglichst hohen Pegel-Verringerung in der „lauten“ Umgebung in einem Zweckraum (wie einer Fabrikhalle) besteht, oder ob es mehr um die Nachhall-Regulierung für eine gewisse Raum-Nutzung geht (z.B. für die Darbietung von Schauspiel, Oper oder Konzert): In allen Fällen bildet die Auskleidung von Raum-Begrenzungsflächen mit Schall-absorbierenden Materialien und Wandaufbauten das wichtigste Mittel zur gezielten Herstellung einer erwünschten Raumakustik. Auch bei einigen anderen Aufgaben der Lärmbekämpfung wird versucht, die aus anderen Gründen notwendigen baulichen Einrichtungen möglichst absorbierend oder hoch-absorbierend auszustatten. Das ist z.B. der Fall bei Schallschutzwänden an Straßen oder Schienenwegen. Durch absorbierende Belegung können ungünstige, die Wirkung beeinträchtigende Vielfachreflexionen zwischen parallelen Wänden oder zwischen Wand und Fahrzeug vermieden werden. Die Grundlage für die technische Lösungen solcher und ähnlicher Aufgaben bietet erst die Vermessung der akustischen Reflexions-Eigenschaften von Wand-Oberflächen und eigens zum Zweck der Absorption geschaffenen Aufbauten; die Messmethoden und Verfahren dafür und ihre Grundlagen bilden den Gegenstand dieses Kapitels.

Dabei bleibt die Schilderung der heute verfügbaren Materialien und der absorbierenden Aufbauten und Strukturen hier von der Betrachtung ausgeschlossen. Einen breiten Überblick dazu findet man z.B. in Kapitel 9 von [10.1].

10.2 Grundbegriffe und Größen

Am einfachsten gestaltet sich die Beschreibung eines Aufbaues oder einer akustischen Wandverkleidung wenn man zunächst annimmt, das auftreffende Schallfeld bestehe in einer monofrequenten ebenen fortschreitenden Welle, die senkrecht auf die fragliche Oberfläche auftrifft. Diese im Folgenden auch oft als 'hinlaufend' bezeichnete Welle wird durch die komplexe Amplitude p_+ mit

$$p_+ = p_0 e^{-jkx} . \quad (10.1)$$

beschrieben. Hier (und im ganzen vorliegenden Kapitel) werden komplexe Amplituden (oder „Zeiger“) zur Schallfeld-Beschreibung benutzt. Die reelle Wirklichkeit, die dann auch durch Messung überprüfbar ist, ergibt sich dabei durch Realteil-Bildung aus

$$p(x,t) = \text{Re}\{p e^{j\omega t}\} , \quad (10.2)$$

für die hinlaufende Welle alleine wäre also z.B. $p_+(x,t) = p_0 \cos(\omega t - kx)$. Wie man sieht bedeutet ω die Kreisfrequenz mit $\omega = 2\pi f$, k stellt die Wellenzahl dar, für sie gilt $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ (λ =Wellenlänge, c =Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle).

Die hinlaufende Welle wird am Reflektor zurückgeworfen, dadurch entsteht die gegenläufige Welle

$$p_- = r p_0 e^{jkx} . \quad (10.3)$$

Dabei bedeutet r den Druckreflexionsfaktor der Probe, der gleich dem Verhältnis p_-/p_+ aus den Schalldrücken von hinlaufender und rücklaufender Welle an der Stelle der Probenoberfläche $x = 0$ ist:

$$r = \frac{p_-(0)}{p_+(0)} . \quad (10.4)$$

Weil die reflektierte Welle gegenüber der hinlaufenden Welle phasenverschoben sein kann, muss der Reflexionsfaktor r allgemein als komplexe Größe

$$r = R e^{j\varphi} \quad (10.5)$$

aufgefasst werden. Z.B. kann die in eine Absorberschicht eindringende Welle erst auf der Schicht-Rückseite reflektiert werden; der Reflexionsfaktor muss also die dazugehörige Laufzeit beinhalten. Für passive reflektierende Aufbauten kann der Reflexionsfaktor dem Betrage nach höchstens gleich 1 sein ($R \leq 1$). Nur aktive Reflektoren (die dann eine Quelle, z.B. einen Lautsprecher enthalten müssten) können eine Verstärkung der auftreffenden Welle herstellen.

Das sich insgesamt einstellende Schalldruckfeld besteht aus dem auf die Probe zueilenden und dem reflektierten Wellenanteil:

$$p = p_0 \{e^{-jkx} + r e^{jkx}\} . \quad (10.6)$$

Gl. (10.6) schildert den auszudrückenden Sachverhalt, dass Schallfelder vor einem Reflektor aus zwei gegenläufigen Wellen bestehen, in der einfachst-möglichen Form. Für die Charakterisierung der reflektierenden Eigenschaften eines Prüflings ist andererseits die Benutzung des Absorptionsgrades α bequemer. Letzterer ist definiert als das Verhältnis aus der von dem betrachteten Aufbau aus dem Schallfeld entnommenen Intensität I_α und der auftreffenden Intensität I_+ :

$$\alpha = \frac{I_\alpha}{I_+} . \quad (10.7)$$

Dabei spielt es keine Rolle, ob die durch die Probenoberfläche dringende Intensität I_α nach außen transportiert wird (wie z.B. teilweise bei einem hinten offenen Rohr) oder tatsächlich in eine nicht-akustische Energie (Wärme) verwandelt wird. Für die auftreffende Intensität gilt mit den oben eingeführten Bezeichnungen

$$I_+ = \frac{p_0^2}{2\rho_0 c}$$

(ρ_0 =Dichte des Gases, $\rho_0 c$ = Wellenwiderstand), für die Intensität der reflektierten Welle gilt

$$I_- = R^2 \frac{p_0^2}{2\rho_0 c} .$$

Das Prinzip der Energieerhaltung verlangt

$$I_+ = I_\alpha + I_- ,$$

und deshalb gilt für den Absorptionsgrad α

$$\alpha = \frac{I_\alpha}{I_+} = 1 - \frac{I_-}{I_+} = 1 - R^2 . \quad (10.8)$$

über Reflexionsfaktor und Absorptionsgrad hinaus benutzt man die so genannte „Luftschall-Impedanz“ z zur akustischen Beschreibung eines Aufbaues. Sie erlaubt einen Einblick in die physikalische Wirkungsweise des Untersuchungsgegenstandes und kann die Richtung für wünschenswerte Veränderungen weisen, wie das Folgende zeigt.

Zunächst aber muss die Definition angegeben werden. Unter der Impedanz z wird das Verhältnis aus Druck und Schallschnelle auf der Absorber-Oberfläche $x = 0$ verstanden:

$$z = \frac{p(0)}{v(0)} . \quad (10.9)$$

Der Nutzen, der aus dieser Größe gezogen werden kann, ergibt sich aus dem Zusammenhang zwischen ihr und dem Reflexionsfaktor bzw. dem Absorptionsgrad. Um diesen Zusammenhang herzustellen muss zunächst die Schallschnelle aus dem Schalldruck nach Gl. (10.6) berechnet werden. Die Schnelle v ergibt sich aus

$$v = \frac{j}{\omega \varrho} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{p_0}{\varrho_0 c} \{e^{-jkx} - re^{jkx}\} . \quad (10.10)$$

Damit wird für den gesuchten Zusammenhang zwischen Impedanz und Reflexionsfaktor

$$\frac{z}{\varrho c} = \frac{1+r}{1-r} , \quad (10.11)$$

oder, nach dem Verhältnis $z/\varrho_0 c$ aufgelöst

$$r = \frac{\frac{z}{\varrho c} - 1}{\frac{z}{\varrho c} + 1} . \quad (10.12)$$

Schließlich sei noch vor einer Interpretation der aus Gl. (10.12) folgende Zusammenhang zwischen dem Absorptionsgrad α und der Impedanz z angegeben:

$$\alpha = 1 - |r|^2 = \frac{4 \operatorname{Re} \{z/\varrho c\}}{[\operatorname{Re} \{z/\varrho c\} + 1]^2 + [\operatorname{Im} \{z/\varrho c\}]^2} \quad (10.13)$$

($\operatorname{Re}\{\}$, $\operatorname{Im}\{\}$ = Real- und Imaginärteil des Arguments). Gl. (10.13) erlaubt die Berechnung des zu einer Impedanz z gehörenden Absorptionsgrades. Sie wird als „Anpassungsgesetz“ bezeichnet. Wie man sieht wird der Absorptionsgrad von $\alpha = 1$ nur für den Anpassungsfall $z = \varrho_0 c$ erreicht. Es kommt also für eine gute Absorption auf die 'Anpassung' des absorbierenden Aufbaues an die Wellenimpedanz $\varrho_0 c$ von Luft an: je besser der auftreffenden Welle ein nahtlos weitergeführter Wellenleiter vorgespiegelt wird, desto mehr dringt sie in diesen auch ein. Unabhängig vom Realteil der Impedanz sind Imaginärteile dabei immer „schädlich für die Absorption“: α ist ein Maximum immer dann, wenn $\operatorname{Im}\{z\} = 0$ wird. Für die Entwicklung von neuen Absorber-Aufbauten oder Materialien kann die Messung der Impedanz eine wertvolle Hilfe bieten, weil sich daraus Hinweise auf die einzuschlagende Richtung bei weiteren Verbesserungen ableiten lassen.

Ein weiterer Vorteil der Impedanz besteht darin, dass auch dann eine rechnerische Prognose für die Wirkung eines absorbierenden Aufbaus für den schrägen Schalleinfall abgegeben werden kann, wenn die Impedanz nur bei senkrechtem Schalleinfall bestimmt worden ist. Die Einzelheiten dazu sind im Abschnitt 10.3.4 aufgeführt.

10.3 Messungen im Kundtschen Rohr

Zur Messung der im vorigen Abschnitt erklärten Größen, die das akustische Verhalten eines absorbierenden Wandaufbaus beschreiben, werden oft eindimensionale Wellenleiter benutzt, die an einem Ende mit dem zu messenden Aufbau – dem Messobjekt – abgeschlossen sind und am anderen Ende über eine Quelle verfügen. Zu diesem Zweck werden luftgefüllte Rohre verwendet, die über sehr schwere und vor allem sehr formsteife Wandungen verfügen, meist in Metall ausgeführt. Durch die

Wandung soll möglichst keine Schallenergie nach außen dringen, damit die Verluste wirklich vor allem durch das Messobjekt verursacht sind. Als Querschnitte kommen sowohl Kreise als auch Rechtecke zur Anwendung.



Abb. 10.1 Gesamtaufbau aus (von links) Objektträger, Rohr, Lautsprechergehäuse, Messsonde und Wagen

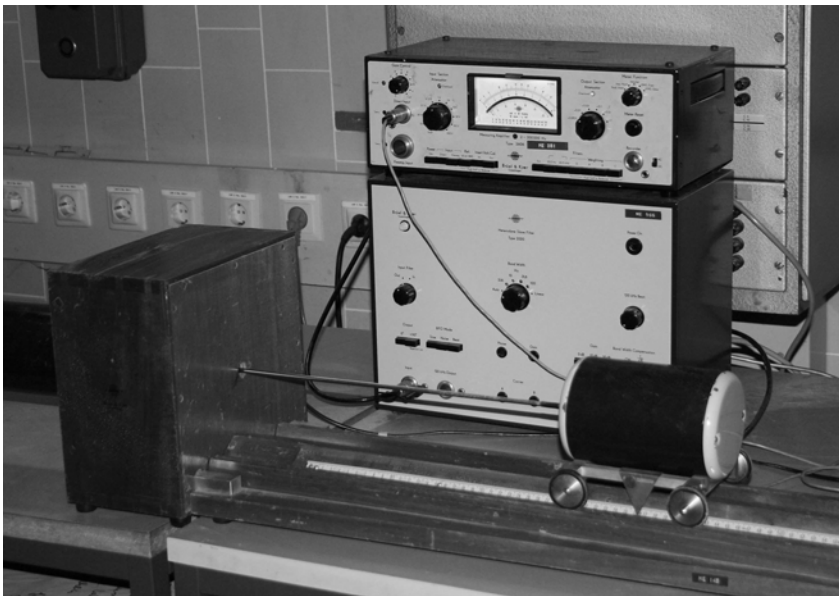


Abb. 10.2 Lautsprecher-Gehäuse, Messsonde und Wagen

Ein Beispiel eines solchen so genannten „Kundtschen Rohres“ ist in den Abbildungen 10.1, 10.2 und 10.3 wiedergegeben. Der Rohrdurchmesser beträgt hier $d = 0,1\text{ m}$. Im würfelförmigen Kasten ist der elektrodynamische Lautsprecher enthalten. Sein Permanentmagnet ist in der Mitte durchbohrt, dadurch kann eine bewegliche Sonde – ein dünnes, hohles, langgestrecktes Röhrchen – zur Be-



Abb. 10.3 Befüllter Objektträger zum Aufsetzen auf das ebenfalls rechts abgebildete Rohrende.

obachtung des Schallfeldes im Rohr-Inneren durchgeführt werden. Die Sonde endet in einem verschiebbaren Wagen vor einem im Wagen-Inneren angebrachten Mess-Mikrophon. Diese Messeinrichtung aus Sonde und Mikrophon hat naturgemäß eine stark frequenzabhängige Empfindlichkeit, in der vor allem die Längs-Resonanzen der Sonde eine erhebliche Rolle spielen. Aus diesem Grund werden mit dem Kundtschen Rohr ausschließlich Relativmessungen durchgeführt, bei denen nur Schalldruck-Verhältnisse (oder die Lage eines bestimmten Messpunktes), nicht aber absolute Schallpegel-Werte interessieren. Deshalb ist auch weder die Verwendung eines hochqualitativen Mess-Mikrophones noch die Kalibration der Messeinrichtung erforderlich.

Die Bestimmung des Absorptionsgrades im Rohr bietet den Vorteil, dass nur sehr kleine Proben benötigt werden. Die Messung ist außerdem rasch durchgeführt und gut reproduzierbar. Das Auswechseln von Messobjekten nimmt nur wenige Minuten in Anspruch. Für das im nächsten Abschnitt geschilderte Hallraum-Verfahren sind dagegen beträchtliche Proben-Flächen (von etwa 10 m^2) notwendig, die in den Messraum eingebracht, dort ausgerichtet und an den Kanten abgedeckt werden müssen. Besonders im Entwicklungs-Stadium eines absorbierenden Aufbaues, in dem eine Reihe von Versuchen erforderlich sein kann, ist damit ein erheblicher Mehraufwand verknüpft.

10.3.1 Schallausbreitung im Kundtschen Rohr

Allgemein setzt sich das Schallfeld in einem schallhart berandeten Rohr aus gewissen diskreten Schalldruck-Querverteilungen, den so genannten Moden, zusammen. Wenn man zunächst von Reflexionen am Rohrende absieht, dann setzt sich der Schalldruck aus

$$p(r, \varphi, z) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} p_{nm} \phi_{nm} e^{-jk_{nm}z}. \quad (10.14)$$

zusammen. Die Moden sind darin mit ϕ_{nm} bezeichnet. Die modalen Amplituden p_{nm} sind durch die Schallquelle bestimmt. Die Ausbreitung der Moden längs der Rohr-Achsrichtung z wird durch die Wellenzahlen k_{nm} beschrieben. Bei einem Querschnitt in Rechteckform (Kantenlängen a und b) bestehen die Modenformen in

$$\phi_{nm}(x, y) = \cos(n\pi x/a) \cos(m\pi y/b). \quad (10.15)$$

(schallharte Reflektoren in $x = 0$, $x = a$, $y = 0$ und $y = b$). Bei Rohren mit kreiszylindrischem Querschnitt (Radius R_R) gilt für die Moden

$$\phi_{nm}(r, \varphi) = J_n(x_{nm}r/R_R) \cos(n\varphi), \quad (10.16)$$

wobei unter J_n die Besselfunktionen der Ordnung n zu verstehen sind (r, φ, z : Zylinderkoordinaten, Rohr-Mittel-Achse = z -Achse). Der Einfachheit halber sind dabei nur geradsymmetrische Moden berücksichtigt worden (für die ungeradsymmetrischen Moden wird der Cosinus durch den Sinus ersetzt; sonst bleibt alles gleich). Einige Moden für den kreiszylindrischen Fall sind in Abb. 10.4 zusammengestellt. Die Faktoren x_{nm} in Gl. (10.16) werden als Eigenwerte bezeichnet. Sie bestehen aus den Nullstellen der Ableitung der Besselfunktionen, es gilt also $J'_{nm}(x_{nm}) = 0$. Die ersten Elemente der Folge x_{nm} sind der Größe nach geordnet in der Tabelle genannt.

Tabelle 10.1 Eigenwerte x_{nm} kreiszylindrischer Rohre

$x_{nm} = 0$	1,841	3,054	3,832	4,201	5,331	6,706	7,016

Weil der in den Gleichungen (10.14) und (10.15) oder (10.16) genannte Schalldruck die Wellengleichung erfüllen muss gilt für die Wellenzahlen k_{nm} der Moden

- für den Rechteckquerschnitt

$$k_{nm}^2 = k^2 - \left[\left(\frac{n\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b} \right)^2 \right], \quad (10.17)$$

- im Fall des Kreisquerschnittes

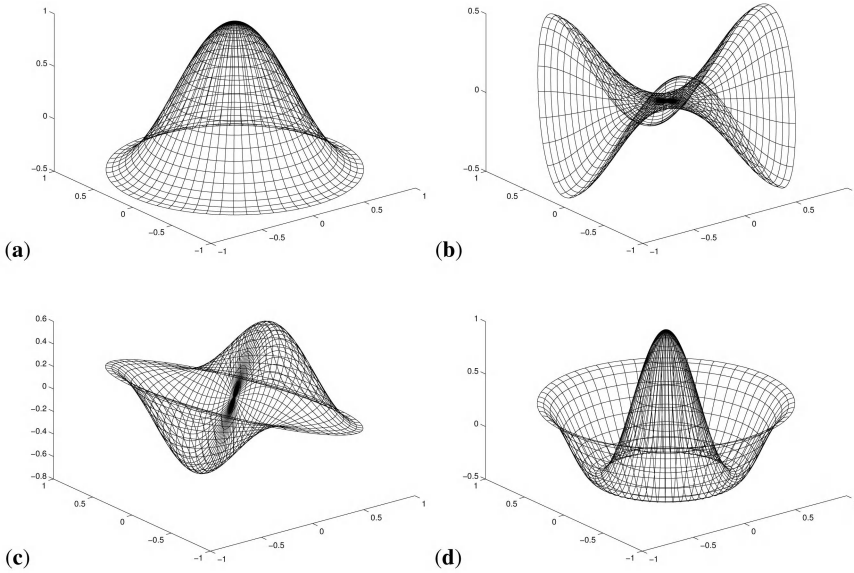


Abb. 10.4 Beispiele für Schalldruck-Quermodes im Kanal mit Kreisquerschnitt (a) $x_{nm}=3,832$ (links oben) (b) $x_{nm}=4,201$ (rechts oben) (c) $x_{nm}=5,331$ (links unten) (d) $x_{nm}=7,016$ (rechts unten)

$$k_{nm}^2 = k^2 - \left(\frac{x_{nm}}{R_R} \right)^2, \quad (10.18)$$

Für Frequenzen $f < f_{nm}$ unterhalb der

- für den Rechteckquerschnitt durch

$$f_{nm} = \sqrt{\left(\frac{nc}{2a} \right)^2 + \left(\frac{mc}{2b} \right)^2}, \quad (10.19)$$

- und für den Kreisquerschnitt durch

$$f_{nm} = \frac{x_{nm}c}{2\pi R_R} \quad (10.20)$$

gegebenen so genannten Cut-On-Frequenz weist die betreffende Mode offensichtlich eine imaginäre Wellenzahl auf. Die Mode bildet deshalb in z -Richtung ein exponentiell abklingendes Nahfeld der Form

$$e^{-jk_{nm}z} = e^{-|k_{nm}|z}.$$

Erst für Frequenzen oberhalb der betreffenden Cut-On-Frequenz besitzt die Mode eine reellwertige Wellenzahl k_{nm} und geht damit in eine ausbreitungsfähige Welle über.

Das unterhalb der jeweiligen Cut-On-Frequenz vorhandene modale Nahfeld lässt sich auch durch den zugehörigen Pegel-Ortsverlauf

$$L(z) = 20 \lg e^{-|k_{nm}|z} = -8,7|k_{nm}|z .$$

beschreiben. Er bildet eine Gerade entlang der z -Richtung. Für ausreichend tiefe Frequenzen mit $f \ll f_{nm}$ gilt näherungsweise

- für den Rechteckquerschnitt

$$L(z) = -8,7 \sqrt{\left[\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2\right]} z \quad (10.21)$$

- und für den Kreisquerschnitt

$$L(z) = -8,7 x_{nm} z / R_R . \quad (10.22)$$

Für die im folgenden Abschnitt geschilderten Mess-Methoden dürfen ausschließlich ebene Wellen mit $\phi_{nm}(r, \varphi) = \text{const.}$ auftreten. Diese Forderung wird im Frequenzbereich unterhalb der tiefsten (von Null verschiedenen) Cut-On-Frequenz

- für den Rechteckquerschnitt ($\max(a, b)$): der größere Wert von a und b)

$$f_1 = \frac{c}{2 \max(a, b)} \quad (10.23)$$

- und für den Kreisquerschnitt

$$f_1 = \frac{1,841c}{2\pi R_R} \quad (10.24)$$

erfüllt. Das im nächsten Abschnitt genannte Verfahren setzt also den Messfrequenzbereich $f < f_1$ voraus, in dem lediglich die konstante Querverteilung mit $x_{nm}=0$ als Welle vorkommt. Beispielsweise beträgt $f_1 = 2000$ Hz für ein Kreisrohr mit dem Radius von $R_R = 5$ cm. Für ein Rechteckrohr mit der größten Querabmessung von 10 cm ist $f_1 = 1700$ Hz.

Damit das im Folgenden genannte Messverfahren auch bei tiefen Frequenzen angewandt werden kann, beträgt die Rohrlänge meist mindestens $l = 20R_R$ (bzw. $l = 10 \max(a, b)$). Alle höheren (nicht-ebenen) Moden erfahren deshalb für $f < f_1$ zwischen Quelle in $z=0$ und Messgebiet am Rohrende etwa bei $z = l$ nach Gl. (10.21) oder Gl. (10.22) eine so hohe Dämpfung, dass sie die Messung nicht stören.

10.3.2 Mini-Max-Verfahren

Ein im Kundtschen Rohr auf das Messobjekt zulaufende Welle wird an diesem zu einem gewissen Anteil r reflektiert. Man kann nun gedanklich die auftreffende Welle zerlegen in ihren r -fachen Teil, der am Rohrende vollständig reflektiert wird, und

einen nicht reflektierten 'Rest'. Zusammen bilden der r -fache Teil des einfallenden Feldes und das reflektierte Feld eine stehende Welle. Das verbleibende Restfeld mit dem $(1 - r)$ -fachen Teil der auftretenden Welle dagegen wird nicht reflektiert und bildet deshalb eine fortschreitende Welle. In Gleichungen ausgedrückt lautet die genannte Zerlegung für die hinlaufende Welle (deren Laufrichtung nun mit x bezeichnet sei)

$$p_+ = p_0 r e^{-jkx} + p_0(1 - r)e^{-jkx}.$$

Das Gesamtfeld besteht dann in

$$p = p_0 r (e^{-jkx} + e^{jkx}) + p_0(1 - r)e^{-jkx} = 2p_0 r \cos(kx) + p_0(1 - r)e^{-jkx}.$$

Es ist demnach aus der Summe einer stehenden Welle

$$p_s = 2p_0 r \cos(kx) \quad (10.25)$$

und einer in x -Richtung fortschreitenden Welle

$$p_f = p_0(1 - r)e^{jkx} \quad (10.26)$$

zusammengesetzt

$$p = p_s + p_f.$$

Wie man sich leicht vorstellen kann, drückt sich das Zusammenspiel von stehender und fortschreitender Welle in der Welligkeit des örtlich gemessenen Effektivwertes aus. Bei Totalreflexion $r = 1$ wird das Schallfeld nämlich nur von der stehenden Welle mit dem Effektivwert $\tilde{p}$

$$r = 1 : \quad \tilde{p}^2 = 2p_0^2 \cos^2(kx)$$

bestimmt, ein Ortsverlauf mit großer Welligkeit. Ohne Reflexion $r = 0$ dagegen wäre das Wellenfeld nur durch die fortschreitende Welle

$$r = 0 : \quad \tilde{p}^2 = \frac{p_0^2}{2}$$

mit örtlich konstantem Effektivwert gegeben. Zwischen diesen beiden Extremfällen stellt sich eine Welligkeit $\tilde{p}_{\min}/\tilde{p}_{\max}$ des Ortsverlaufs ein, die sich durch das Zusammenwirken von stehender und fortschreitender Welle erklärt. Einige Beispiele für den Orts-Zeit-Verlauf des Schalldruckes sind in den Abbildungen 10.5 und 10.6 angegeben. Die Einhüllende der jeweiligen Kurvenscharen zeigt unmittelbar den Ortsverlauf des entsprechenden Schalldruck-Effektivwertes an. Offensichtlich ist die Welligkeit $\tilde{p}_{\min}/\tilde{p}_{\max}$ des Ortsverlaufs $\tilde{p}(x)$ direkt ein Maß für den Reflexionsfaktor, den man deshalb aus der Messung dieses Druckverhältnisses bestimmen kann.

Aus dieser grundsätzlichen Überlegung lässt sich eine Messvorschrift für den Betrag R des Reflexionsfaktors r herleiten. Dazu ist es zunächst erforderlich, den Verlauf des Effektivwertes in Abhängigkeit vom Reflexionsfaktor zu bestimmen und

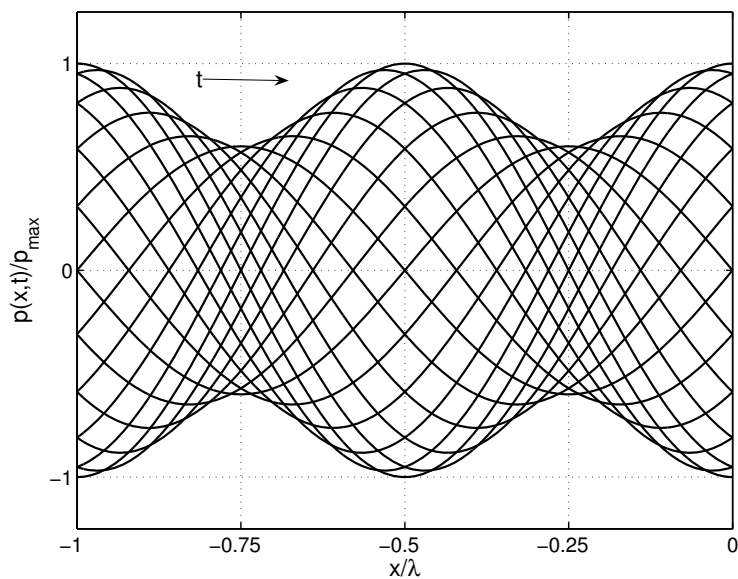


Abb. 10.5 Schalldruck-Ortsverlauf für 20 verschiedene, feste Zeiten, $r = 0,25$. Der Verlauf wandert mit wachsender Zeit von links nach rechts.

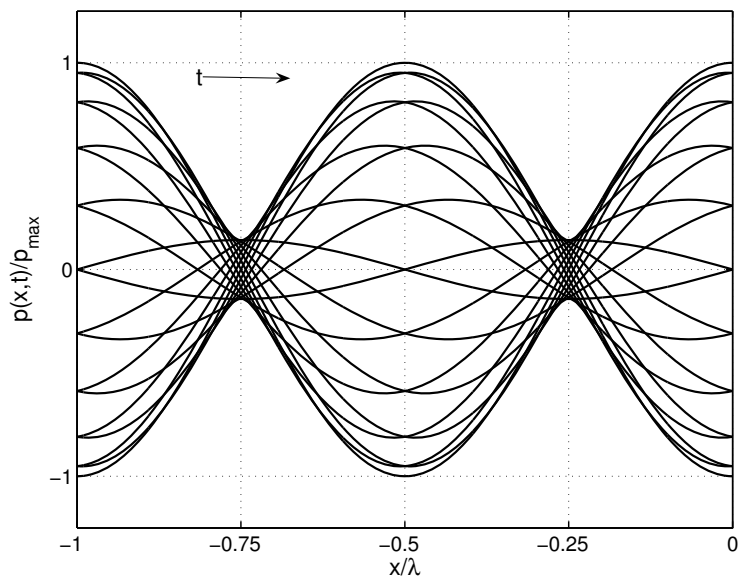


Abb. 10.6 Schalldruck-Ortsverlauf für 20 verschiedene, feste Zeiten, $r = 0,75$. Der Verlauf wandert mit wachsender Zeit von links nach rechts.

diesen auf Maxima an Minima hin zu untersuchen. Der Ortsverlauf des quadrierten Effektivwertes (er ist gleich der Hälfte des Amplituden-Quadrates) ergibt sich aus (10.6) zu:

$$\begin{aligned}\tilde{p}^2 &= \frac{1}{2}|p|^2 = \frac{1}{2}pp^* = \frac{1}{2}p_0^2 \left(e^{-jkx} + Re^{j(kx+\varphi)} \right) \left(e^{jkx} + Re^{-j(kx+\varphi)} \right) \\ &= \frac{1}{2}p_0^2 \left[1 + R^2 + 2R \cos(2kx + \varphi) \right].\end{aligned}\quad (10.27)$$

Die Maximalwerte davon treten auf, wenn die Kosinusfunktion gleich 1 wird. Das ist offensichtlich für $2kx + \varphi = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$ der Fall. Für die Maxima gilt

$$\tilde{p}_{\max}^2 = \frac{1}{2}p_0^2 (1 + R^2 + 2R) = \frac{1}{2}p_0^2 (1 + R)^2. \quad (10.28)$$

Die Minimalwerte treten bei $2kx + \varphi = \pm\pi, \pm 3\pi, \dots$ auf, für sie gilt

$$\tilde{p}_{\min}^2 = \frac{1}{2}p_0^2 (1 + R^2 - 2R) = \frac{1}{2}p_0^2 (1 - R)^2. \quad (10.29)$$

Demnach gilt für das Verhältnis

$$\mu = \frac{\tilde{p}_{\min}}{\tilde{p}_{\max}} = \frac{1 - R}{1 + R}, \quad (10.30)$$

oder, nach R aufgelöst

$$R = \frac{1 - \mu}{1 + \mu}. \quad (10.31)$$

Gl. (10.31) gibt unmittelbar die Messvorschrift zur Ermittlung des Reflexionsfaktor-Betrages an. Durch Verschieben einer Messsonde auf der Rohr-Achse können Maximum und Minimum des Effektivwertes leicht gesucht und ermittelt werden. Nur das Verhältnis aus minimalem und maximalem Effektivwert interessiert, deshalb ist wie eingangs erwähnt keine Kalibrierung erforderlich. Wenn Schalldruck-Pegel abgelesen werden, dann drückt man Gl. ((10.31)) noch durch

$$R = \frac{10^{(L_{\max} - L_{\min})/10} - 1}{10^{(L_{\max} - L_{\min})/10} + 1} \quad (10.32)$$

aus.

Wie schon ausgeführt benutzt man zur Charakterisierung von Proben nicht den Reflexionsfaktor R selbst, sondern den Absorptionsgrad α . Für ihn gilt

$$\alpha = 1 - R^2 = \frac{2}{1 + \frac{1}{2} \left(\mu + \frac{1}{\mu} \right)}, \quad (10.33)$$

oder, wieder durch die zugehörige Pegeldifferenz ausgedrückt

$$\alpha = \frac{2}{1 + \frac{1}{2} (10^{(L_{\max} - L_{\min})/10} + 10^{(L_{\min} - L_{\max})/10})}. \quad (10.34)$$

Den Gleichungen (10.28) und (10.29) nach kommt es nicht darauf an, an welchen Stellen im Rohr minimaler und maximaler Schalldruck ermittelt werden. Das gilt allerdings nur dann, wenn die Wellenausbreitung selbst dabei ungedämpft vonstatten geht. Diesen „Idealfall“ kann man für praktische Messungen nicht voraussetzen, weil immer kleine Verluste entweder durch Reibung an der Rohr-Innenfläche oder durch eine geringe Schallübertragung durch die Wandung nach außen auftreten können. Dieser Effekt lässt sich nachträglich in die Betrachtungen mit einbeziehen, wenn die bisher benutzte reelle Wellenzahl k durch eine komplexwertige Wellenzahl

$$k \rightarrow k(1 - j\varepsilon) \quad (10.35)$$

ersetzt wird. Darin bedeutet ε den Verlustgrad der Wellenausbreitung (der Verlustgrad ε ist gleich der Hälfte des sonst oft benutzten Verlustfaktors η , $\varepsilon = \eta/2$). Abb. 10.7 zeigt beispielhaft den sich bei gedämpfter Wellenausbreitung einstellenden Ortsverlauf des Schalldruck-Effektivwertes.

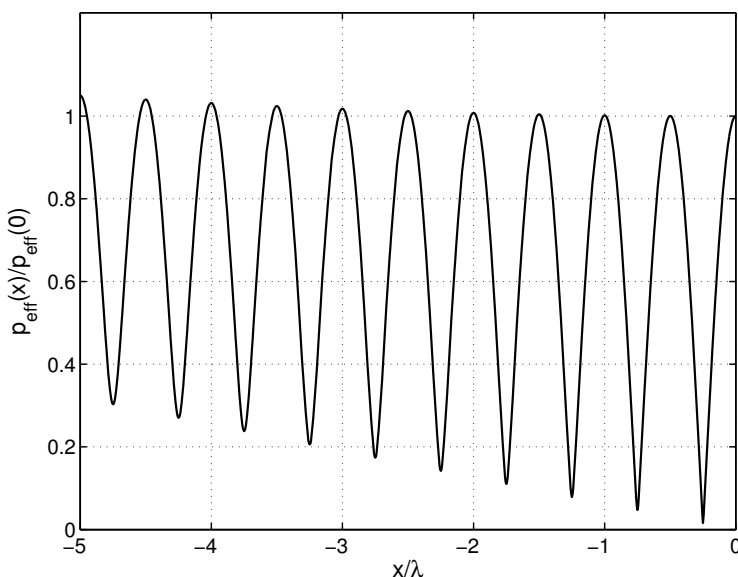


Abb. 10.7 Ortsverlauf des Schalldruck-Effektivwertes bei gedämpfter Ausbreitung mit $\varepsilon = 0,01$, Rohr am Ende $x = 0$ schallhart (mit $r = 1$) abgeschlossen.

Er ist nach Gl. (10.6) mit der komplexen Wellenzahl (Gl. (10.35)) berechnet worden. Dabei ist von Totalreflexion $r = 1$ am Rohrende ausgegangen worden, weil die Wirkung der Dämpfung und ihr Einfluss auf das Messergebnis für diesen Fall besonders gut erkennbar wird. Wie man sieht wachsen vor allem die Minima vom Abschluss in $x = 0$ in das Rohr hinein an. Der Grund dafür liegt natürlich darin, dass zwischen einem Messort $x < 0$ und dem Rohrabschluss $x = 0$ Energie verloren geht. Tatsächlich findet auf dieser Rest-Laufstrecke zwischen Messort und Reflektor

eine Schallabsorption statt, nur dass diese nicht dem Rohrabschluss, sondern dem Rohr selbst zugeordnet werden muss. Der damit bezeichnete Einfluss auf das Messergebnis kann beträchtlich sein. Würde man im Beispiel der Abb. 10.7 Minimum und Maximum am linken Bildrand zu Grunde legen, dann erhielte man etwa $\mu = 0,3$ und damit $R \approx 0,5$. Bereits etwa 3/4 der hier eintreffenden Leistung werden vom gedämpften Rohr, nicht aber vom Rohrabschluss verschluckt.

Bei der Vermessung von Proben muss der Einfluss der Rohrdämpfung möglichst gering gehalten werden; deshalb muss das dem Messobjekt am nächsten liegende erste Minimum und Maximum zur Auswertung herangezogen werden.

Manchmal ist es geboten, über die Messung des Absorptionsgrades eines Prüflings hinaus auch seine Luftschall-Impedanz z zu bestimmen. Letztere kann z.B. bei der Neuentwicklung eines Absorber-Typs Hinweise darauf geben, aus welchem Grund die Absorption in einem gewissen Frequenzintervall möglicherweise noch nicht befriedigt; auch kann aus der Impedanz eine Prognoserechnung für den schrägen Schalleinfall durchgeführt werden (siehe Abschnitt 10.3.4). Nach Gl. (10.11) wird die Impedanz direkt aus dem komplexen Reflexionsfaktor $r = Re^{j\varphi}$ errechnet werden; demnach ist nur noch die Ermittlung der Phase φ des Reflexionsfaktors erforderlich. Sie lässt sich allgemein aus dem Abstand eines der relativen Extrema zur Probenoberfläche bestimmen. Da die Minima im allgemeinen praktisch viel genauer lokalisiert werden können als die Maxima, benutzt man dazu den Abstand $|x_{\min}|$ des ersten, vor der Probe vorgefundenen Minimums, für das

$$2kx_{\min} + \varphi = \pm\pi$$

gilt (siehe die Textzeile vor Gl. (10.29)). Definitionsgemäß wird in diesem Kapitel der Luftraum vor dem Reflektor durch den negativen Teil der x -Achse $x < 0$ bezeichnet. Für die Koordinate $x_{\min}$ des ersten Minimums und für seinen Abstand $|x_{\min}|$ zur Probenoberfläche gilt deshalb $x_{\min} = -|x_{\min}|$. Damit wird

$$\varphi = \pi \left(\frac{|x_{\min}|}{\lambda/4} \pm 1 \right). \quad (10.36)$$

Wie im vorigen Abschnitt erläutert ist der Messfrequenzbereich nach oben durch die tiefste von Null verschiedene Cut-On-Frequenz begrenzt. Weil beim „Mini-Max-Verfahren“ mindestens ein Minimum und ein Maximum in der Rohrlänge l enthalten sein muss gilt für die untere Frequenzgrenze

$$\lambda/4 < l. \quad (10.37)$$

Ein 1 Meter langes Rohr kann also ab etwa 85 Hz zur Messung benutzt werden.

10.3.3 Wellen-Trennung

Der Absorptionsgrad kann auch mit einer aus zwei Mikrofonen bestehenden Sonde gemessen werden. Diese Methode ähnelt der Intensitätsmesstechnik, bei der die Schallschnelle – im Prinzip – ebenfalls aus zwei Mikrophonsignalen bestimmt wird. Die Idee geht deshalb auch auf den Erfinder der Intensitätsmesstechnik zurück ([10.3] und [10.4]).

Zunächst etwas formaler gedacht lässt sich der Wellenansatz

$$p = p_0 \{e^{-jkx} + re^{jkx}\}$$

für die Ausbreitung im eindimensionalen Kontinuum als Feldbeschreibung mit den beiden unbekannten Parametern p_0 und r auffassen, die aus zwei gemessenen Schalldrücken bestimmt werden. Man bestimmt auf diese Weise letztlich die Amplituden der beteiligten gegenläufigen Wellen. Deshalb könnte man das Verfahren auch als „Wellen-Trennung“ bezeichnen.

Die beiden Messmikrophone bestimmen bei der Wellen-Trennung den Druck p_1 an der beliebig gewählten Stelle $x = x$ und den Druck p_2 an der Stelle $x = x - \Delta x$. Für den Quotienten p_1/p_2 der komplexen Amplituden gilt dann

$$\frac{p_1}{p_2} = \frac{e^{-jkx} + re^{jkx}}{e^{-jk(x-\Delta x)} + re^{jk(x-\Delta x)}}. \quad (10.38)$$

Daraus erhält man für den Reflexionsfaktor

$$r = -e^{-j2kx} \frac{1 - \frac{p_1}{p_2} e^{jk\Delta x}}{1 - \frac{p_1}{p_2} e^{-jk\Delta x}}. \quad (10.39)$$

Wie man sieht ist der Betrag R des Reflexionsfaktors r von der Wahl des Messortes x unabhängig. Das Schalldruckverhältnis muss nach Betrag und Phase ermittelt werden. Dass gerade in der Phase eine wesentliche Information enthalten ist erkennt man aus der Annahme eines reellwertigen Druckverhältnisses (das stehenden Wellen entspricht). In diesem Fall ist nämlich mit

$$|r| = \left| \frac{(1 - \frac{p_1}{p_2} \cos k\Delta x) - j \frac{p_1}{p_2} \sin k\Delta x}{(1 - \frac{p_1}{p_2} \cos k\Delta x) + j \frac{p_1}{p_2} \sin k\Delta x} \right|$$

der Betrag des Reflexionsfaktors – unabhängig von der Größe des Druckverhältnisses p_1/p_2 – stets $R = 1$. Nur mit der richtigen Phaseninformation also können nicht vollständig reflektierende Anordnungen beschrieben werden. So ergibt sich zum Beispiel für $p_1/p_2 = e^{-jk\Delta x}$ aus Gl. (10.39) ganz zutreffend $r = 0$.

Bei der Messung muss nicht notwendigerweise mit monofrequenten Signalen angeregt werden, im Gegenteil ist breitbandige Anregung durch weißes oder rosa Rauschen üblich. In diesem Fall ist zunächst die Ermittlung der komplexen Amplitudenspektren durch eine numerische Spektral-Zerlegung (z.B. mit Hilfe eines

FFT-Analysators) erforderlich. Unter p_1/p_2 ist dann das Verhältnis der zu einer enthaltenen Frequenz ω gehörenden komplexen Amplituden „nach Fourieranalyse der Signale“ zu verstehen. Dieses Verhältnis wird oft auch als Transferfunktion bezeichnet. Der Wert der Wellenzahl $k = \omega/c$ wird aus der jeweils zugeordneten Frequenz berechnet. Damit lässt sich Gl. (10.39) auch direkt als Frequenzgang r ansehen, der mit Hilfe von $\alpha = 1 - |r|^2$ dann in den Frequenzgang des Absorptionsgrades umgerechnet werden kann.

Wegen der Ähnlichkeit mit dem Intensitätsmessverfahren sind auch die enthaltenen systematischen Messfehler die gleichen. Kleine Phasenunterschiede in den beiden Mikrofonen bewirken vor allem dann zu große Absorptionsgrade $\alpha > 0$, wenn tatsächlich gar keine Absorption $\alpha = 0$ vorhanden ist. Praktisch tritt dieses Problem vor allem bei tiefen Frequenzen auf, bei denen die Absorption von Prüfböden meist gering ist. Allgemeiner folgt aus dem genannten Prinzip, dass sehr kleiner Absorptionsgrade als eher nicht vertrauenswürdige Messergebnisse eingestuft werden sollten. Je nach Phasenfehler kann der wahre Wert etwas darunter oder etwas darüber liegen. Weil kleine Absorptionsgrade andererseits auch kaum eine praktische Bedeutung besitzen lohnt eine genauere Fehler-Betrachtung nicht.

Ein Vorteil der Wellen-Trennung-Methode besteht sicher in der Zeitersparnis, die man gegenüber dem doch umständlicheren Aufsuchen von Maxima und Minima gewinnt. Außerdem entfällt die - praktisch allerdings fast bedeutungslose - untere Frequenzgrenze nach Gl. (10.37).

10.3.4 Bedeutung des schrägen Einfalls

Der Hauptnachteil der Absorptionsgrad-Messung im Rohr besteht gewiss in der Beschränkung des Verfahrens auf den senkrechten Schalleinfall. In der praktischen Anwendung vor allem in Räumen trifft das Schallfeld jedoch aus vielen unterschiedlichen Richtungen auf die absorbierende Fläche. Deshalb kann sich beim Einsatz des Absorbers in der Raumakustik eine Änderung gegenüber der im Rohr gemessenen Wirkung ergeben. Auch haben Hallraum-Messungen und Rohr-Messungen oft unterschiedliche Ergebnisse. Ein besonders eindrucksvolles Beispiel dafür gibt Abb. 10.8.

Zur Schilderung der Abhängigkeit der Schallabsorption von der Einfallrichtung muss das Schallfeld naturgemäß bei schrägem Schalleinfall diskutiert werden. Der im Folgenden benutzte Einfallswinkel ϑ beschreibt dabei den Winkel zwischen Schalleinfall-Richtung und der Flächennormalen auf der absorbierenden Ebene $x = 0$. Für eine unter dem Winkel ϑ auf die absorbierende Anordnung auftreffende Welle

$$p_{\text{ein}} = p_0 e^{-jkx \cos \vartheta + jky \sin \vartheta} \quad (10.40)$$

setzt sich das aus Schalleinfall und reflektiertem Anteil bestehende Gesamtfeld aus

$$p = p_0 (e^{-jkx \cos \vartheta + jky \sin \vartheta} + r e^{jkx \cos \vartheta + jky \sin \vartheta}) \quad (10.41)$$

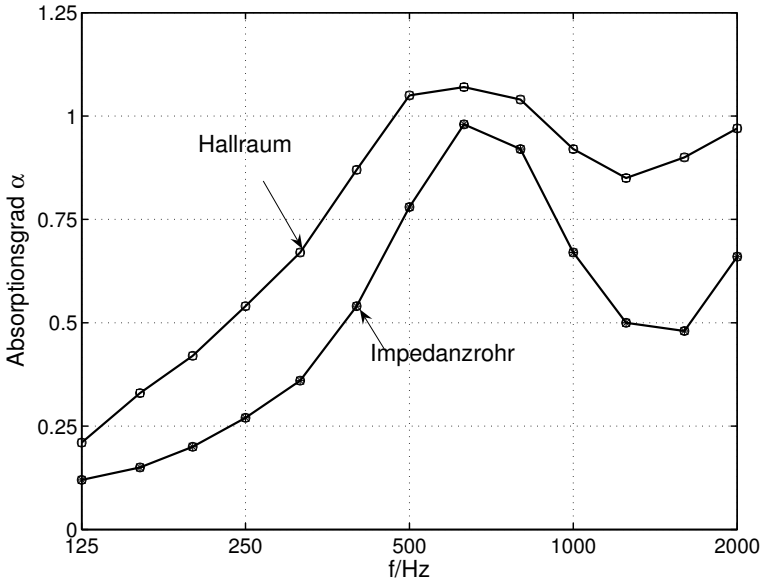


Abb. 10.8 Absorptionsgrad α einer 70 mm dicken Schicht aus Holzfasern-Beton-Gemisch für den Einsatz auf Schallschutzwänden, gemessen im Kundtschen Rohr (Impedanzrohr) und im Hallraum.

$$= p_0 e^{jky \sin \vartheta} (e^{-jkx \cos \vartheta} + r e^{jkx \cos \vartheta})$$

zusammen. Die ortsunabhängige Wandimpedanz z ergibt sich also aus

$$z = \frac{p}{\frac{j}{\omega \varrho_0} \frac{\partial p}{\partial x}} = \frac{\rho c}{\cos \vartheta} \frac{1+r}{1-r}, \quad (10.42)$$

und das bedeutet

$$r = \frac{\frac{z}{\varrho_0 c} \cos \vartheta - 1}{\frac{z}{\varrho_0 c} \cos \vartheta + 1}. \quad (10.43)$$

Alle vorangegangenen Betrachtungen für den senkrechten Schalleinfall bleiben also erhalten, nur dass die Wandimpedanz mit $\cos \vartheta$ multipliziert werden muss. Gl. (10.43) erlaubt es z.B. aus der im Kundtschen Rohr bei senkrechtem Schalleinfall gemessenen Impedanz auf den Absorptionsgrad $\alpha(\vartheta)$ bei schrägem Einfall zu schließen, für den nach wie vor $\alpha(\vartheta) = 1 - |r|^2$ gilt.

Eine prinzipielle Einschätzung der dabei auftretenden Tendenzen kann an Gl. (10.43) direkt abgelesen werden. Impedanzen, die gegenüber der Anpassung zu gross sind, werden durch den schrägen Einfall verringert. Der Absorptionsgrad steigt daher zunächst mit wachsendem Einfallswinkel ϑ bis zu einem Maximalwert an und fällt danach zum stets bei $\vartheta = 90^\circ$ vorliegenden Wert von $\alpha(90^\circ) = 0$ ab. Zu kleine Impedanzen hingegen werden noch weiter verringert, der Absorptionsgrad nimmt dann mit dem Einfallswinkel noch ab. Abb. 10.9 versucht diese Sachverhalte für reell-

wertige Impedanz zu illustrieren. Man beachte dabei allerdings, dass in der Praxis nur bei Resonatoren in der Resonanzfrequenz und bei Absorptionsgraden von etwa 1 nahezu reellwertige Impedanzen vorkommen (der schräge Einfall für nicht rein reelle Impedanzen wird z.B. in [10.2] diskutiert).

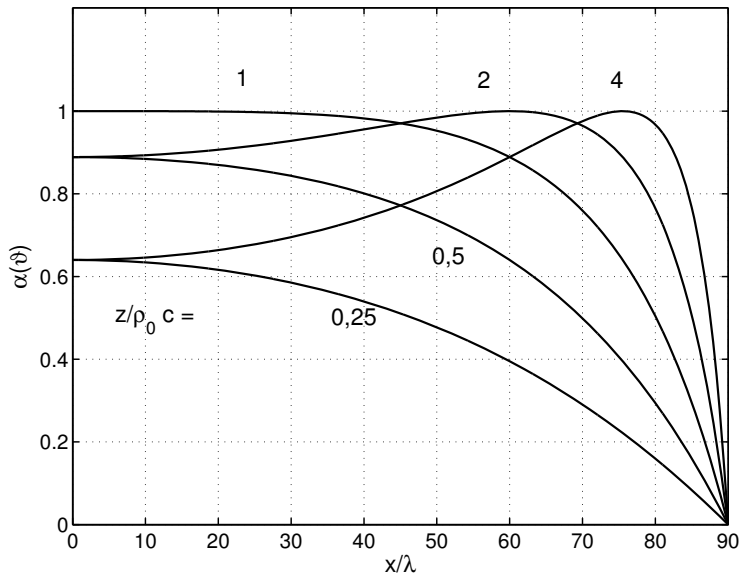


Abb. 10.9 Abhängigkeit des Absorptionsgrades vom Einfallswinkel θ bei reellwertiger Impedanz

Zur Nachbildung des diffusen Schalleinfalls könnte man den Absorptionsgrad über viele Einfallsrichtungen mitteln, wenn zuvor die Impedanz für senkrechten Einfall im Rohr vermessen wurde.

10.3.5 Normen

Die hier als „Mini-Max-Verfahren“ bezeichnete Messung ist in der europäischen Norm EN ISO 10534-1 (2001) 'Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 1: Verfahren mit Stehwellenverhältnis', die Methode der 'Wellentrennung' in EN ISO 10534-2 (1998) 'Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 2: Verfahren mit Übertragungsfunktion' beschrieben.

10.4 Messung des Absorptionsgrades im Hallraum

Für den gezielten Einsatz von absorbierenden Auskleidungen für raumakustische Zwecke ist es oft erforderlich, ihren Absorptionsgrad gerade unter den Bedingungen des Schalleinfallens aus vielen, verteilten Richtungen unter Laborbedingungen zu messen. Man kann diese Messung in einem Hallraum vornehmen, der in leerem Zustand die Nachhallzeit (T in s , V in m^3 , A in m^2)

$$T_{leer} = 0,163 V/A_{leer} \quad (10.44)$$

besitzen möge. In A_{leer} sind alle Verlustursachen des Hallraums, also auch die der Ausbreitung, zusammengefasst. Bringt man anschließend eine absorbierende Fläche S (die bei den üblichen Hallräumen mit ungefähr $V = 200 m^3$ etwa $S = 10 m^2$ betragen soll) in den Hallraum ein, so erhöht sich die absorbierende Fläche auf

$$A = A_{leer} + \Delta A, \quad (10.45)$$

wenn man zu recht davon ausgeht, dass die Abdeckung eines Hallraum-Oberflächen-Teiles nur eine sehr geringe Rolle spielt. Bei dem Beispiel $V = 200 m^3$, Raumbegrenzungen $S_R = 200 m^2$ und einer Messfläche von $10 m^2$ für den Absorber müsste man streng genommen A_{leer} um 5 % korrigieren. So genau sind die Nachhallzeiten allerdings gar nicht messbar, die Messtoleranz streut erheblich mehr. Man darf also den „Abdeckungsfehler“ getrost außer acht lassen. Zur durch die Probe vergrößerten Absorptionsfläche misst man die Nachhallzeit

$$T = 0,163 V / (A_{leer} + \Delta A) . \quad (10.46)$$

Demnach lässt sich die Absorptionsfläche der Probe

$$\Delta A = 0,163 \frac{V}{T} - A_{leer} = 0,163 V \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{leer}} \right) \quad (10.47)$$

durch Messung der Nachhallzeiten T und T_{leer} mit und ohne Probe ermitteln. Hieraus kann man den Absorptionsgrad A

$$\alpha = \frac{\Delta A}{S}$$

errechnen (S = Probenfläche).

Es kann vorkommen, dass man dabei Absorptionsgrade von $\alpha > 1$ ermittelt, die physikalisch eigentlich nicht vorkommen dürften. Die Ursache dafür besteht darin, dass die Voraussetzung der örtlichen Gleichverteilung nicht streng erfüllt ist. So erhält man an den Kanten des stets eine endliche Dicke aufweisenden Materials immer Beugungseffekte, die auch dann zu einem Druckstau in der Nähe der Kanten führen, wenn die Kantenflächen schallreflektierend abgedeckt werden. Auf diese Weise errechnet man etwas größere Absorptionsgrade als in Wahrheit vorhanden.

Die Details der Messung sind in der europäischen Norm EN ISO 354 (2003) 'Akustik - Messung der Schallabsorption in Hallräumen' festgeschrieben.

10.5 In-situ-Messverfahren

Wie der Name sagt zielen In-situ-Messverfahren auf die Messung des Absorptionsgrades „vor Ort“ ab. Von Interesse sind solche Methoden vor allem für die Beobachtung von absorbierenden Aufbauten, von denen die Vermutung besteht, dass diese über kurz oder lang ihre schluckenden Eigenschaften ändern, die also „altern“. Insbesondere besteht dieser Verdacht für besondere Fahrbahn-Beläge von Straßen („Flüster-Asphalt“), weil sich die Poren durch Abrieb und Staub-Eintrag zusetzen können. Andere Anwendungsmöglichkeiten bestehen in der Überwachung von absorbierenden Schallschutzwänden, die heute fast ausschließlich an Straße oder Schiene gebaut werden. Auch sie könnten einem Alterungsprozess unterliegen. Und schließlich ist die In-situ-Kontrolle am Bau, z.B. hinsichtlich der Verwendung von tatsächlich auch gewünschten Wandaufbauten, als Anwendungsgebiet vorstellbar.

Hauptsächlich wird ein Verfahren benutzt, das mit nur einem einzigen Sensor auskommt. Das Mikrophon befindet sich dabei zwischen einem Lautsprecher und der zu prüfenden Oberfläche. Die Lautsprecher-Ansteuerung erfolgt mit einem kurzzeitigen Impuls. Das Mikrophon empfängt sowohl den Schalldruck-Zeitverlauf der auf den Reflektor zulaufenden Welle als auch den reflektierten Anteil. Zur Bestimmung des Reflexionsfaktors - und damit auch des Absorptionsgrades - ist noch eine Zusatzinformation über die hinlaufende Welle alleine erforderlich. Diese kann man entweder erhalten,

- wenn sich hinlaufender und rücklaufender Anteil auf Grund ihrer zeitlichen Verschiebung gegeneinander im Messsignal voneinander trennen lassen,
- oder durch eine zweite Messung ohne Reflektor, bei der z.B. die Sende- und Messeinrichtung vom Reflektor weg auf eine zu ihm parallele Richtung gedreht wird.

Diese beiden Möglichkeiten werden auch in der Norm ISO 13472-1 (2002) 'Akustik - Messung der Schallabsorptionseigenschaften vor Ort - Teil 1: Freifeldverfahren' beschrieben, in der auch die Details des Auswerteverfahrens genannt werden.

Im Prinzip lässt sich dieses Ein-Sensor-Verfahren durch die oben beschriebene Methode mit zwei Mikrophonen ersetzen. Auch kann man den Absorptionsgrad einfach mit Hilfe einer Intensitätsmesssonde bestimmen, wobei die Quelle wie oben durch Drehen der gesamten Messeinrichtung charakterisiert werden muss.

Die genannten Verfahren fußen auf der Annahme von ebenen, in entgegengesetzte Richtungen laufenden Teilwellen. Indirekt werden deswegen gestreckte, plane Oberflächen – wie Fahrbahn-Beläge – angenommen. Wellen-, Trapez- oder Dreieck-förmige, absorbierende Oberflächen sind bei Schallschutzwänden durchaus nicht unüblich. Für solche strukturierten Oberflächen sind die genannten Mess-

verfahren vor allem deswegen ungeeignet, weil sie nicht zwischen Absorption und Streuung unterscheiden können. Als einziges noch aussagekräftiges Verfahren kommen für solche Oberflächen nur Hallraum-Messungen in Frage.

Wohl aus diesem Grund sehen auch die „Zusätzlichen Technischen Vorschriften und Richtlinien für die Ausführung von Lärmschutzwänden an Straßen“ (des Bundesministeriums für Verkehr, ZTV-Lsw 88) zur Qualifikation der Absorption von Schallschutzwänden Hallraum-Messungen vor. Erwähnenswert ist vielleicht noch, dass in diesen Vorschriften die häufig benutzte „Absorptions-Pegel-Differenz“ $\Delta L_{A,\alpha,\text{Str}}$ definiert wird. In etwa gibt $\Delta L_{A,\alpha,\text{Str}}$ die Schwächung des an der Wand reflektierten Schallfeldes für ein typisches Verkehrsgeräusch an.

Literaturverzeichnis

- [10.1] MÜLLER, G.; MÖSER, M.: *Taschenbuch der Technischen Akustik*, 4. Auflage, Springer, Berlin (2004)
- [10.2] MÖSER, M.: *Technische Akustik*, 7. Auflage, Springer, Berlin (2007)
- [10.3] FAHY, F.: *Sound Intensity*, Elsevier Applied Science, London (1989)
- [10.4] FAHY, F.: *Foundations of Engineering Acoustics*, Academic Press, London (2003)
- [10.5] EN ISO 10534-1: *Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 1: Verfahren mit Stehwellenverhältnis* (2001)
- [10.6] EN ISO 10534-2: *Akustik - Bestimmung des Schallabsorptionsgrades und der Impedanz in Impedanzrohren - Teil 2: Verfahren mit Übertragungsfunktion*, (1998)
- [10.7] EN ISO 354: *Akustik - Messung der Schallabsorption in Hallräumen*, (2003)
- [10.8] ISO 13472-1: *Akustik - Messung der Schallabsorptionseigenschaften vor Ort - Teil 1: Freifeldverfahren*, (2002)

Kapitel 11

Psychoakustische Messtechnik

Dr.-Ing. Christian Maschke¹ und Dr.-Ing. André Jakob²

11.1 Einleitung

Die Messung und Beurteilung von Schallpegeln erfolgt heute überwiegend auf der Grundlage des A-bewerteten Schalldruckpegels [11.19]. Diese A-Bewertung ist nach dem 2. Weltkrieg als international bevorzugte Frequenzbewertung standardisiert worden, um Schallpegelmessungen in unterschiedlichen Ländern zu vereinheitlichen. Mit der A-Bewertung wurde ein erster Schritt unternommen, bei der Messung von Schall das menschliche Hören nachzubilden. Die Internationale Organisation für Normung (ISO) war sich jedoch durchaus bewusst, dass eine A-bewertete Schallpegelmessung nicht in jeder Hinsicht einer gehörgerechten Schallfeldanalyse entspricht. Seinerzeit waren weder der technologische Stand noch die wissenschaftlichen Erkenntnisse vorhanden, eine Schallmesstechnik zu standardisieren, die einer Schallfeldanalyse durch das menschliche Gehör vergleichbar wäre. Heute hat sich der wissenschaftliche Kenntnisstand wesentlich verbessert, und die technische Umsetzung psychoakustischer Erkenntnisse stellt im Zeitalter der Digitaltechnik keine größeren Probleme mehr dar.

11.2 Warum eine gehörgerechte Messtechnik?

Die Grenzen der A-bewerteten Schallpegelmessung wurden bereits vor mehr als 30 Jahren im Automobilbereich deutlich, als die Geräuschqualität von Innen- und Außengeräuschen bei Kraftfahrzeugen verbessert werden sollte. Der A-bewertete Schalldruckpegel stellt nur eine sehr grobe Näherung an die Lautstärkewahrneh-

¹ FBB-Maschke, Pücklerstr. 30, 10997 Berlin, E-mail: post@fbb-maschke.de

² Technische Universität Berlin, Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik, Einsteinufer 25, 10587 Berlin, E-mail: andre.jakob@tu-berlin.de

mung dar, und darüber hinaus ist eine geringe Lautstärke nicht gleichbedeutend mit akustischem „Wohlbefinden“.

Geräusche können ein Produkt aber nicht nur beeinträchtigen, sondern auch begünstigen. Das Geräusch einer schließenden Automobiltür ist ein klassisches Beispiel, das über viele Jahre untersucht worden ist. Ziel dieser Untersuchungen war es, ein Türschließgeräusch zu erzeugen, das auf eine solide Autotür schließen lässt (vgl. z.B. [11.39]). Unter dem Begriff „Geräuschqualität“ bzw. „Sound Quality“ wird heute das Bestreben zusammengefasst, technische Freiheiten bei der Entwicklung eines Produktes so zu nutzen, dass das resultierende Geräusch möglichst gut zum Produkt passt. Dabei ist eine gehörgerechte Schallanalyse mit Hilfe psychoakustischer Messtechnik unerlässlich. Ein überproportionaler Gehalt an hohen Frequenzen vermittelt i. d. R. eine nahe liegende und „aggressive“ Schallquelle, die vom Hörer eine erhöhte Aufmerksamkeit erzwingt. Ein solches meist unerwünschtes Geräuschattribut kann messtechnisch durch die psychoakustische Größe „Schärfe“ abgebildet werden. Wird einem „scharfen“ Schall eine tieffrequente Komponente hinzugefügt, so lässt sich die Schärfe reduzieren. Der neu entstehende Schall ist jedoch lauter, wird aber häufig als „weniger lästig“ bzw. „weniger störend“ empfunden. Aber auch periodische Schwankungen der Einhüllenden eines Signals bzw. der Frequenz können dazu führen, dass ein Geräusch als „missklingend“ oder „unangenehm“ beurteilt wird. Eine solche Wahrnehmung kann messtechnisch durch die psychoakustische Rauigkeit bzw. durch die Schwankungsstärke erfasst werden. Darüber hinaus können periodische Schwankungen der Einhüllenden auch auf Störungen des Rundlaufs einer Maschine hindeuten. Psychoakustische Messtechnik ist demzufolge nicht nur für die Optimierung der Geräuschqualität sondern auch für eine akustische Qualitätskontrolle oder Anlagenüberwachung geeignet. Psychoakustische Kenngrößen lassen sich jedoch i. d. R. nicht mehr mithilfe eines elementaren Schallpegelmessers ermitteln, sondern setzen eine zeitabhängige, schmalbandige Signalanalyse voraus.

Kommt es zudem darauf an den Schallereignisort zu ermitteln, z.B. im Rahmen einer Fehlerferndiagnose, so ist dies im Rahmen einer einkanaligen Messtechnik nicht mehr möglich. Hier ist eine Verbindung von psychoakustischen Kenngrößen und binauraler Messtechnik sinnvoll, um eine gehörgerechte Schallfeldanalyse durchzuführen.

Zur gehörgerechten Schallfeldanalyse werden heute Messgeräte (Messsysteme) von verschiedenen Herstellern angeboten, die den praktischen Einsatz erheblich vereinfachen.

11.3 Grundlagen einer gehörgerechten Schallanalyse

Zum Verständnis der psychoakustischen Kenngrößen bzw. ihrer Berechnungsverfahren ist es hilfreich sich kurz mit den Grundlagen des menschlichen Hörens vertraut zu machen.

11.3.1 Hörschwelle

Das Gehör weist nicht für alle Frequenzen die gleiche Empfindlichkeit auf. Wird der Schalldruckpegel, der notwendig ist, um einen einzelnen Ton gerade noch zu hören, über der Frequenz aufgetragen, so entsteht die so genannte Hörschwelle. Dabei ist zu beachten, dass sich individuelle Hörschwellen von Person zu Person unterscheiden. Als Normalhörschwelle wird daher der Schalldruckpegel bezeichnet, der als Zentralwert der individuellen Hörschwellen ermittelt wird (50 %-Perzentil; P_{50}). Demzufolge liegen bis zu 50 % aller individuellen Hörschwellen unterhalb der Normalhörschwelle und bis zu 50 % oberhalb der Normalhörschwelle.

Die heute gültige Normalhörschwelle wurde im Jahr 2005 in der ISO 389-7: Bezugshörschwellen unter Freifeld- und Diffusfeldbedingungen [11.36] standardisiert¹. (deutsche Fassung [11.20]: 2006). Die Streuung der individuellen Hörschwellen um diese Normalhörschwelle zeigt Abbildung 11.1 anhand von Perzentilen der individuellen Hörschwellenverteilung.

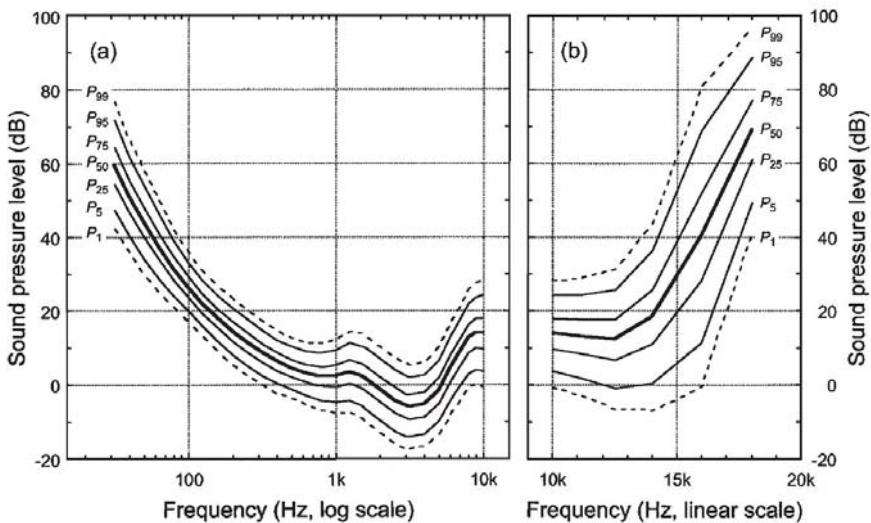


Abb. 11.1 Perzentile der Hörschwellenverteilung um die Normhörschwelle der ISO/FDIS² 389-7 (P_{50}) über der Frequenz für otologisch gesunde Erwachsene³ [11.38].

¹ Die Normalhörschwelle unterscheidet sich von den Angaben in ISO 389-1, ISO 389-2, ISO/TR 389-5 und ISO 389-8, da sich diese Daten auf monaurale Wiedergabe durch Kopfhörer beziehen, die mit speziellen Kupplern bzw. Ohrsimulatoren erhoben wurden. Ein direkter Vergleich zwischen den Daten in den Teilen der genannten ISO 389 und den Daten in ISO 389-7:2005 ist deshalb nicht sinnvoll

11.3.2 Verdeckungseffekte

Werden dem Menschen mehrere Schallereignisse angeboten, so sind in Abhängigkeit von ihrer „spektralen Nähe“ unterschiedlich starke Verdeckungseffekte zu berücksichtigen. Die gleichzeitige Verarbeitung mehrerer Schallereignisse entspricht der alltäglichen Wahrnehmungssituation.

Um Verdeckungseffekte in Abhängigkeit von der „spektralen Nähe“ zu messen, werden Mithörschwellen bestimmt. Als Mithörschwelle wird der Pegel eines Testtons bezeichnet, der notwendig ist, um den Testton in Anwesenheit eines weiteren Schallsignals (des Verdeckers) gerade noch zu hören. Es sind drei Arten von Verdeckung (masking) zu unterscheiden, die Vorverdeckung (pre masking), die Simultanverdeckung (simultaneous masking) und die Nachverdeckung (post masking). Vorverdeckung entsteht, wenn der Testton einsetzt, kurz bevor der Verdecker hinzukommt. Von einer Simultanverdeckung oder spektralen Verdeckung wird gesprochen, wenn beide Töne gleichzeitig angeboten werden, und bei einer Nachverdeckung setzt der Testton erst kurz nach dem Verdecker ein (vgl. Abbildung 11.2).

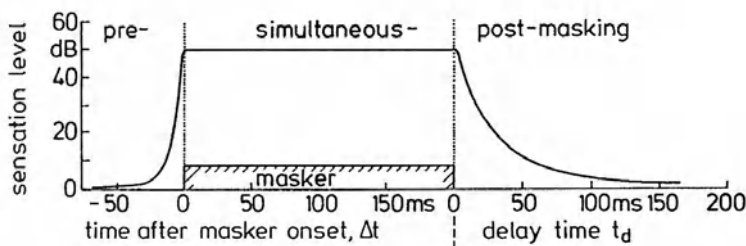


Abb. 11.2 Schematische Darstellung von Vorverdeckung, Simultanverdeckung und Nachverdeckung. Der Zeitraum, in dem eine Vorverdeckung gemessen werden kann, umfasst etwa 20 ms. Eine Nachverdeckung kann hingegen noch bis zu 200 ms nach dem Verdecker auftreten. ([11.66], S. 78).

Als Beispiel für die spektrale Verdeckung sind in Abbildung 11.3 die Verdeckungsschleppen dargestellt, die durch schmalbandiges (frequenzgruppenbreites) Rauschen mit einer Mittenfrequenz von 1 kHz hervorgerufen werden. Wird neben dem Rauschen ein „spektral benachbarter“ Testton angeboten, so ist dieser nicht hörbar, solange der Pegel des Testtons kleiner ist als der Pegel der Verdeckungsschleppe (bei der Frequenz des Testtons). Sind beide Pegel gleich groß, so wird der Testton gerade noch verdeckt. Betrachten wir z.B. einen Testton mit der Frequenz von 2 kHz in Gegenwart des schmalbandigen Rauschens mit einem Pegel

² FDIS = Final Draft International Standard

³ Personen mit normalem Gesundheitszustand, die frei von allen Anzeichen oder Symptomen einer Ohrenerkrankung sind und die bisher keiner übermäßigen Lärmeinwirkung ausgesetzt waren, keine möglicherweise ototoxischen Medikamente eingenommen oder familiär bedingten Hörverlust erlitten haben

von $L_{CB} = 80$ dB, so wird der Testton verdeckt, solange sein Pegel kleiner ist als ca. 41 dB. Die Verdeckung kann als Anhebung der Ruhehörschwelle interpretiert werden. Ist der Pegel eines Testtons größer als der „Verdeckungspegel“, so wird er wahrgenommen, doch erfolgt eine Drosselung (Teilverdeckung), d.h. eine Reduzierung seiner Lautstärke (im Vergleich zur Lautstärke des gleichen Tons, wenn dieser ohne den Verdecker dargeboten wird).

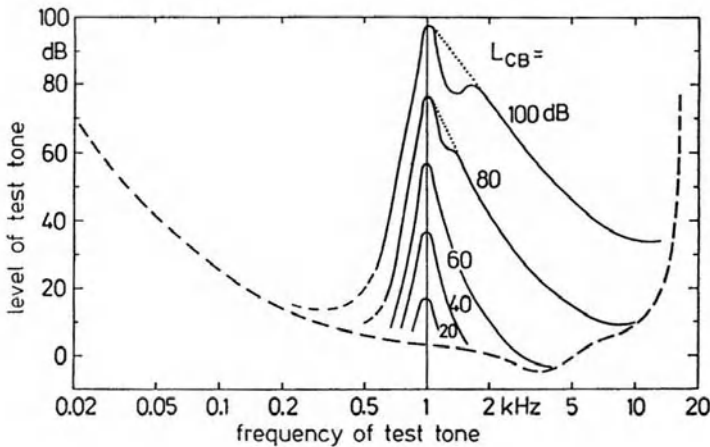


Abb. 11.3 Pegel eines Testtons der gerade eben durch ein frequenzgruppenbreites Rauschen, mit einer Mittenfrequenz von 1 kHz verdeckt wird. L_{CB} ist der Pegel des frequenzgruppenbreiten Rauschens. Die Hörschwelle ist gestrichelt eingezeichnet ([11.66], S. 65).

Die Ursachen für die Verdeckungseffekte liegen bereits in der Schallverarbeitung des Innenohres⁴. Die Maskierungskurven zeigen ein ähnliches Verhalten wie die Wanderwelle auf der Basilarmembran. Die Flanke zu tiefen Frequenzen ist sehr steil und nahezu pegelunabhängig, die Flanke zu hohen Frequenzen ist dagegen stark pegelabhängig und verläuft bei höheren Pegeln wesentlich flacher.

11.3.3 Frequenzgruppen und Erregung

Die Schallanalyse des menschlichen Gehörs hinsichtlich der Lautstärkewahrnehmung basiert auf einer Zusammenfassung von Frequenzen zu schmalen Frequenzbändern, den so genannten Frequenzgruppen (critical bands). Schallanteile, die innerhalb einer Frequenzgruppe liegen, interagieren anders als Schallanteile, die in

⁴ Die Vorverdeckung steht nicht im Widerspruch zur physikalischen Kausalität. Das Gehör braucht zur Verarbeitung eines Schallreizes unterschiedlich viel Zeit bis eine Wahrnehmung entsteht ([11.62]). Daher ist es möglich, dass ein lauter Störschall in kürzerer Zeit eine Wahrnehmung auslöst als ein leiser Testschall.

verschiedenen Frequenzgruppen auftreten. Zwei Töne innerhalb einer Frequenzgruppe werden leiser wahrgenommen, als zwei Töne mit den jeweils gleichen Pegeln in unterschiedlichen Frequenzgruppen.

Der hörbare Frequenzbereich kann nach Zwicker in 25 Frequenzgruppen unterteilt werden. Diese Frequenzgruppen sind eng verbunden mit der Tonheit⁵ in der Einheit Bark⁶. Die Breite einer Frequenzgruppe entspricht nämlich 1 Bark. Das Barkband kann daher zur Bezeichnung der Frequenzgruppen verwendet werden⁷. Tabelle 11.1 listet die Frequenzgruppen mit ihren jeweiligen Mittenfrequenzen und Bandbreiten auf.

Tabelle 11.1 Frequenzgruppen mit ihren jeweiligen Mittenfrequenzen und Bandbreiten

Frequenzgruppe	Mittenfrequenz (Hz)	Bandbreite (Hz)
0	50	0-100
1	150	100-200
2	250	200-300
3	350	300-400
4	450	400-510
5	570	510-630
6	700	630-770
7	840	770-920
8	1000	920-1080
9	1175	1080-1270
10	1370	1270-1480
11	1600	1480-1720
12	1850	1720-2000
13	2150	2000-2320
14	2500	2320-2700
15	2900	2700-3150
16	3400	3150-3700
17	4000	3700-4400
18	4800	4400-5300
19	5800	5300-6400
20	7000	6400-7700
21	8500	7700-9500
22	10500	9500-12000
23	13500	12000-15500
24	19500	15500-24000

Bei niedrigen Mittenfrequenzen haben die Frequenzgruppen eine Bandbreite von 100 Hz. Bei Mittenfrequenzen über 500 Hz ist die Bandbreite jeweils um etwa 20 % größer als die Mittenfrequenz [11.66]. Da die in herkömmlichen akustischen Messgeräten verwendeten Terzfilter eine relative konstante Bandbreite von 23 % der Mittenfrequenz besitzen, nähern sie für Frequenzen über 500 Hz die Frequenzauflösung

⁵ Zur Tonheit siehe Absatz „Verhältnistönhöhe (Ratio Pitch)“.

⁶ Benannt nach Heinrich Barkhausen (1881-1956).

⁷ In neueren Ansätzen wird die Bark Skala durch die (ERB) Skala (equivalent rectangular bandwidth) ersetzt (z.B. [Moore et al. 1997]). Die ERB-Skala unterteilt den hörbaren Frequenzbereich in 40 Frequenzbänder.

des Gehörs brauchbar an. Bei tiefen Frequenzen müssen jedoch mehrere Terzen durch Addition der Intensitäten zusammengefasst werden, um eine Frequenzgruppe von 100 Hz anzunähern.

Mit Hilfe der Schallintensität in diesen Frequenzgruppen kann die Schallanalyse des menschlichen Gehörs nachgebildet werden. Dazu ist es notwendig, dass anstelle von Frequenzgruppenfiltern mit theoretisch unendlich steilen Flanken solche Filter eingesetzt werden, die den tatsächlich in unserem Hörsystem vorhandenen Filterflanken entsprechen. Ein solches Verfahren führt zu einer (Rechen)-Größe, die als „Erregung“ (Excitation) bezeichnet wird. In der Regel werden Erregungspegel (Frequenzgruppenpegel) bestimmt, die formal einem Schallpegel entsprechen.

Die Intensität in der Frequenzgruppe (I_G) wird nach Gleichung (11.1) ermittelt.

$$I_G(f) = \int_{f-0,5 \cdot \Delta f_G(f)}^{f+0,5 \cdot \Delta f_G(f)} \frac{dI}{df} df \quad (11.1)$$

Der Frequenzgruppenpegel (L_G) kann mit Hilfe von Gleichung (11.2) gebildet werden. Hierbei ist $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$.

$$L_G = 10 \cdot \lg \frac{I_G}{I_0} \quad \text{dB} \quad (11.2)$$

Der Frequenzgruppenpegel entspricht einer so genannten Kernerregung. Darunter wird die Erregung verstanden, die durch die Schallanteile innerhalb der Frequenzgruppe hervorgerufen wird. Darüber hinaus muss eine Flankenerregung beachtet werden. Unter Flankenerregung wird die Erregung durch benachbarte Frequenzgruppen verstanden. Die Flankenerregung lässt sich durch Anlegen von Maskierungsflanken (vgl. Abbildung 11.4) an die benachbarten Kernerregungen bestimmen. Zur Ermittlung der Flankenerregung einer Frequenzgruppe werden die von den benachbarten Kernerregungen hervorgerufenen Anteile durch Pegeladdition zusammengefasst. Die Gesamterregung einer Frequenzgruppe ergibt sich abschließend durch eine Intensitätsaddition von Kernerregungspegel und Flankenerregungspegel. Abbildung 11.4 zeigt die Maskierungsflanken über den Frequenzgruppen für ein stationäres frequenzgruppenbreites Rauschen mit der Mittenfrequenz von 1 kHz.

Während die Verläufe bis 40 dB noch relativ symmetrisch sind, werden sie bei höheren Pegeln immer unsymmetrischer. Die linke (untere) „Verdeckungsflanke“ ist nahezu frequenz- und pegelunabhängig. Ihre Steigung kann durch Gleichung (11.3) beschrieben werden [11.54, 11.33, 11.66].

$$S_2 = 27 \quad \text{dB/Bark} \quad (11.3)$$

Die Flankensteilheit der rechten (oberen) „Verdeckungsflanke“ ist dagegen sowohl frequenz- als auch stark pegelabhängig. Sie kann z.B. nach Terhardt durch Gleichung (11.4), nach Genuit durch Gleichung (11.5) angenähert werden. Hierbei sind f_{KE} und L_{KE} Mittenfrequenz und Pegel der entsprechenden Kernerregung.

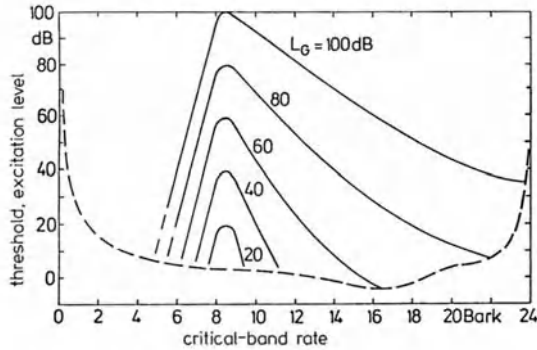


Abb. 11.4 Erregungspegel über den Frequenzgruppen für ein frequenzgruppenbreites Rauschen mit einer Mittenfrequenz von 1 kHz. L_G ist der Pegel des frequenzgruppenbreiten Rauschens ([11.66], S. 168).

$$S_1 = -24 - \frac{230 \text{ Hz}}{f_{KE}} + 0,2 \cdot \frac{L_{KE}}{\text{dB}} \quad \text{dB/Bark} \quad (11.4)$$

$$S_1 = -24 - \frac{230 \text{ Hz}}{f_{KE}} + 0,2 \cdot \frac{L_{KE}}{\text{dB}} - 1,95 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{L_{KE}}{\text{dB}} \right)^3 \quad \text{dB/Bark} \quad (11.5)$$

11.3.4 Lautstärkewahrnehmung in Abhängigkeit von der Schallereignisdauer

Die Lautstärkewahrnehmung für länger andauernde Schallereignisse ist bei gleichem Lautstärkepegel⁸ unabhängig von der Dauer. Unterhalb einer Signaldauer von etwa 200 ms beginnt eine Reduzierung der Lautstärkewahrnehmung. Bei Signaldauern (deutlich) kleiner als 100 ms nimmt die Lautstärkewahrnehmung mit geringer werdender Signaldauer linear ab. Eine Reduzierung der Schalldauer um den Faktor 10 ist in diesem Bereich mit einer Reduzierung des Lautstärkepegels um etwa 10 phon verbunden. Bei einem Lautstärkepegel eines ununterbrochenen Tons von 60 phon entspricht dies einer Lautstärke von 50 phon, wenn die Schalldauer auf 10 ms verkürzt wird (vgl. Abbildung 11.5).

⁸ Vgl. Abschnitt 11.4.1.1 Lautstärkepegel (Loudness level)

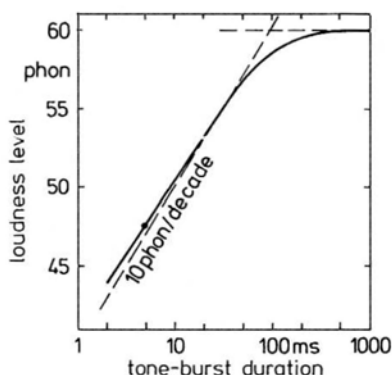


Abb. 11.5 Lautstärkepegel eines 2 kHz Tonimpulses, in Abhängigkeit von der Tonimpulsdauer. Die gestrichelten Linien zeigen die üblichen Näherungen ([11.66], S. 217).

11.4 Psychoakustische Kenngrößen elementarer Wahrnehmungskomponenten

Die akustische Wahrnehmung des Menschen lässt sich in elementare Wahrnehmungskomponenten (Hörempfindungen) aufteilen, vergleichbar etwa mit der Aufteilung der Geschmackswahrnehmung in bitter, süß, salzig und sauer. Für jede dieser Hörempfindungen sind in psychoakustischen Versuchen Kenngrößen ermittelt worden. Sie gehen in ihrer heutigen Form mehrheitlich auf Arbeiten der „Münchener Schule“ um Zwicker und Fastl zurück (vgl. [11.63, 11.64, 11.66]).

Nachfolgend werden die wichtigsten Kenngrößen vorgestellt und ihre Berechnung erläutert.

11.4.1 Kenngrößen der Hörempfindung „Lautstärkewahrnehmung (sound intensity perception)“

11.4.1.1 Lautstärkepegel (Loudness level)

Für Töne oder schmalbandige Geräusche kann die Frequenzabhängigkeit der Lautstärkewahrnehmung des Menschen bei der Pegelbildung berücksichtigt werden, indem die Messwerte anhand der Kurven gleicher Lautstärke korrigiert werden. Dieser frequenzbewertete Pegel wird als Lautstärkepegel L_N bezeichnet⁹ und erhält die Einheit phon. Für breitbandige Geräusche sind eigene Hörversuche notwendig. Dem Lautstärkepegel wird im Hörversuch ein Zahlenwert zugeordnet, der mit dem Schalldruckpegel eines gleich lauten 1 kHz Tones identisch ist. Der Lautstärkepegel

⁹ In DIN 45630 Blatt 1 und in ISO/R 131 auch als L_s bezeichnet

egel geht auf Arbeiten von H. Barkhausen zurück (z.B. [11.5]) und ist heute in der DIN ISO 226 [11.21] genormt (vgl. Abbildung 11.6). Das Phonmaß stellt einen ersten Schritt in der Entwicklung von Lautstärke- bzw. Lautheitsmessverfahren dar.

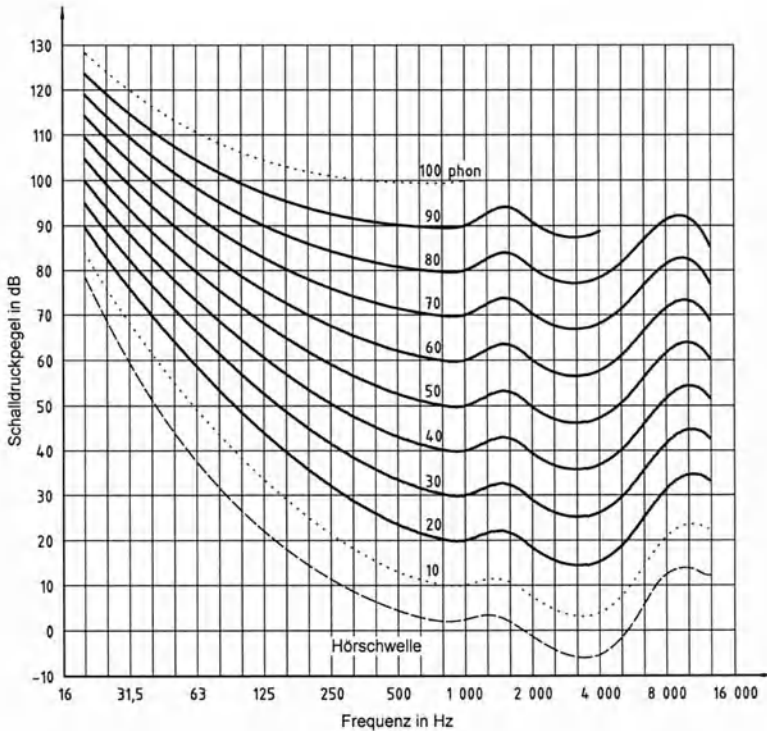


Abb. 11.6 Normalkurven gleicher Lautstärkepegel für reine Töne (binaurales Hören im freien Schallfeld bei frontalem Schalleinfall für otologisch normale Personen im Alter von 18-25 Jahren) ([11.21] Anhang A)

Ein Schallsignal besitzt beispielsweise einen Lautstärkepegel von 60 phon, wenn es gleich laut empfunden wird wie ein 1 kHz Ton mit einem Schalldruckpegel von 60 dB.

Der Normalwert des Lautstärkepegels L_N eines reinen Tones¹⁰ mit der Frequenz f und dem Schallpegel L_p kann nach DIN ISO 226 [11.21] durch die Gleichungen (11.6) und (11.7) ermittelt werden.

$$L_N = 40 \cdot \lg B_f \text{ phon} + 94 \text{ phon} \quad (11.6)$$

$$B_f = \left[0,4 \cdot 10^{\frac{L_p + L_U}{10} - 9} \right]^{a_f} - \left[0,4 \cdot 10^{\frac{T_f + L_U}{10} - 9} \right]^{a_f} + 0,005135 \quad (11.7)$$

¹⁰ Der Normalwert des Lautstärkepegels ist der Lautstärkepegel, der mit einer Häufigkeit von 0,5 von otologisch normalen Personen im Alter von 18 bis 25 Jahren angegeben wird.

Die Parameter T_f , a_f und L_u sind in der DIN ISO 226 für Frequenzen von 20 bis 12500 Hz tabelliert.

11.4.1.2 Lautheit (Loudness)

Oberhalb von 40 phon bedeutet eine Zunahme des Lautstärkepegels um 10 phon ungefähr eine Verdopplung der subjektiv empfundenen Lautstärke (Median der individuellen Urteile, die jedoch stark schwanken). Werden 40 phon = 1 gesetzt, so erhalten 50 phon den Wert 2, 60 phon den Wert 4, 70 phon den Wert 8 usw. Diese Lautstärkeskalierung, wird als Lautheit N^{11} , mit der Einheit sone bezeichnet. Mit der Lautheit wird demzufolge angegeben, um wie viel mal lauter ein Schallereignis im Vergleich zu einem anderen Schallereignis im Mittel wahrgenommen wird. Aus dieser Eigenschaft wird die größere Nähe der Lautheit zur tatsächlichen Lautstärke-wahrnehmung abgeleitet ([11.62, 11.64, 11.63, 11.44]). Oberhalb von 40 phon kann der Zusammenhang durch die Gleichung (11.8) beschrieben werden.

$$N = 2^{0,1 \cdot (L_N - 40)} \quad \text{sone} \quad (11.8)$$

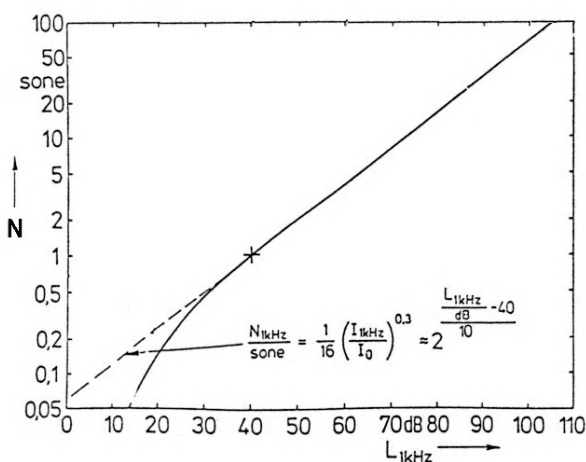


Abb. 11.7 Lautheitsfunktion für einen 1 kHz-Ton (durchgezogene Linie). Oberhalb von 40 dB entspricht eine Erhöhung von 10 dB im Mittel einer Verdoppelung der empfundenen Lautstärke. Unterhalb von 40 dB genügen niedrigere Schallpegeldifferenzen zur Verdoppelung der Lautstärke-wahrnehmung (Quelle: [11.63] Seite 81)

Die Lautheit N kann nach Gleichungen (11.9) und (11.10) in einen Lautstärke-pegel umgerechnet werden [11.18].

¹¹ In DIN 45630 Blatt 1 und in ISO/R 532–1966 wird die Lautheit mit dem Formelzeichen S angegeben

$$\frac{L_N}{\text{phon}} = 40 + 33,22 \cdot \log \frac{N}{\text{sone}} \quad N > 1 \text{ sone} \quad (11.9)$$

$$\frac{L_N}{\text{phon}} = 40 \left(\frac{N}{\text{sone}} + 0,0005 \right)^{0,35} \quad N < 1 \text{ sone} \quad (11.10)$$

11.4.1.3 Lautheit nach Zwicker (Zwicker Loudness)

Zusätzlich zum Schalldruckpegel und der Frequenz ist die Lautheit auch von der Bandbreite eines Signals abhängig. So führt eine Vergrößerung der Bandbreite zu einer Erhöhung der Lautheit, wenn der Frequenzumfang des Schallereignisses die Frequenzgruppenbreite (critical bandwidth) überschreitet.

Grundlage für die Berechnung der Lautheit breitbandiger Geräusche ist daher die Erregung in den Frequenzgruppen, die durch ein Schallereignis hervorgerufen wird (vgl. Absatz 11.3.3 „Frequenzgruppen und Erregung“). Es ist darauf zu achten, dass die Übertragungsfunktion von Außen- und Mittelohr angemessen berücksichtigt wird¹². In einem zweiten Schritt wird aus dem Erregungsmuster die Lautheit bestimmt. Ein Schema der Arbeitsschritte zeigt Abbildung 11.8.

Berechnung der Zwicker-Lautheit aus dem Erregungsmuster

Die Erregungspegel-Tonheitsmuster werden in einem ersten Schritt in spezifische Lautheits-Tonheitsmuster transformiert. Diese Transformation erfolgt in Anlehnung an das Potenzgesetz von Stevens¹³ [11.50] indem eine Potenzfunktion mit festem Exponenten sowie eine tonheitsabhängige Grunderregung angenommen werden. Die spezifische Lautheit $N'(z)$ kann nach Zwicker mit der Gleichung (11.11) aus der Gesamterregung $E(z)$ errechnet werden.

$$N'(z) = N'_0 \cdot \left(\frac{1}{s(z)} \frac{E_{HS}(z)}{E_0} \right)^{0,23} * \left[\left(1 - s(z) + s(z) \cdot \frac{E(z)}{E_0} \right)^{0,23} - 1 \right] \quad \frac{\text{sone}}{\text{Bark}} \quad (11.11)$$

mit:

- $N'(z)$ spezifische Lautheit in Abhängigkeit von der Tonheit z
- N'_0 Normierungsfaktor
- $s(z)$ Schwellenfaktor in Abhängigkeit von der Tonheit z
- $E_{HS}(z)$ Erregung der im menschlichen Ohr vorhandenen Grundaktivität in Abhängigkeit von der Tonheit z
- E_0 Bezugswert der Erregung = 10^4
- $E(z)$ Gesamterregung in Abhängigkeit von der Tonheit z

¹² Durch die Übertragungsfunktion wird der Filterwirkung des Außenohres Rechnung getragen. Dabei ist zu berücksichtigen, ob der Schall aus einem ebenen oder diffusen Schallfeld stammt.

¹³ Stevensches Potenzgesetz: Wahrnehmung = $c(\text{Reiz})^n$

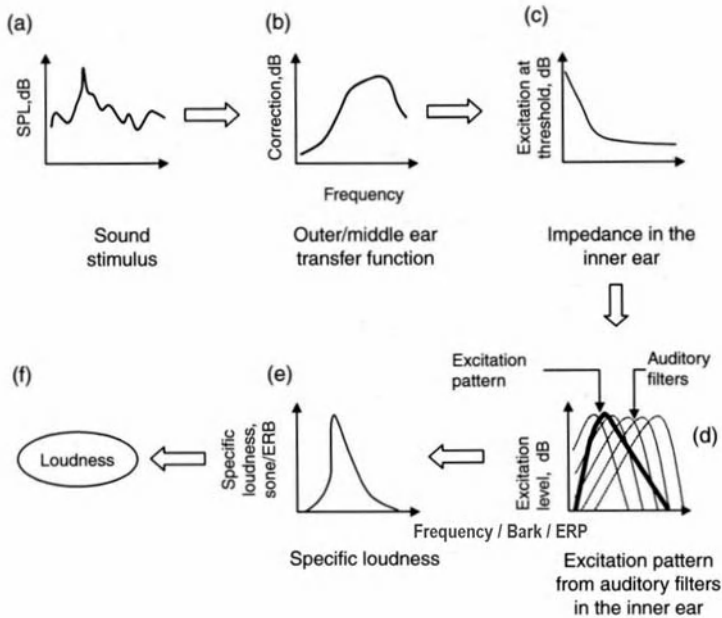


Abb. 11.8 Schematisches Diagramm der verschiedenen Arbeitsschritte im Lautheitsmodell von Zwicker und neueren Ansätzen (Quelle: [11.45])

Die Erregung der im menschlichen Ohr vorhandenen Grundaktivität (Eigenrauschen) kann durch die Gleichung (11.12) angenähert werden (vgl. [11.51]).

$$E_{\text{HS}}(z) = 10^{\left(0,364 \cdot \left(\frac{f}{1000}\right)^{-0,8}\right)} \quad (11.12)$$

Der Schwellenfaktor $s(z)$ kann mit Hilfe der Gleichung (11.13) bestimmt werden. Er nimmt Werte zwischen 0,65 für tiefe Frequenzen und 0,25 für hohe Frequenzen an.

$$s(z) = 10^{(0,364 - 0,005 \cdot z)} - 1 \quad (11.13)$$

Der Normierungsfaktor N'_0 dient der Kalibrierung. Er wird so gewählt, dass sich für einen 1 kHz Sinuston mit einem Schalldruckpegel von 40 dB eine Lautheit von $N = 1$ sone ergibt.

Die Gesamtlautheit N wird schließlich durch Integration der spezifischen Lautheit $N'(z)$ über die Frequenzgruppen gewonnen (Gleichung (11.14)).

$$N = \int_0^{24 \text{ Bark}} N' dz \quad (11.14)$$

mit:

- N Gesamtlautheit in sone
 $N'(z)$ spezifische Lautheit in sone/Bark
 z Tonheit in Bark.

Basierend auf diesem Lautheitsmodell wurde in der ISO-Norm 532 B ein grafisches Verfahren genormt, mit dem bei stationären Geräuschen aus den Terzpegeln ein spezifisches Lautheitsmuster und daraus die Lautheit und der Lautstärkepegel ermittelt werden können. Dieses Verfahren ist ebenfalls in der DIN 45631 genormt¹⁴. Zusätzlich ist dort ein BASIC-Programm angegeben, welches das grafische Verfahren annähert.

Zum Lautheitsverfahren nach Zwicker wurden mehrere Verbesserungen vorgeschlagen, die aber keine qualitativen Neuerungen beinhalten. So sollte nach Zollner [11.60] die Berechnung des Erregungsmusters aus dem Maskierungsmuster erfolgen. Moore et al. [11.44] schlagen eine Berechnung der Erregungsmuster mit Hilfe von auditiven Filtern vor.

Globale Lautheit

Sprache, Musik und Geräusche sind i. d. R. zeitabhängig, und daher ist auch die Lautheit eines Schalls i. d. R. eine zeitabhängige Größe. Bei der „zeitabhängigen Lautheit“ muss insbesondere die Abhängigkeit der Lautstärkebildung von der Dauer des Schallereignisses berücksichtigt werden, die einem Tiefpass entspricht (vgl. Lautstärkewahrnehmung in Abhängigkeit von der Schallereignisdauer). Daher ist es notwendig zwischen der momentanen Gesamtlautheit und der zeitabhängigen Gesamtlautheit zu unterscheiden. Die momentane Gesamtlautheit $N_m(t)$ kann durch Gleichung (11.15) bestimmt werden (vgl. Gleichung (11.14)).

$$N_m(t) = \int_0^{24 \text{ Bark}} N'(z, t) \, dz \quad (11.15)$$

Die zeitabhängige Gesamtlautheit geht daraus durch Gleichung (11.16) hervor [11.55].

$$N(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t N_m(\tau) \, d\tau \quad (11.16)$$

Nach E DIN 45631/A1 [11.22] kann die Messung einkanalig mit einem Mikrofon oder mehrkanalig erfolgen. Der zeitliche Abstand der Spektren bzw. der Einzelwerte soll $T = 2 \text{ ms}$ betragen. Das zeitliche Abklingverhalten des Gehörs soll für kurze Signale durch einen steileren Abfall als für längere Signale angenähert werden. Ein

¹⁴ Die Verfahren der ISO-532 B und der DIN 54631 weichen leicht von den hier beschriebenen Spezifikationen ab.

Rechenprogramm für einen entsprechenden Tiefpass ist in der E DIN 45631/A1 enthalten.

Die globale Lautheit (Lautheitsurteil für einen Darbietungszeitraum) wird wesentlich von den lauten Einzelereignissen im Darbietungszeitraum beeinflusst [11.27, 11.30, 11.66]. Bezüglich der gehörgerechten Beurteilung von Geräuschimmissionen bedeutet dies, dass nicht etwa der Mittelwert, sondern eher die maximalen Lautheitswerte in einem Beurteilungszeitraum für die globale Lautheit maßgeblich sind.

Eine genauere Analyse von Versuchsergebnissen zeigte, dass die globale Lautheit in guter Näherung durch einen Perzentilwert der zeitbewerteten Lautheit angenähert werden kann. Für Verkehrslärm liegt dieser Perzentilwert bei etwa 5 % (N_5). Dies bedeutet, dass diejenige Lautheit, die in 5 % der Messzeit erreicht oder überschritten wird, ein Maß für die globale Lautheit darstellt (vgl. [11.30]). Allerdings weist der für die Lautheit von Sprache gefundene Perzentilwert von 7 % (N_7) [11.66] darauf hin, dass der Perzentilwert für natürliche Geräusche etwas höher liegt. Dies wird auch durch Untersuchungen von Prante [11.47] an ausgewählten Umweltgeräuschen bestätigt. Seine Arbeit legt nahe, dass das 10 %-Perzentil die globale Lautheit von Umweltgeräuschen am besten annähert. Die E DIN 45631/A1 fordert die Angabe der Perzentillautheit N_5 . Zusätzlich dürfen andere Perzentillautheiten angegeben werden.

11.4.2 Kenngrößen der Hörempfindung „Tonhöhenwahrnehmung (pitch perception)“

Die Grundlage der abendländischen Musik ist die musikalische bzw. harmonische Tonhöhe. Immer wenn die Frequenz eines Tones um ein bestimmtes Verhältnis erhöht wird, steigt auch die harmonische Tonhöhe um ein vorgegebenes Intervall. Eine Verdoppelung der Frequenz lässt die harmonische Tonhöhe z.B. um eine Oktave steigen.

11.4.2.1 Verhältnistonhöhe (Ratio Pitch)

Wird eine Tonhöhen-Wahrnehmungsfunktion durch Halbieren oder Verdoppeln einer vorgegebenen Tonhöhe ermittelt, so ergeben sich deutliche Unterschiede zur musikalischen Tonhöhe. Um diese „Verhältnistonhöhe“ gegen die musikalische Tonhöhe abzugrenzen, wird die „Verhältnistonhöhe“ als Tonheit mit der Einheit Mel bezeichnet. Die Mel-Skala wurde 1937 von Stevens, Volkman und Newmann vorgeschlagen. Die Einheit Mel leitet sich vom englischen Wort melody ab. Bezugswert für die Definition der Tonheit nach Stevens war ein Ton mit der Frequenz 1 kHz, ihm wurde die Tonheit 1000 mel zugeordnet.

Zwicker definierte später mit Blick auf die Bark-Skala eine weitere Mel-Skala mit dem musikalischen Ton C (131 Hz) als Bezugswert. Diesem Ton ordnete er die Tonheit $z = 131$ mel zu. Die Tonheit z nach Zwicker zeigt Abbildung 11.9.

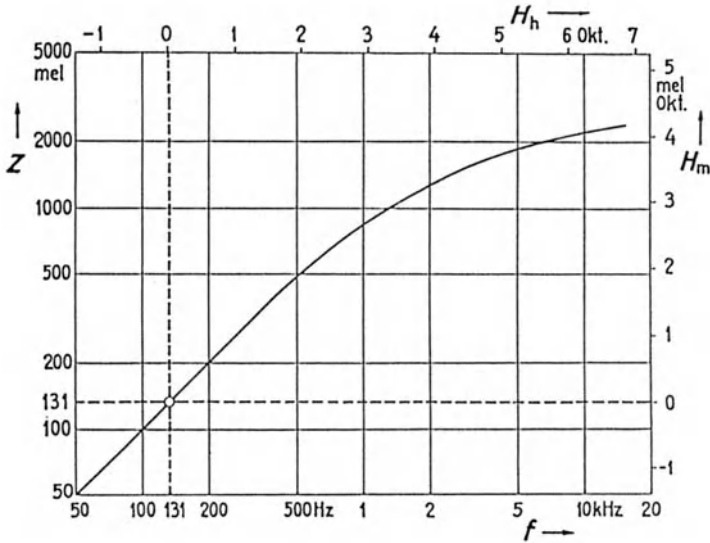


Abb. 11.9 Tonheit z eines Tones als Funktion seiner Frequenz (Quelle: [11.62], S. 83).

Bis zu etwa 500 Hz wird eine Verdoppelung der Frequenz auch als Verdoppelung der Tonheit empfunden. Oberhalb von 500 Hz sind größere Frequenzintervalle notwendig, um eine Tonheitsverdoppelung zu bewirken.

Die Tonheit z (vgl. Abbildung 11.9) stimmt (annähernd) mit der Bark-Skala überein. 100 mel entsprechen 1 Bark. Eine häufig genutzte Näherung zur Bestimmung der Tonheit z (in Bark) aus der Frequenz f zeigt Gleichung (11.17) (vgl. [11.66]).

$$z = \left[13 \cdot \arctan \cdot \left(0,76 \cdot \frac{f}{\text{kHz}} \right) + 3,5 \cdot \arctan \cdot \left(\frac{f}{7,5 \text{ kHz}} \right)^2 \right] \text{ Bark} \quad (11.17)$$

Die inverse Beziehung kann durch Gleichung (11.18) angenähert werden.

$$f = \left(\frac{e^{\left(\frac{0,219 \cdot z}{\text{Bark}} \right)}}{0,352} + 100 \right) - 32 \cdot e^{-0,15 \cdot \left(\frac{z}{\text{Bark}} - 5 \right)^2} \text{ Hz} \quad (11.18)$$

11.4.2.2 Tonhaltigkeit, Ausprägtheit der Tonhöhe (pitch strength)

Die Tonhaltigkeit (pitch strength), von einigen Autoren auch als Tonalität bezeichnet [11.56], bezeichnet die Wahrnehmung der Tonhaltigkeit in einem Schallereignis. Ein 1 kHz-Ton wird als sehr stark tonal wahrgenommen. Andere Signale, z.B. Klänge oder Hochpassrauschen, werden weniger stark tonal bzw. nur noch schwach tonal wahrgenommen. Für diese Wahrnehmungsgröße ist es nicht möglich, einen allgemeinen mathematischen Zusammenhang zu formulieren. Es kann lediglich ei-

ne Rangfolge der einzelnen Signaltypen bezüglich ihrer Tonhaltigkeit erstellt werden. Aus diesem Grund wurde der Tonhaltigkeit bisher keine Einheit zugewiesen.

Die besondere Lästigkeit tonhaltiger Geräusche wird bei der Bildung von Beurteilungspegeln durch einen Tonzuschlag berücksichtigt (vgl. [11.24]). In der DIN 45681 (2002) wird die Tonhaltigkeit definiert, als das Auftreten eines Tones im Geräusch, dessen Pegel den Pegel der übrigen Geräuschanteile in der Frequenzgruppe um weniger als den Betrag des Verdeckungsmaßes a_v unterschreitet. Das Verdeckungsmaß a_v wird hierbei als frequenzabhängige Differenz zwischen der Mithörschwelle und dem Frequenzgruppenpegel des verdeckenden Geräusches berechnet und liegt zwischen den Werten -2 dB und -6 dB (DIN 45681:2002, Abschnitt 5.3.5 [11.24]).

11.4.3 Hörempfindung „Schärfe (sharpness)“

Die Schärfe eines Schallereignisses lässt sich unabhängig von seiner Lautheit wahrnehmen. Sie kann durch Hörversuche ermittelt werden, bei dem die Versuchspersonen Geräusche auf einer Skala mit den Optionen „stumpf“ bis „scharf“ zuordnen [11.29]. Darüber hinaus lassen sich Schärfeverhältnisse bestimmen, d.h. es kann ein halb so scharfer oder doppelt so scharfer Schallreiz ermittelt werden.

Die Schärfe eines Schallereignisses hängt von seiner Frequenzzusammensetzung ab. Grundsätzlich wird ein Schallereignis umso schärfer empfunden, je mehr hohe Frequenzen im Signal enthalten sind. Da es bei einem Pegelanstieg von 30 dB auf etwa 90 dB lediglich zu einer Verdoppelung der Schärfe kommt, kann die Pegelabhängigkeit der Schärfe für Schalle mit kleinen Pegeldifferenzen vernachlässigt werden. Ist die Bandbreite eines Schallereignisses darüber hinaus kleiner als die Frequenzgruppenbreite, so ist die Schärfe nur geringfügig von der Bandbreite abhängig. Die wichtigsten Größen, die die Schärfe beeinflussen, sind demzufolge das Spektrum und bei schmalbandigen Geräuschen deren Mittenfrequenz. Einem Schmalbandrauschen ($\Delta f \leq \Delta f_G \approx 160$ Hz) der Mittenfrequenz 1 kHz mit einem Schalldruckpegel von 60 dB wird daher eine Schärfe von 1 acum (acum = lat. scharf) zugeordnet. Dieser Referenzschall ist in Abbildung 11.10 durch ein Kreuz gekennzeichnet.

11.4.3.1 Berechnung der Schärfe

Die Schärfeempfindung des Menschen wird durch die spektrale Einhüllende (Hüllkurve) eines Geräusches bestimmt. Die „wirksame“ spektrale Einhüllende wird in der Psychoakustik durch das Erregungspegel-Tonheitsmuster bzw. durch die spezifischen Lautheiten beschrieben. Grundlage aller Kenngrößen zur Berechnung der Schärfe ist daher das Lautheits-Tonheitsmuster, das im Abschnitt „Lautheit nach Zwicker“ beschrieben wurde. Die Zunahme der Schärfe bei höheren Frequenzen wird dabei durch eine Gewichtsfunktion $g(z)$ berücksichtigt (vgl. Abbildung 11.11).

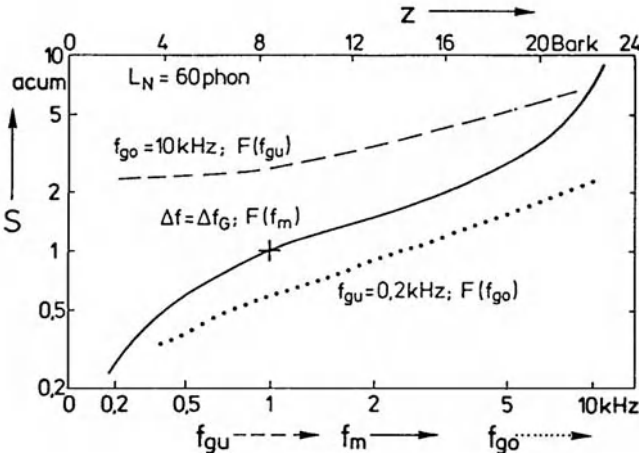


Abb. 11.10 Die Schärfe von Schmalbandrauschen (durchgezogen), Tiefpassrauschen (punktiert) und Hochpassrauschen (gestrichelt) als Funktion der Mittenfrequenz f_m , der oberen Grenzfrequenz f_{go} bzw. der unteren Grenzfrequenz f_{gu} . Das Kreuz markiert den Referenzschall mit einer Schärfe von 1 acum (Quelle: [11.63], S. 84)

Als Einzahlwert für die psychoakustische Schärfe wird nach v. Bismarck [11.6] der Schwerpunkt des gewichteten Lautheits-Tonheitsmusters berechnet. Die gewichtete Gesamtlautheit wird abschließend durch die Gesamtlautheit N dividiert. Das Verhältnis ist ein Maß für die Schärfewahrnehmung, wobei der Faktor c das Ergebnis auf den Referenzschall normiert. Zur eindeutigen Zuordnung wird nach [11.23] die Kenngröße der Schärfe nach v. Bismarck durch das Formelzeichen S_B gekennzeichnet, der Faktor c erhält nach DIN den Wert 0,11.

$$S_B = \frac{c}{N} \cdot \int_0^{24 \text{ Bark}} N'(z) \cdot g_B(z) \frac{z}{\text{Bark}} dz \quad \text{acum} \quad (11.19)$$

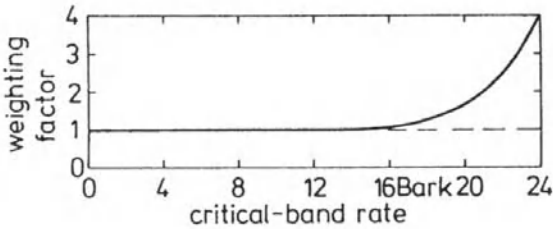


Abb. 11.11 Gewichtsfunktion $g_B(z)$ für die Schärfeberechnung nach Bismarck über den Frequenzgruppen (Quelle: [11.66], S. 242)

Die Gewichtungsfunktion $g_B(z)$ hat bis 15 Bark den Funktionswert 1, oberhalb von 15 Bark steigt die Gewichtungsfunktion exponentiell an (vgl. Abbildung 11.11). Sie kann durch die Gleichungen (11.20) und (11.21) beschrieben werden [11.23].

$$g_B(z) = 1 \quad \text{für } 0 < z \leq 15 \text{ Bark} \quad (11.20)$$

$$g_B(z) = 0,2 \cdot e^{0,308 \cdot \left(\frac{z}{\text{Bark}} - 15\right)} + 0,8 \quad \text{für } 15 < z \leq 24 \text{ Bark} \quad (11.21)$$

Die Berechnungsvorschrift nach v. Bismarck vernachlässigt den Einfluss der absoluten Lautheit auf die Schärfe. Daher wurde von Aures [11.1, 11.2] ein modifiziertes Verfahren vorgeschlagen. Das Verfahren von Aures kompensiert die Abhängigkeit der Schärfe von der absoluten Lautheit. Nach E DIN 45692 wird die Kenngröße der Schärfe nach Aures durch das Formelzeichen S_A gekennzeichnet.

$$S_A = \frac{c}{N} \cdot \int_0^{24 \text{ Bark}} N'(z) \cdot g_A(z) \frac{z}{\text{Bark}} dz \quad \text{acum} \quad (11.22)$$

Der Faktor $c = 0,11$ in Gleichung (11.22) normiert auch hier das Ergebnis auf den Referenzschall.

Gleichung (11.23) beschreibt die von Aures modifizierte lautheitsabhängige Gewichtungsfunktion.

$$g_A(z) = 0,078 \cdot \frac{e^{0,171 \cdot \frac{z}{\text{Bark}}}}{\frac{z}{\text{Bark}}} \cdot \frac{\frac{N}{\text{sone}}}{\ln\left(0,05 \cdot \frac{N}{\text{sone}+1}\right)} \quad \text{Gewichtungsfunktion nach Aures} \quad (11.23)$$

Die Schärfe ist seit April 2007 in der E DIN 45692 [11.23] genormt. Dort ist neben dem Berechnungsverfahren zur quantitativen Bestimmung der „Schärfe“ von Geräuschen auch ein Prüfverfahren für entsprechende Messsysteme festgelegt. Die Kenngröße der Schärfe nach E DIN 45692 wird durch S gekennzeichnet und nach Gleichung (11.24) berechnet.

$$S = \frac{0,11}{N} \cdot \int_0^{24 \text{ Bark}} N'(z) \cdot g(z) \frac{z}{\text{Bark}} dz \quad \text{acum} \quad (11.24)$$

Die Gewichtungsfunktion nach E DIN 45692 [11.23] entspricht annähernd der Gewichtungsfunktion nach v. Bismarck (vgl. Abbildung 11.12).

Die Gewichtungsfunktion nach E DIN 45692 [11.23] in Abbildung 11.12 wird durch die Gleichungen (11.25) und (11.26) beschrieben.

$$g(z) = 1 \quad \text{für } 0 < z \leq 15,8 \text{ Bark} \quad (11.25)$$

$$g(z) = 0,15 \cdot e^{0,42 \cdot \left(\frac{z}{\text{Bark}} - 15,8\right)} + 0,85 \quad \text{für } 15,8 < z \leq 24 \text{ Bark} \quad (11.26)$$

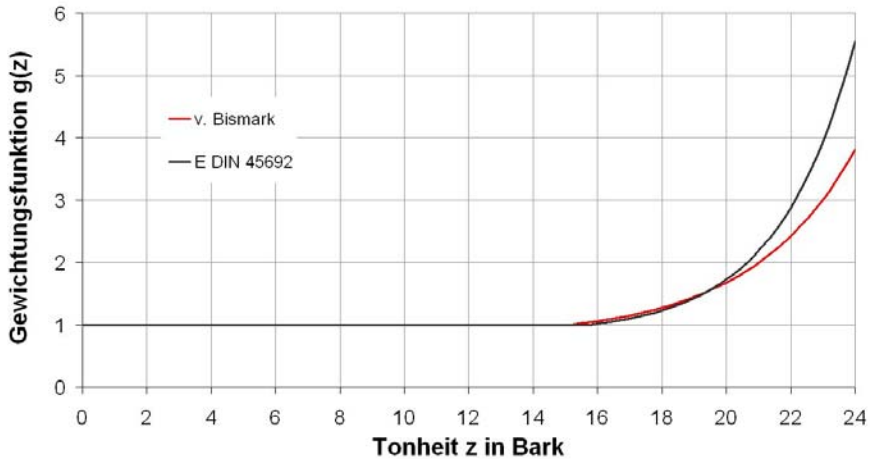


Abb. 11.12 Gewichtungsfunktion $g(z)$ für die Schärfeberechnung nach E DIN 45692 (schwarz) sowie nach v. Bismarck (rot) über den Frequenzgruppen (Quelle: nach [11.23], S. 7 und 12)

11.4.4 Hörempfindung „Rauhigkeit (Roughness)“

Die Rauhigkeit ist eine weitere elementare Wahrnehmungskomponente, die bei schnellen Amplitudenschwankungen hervortritt. Die Rauhigkeitswahrnehmung kann durch zwei Töne mit gleicher Amplitude aber leicht unterschiedlichen Frequenzen f_1 und f_2 demonstriert werden. Ist der Frequenzunterschied zwischen den Tönen klein, so wird eine Schwebung wahrgenommen, d.h. ein Ton mit der Frequenz $f = f_1 + \frac{\Delta f}{2}$, dessen Lautstärke mit Δf schwankt. Wird der Frequenzunterschied vergrößert und überschreitet dieser etwa 15 Hz, so tritt an die Stelle der Schwebung eine Rauhigkeitswahrnehmung. Wird der Frequenzunterschied schließlich so groß, dass die Frequenzunterschiedschwelle überschritten wird, werden zwei einzelne Töne wahrgenommen, die den Frequenzen f_1 und f_2 entsprechen. Rauhe Schalle werden oft als „missklingend“ und „unangenehm“ bezeichnet [11.53]. Wie bei der Schärfe lassen sich auch für die Rauhigkeit Verhältnisse bestimmen, d.h. es kann ein halb so rauher oder doppelt so rauher Schallreiz ermittelt werden.

Die Rauhigkeitswahrnehmung ist besonders ausgeprägt bei frequenz- und amplitudenmodulierten Tönen. Eine starke Abhängigkeit vom Schalldruckpegel ist dagegen nicht zu verzeichnen. Erst eine Erhöhung des Schalldruckpegels um etwa 40 dB bewirkt eine Verdoppelung der Rauhigkeit. Einem 1 kHz Ton mit einem Pegel von 60 dB, der mit einer Modulationsfrequenz von $f_{\text{mod}} = 70$ Hz und einem Modulationsgrad von $m = 1$ amplitudenmoduliert ist (Referenzschall), wird die Rauhigkeit $R = 1$ asper (lat. rauh) zugeordnet. Die Abhängigkeit amplitudenmodulierter Töne vom Modulationsgrad m , der Modulationsfrequenz f_{mod} sowie der Frequenz f_c des Tones zeigt die Abbildung 11.13.

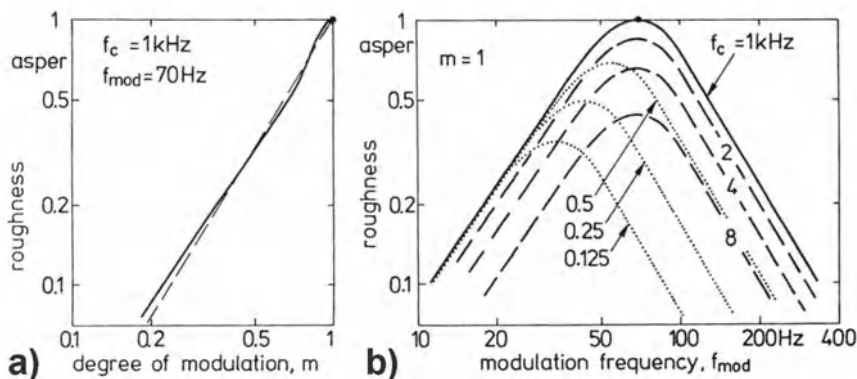


Abb. 11.13 Rauigkeit (R) eines amplitudenmodulierten Tones in Abhängigkeit vom Modulationsgrad m (Teil a) sowie der Modulationsfrequenz f_{mod} (Teil b). Im Teil b wird die Trägerfrequenz f_c als Parameter variiert (aus [11.66], S. 258).

Der Zusammenhang zwischen der Rauigkeit und dem Modulationsgrad in Abbildung 11.13 (Teil a) lässt sich unter Beachtung der logarithmischen Skaleneinteilungen durch eine Potenzfunktion (Gleichung (11.27)) beschreiben. Vogel [11.58] gibt einen Exponenten von $k = 1,5$ an, Terhardt [11.55] einen Exponenten 1,8 und von Zwicker et al. [11.66] wird ein Exponent von 1,6 vorgeschlagen.

$$R \approx m^k \quad \text{asper} \quad (11.27)$$

Abbildung 11.13 (Teil b) ist zu entnehmen, dass die Abhängigkeit der Rauigkeit von der Modulationsfrequenz Bandpasscharakter hat. Bei niedrigen Modulationsfrequenzen steigt die Rauigkeit mit der Modulationsfrequenz an, erreicht ein Maximum und fällt dann wieder bei höheren Modulationsfrequenzen ab. Das Rauigkeitsmaximum wird für Trägerfrequenzen über 1 kHz bei einer Modulationsfrequenz von etwa 70 Hz erreicht. Unterhalb einer Trägerfrequenz von 1 kHz verschiebt sich das Maximum zu kleineren Modulationsfrequenzen und die Rauigkeit verringert sich.

11.4.4.1 Berechnung der Rauigkeit

Aus den experimentellen Ergebnissen zogen Zwicker & Fastl den Schluss, dass sowohl die Frequenz- als auch die Zeitauflösung des menschlichen Gehörs für die Rauigkeitsempfindung verantwortlich sind. Die Frequenzauflösung des Gehörs ist durch die Aufteilung in Frequenzgruppen gegeben, die zeitlichen Effekte können durch die Maskiertiefe (ΔL)¹⁵ und die Modulationsfrequenz beschrieben werden.

¹⁵ Die Maskiertiefe berechnet sich nach Zwicker [11.63] aus der Pegeldifferenz zwischen Minima und Maxima von Mithörschwellen-Zeitmustern.

Die Multiplikation von Maskiertiefe und Modulationsfrequenz modelliert den Bandpasscharakter in Abbildung 11.13 (Teil b), da die Maskiertiefe für große Modulationsfrequenzen gegen null strebt (aufgrund der begrenzten zeitlichen Auflösung des Gehörs). Unter Beachtung der Frequenzauflösung in Form von Frequenzgruppen kann für die Rauigkeit die Beziehung (11.28), mit der Erregungspegeldifferenz ΔL_E formuliert werden.

$$R \approx f_{\text{mod}} \cdot \int_0^{24 \text{ Bark}} \Delta L_E(z) \, dz \quad \text{asper} \quad (11.28)$$

Die Gleichung (11.28) weist jedoch einen entscheidenden Nachteil auf, da für unmodulierte Signale keine Daten über die jeweilige Erregungspegeldifferenz in den Frequenzgruppen verfügbar sind.

Eine Lösung des Problems stellt das heute überwiegend eingesetzte Berechnungsverfahren für die Rauigkeit von Aures [11.3] dar. Das Berechnungsverfahren nach Aures geht nicht von der Maskiertiefe direkt, sondern von spezifischen Rauigkeiten $r'(z)$ aus. Die Rauigkeit ergibt sich in dem Modell von Aures durch Integration der spezifischen Rauigkeit über die Tonheit. Durch einen Faktor c kann der Referenzschall auf die festgelegte Rauigkeit von 1 asper normiert werden (vgl. Gleichung (11.29)).

$$R = c \cdot \int_{z=0}^{24 \text{ Bark}} r'(z) \, dz \quad \text{asper} \quad (11.29)$$

Die spezifischen Rauigkeiten $r'(z)$ lassen sich aus der relativen Schwankung der Erregung an der Stelle z ermitteln. Diese relativen Hüllkurvenschwankungen m^{*16} sind bei sinusförmigen Hüllkurvensignalen dem Modulationsgrad m proportional. Sie haben aber den Vorteil, dass sie für beliebige Hüllkurvenfluktuationen berechnet werden können. Die relativen Hüllkurvenschwankungen müssen noch mit einer tonheitsabhängigen Gewichtsfunktion $g(z)$ multipliziert werden (vgl. Abbildung 11.14), um die Abhängigkeit der Rauigkeit von der Trägerfrequenz bei amplitudenmodulierten Tönen zu berücksichtigen.

Da für die Beziehung zwischen Rauigkeit und Modulationsgrad näherungsweise $R \approx m^2$ gilt (vgl. Gleichung (11.27)), lässt sich aus der Hüllkurvenfluktuation die Teilrauigkeit für jede Frequenzgruppe i nach Gleichung (11.30) bestimmen.

$$r'_i \approx (g(z_i) \cdot m_i^*)^2 \quad \text{asper/Bark} \quad (11.30)$$

Die Gesamtrauigkeit ergibt sich nun durch eine Summation der Teilrauigkeiten r'_i (Gleichung (11.31)).

¹⁶ Die relativen Hüllkurvenschwankungen m^* werden als Quotient des Effektivwerts der Hüllkurve an der Stelle z und des Mittelwerts der Erregungszeitfunktion $|e(t,z)|$ gebildet. Die Erregungszeitfunktion $e(t,z)$ kann aus der Erregungspegelverteilung über der Tonheit durch inverse Fouriertransformation gewonnen werden.

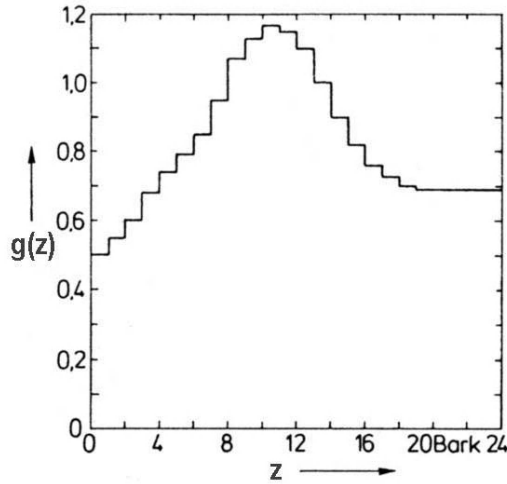


Abb. 11.14 Spektrale Gewichtung der relativen Hüllkurvenschwankungen (m^*) ([11.3] modifiziert)

$$R = c \sum_{i=1}^N r'_i \Delta z \quad \text{asper} \quad (11.31)$$

mit Δz = Frequenzgruppenbandbreite (1 Bark).

Die nach Gleichung (11.31) berechneten Rauigkeiten sind jedoch für unmodulierte Signale wesentlich größer als die entsprechenden Rauigkeiten aus psychoakustischen Versuchen. Als Grund wird angenommen, dass das Gehör die Hüllkurvenschwankungen in benachbarten Frequenzgruppen nicht unabhängig voneinander auswertet. Aures gewichtete daher die Teilrauigkeiten r'_i mit den Mittelwerten der normierten Kreuzkorrelationskoeffizienten k_{i-1} und k_i der bandpassgefilterten Hüllkurvenzeitfunktionen der benachbarten Frequenzgruppen $i-1, i$ und $i, i+1$. Hohe Korrelationen ergeben so einen Wert, der gegen 1 strebt, geringe Korrelationen einen Wert nahe bei Null. Durch diese Modifikation ergibt sich die Gleichung (11.32).

$$R = c \cdot \sum_{i=1}^N r'_i \Delta z \cdot \frac{(k_{i-1} + k_i)}{2} \quad (11.32)$$

Die Gleichung (11.32) liefert eine insgesamt gute Übereinstimmung zwischen errechneten Rauigkeitswerten und erfragten Rauigkeitsurteilen [11.3]. Weiterentwickelte Versionen des Verfahrens von Aures wurden z.B. von Daniel et al [11.17] sowie von Pflüger et al. [11.46] publiziert.

Die Rauigkeit ist keine genormte Kenngröße.

11.4.5 Hörempfindung „Schwankungsstärke (fluctuation strength)“

Bei amplituden- oder frequenzmodulierten Schallsignalen, bei denen die Modulationsfrequenz weniger als 20 Hz beträgt, wird keine Rauigkeit des Schalls wahrgenommen, sondern eine Fluktuation. Diese Fluktuationen werden als zeitliche Lautstärkeänderungen gehört. Bei höheren Modulationsfrequenzen bleibt die Lautheit gleich aber das Hörereignis wird als zunehmend rauher empfunden. Die wahrgenommenen Pegeländerungen zeigen bezüglich der Modulationsfrequenz eine Bandpasscharakteristik, die ihr Maximum bei etwa 4 Hz besitzt [11.26, 11.28, 11.59]. Der Einfluss der absoluten Lautheit auf die Schwankungsstärke ist vergleichbar mit dem Einfluss der Lautheit bei der Rauigkeit. Signale mit einer großen Schwankungsstärke sind jedoch störender als solche mit einer großen Rauigkeit. Einem 1 kHz-Ton mit einem Schalldruckpegel von 60 dB, der mit einem Modulationsgrad von 1 und einer Modulationsfrequenz von 4 Hz amplitudenmoduliert wird (Referenzschall), wird daher eine Schwankungsstärke von 1 vacil (vacillare = lat. schwanken) zugeordnet. (siehe Abbildung 11.15).

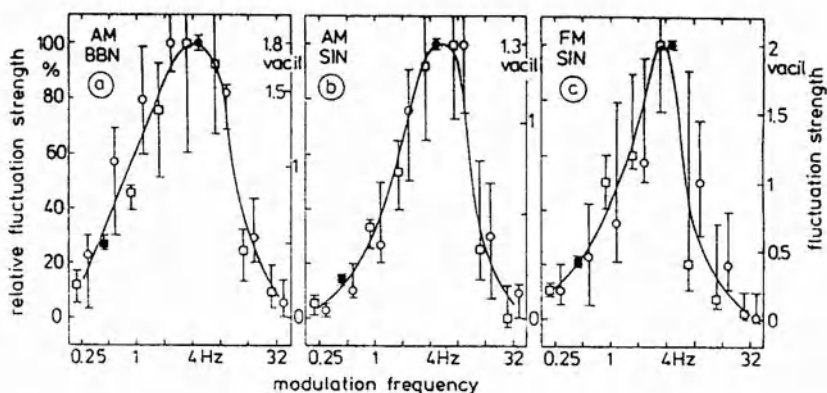


Abb. 11.15 Die Schwankungsstärke eines amplitudenmodulierten Breitbandrauschens (a), eines amplitudenmodulierten Tones (b) und eines frequenzmodulierten Tones (c) in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz. Die Ordinaten sind unterschiedlich skaliert. Für Frequenzmodulationen ergeben sich höhere Schwankungsstärken (Quelle: [11.64], S. 223).

11.4.5.1 Berechnung der Schwankungsstärke

Die Schwankungsstärke kann grundsätzlich direkt aus dem zeitlichen Verlauf der spezifischen Lautheiten berechnet werden (vgl. Gleichung (11.33)).

$$F = c \cdot \frac{\int_0^{24 \text{ Bark}} \log \left(\frac{N'_{\max}}{N'_{\min}} \right) dz}{\frac{T}{0,25 \text{ s}} + \frac{0,25 \text{ s}}{T}} \quad \text{vacil} \quad (11.33)$$

mit:

$N'_{\max}$ und $N'_{\min}$	Zeitlich aufeinander folgende Maximal- bzw. Minimalwerte der spezifischen Lautheit
T	Zeitlicher Abstand zweier aufeinander folgender Maximalwerte
c	Faktor zur Kalibrierung auf den Referenzschall

Da jedoch die generelle Bestimmung der zeitlich, veränderlichen Mithörschwellen-Zeitmuster Schwierigkeiten bereitet (vgl. Absatz Rauhigkeit), erfolgt auch hier die Berechnung der Schwankungsstärke über die wirksamen Modulationsgrade der Einhüllenden der Erregungszeitfunktionen, die bereits im Zusammenhang mit dem Rauheitsmodell von Aures beschrieben wurden.

Die Schwankungsstärke ist keine genormte Kenngröße.

11.4.6 Hörempfindung „Klanghaftigkeit (tonality)“

Hörbare Töne (oder tonale Anteile) in breitbandigen Geräuschen¹⁷ werden i. d. R. als unangenehm empfunden, obwohl ihr Beitrag zur Lautheit überaus gering sein kann. Wird das breitbandige Geräusch im Vergleich zum tonalen Anteil im Pegel angehoben, so verliert der tonale Anteil an Dominanz. Solche tonalen Anteile werden durch die Klanghaftigkeit beschrieben. Für die Klanghaftigkeit werden nach Terhardt [11.54] und Aures [11.2, 11.4] aus dem Amplitudenspektrum eines Signals zwei Komponenten extrahiert. In dem einem befinden sich alle tonalen Anteile, in dem anderen die Rauschanteile. Der Pegel der tonalen Anteile ist nach Korrekturen für Verdeckungsphänomene, Bandbreite, Frequenz und Lautheit ein Maß für die Klanghaftigkeit.

Als Referenzschall zur Bestimmung der Klanghaftigkeit wird ein 1 kHz Sinuston mit einem Pegel von 60 dB verwendet. Diesem Ton wird eine Klanghaftigkeit von 1 tu (tonality unit) zugeordnet.

11.4.6.1 Berechnung der Klanghaftigkeit

Hinsichtlich klanghaften Komponenten können zwei Fälle unterschieden werden. Erstens dominante Frequenzen (Spektrallinien) und zweitens dominante schmalbandige Rausch- oder Geräuschanteile. Zur Berechnung der Klanghaftigkeit wird im ersten Schritt das Fourierspektrum nach dominanten Frequenzen mit Hilfe von Gleichung (11.34) abgesucht, wobei L_i den Pegel der i -ten dominanten Frequenz

¹⁷ Es wird vorausgesetzt, dass es sich nicht um Musik bzw. Instrumentalklänge handelt.

bezeichnet.

$$L_{i-1} < L_i \geq L_{i+1} \quad (11.34)$$

Im zweiten Schritt wird geprüft, ob eine gefundene, dominante Frequenz eine klanghafte Komponente darstellt. Dies erfolgt nach Terhardt et al. [11.54] anhand von Gleichung (11.35).

$$L_i - L_{i+j} \geq 7 \text{ dB} \quad \text{für } j = -3, -2, +2, +3 \quad (11.35)$$

Erfüllt eine dominante Frequenz L_i die Gleichung (11.35), so werden die sieben Spektrallinien aus Gleichung (11.35) als klanghafte Komponente zusammengefasst, abgespeichert und aus dem Geräuschspektrum entfernt.

In einem dritten Schritt wird nach verbleibenden schmalbandigen Bereichen mit relativ hoher Intensität gesucht, die schmaler als eine Frequenzgruppe sind. Sie werden zur klanghaften Komponente, wenn in den benachbarten Frequenzgruppen der Schalldruckpegel jeweils um mindestens 7 dB geringer ist [11.2]. Solche schmalbandigen Bereiche werden ebenfalls gespeichert und aus dem Geräuschspektrum entfernt.

Auf diese Weise entstehen zwei Teilspektren des Schalls, nämlich ein Geräuschspektrum welches keine klanghaften Anteile mehr enthält, und ein Spektrum der klanghaften Spektralanteile. Die Klanghaftigkeit der einzelnen Spektralanteile ist unterschiedlich und abhängig von der Frequenzlage, dem Pegelüberschuss¹⁸ und ihrer Bandbreite. Die einzelnen Spektralanteile lassen sich durch die folgenden Gewichtungsfunktionen zusammenfassen (vgl. [11.49]).

Mit zunehmender Bandbreite Δz nimmt die Klanghaftigkeit ab. Dieses Verhalten kann durch die Gewichtungsfunktion w_1 in Gleichung (11.36) berücksichtigt werden¹⁹.

$$w_1(\Delta z_i) = \left(\frac{0,1}{\frac{\Delta z_i}{\text{Bark}} + 0,13} \right)^{\frac{1}{0,29}} \quad (11.36)$$

Die Klanghaftigkeit nimmt dagegen grundsätzlich mit dem Pegelüberschuss zu. Der Pegelüberschuss ΔL_i der i -ten tonalen Komponente mit der Frequenz f_i kann nach Aures [11.2] durch Gleichung (11.37) bestimmt werden. Mit dem Pegelüberschuss ΔL_i werden die jeweiligen Verdeckungseffekte berücksichtigt.

$$\Delta L_i = L_i - \lg \left(\left(\sum_{k=1; k \neq i}^n A_{EK}(f_i) \right)^2 + E_{GR}(f_i) + E_{HS}(f_i) \right) \quad \text{dB} \quad (11.37)$$

mit:

L_i	Pegel der i -ten tonalen Komponente
$A_{EK}(f_i)$	Amplitude der Flankenerregung einer k -ten tonalen Komponente an der Stelle f_i

¹⁸ Als Pegelüberschuss wird der Abstand des Pegels einer tonalen Komponente zum Verdeckungspegel hervorgerufen durch den Restschall bezeichnet.

¹⁹ Der Exponent $(1/0,29)$ ist nur in Verbindung mit Gleichung (11.41) erforderlich

$E_{GR}(f_i)$ Erregungsintensität des Geräuschanteils an der Stelle f_i

$E_{HS}(f_i)$ Grunderregung an der Stelle f_i

Werte des Pegelüberschuss von über 20 dB tragen jedoch kaum noch zur Klanghaftigkeit bei. Daher wird der Pegelüberschuss in einer Gewichtungsfunktion w_2 moduliert (Gleichung (11.38)²⁰).

$$w_2(\Delta L_i) = 1 - e^{-\frac{\Delta L_i}{15 \text{ dB}}} \quad (11.38)$$

Die Abhängigkeit der Klanghaftigkeit von der Mittenfrequenz der tonalen Komponenten berücksichtigt die Gewichtungsfunktion w_3 (Gleichung (11.39)²¹).

$$w_3(f_i) = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,2 \left(\frac{f_i}{0,7 \text{ kHz}} + \frac{0,7 \text{ kHz}}{f_i} \right)^2}} \quad (11.39)$$

Da die Klanghaftigkeit auch von der relativen Lautheit abhängig ist, muss die Lautheit des Geräuschanteils ohne tonale Komponenten N_{GR} auf die Lautheit des gesamten Schallereignisses N bezogen werden. Die Gewichtungsfunktion w_{GR} zeigt Gleichung (11.40).

$$w_{GR} = 1 - \frac{N_{GR}}{N} \quad (11.40)$$

Die Klanghaftigkeit berechnet sich aus diesen Komponenten nach Gleichung (11.41), wobei der Faktor c den Referenzschall auf die festgelegte Klanghaftigkeit von 1 tu normiert.

$$K = c \cdot w_{GR}^{0,79} \left(\sqrt{\sum_{i=1}^N [w_1(\Delta z_i) \cdot w_2(\Delta L_i) \cdot w_3(f_i)]^2} \right)^{0,29} \quad \text{für } \Delta L_i > 0 \quad (11.41)$$

Die Klanghaftigkeit ist keine genormte Kenngröße.

11.5 Psychoakustische Kenngrößen komplexer Wahrnehmungskomponenten

Die akustische Wahrnehmung des Menschen lässt sich in elementare Wahrnehmungskomponenten (Empfindungen) zerlegen, die mit psychoakustischen Kenngrößen angenähert werden können. Wird ein ungeschulter Hörer jedoch gebeten eine Geräuschsituation zu beurteilen, so wird er in der Regel nicht diese elementaren Empfindungen, sondern komplexere Wahrnehmungsqualitäten wie z.B. ange-

²⁰ Der im Vergleich mit Aures [11.2] fehlende Exponent von 0,29 ist für Gleichung (11.41) entbehrlich

²¹ Der im Vergleich mit Aures [11.2] fehlende Exponent von 0,29 ist für Gleichung (11.41) entbehrlich

nehm oder unangenehm zur Beschreibung der Geräuschsituation heranziehen. Ob eine Geräuschsituation als angenehm oder unangenehm empfunden wird, hängt dabei nicht allein von der akustischen Beschaffenheit der Geräuschsituation ab. Die Wahrnehmung ist insbesondere abhängig von der Aktivität beziehungsweise Passivität des Hörers, aber auch von seiner körperlichen und psychischen Verfassung, von der Konzentrationsanforderung seiner Tätigkeit, von der Tageszeit, von positiven oder negativen Vorerfahrungen sowie von anderen Sinneseindrücken. Solche nicht-akustischen Einflüsse können selbstverständlich nicht mit Hilfe von Geräuschattributen ermittelt werden. Daher wurden bei der Entwicklung von psychoakustischen Kenngrößen für komplexe Wahrnehmungskomponenten die „rein“ akustische Wahrnehmung aufgrund des Schalls und die nichtakustischen Einflüsse voneinander getrennt. Die akustische Wahrnehmung aufgrund des Schalls soll nachfolgend durch das Adjektiv „sensorisch“ hervorgehoben werden.

Eine solche „sensorische“ Wahrnehmung von Schallereignissen kann aus den elementaren psychoakustischen Kenngrößen abgeleitet werden (vgl. z.B. [11.42, 11.43, 11.59, 11.12, 11.13, 11.56]). Eine qualitative Darstellung des Zusammenspiels der psychoakustischen Kenngrößen in Bezug auf die sensorische Lästigkeit enthält Abbildung 11.16. In der Abbildung werden unter dem Begriff Geräuschmerkmal (sound character) Geräuschattribute wie die Schärfe, die Rauigkeit, die Schwankungsstärke, die Klanghaftigkeit usw. zusammengefasst.

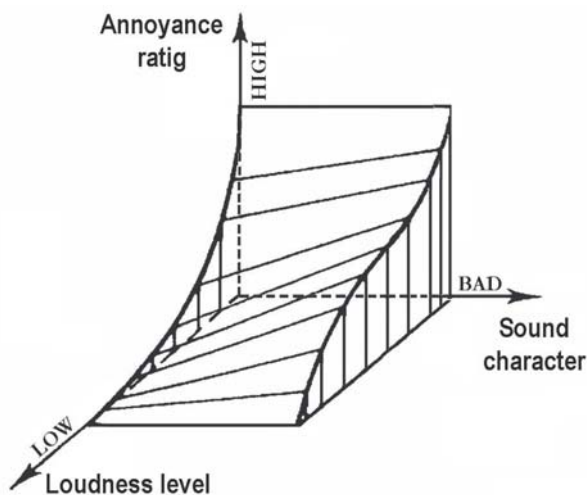


Abb. 11.16 „Sensorischer“ Lästigkeits-Raum (nach [11.11] modifiziert)

11.5.1 Lästigkeit, Belästigung (annoyance)

Zur Beschreibung der Wirkung von Schall auf den wachen Menschen ist die Lästigkeit von besonderer Bedeutung. Eine eindeutige, allgemeine Definition des Begriffes „Lästigkeit“ und deren Abgrenzung von der „Belästigung“ liegen jedoch bis heute nicht vor. Der Begriff „lästig“ wird in der Deutschen Sprache mit Adjektiven wie ärgerlich, aufdringlich, belastend, beschwerlich, drückend, ermüdend, erschwerend, hemmend, hinderlich, langwierig, misslich, mühevoll, mühselig, störend, unangenehm, unbequem, unerfreulich, unerträglich, ungelegen, widerwärtig, zeitraubend sowie zudringlich umschrieben [11.61]. Diese Aufzählung unterstreicht, dass die Lästigkeit von Geräuschen eine sowohl zeit- und situationsbezogene als auch personengebundene Wahrnehmungsgröße darstellt. Im Unterschied zur „Lästigkeit“ beschreibt der Begriff „Belästigung“ das Erleben von lästigen Schallereignissen über einen längeren Zeitraum. Die Belästigung wird nach internationaler Übereinkunft (ICBEN, International Commission on Biological Effects of Noise) über das Geräuscherleben der letzten 12 Monaten erfragt (vgl. [11.32]). Das Belästigungsurteil ist daher nicht das Ergebnis der momentanen Schallbelastung sondern das Ergebnis einer psychobiologischen Informationsverarbeitung unter Berücksichtigung von Erwartung, Gewöhnung, Sensibilisierung sowie Hilflosigkeit einschließlich der Unbestimmtheit der Exposition (vgl. [11.40]).

Als Modelle der „sensorischen“ Lästigkeit werden nachfolgend die unbeeinflusste Lästigkeit [11.64] und die psychoakustische Lästigkeit [11.59, 11.66] besprochen.

11.5.1.1 Unbeeinflusste Lästigkeit (unbiased annoyance)

Die „unbeeinflusste Lästigkeit“ ist definiert als Reaktion einer Person, die im Laborversuch unter beschreibbaren akustischen Bedingungen ausschließlich der Lästigkeit von Schall ausgesetzt ist und keine Beziehung zur Schallquelle hat [11.65]. Aufgrund der ausgeprägten Abhängigkeit der Belästigung von der individuellen Aktivität bezog Zwicker die unbeeinflusste Lästigkeit auf zwei Aktivitäten aus dem Wohnalltag. In den Untersuchungen wurden die Versuchspersonen gebeten sich bei einem ersten Urteil das Lesen eines Buches im Wohnzimmer vorzustellen und sich bei einem zweiten Urteil vorzustellen, dass man einschlafen möchte. Die unter diesen Randbedingungen in Laborversuchen gewonnenen Daten zeigten, dass die Lautheit den dominanten Beitrag für die unbeeinflusste Lästigkeit liefert, wenn davon abgesehen wird, dass derselbe Schall für den Tag (Buch lesen) nur etwa halb so lästig beurteilt wurde wie für die Nacht (Einschlafsituation).

Einem Ton mit der Frequenz von 1 kHz und einem Schalldruckpegel von 40 dB wurde von Zwicker eine „unbeeinflusste Lästigkeit“ (UBA) von 1 au (annoyance unit) zugewiesen (vgl. Abbildung 17).

Die Kenngröße „unbeeinflusste Lästigkeit“ wurde mehrfach kritisiert (vgl. beispielsweise [11.34, 11.41]), da insbesondere in der häuslichen Umgebung die „sensorische“ Lästigkeit keine geeignete Kenngröße darstellt, um die Belästigung der Bewohner durch Umweltlärm abzuschätzen.

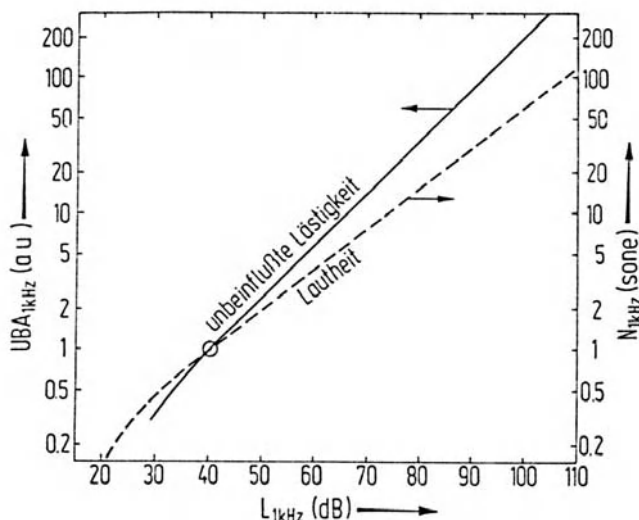


Abb. 11.17 Lautheitsfunktion (gestrichelte Linie) und Funktion der unbeeinflussten Lästigkeit (durchgezogene Linie) für 1 kHz-Töne in Abhängigkeit vom Schalldruckpegel. Durch den Kreis ist der Referenzschall vom 1 au markiert (Quelle: [11.65]).

11.5.1.2 Berechnung der unbeeinflussten Lästigkeit

Die unbeeinflusste Lästigkeit kann durch die Lautheit angenähert werden, wenn der Tag/Nacht-Unterschied, die Schärfe des Schalls und die Schwankungsstärke berücksichtigt werden. Die Rauigkeit des Schalls spielt bei der unbeeinflussten Lästigkeit eine untergeordnete Rolle. Allerdings darf die Lautheit nicht aus der mittleren Schallintensität errechnet werden, sondern es muss das 10 %-Perzentil der Lautheit (N_{10}) herangezogen werden (vgl. Absatz 11.4.1.3 Globale Lautheit). Die Berechnungsvorschrift für die unbeeinflusste Lästigkeit zeigt Gleichung (11.42).

$$UBA = d \cdot \left(\frac{N_{10}}{\text{sone}} \right)^{1,3} \cdot (1 + s + f) \quad \text{au} \quad (11.42)$$

Mit:

$$d = 1 + \left(\frac{N_{10}}{5 \text{ sone}} \right)^{0,5}$$

Lautheitsabhängiger Tag- bzw. Nacht-Unterschied

$$s = 1 + 0,25 \cdot \left(-\frac{S}{\text{acum}} - 1 \right) \cdot \lg \left(\frac{N_{10}}{\text{sone}} + 10 \right)$$

Lautheitsabhängiger Schärfebeitrag

$$f = 0,3 \cdot \left(\frac{F}{\text{vacil}} \cdot \frac{1 + \frac{N_{10}}{\text{sone}}}{0,3 + \frac{N_{10}}{\text{sone}}} \right)$$

Lautheitsabhängiger Beitrag der Schwankungsstärke

In Räumen ist zu beachten, dass sich die Lautheit stark verändern kann, wenn der Hörer seine Position im Raum ändert. Auch wird oft das Resonanz-Maximum stehender Wellen wahrgenommen, was zu einer größeren Perzentillautheit führt, als aufgrund der räumlich gemittelten Schallintensität zu erwarten wäre.

11.5.1.3 Psychoakustische Lästigkeit (psychoacoustic annoyance)

Die psychoakustische Lästigkeit wurde ebenfalls in systematischen Hörversuchen ermittelt. Mit Hilfe der psychoakustischen Lästigkeit ist es möglich die „sensorische“ Lästigkeit technischer Geräusche wie Kraftfahrzeuggeräusche, Geräusche von Klimaanlage oder Werkzeugmaschinen (Kreissägen, Bohrmaschinen usw.) abzuschätzen.

Die errechneten Werte stimmen gut mit Lästigkeitsurteilen überein, die in entsprechenden Versuchen gewonnen wurden.

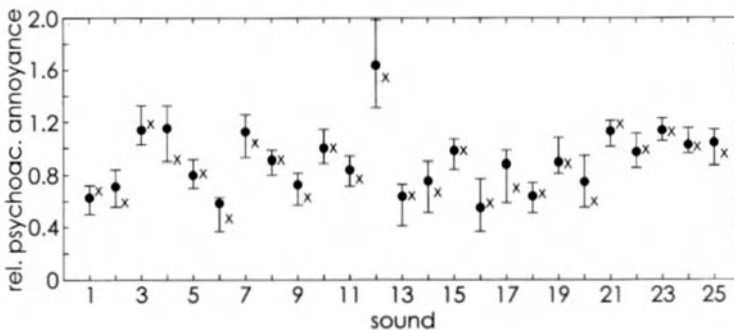


Abb. 11.18 Psychoakustische Lästigkeit von Kraftfahrzeuggeräuschen. Die Kreuze markieren die errechneten Werte für 25 Benzin- bzw. Dieselfahrzeuge bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten (0 – 110 km/h). Die Lästigkeitsangaben der Versuchspersonen sind zum Vergleich mit ihrem Zentralwert und der Streuung verzeichnet ([11.66], S. 325).

11.5.1.4 Berechnung der psychoakustischen Lästigkeit

Die psychoakustische Lästigkeit (PA) setzt sich aus der Lautheit, der Schärfe sowie der Schwankungsstärke und der Rauigkeit eines breitbandigen Geräusches zusammen. Die Lautheit wird jedoch nicht aus der mittleren Schallintensität errechnet, sondern die psychoakustische Lästigkeit wird mit Hilfe des 5 %- sowie des 10 %-Perzentils der Lautheit (N_5 , N_{10}) bestimmt. Die Berechnungsvorschrift enthält Gleichung (11.43) [11.66].

$$PA = N_5 \cdot \left(1 + \sqrt{w_S^2 + w_{FR}^2} \right) \quad (11.43)$$

mit:

$$w_S = \left(\frac{S}{\text{acum}} - 1,75 \right) \cdot 0,25 \cdot \lg \left(\frac{N_{10}}{\text{sone}} + 10 \right) \quad \begin{array}{l} \text{Lautheitsabhängiger Schärfebeitrag für} \\ S > 1,75 \text{ acum} \end{array}$$

$$w_{FR} = \frac{2,18}{(N_5/\text{sone})^{0,4}} \cdot \left(0,4 \frac{F}{\text{vacil}} + 0,6 \cdot \frac{R}{\text{asper}} \right) \quad \begin{array}{l} \text{Lautheitsabhängiger Beitrag der Schwan-} \\ \text{kungsstärke und Rauigkeit} \end{array}$$

11.5.2 Wohlklang (sensory pleasantness)

Der sensorische Wohlklang ist nach Terhardt [11.55] gleichbedeutend mit der graduellen Abwesenheit von Störungen des (musikalischen) Zusammenklanges. In seiner Definition des Begriffes Wohlklang steckt die Auffassung, dass jeder hörbare Schall grundsätzlich eine Art Störung darstellen kann, die umso größer ist, je lauter der Schall ist und je stärker solche Schallparameter sind, welche als „missklingend“ empfunden werden. Als psychoakustische Kenngrößen, die den sensorischen Wohlklang im Wesentlichen erklären, haben sich Lautheit, Rauigkeit, Schärfe und Klanghaftigkeit erwiesen (vgl. [11.56, 11.4, 11.37]). Wird der Einfluss der einzelnen Wahrnehmungskomponenten betrachtet, so ist festzuhalten, dass wachsende Schärfe und Rauigkeit den sensorischen Wohlklang eines Schalls vermindern. Die Klanghaftigkeit erhöht dagegen den sensorischen Wohlklang. Ein wesentlicher Einfluss der Lautheit auf den sensorischen Wohlklang ist erst ab mittleren Lautheiten zu verzeichnen. Mit wachsender Lautheit wird der sensorische Wohlklang eines Schalls geringer. Die Korrelation zwischen dem berechneten und dem psychoakustisch ermittelten Wohlklang liegen nach Aures bei über 90 % [11.2].

11.5.2.1 Berechnung des sensorischen Wohlklangs

Die Ergebnisse der systematischen Untersuchungen zum sensorischen Wohlklang P wurden von Aures [11.2] in der Gleichung (11.44) zusammengefasst.

$$P = e^{-0,55 \cdot R} \cdot e^{-0,113 \cdot S} \cdot (1,24 - e^{-2,2 \cdot K}) \cdot e^{-(0,023 \cdot N)^2} \quad (11.44)$$

mit:

- R Rauigkeit in asper
- S Schärfe in acum
- K Klanghaftigkeit
- N Lautheit in sone

11.6 Binaurales Hören

Die Gesetzmäßigkeiten des binauralen Hörens sind Grundlage der Kunstkopfmess-technik. Aufgrund der beiden Ohren ist das menschliche Gehör in der Lage einem Hörereignis einen „Entstehungsort“ (Hörereignisort) zuzuordnen (Lokalisation). Die seitliche Auslenkung des Hörereignisses beruht dabei im Wesentlichen auf Intensitäts- sowie Zeitdifferenzen zwischen den beiden Ohren. Wenn zwei Schallereignisse in zeitlich sehr kurzem Abstand das Gehör erreichen (z.B. infolge von Reflexionen), dann wird der Hörereignisort durch den Schall bestimmt, der als erster das Ohr erreicht. Cremer bezeichnete diesen Effekt als „Gesetz der ersten Wellenfront“ [11.15]. Ohne diese Eigenschaft des Gehörs wäre die akustische Orientierung in Räumen kaum möglich. Darüber hinaus wertet das Gehör interaurale Laufzeitdifferenzen zur Trennung mehrerer Hörereignisse aus.

Modelle für das binaurale Hören gehen mehrheitlich davon aus, dass im Gehör zur Auswertung interauraler Laufzeitdifferenzen und zur Schallquellenidentifizierung eine Art „gleitende Kreuzkorrelation“ der Ohrsignale durchgeführt wird, und dass Hörereignismerkmale wie seitliche Auslenkung, Ausdehnung oder richtungsgemäße Trennung mehrerer Hörereignisanteile aufgrund dieser gleitenden interauralen Kreuzkorrelationsfunktionen gebildet werden (vgl.[11.14, 11.7, 11.8, 11.10]).

11.6.1 Lateralisation (lateralization)

Interaurale Intensitätsdifferenzen sowie interaurale Zeitdifferenzen bewirken eine „räumliche“ Wahrnehmung im Kopf entlang der interauralen Achse. Dieser Effekt wird als Lateralisation bezeichnet. Mit Hilfe der Lateralisation können Aussagen über gerade noch hörbare Unterschiede (just notable differences), sowie das Zusammenwirken der interauralen Intensitäts- und Zeitdifferenzen (time-intensity-trading) gewonnen werden.

11.6.1.1 Interaurale Zeit- und Intensitätseffekte

Die frequenzabhängigen Kurven der interauralen Zeitdifferenzen (ITDs) und interauralen Intensitätsdifferenzen (IIDs) sind schon seit über 100 Jahren bekannt und beruhen auf der räumlichen Trennung der beiden Ohren durch den Kopf. Interaurale Zeitdifferenzen entstehen durch Laufzeitunterschiede des Schalls zwischen ipsi- und kontralateralem²² Ohr. Bei Wellenlängen, die viel größer als der Kopfdurchmesser sind, wird der Schall am Kopf gebeugt und die Phasenlage detektiert. Daher werden Interaurale Zeitdifferenzen insbesondere bei Frequenzen bis zu etwa 1,5 kHz wirksam. Oberhalb dieser Frequenz ist die Phasenlage nicht mehr eindeutig,

²² Als ipsilaterales Ohr bezeichnet man das dem Schallereignis zugewandte Ohr, zu dem der Schall den kürzeren Weg hat. Das kontralaterale Ohr ist das vom Schallereignis abgewandte Ohr.

jedoch kann das auditive System bei höheren Frequenzen auch Interaurale Zeitdifferenzen der Einhüllenden wahrnehmen. Interaurale Intensitätsdifferenzen bedeuten unterschiedliche Schalldruckpegel an den Ohren durch Abschattung des Schalls am kontralateralen Ohr um bis zu 30 dB. Voraussetzung für die Abschattung ist, dass die Wellenlängen viel kleiner als der Kopfdurchmesser sind. Daher werden interaurale Intensitätsdifferenzen erst bei Frequenzen oberhalb von etwa 1,5 kHz wirksam.

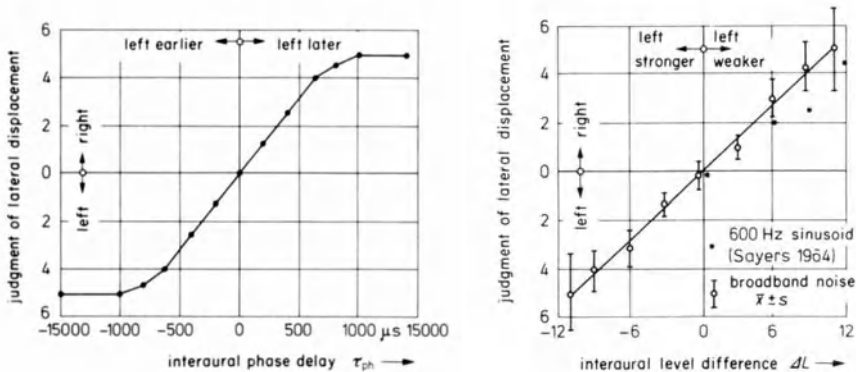


Abb. 11.19 Seitliche Auslenkung des Hörereignisses, a) als Funktion der interauralen Zeitdifferenz und b) als Funktion der interauralen Intensitätsdifferenz. Teil a wurde für Impulse sowie Signale mit Impulscharakter (30 – 80 phon) ermittelt; Teil b für Breitbandgeräusche sowie einen 600 Hz Ton ([11.8], S. 144 bzw. S. 158).

Das „Gesetz der ersten Wellenfront“, auch als Präzedenzeffekt bekannt, ermöglicht eine Lateralisation auch bei „reflexionsbehafteten“ Signalen. Wird das gleiche Signal über Kopfhörer an beide Ohren, aber mit verschiedenen interauralen Zeitdifferenzen eingespielt, so ergeben sich drei Stadien der Wahrnehmung. Bei interauralen Zeitdifferenzen von 0 bis 0,6 ms wandert der Hörereignisort im Kopf vom Zentrum zu dem Ohr, an dem der Schall zuerst eintrifft (zeitliche Lateralisation). Zwischen etwa 0,6 und etwa 35 ms wird der Hörereignisort nur an der Seite des zuerst ankommenden Schalls geortet (Gesetz der ersten Wellenfront). Bei einer größeren interauralen Zeitdifferenz werden die beiden Schallereignisse getrennt wahrgenommen (Echoschwelle).

11.6.2 Lokalisation (localization)

Im natürlichen Schallfeld findet keine Lateralisation statt, sondern aufgrund der unvermeidlichen Klangverfärbung zwischen den Ohrsignalen kann dem Hörereignis ein räumlicher „Entstehungsort“ (Hörereignisort) zugeordnet werden. Der Hörer-

eignisort kann durch eine Richtung und eine Entfernung vom Hörer (Distanz) beschrieben werden.

11.6.2.1 Bewegungen von Kopf und Quelle

Wird der Kopf des Menschen durch eine Kugel ohne Außenohren angenähert, so kann bei gegebener interauraler Intensitäts- und Zeitdifferenz der Ort der Schallquelle nicht eindeutig bestimmt werden. Ein Schallereignis an einem Ort direkt vor dem Hörer (vorne) erzeugt dieselbe interaurale Zeit- und Pegeldifferenz wie ein Schallereignis an einem Ort direkt hinter dem Hörer (hinten). Ebenso verhält es sich mit Schallquellen an den Orten oben und unten bzw. für Schallquellen in der gesamten Medianebene (zur Medianebene vgl. Abbildung 11.21).

Natürlich ist dieser Ansatz grob vereinfachend, da der Kopf des Menschen nicht kugelförmig ist und die Außenohren (aber auch der Oberkörper) eine Filterwirkung haben. Dessen ungeachtet erklärt dieser einfache Ansatz warum eine rein statische Lokalisation weitaus schwieriger ist, als eine dynamische Lokalisation. Bei einer Unsicherheit in der Lokalisation ist die spontane Reaktion des Menschen ein leichtes Drehen des Kopfes, um mit Hilfe der Änderungen der interauralen Intensitäts- und Zeitdifferenzen sowie der Filterwirkung der Ohrmuscheln eindeutige Rückschlüsse auf die Position der Schallquelle ziehen zu können. Daher sollten für eine natürliche Nachbildung des räumlichen Hörens Kopfbewegungen miteinbezogen werden (vgl. [11.31]).

11.6.2.2 Spektrale Einflüsse des Außenohres

Auf dem Weg zum Trommelfell findet eine spektrale Filterung des Schalls statt, die wesentlich durch das Außenohr bestimmt wird. Die spektrale Filterung wird als Außenohrübertragungsfunktion (head-related transfer function, HRTF) bezeichnet. Sie entspricht im Zeitbereich der Außenohrimpulsantwort (head-related impulse response, HRIR). Die Außenohrübertragungsfunktionen tragen zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten in der Lokalisation bei. Die HRTF beschreibt den Druck am Trommelfell im Verhältnis zum Schalldruck im Freifeld und variiert mit Frequenz, Azimut, Elevation und Distanz der Schallquelle (vgl. Abbildung 11.20; zu Azimut, Elevation und Distanz siehe nachfolgenden Absatz).

Die binaurale HRTF lässt sich als frequenzabhängige Amplituden- und Zeitverzögerungsdifferenz deuten, die vor allem durch die komplexe Form der Ohrmuschel entstehen (vgl. z.B. [11.31]). Auch sind beim Menschen linkes und rechtes Ohr nicht exakt gleich, was zu kleinen Unterschieden zwischen linker und rechter HRTF führt. Insgesamt führen die asymmetrischen, komplex geformten Ohrmuscheln zu kleinen individuellen Zeitverzögerungen sowie Resonanz- und Beugungserscheinungen, die zu einer eindeutigen aber individuellen HRTF für jede Schallquellenposition führen (vgl. Abbildung 11.20). Die HRTFs weisen demzufolge große interindividuelle Unterschiede auf. Dies stellt ein Problem dar, wenn

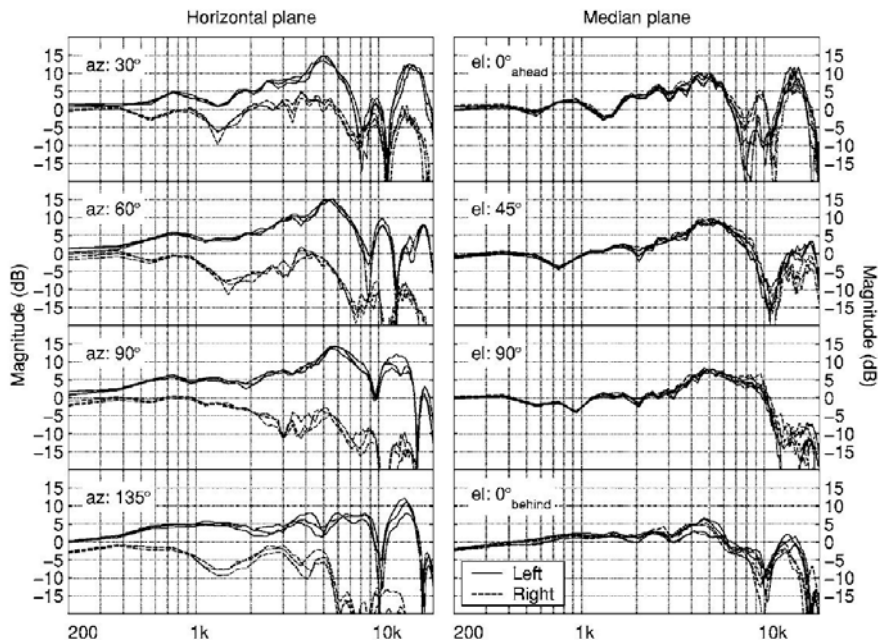


Abb. 11.20 HTRF's für das linke (left) und rechte Ohr (right) eines einzelnen Hörers bei einer Beschallung aus acht verschiedenen Richtungen. Die linke Seite zeigt Messungen in der Horizontalebene (Azimut 30° , 60° , 90° und 135°), die rechte Seite zeigt Messungen in der Medianebene (Elevation 0° , 45° , 90° und 180°). Die Distanz der Schallquellen betrug etwa 2 m. (nach [11.48], modifiziert).

HRTF's in einem technischen System für unbekannte Benutzer nachgebildet werden sollen.

11.6.2.3 Azimut, Elevation und Distanz

Der Hörereignisort wird i. d. R. durch zwei Winkel und eine Entfernungsangabe in einem kopfbezogenen Koordinatensystem beschrieben. Der Azimut ist der Winkel in der Horizontalebene. Er ist von 0° (direkt vor dem Hörer) in Richtung über das linke Ohr, den Hinterkopf und weiter über das rechte Ohr positiv definiert. Die Elevation ist der Winkel in der Medianebene zwischen der Horizontalebene und dem Distanzvektor. Die Werte gehen von 0° bis 90° (nach oben) bzw. von 0° bis -90° (nach unten). Die Entfernung (Distanz) des Hörereignisortes ist der Skalar des Distanzvektors (siehe Abb. 11.21).

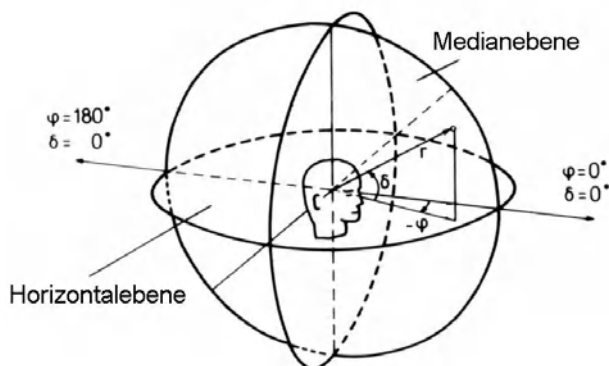


Abb. 11.21 Kopf bezogenes Koordinatensystem. r ist die Hörereignisortentfernung (Distanz), φ ist der Azimutwinkel und δ ist der Elevationswinkel (nach [11.8], S. 14 modifiziert).

Die Lokalisation und die Lokalisationsunschärfe sind in der Horizontalebene vom Azimutwinkel abhängig. Einen Überblick gibt Abbildung 11.22.

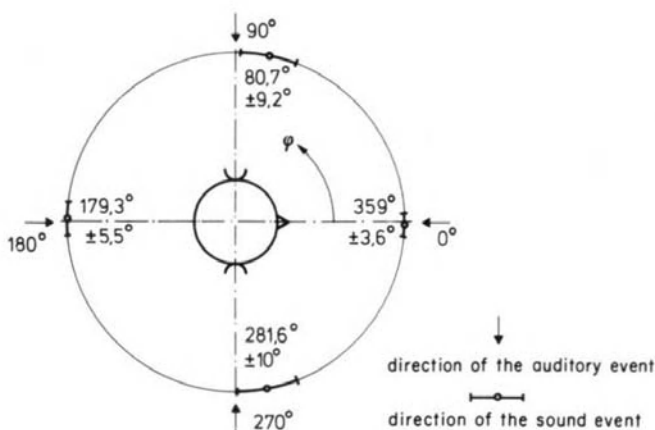


Abb. 11.22 Lokalisation und Lokalisationsunschärfe in der Horizontalebene. 600 – 900 Personen, Geräuschpulse (weißes Rauschen) von 100 ms Länge, etwa 70 phon, Kopf fixiert (nach [11.8], S. 41).

Ebenso wie in der Horizontalebene vom Azimutwinkel ist die Lokalisation in der Medianebene von Elevationswinkel abhängig. Die Lokalisationsunschärfe ist in der Medianebene größer als in der Horizontalebene (vgl. Abbildung 11.23)

Der wichtigste Parameter zur Bestimmung der Hörereignisentfernung (Distanz) ist die Lautheit. Der Zusammenhang zwischen Lautheit und Distanz entsteht durch die alltägliche Erfahrung in Verbindung mit dem Sehen. Daher kann die Distanz

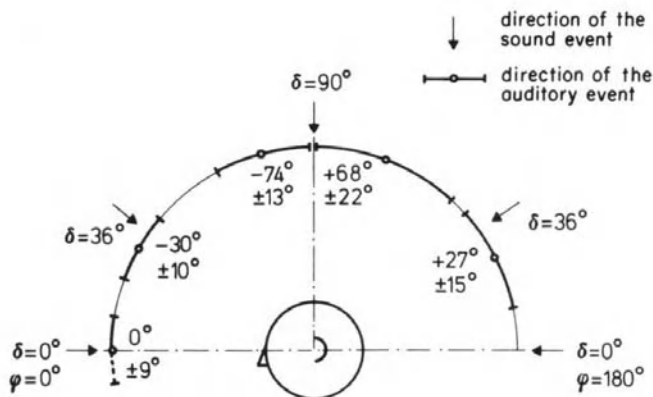


Abb. 11.23 Lokalisation und Lokalisationsunsicherheit in der Medianebene für Sprache bekannter Personen. 7 Personen etwa 65 phon, Kopf fixiert (nach [11.8], S. 44).

einer bekannten Schallquelle in bekannter Umgebung besser geschätzt werden, als unbekannte Quellen in bekannten bzw. unbekannten Umgebungen (vgl. Abbildung 11.24).

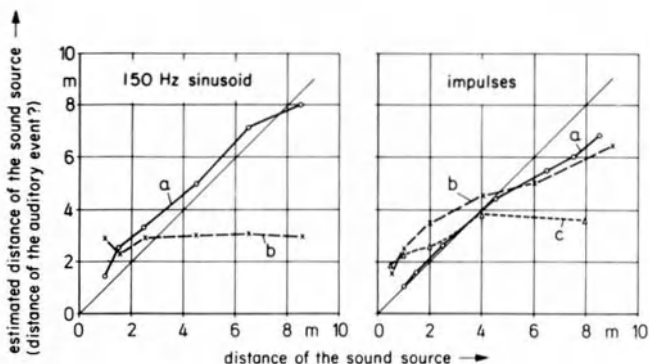


Abb. 11.24 Die geschätzte mittlere Entfernung des Schallereignisses als Funktion der Schallquellenentfernung für Töne und Impulse bei unterschiedlicher Darbietung (abgedunkelter reflexionsarmer Raum, fixierter Kopf) a) Lautsprecher Spannung konstant, bekanntes Signal; b) Schallpegel konstant am Ohr des Hörers, bekanntes Signal; c) Schallpegel konstant am Ohr des Hörers, unbekanntes Signal (nach [11.8], S. 124 modifiziert).

Bei komplexen Signalen kommen noch weitere Effekte zum Tragen. Es wird der Energieanteil innerhalb der Frequenzgruppen ausgewertet, bei mehreren Quellen werden die Intensitäten zueinander in Verhältnis gesetzt. Darüber hinaus werden Entfernungen bei gleicher Schallintensität in halligen Räumen viel kleiner geschätzt

als im Freifeld. In halliger Umgebung stellt das Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schall (R/D ratio) einen besseren Parameter zur Distanzbestimmung dar, als die Lautheit [11.31].

11.6.3 Interaurale Korrelation (interaural correlation)

Das binaurale Hörsystem reagiert sehr empfindlich auf Änderungen der interauralen Korrelation. Prominentester Effekt ist die BMLD („binaural masking level difference“). Ein Testton mit einer interauralen Phase von 180° kann in einem diotischen²³ Rauschen um ca. 15 dB besser wahrgenommen werden als ein Testton ohne interaurale Phasenverschiebung. Die BMLD ist darüber hinaus bei gleicher interauraler Phasenverschiebung stark von der Frequenz abhängig (vgl. Abbildung 11.25).

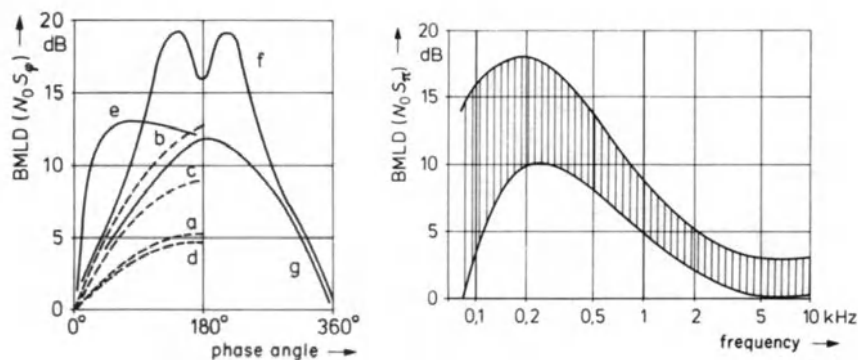


Abb. 11.25 BMLD als Funktion des interauralen Phasenwinkels sowie als Funktion der Frequenz für den Phasenwinkel 180° . a bis d) gepulster Sinus mit 125 Hz, 315 Hz, 800 Hz und 1250 Hz. e bis g) Impulsfolgen mit 100 Hz, 250 Hz und 1 kHz. Der schraffierte Bereich zeigt die BMLD für einen Sinuston in breitbandigem Rauschen (nach [11.8], S. 259/260).

Ein Beispiel für den Einsatz des binauralen Maskierungseffekts ist der so genannte Cocktail-Party Effekt. Der Mensch ist in der Lage einem Gespräch in einer Menge von Gesprächen zu folgen, auch ohne sich dem Gegenüber zuzuwenden.

Verschließt ein Hörer in einem halligen Raum ein Ohr, so wird der Raum mit einem Ohr halliger wahrgenommen, als beim binauralen Hören. Durch das binaurale Hören wird der Halligkeitseindruck vermindert. Dieser Effekt wird als „binaurale Nachhallunterdrückung“ bezeichnet.

Theile [11.52] erklärt diese Effekte mit der Hypothese, dass das auditive System zunächst den Hörereignisort bestimmt und nach Festlegung des Hörereignisortes

²³ Diotisch: das gleiche Signal auf beiden Ohren

und in Kenntnis der für diesen Ort spezifischen HRTFs eine Entzerrung vornimmt. Diese sog. „Assoziationshypothese“ erklärt auch eine Reihe von weiteren, verwandten Klangeffekten [11.9].

11.6.4 Binaurale Lautheit (binaural loudness)

Wird ein Schallsignal, bei unverändertem Schallpegel nur einem Ohr angeboten (monaurale Darbietung) so vermindert sich die Lautheit gegenüber einer binauralen Darbietung. Bei einer Kopfhörerwiedergabe sinkt die Lautheit des Schallsignals bei einer monauralen Darbietung mit gleichem Pegel um 50 % bis 70 %. Das bedeutet, dass bei einer Kopfhörerdarbietung die Gesamtlautheit in etwa der Summe der von jedem Ohr allein gebildeten Lautheit entspricht. Diese Aussage bleibt sogar dann gültig, wenn beiden Ohren verschiedene Schallsignale angeboten werden [11.55].

Demzufolge ist davon auszugehen, dass sich auch im natürlichen Schallfeld die Lautheit eines Schallsignals bei binauraler Darbietung in Abhängigkeit vom Schallereignisort ändert, da durch die Abschattung des Schalls am kontralateralen Ohr Pegelunterschiede bis zu 30 dB auftreten können. Eine Messung der binauralen Lautheit in Abhängigkeit vom Azimutwinkel im Freifeld zeigt Abbildung 11.26 für terzbreites Rauschen bei verschiedenen Mittenfrequenzen.

Die Messungen zeigen, dass im Freifeld eine nicht unerhebliche Abhängigkeit der binauralen Lautheit vom Azimutwinkel der Schallquelle zu verzeichnen ist, insbesondere für höhere Frequenzen (vgl. Abbildung 11.26). Dabei folgt die binaurale Lautheit grundsätzlich dem höheren der beiden Ohrschallpegel. Nach Sivonen et al. [11.48] kann die binaurale Lautheit im natürlichen Schallfeld jedoch am besten durch eine „3 dB-Summation“ der Schallpegel an den beiden Ohren angenähert werden (vgl. Gleichung (11.45)), wobei L_{mon} den äquivalenten Schalldruckpegel darstellt, der bei einer monauralen Darbietung die gleiche Lautheit erzeugt, wie bei einer binauralen Darbietung die beiden Schallpegel am linken und rechten Ohr zusammen.

$$L_{\text{mon}} = 6 \cdot \log_2(2^{L_{\text{left}}/6} + 2^{L_{\text{right}}/6}) \quad (11.45)$$

In der E DIN 45631/A1 [11.22] wird für binaurale Kunstkopfmessungen gefordert, dass die Lautheit sowohl des rechten als auch des linken Kanals getrennt ausgegeben werden. Als repräsentativer Einzahlwert wird das Maximum beider Kanäle festgelegt. Dabei ist eine passende Entzerrung vorzunehmen. Eine Freifeldentzerrung sollte nur dann angewendet werden, falls sich eine Schallquelle genau vor dem Kunstkopf (Elevations- und Azimutwinkel 0 Grad, Abstand größer als 1,5 m) im Freifeld befindet. Für Messungen in reflektierenden Umgebungen soll eine Diffusfeldentzerrung gewählt werden und für Messungen in Fahrzeugen eine ID-Entzerrung (ID: Independent of Direction). Bei der ID-Entzerrung werden nur die richtungsunabhängigen Anteile (Resonanzen) der Außenohrübertragungsfunktion ausgeglichen (vgl. z.B. [11.33]).

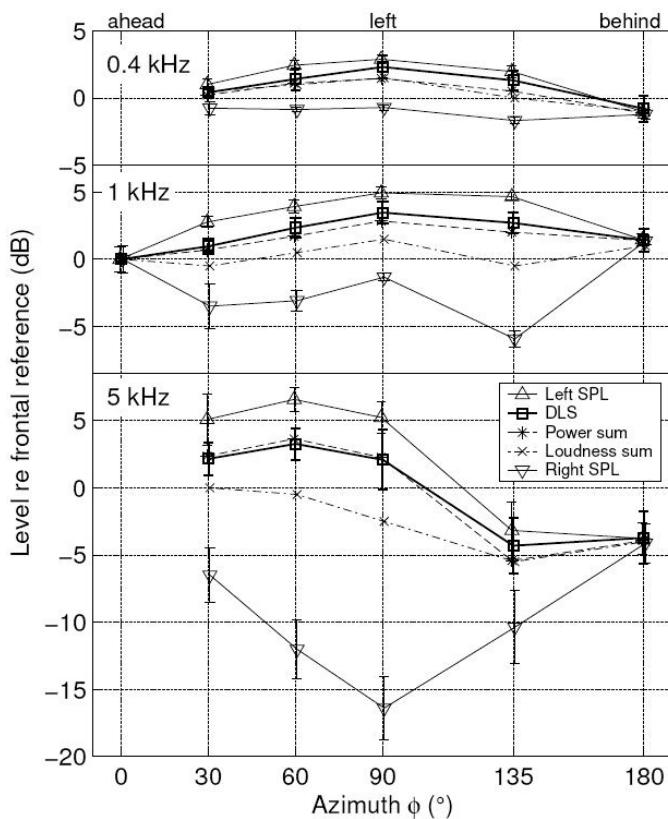


Abb. 11.26 Mittlere Richtungsabhängigkeit der binauralen Lautheit jeweils dargestellt mit den korrespondierenden Änderungen der mittleren Schalldruckpegel am linken sowie rechten Ohr (left SPL; right SPL), einer „3 dB-Summentation“ (power sum) und einer Lautheitsaddition (loudness sum), bezogen auf die frontale Beschallung (65 dB SPL). Die Differenzen sind invertiert verzeichnet, um die „directional loudness sensitivities“ (DLS) darzustellen. Die senkrechten Balken kennzeichnen die 95 % Vertrauensintervalle [11.25]

Literaturverzeichnis

- [11.1] AURES, W.: *Berechnungsverfahren für den Wohlklang beliebiger Schallsignale, ein Beitrag zur gehörbezogenen Schallanalyse*. Dissertation an der Technischen Universität München, 1984
- [11.2] AURES, W.: *Berechnungsverfahren für den sensorischen Wohlklang beliebiger Schallsignale*. *Acustica* 59, 130 – 141, 1985
- [11.3] AURES, W.: *Ein Berechnungsverfahren der Rauigkeit*. *Acustica* 58, 268 – 281, 1985
- [11.4] AURES, W.: *Der sensorische Wohlklang als Funktion psychoakustischer Empfindungsgrößen*. *Acustica* 58, 282 – 290, 1985
- [11.5] BARKHAUSEN, H.: *Ein neuer Schallmesser für die Praxis*. *Zeitschr. f. techn. Physik*, Leipzig 7 H. 12, 599 – 601, 1926

- [11.6] BISMARCK VON, G.: *Sharpness as an attribute of the timbre of steady sounds*. *Acustica* 30, 159 – 172, 1974
- [11.7] BLAUERT, J.: *Räumliches Hören*. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1974
- [11.8] BLAUERT, J.: *Spatial Hearing. The psychophysics of human sound localization*. Revised edition. MIT Press, Cambridge, Massachusetts, London, England, 1997
- [11.9] BLAUERT, J.; BRAASCH, J.: *Räumliches Hören*. In: v. Weinzierl, Stefan (Hrsg.): *Handbuch der Audiotechnik*. Springer Berlin–Heidelberg–New York, 2007
- [11.10] BRAASCH, J.: *Modelling of binaural hearing*. In: Blauert J. (Hrsg): *Communication Acoustics*. Springer Berlin–Heidelberg–New York, 75 – 108, 2005
- [11.11] CARDOZO, B.L.; VAN DER VEN, K.G.: *Estimation of Annoyance due to Low Level Sound*. *Appl. Acoust.* 12, 389 – 396, 1979
- [11.12] CARDOZO, B.L.; VAN LIESHOUT, R.: *Estimation of Annoyance of Sounds of Different Character*. *Appl. Acoust.* 14, 323 – 329, 1981
- [11.13] CARDOZO, B.L.; VAN LIESHOUT, R.: *Splitting Sound Annoyance into two Components Level and Sound Character*. Annual Progress Report 16, IPO, 1981
- [11.14] COLBURN, H.S.; DURLACH, N.I.: *Models of binaural interaction*. In: Carterette, E.C; Friedman, M.P. (Hrsg): *Handbook of perception*. Academic Press New York NY, Band 4, 467 – 518, 1978
- [11.15] CREMER, L.: *Die wissenschaftlichen Grundlagen der Raumakustik Bd.1*. Hirtzel-Verlag, Stuttgart, 1948
- [11.16] DANIEL, P.: *Berechnung und kategoriale Beurteilung der Rauigkeit und Unangenehmheit von synthetischen und technischen Schallen*. Dissertation, Carl von Ossietzky Universität Oldenburg, 1995
- [11.17] DANIEL, P.; WEBER, R.: *Psychoacoustical Roughness: Implementation of an optimized Model*. *Acustica* Vol.83, 113 – 123, 1997
- [11.18] DIN 45631: *Berechnung des Lautstärkepegels und der Lautheit aus dem Geräuschspektrum; Verfahren nach E. Zwicker*. Beuth Verlag, Berlin, 1991
- [11.19] DIN EN 6167-1: *Elektroakustik – Schallpegelmesser – Teil 1: Anforderungen*. Beuth Verlag, Berlin, 2003
- [11.20] DIN EN ISO 389-7: *Akustik - Standard-Bezugspegel für die Kalibrierung von audiometrischen Geräten - Teil 7: Bezugshörschwellen unter Freifeld- und Diffusbedingungen*. Beuth Verlag, Berlin, 2006
- [11.21] DIN ISO 226: *Akustik - Normalkurven gleicher Lautstärkepegel*. Beuth Verlag, Berlin, 2006
- [11.22] E DIN 45631/A1: *Berechnung des Lautstärkepegels und der Lautheit aus dem Geräuschspektrum — Verfahren nach E. Zwicker — Änderung 1: Berechnung der Lautheit zeitvarianter Geräusche - Normentwurf*. Beuth Verlag, Berlin, 2007
- [11.23] E DIN 45692: *Messtechnische Simulation der Hörempfindung Schärfe - Normentwurf*. Beuth Verlag, Berlin, 2007
- [11.24] DIN 45681: *Akustik - Bestimmung der Tonhaltigkeit von Geräuschen und Ermittlung eines Tonzuschlages für die Beurteilung von Geräuschimmissionen*. Beuth Verlag, Berlin, 2002
- [11.25] ELLERMEIER, W.; SIVONEN, V.P.: *Richtungsabhängigkeit binauraler Lautheit*. *Fortschritte der Akustik – DAGA '06*, Braunschweig, 2006
- [11.26] FASTL, H.: *Beschreibung dynamischer Hörempfindungen anhand von Mithörschwellen-Mustern*. Dissertation; Hochschulverlag, Freiburg, 1982
- [11.27] FASTL, H.: *Beurteilung und Messung der wahrgenommenen äquivalenten Dauerlautheit*. *Z. für Lärmbekämpfung* 38, 98 – 103, 1991
- [11.28] FASTL, H.: *Fluctuation Strength of Narrow Band Noise*. In: Horner, D. (ed.): *Auditory Physiology and Perception*. *Advances in the Biosciences* Vol. 83, Pergamon Press, 331 – 336, 1992
- [11.29] FASTL H.: *Psychoakustik II*. Tagungsband „Psychoakustik – Gehörbezogene Lärmbewertung“ Österreichischer Arbeitsring für Lärmbekämpfung, Innsbruck, 1993
- [11.30] FASTL, H.: *Gehörgerechte Geräuschbeurteilung*. Tagungsband DAGA 97, Kiel, 57 – 64, 1997

- [11.31] FELLNER, M; HÖLDRICH, R.: *Physiologische und Psychoakustische Grundlagen des räumlichen Hörens*. IEM-Report 03/98, 1998
- [11.32] FIELDS , J.M; DE JONG, R.G.; GJESTLAND, T; FLINDELL, I.H; JOB, R.F.S; KURRA, S; LERCHER, P; VALLET, M; YANO, T; GUSKI, R; FELSCHER-SUHR, U; SCHÜMER, R.: *Standardized General-Purpose noise reaction questions for community noise surveys – research and recommendation*. J Sound Vibr. 242(4), 641 – 679, 2001
- [11.33] GENUIT, K.; BLAUERT, J.; BODDEN, M.; JANSEN, G.; SCHWARZE, S.; MELLERT, V.; REMMERT, H.: *Entwicklung einer Messtechnik zur physiologischen Bewertung von Lärmeinwirkungen unter Berücksichtigung der psychoakustischen Eigenschaften des menschlichen Gehörs*. FB 774. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin. Wirtschaftsverlag NW, Bremerhaven, 1997
- [11.34] GUSKI, R.; BOSSHARDT, H.-G.: *Gibt es eine „unbeeinflusste“ Lästigkeit?* Zeitschrift für Lärmbekämpfung 39, 67 – 74, 1992
- [11.35] HUMES, L. E.; JESTEAD, W.: *Models of the additivity of masking*. Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 83, 1989
- [11.36] ISO 389-7: *Akustik - Standard-Bezugspegel für die Kalibrierung von audiometrischen Geräten - Teil 7: Bezugshörschwellen unter Freifeld- und Diffusfeldbedingungen*. Beuth Verlag, 2005
- [11.37] KOHLER, M.; KOTTERBA, B.: *Fusion gemessener Empfindungsgrößen zur objektiven Bestimmung des Wohlklangs*. Fortschritte der Akustik – DAGA 1992, Berlin, 905 – 908, 1992
- [11.38] KURAKATA, K; MIZUNAMI, T; MATSUSHITA, K.: *Percentiles of normal hearing-threshold distribution under free-field listening conditions in numerical form*. Acoust. Sci. & Tech. 26, 5, 2005
- [11.39] LYON , R.H.: *Product Sound Quality – from Perception to Design*. Sound and Vibration 2003, 18 – 22, 2003
- [11.40] MASCHKE, C; HECHT, K.: *Stellungnahme zur Eignung der 100%-Regelung für die Festlegung von Schutzzonen in der Umgebung von Flughäfen (Bericht 06-ZRM-050710)*. Forschungs- und Beratungsbüro Maschke, Berlin, 2003
- [11.41] MASCHKE, C; FELDMANN, J; HECHT, K.: *„Kritische Toleranzwerte“ - lärmmedizinischer Fortschritt oder anachronistische Richtwerte in neuem Gewand?*. Zeitschrift für Lärmbekämpfung 51 (2), 59 – 64, 2004
- [11.42] MELLERT, V; WEBER, R.: *Physikalische Faktoren der Lästigkeit*. In: Schick, A. (Hrsg.): *Akustik zwischen Physik und Psychologie - Ergebnisse des 2. Oldenburger Symposiums zur psychologischen Akustik*, Klett-Cotta Verlag, Stuttgart, S. 48f, 1981
- [11.43] MELLERT, V; WEBER, R.: *Gehörbezogene Verfahren zur Lärmbeurteilung*. In: Walcher K.P; Schick, A. (Hrsg.): *Bedeutungslehre des Schalls*. Verlag Peter Lang, Bern, S. 183f, 1984
- [11.44] MOORE, B.C.J; GLASBERG, B.R.: *A Revision of Zwicker's Loudness Model*. Acoustica united with acta acoustica, 335 – 345, 1996
- [11.45] MOORE, B.C.J; GLASBERG, B.R; BAER, T.: *Model for the prediction of thresholds, loudness and partial loudness*. Journal of Audio Engineering Society 45(4), p. 224 – 239, 1997
- [11.46] PFLÜGER, M; HÖLDRICH, R; BRANDL, F; BIERMAYER, W.: *Psychoacoustic Measurement of Roughness for Vehicle Interior Noise* – In: Proceedings of the 137th meeting of the Acoustical Society of America, Berlin, S. 14 – 19, 1999
- [11.47] PRANTE, H. U.: *Modeling Judgements of Environmental Sounds by means of Artificial Neural Networks*. Dissertation an der Technischen Universität Berlin, 2001
- [11.48] SIVONEN, V.K.; ELLERMEIER, W.: *Directional loudness in an anechoic sound field, head related transfer functions, and binaural summation*. J. Acoust. Soc. Am. 119 (5), 2965 – 2980, 2006
- [11.49] Sontacchi, A.: *Entwicklung eines Modulkonzeptes für die psychoakustische Geräuschanalyse unter Matlab*. Diplomarbeit an der Technischen Universität Graz, 1998
- [11.50] STEVENS, S.S.: *On the psychophysical law*. Psychol Rev. 64(3), p. 153 – 181, 1957
- [11.51] STREHL, M.: *Entwicklung einer Psychoakustik-Toolbox in Matlab*. Diplomarbeit an der TU Kaiserslautern, 2005

- [11.52] THEILE, G.: *Zur Theorie der optimalen Wiedergabe von stereophonen Signalen über Lautsprecher und Kopfhörer*. Rundfunktechn Mitt. 25, 155 – 169, 1981
- [11.53] TERHARDT, E.: *Pitch, consonance and harmony*. J. Acoust. Soc. Am. 55, pp. 1061, 1974
- [11.54] TERHARDT, E.; STOLL, G.; SEEWANN, M.: *Algorithm for extraction of pitch salience from complex tonal signals*. J. Acoust. Soc. Am. 71, p. 3f, 1982
- [11.55] TERHARDT, E.: *Akustische Kommunikation - Grundlagen mit Hörbeispielen*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1998
- [11.56] TERHARDT, E.; STOLL, G.: *Skalierung des Wohlklangs (der sensorischen Konsonanz) von 17 Umweltschallen und Untersuchung der beteiligten Hörparameter*. Acustica 48, p. 248 – 253, 1981
- [11.57] TERHARDT, E.: *Hearing Research 1*, S. 155 – 182, 1979
- [11.58] VOGEL, A.: *Über den Zusammenhang zwischen Rauigkeit und Modulationsgrad*. Acustica 32, pp. 300, 1975
- [11.59] WIDMANN, U.: *Ein Modell der Psychoakustischen Lästigkeit von Schallen und seine Anwendung in der Praxis der Lärmbeurteilung*. Dissertation, TU - München, 1992
- [11.60] ZOLLNER, W.: *Psychoakustische Meßtechnik*, Cortex electronic GmbH, 1996
- [11.61] ZWICKER, E.: *Ein Beitrag zur Unterscheidung von Lautstärke und Lästigkeit*. Acustica Vol. 17, S. 22 – 25, 1966
- [11.62] ZWICKER, E.; FELDTKELLER, R.: *Das Ohr als Nachrichtenempfänger*. S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1967
- [11.63] ZWICKER, E.: *Psychoakustik*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1982
- [11.64] ZWICKER, E.; FASTL, H.: *Psychoakustics – Facts and Models*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1990
- [11.65] ZWICKER, E.: *Ein Vorschlag zur Definition und zur Berechnung der unbeeinflussten Lästigkeit*. ZfL 38, 91 – 97, 1991
- [11.66] ZWICKER, E.; FASTL, H.: *Psychoacoustics - Facts and Models*. 2. Aufl., Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1999

Kapitel 12

Messungen in Strömungen

Prof. Dr. Wolfgang Neise

12.1 Einleitung

In vielen technischen Prozessen spielen bewegte Medien, Strömungen, eine wichtige oder die entscheidende Rolle, und fast immer stellt das von den Strömungsvorgängen erzeugte Geräusch ein gravierendes Problem dar. Es besteht also die Notwendigkeit, sich mit diesen strömungserregten Schallquellen zu befassen, ihre Geräuschemission messtechnisch zu erfassen, die abgestrahlte Schallleistung zu bestimmen, die der Entstehung zugrunde liegenden Mechanismen zu erforschen und zu beeinflussen mit dem Ziel, am Ende eine niedrigere Geräuschbelastung für die in der Umgebung der Quelle lebenden oder tätigen Menschen zu erreichen. Dazu können Schallmessungen notwendig sein, bei denen die Messmikrofone nicht nur den zu messenden, von der Quelle ausgehenden Schalldruckschwankungen ausgesetzt sind, sondern zusätzlichen Druckschwankungen, die ihre Ursache in der überlagerten Strömung haben, ohne an dieser Stelle die genauen Ursachen dieser Störsignale im Detail benennen zu können. Zur Erforschung von aeroakustischen Entstehungsmechanismen sind auch Messungen direkt im Quellgebiet erforderlich, wo die Unterscheidung zwischen hydrodynamischen Druckschwankungen, also instationären Änderungen des statischen Drucks der Strömung, und Schalldruckschwankungen nicht möglich ist. Den Strömungsmechaniker aber interessiert neben den akustischen Fragestellungen auch, ob man mit instationären Drucksensoren die instationären Anteile des Drucks einer Strömung unverfälscht messen kann, d. h. die Schwankungsanteile des Drucks in der Strömung, die ohne das Vorhandensein des Sensors in der Strömung vorherrschen und nicht erst durch die Interaktion des Sensors mit der Strömung erzeugt werden.

Beispiele für solche technischen Strömungsschallquellen sind die Ventilatoren von Lüftungs- und Klimaanlage sowie industriellen Strömungsprozessen, die in die-

sen Anlagen eingesetzten Geräte zur Strömungsführung, -regelung und -drosselung, aber auch zur Schalldämpfung, und die in Kraftwerken zur Frischluftzufuhr und Abfuhr der Verbrennungsgase einschließlich der Rauchgasreinigungsanlagen verwendeten Ventilatoren.

Verkehrslärm ist eines der wichtigsten Umweltprobleme moderner Gesellschaften, wobei die vom Straßenverkehr ausgehenden Geräusche die meisten Beschwerden auf sich ziehen, gefolgt vom Luftverkehr und vom Schienenverkehr. Besonders beim Flugzeuggeräusch spielen die durch Strömungen erzeugten Geräusche die dominierende Rolle. Über viele Jahre waren die Triebwerke die wesentlichen Geräuschquellen, und das ist beim Start auch heute noch so. Untersuchungen zur Triebwerksakustik erfordern neben Messungen im Freifeld stromauf und stromab des Triebwerks, wo Strömungsüberlagerungen keine Rolle spielen, auch Schallmessungen im Triebwerkskanal, wo sehr hohe Strömungsgeschwindigkeiten vorherrschen, die sehr leicht die akustischen Schwankungen verdecken können. Solche Messungen werden zumeist an verkleinerten Modellen, aber in aller Regel bei den Original-Strömungsmachzahlen in speziellen Prüfstandsanordnungen vorgenommen.

Bei modernen Flugzeugen tritt allerdings im Landeanflug das von der Umströmung der ausgefahrenen Fahrwerke und Landeklappen ausgehende Geräusch immer stärker in Erscheinung, einerseits wegen der Erfolge bei der Reduzierung der Triebwerksgeräusche, und andererseits werden die Hochauftriebshilfen technisch immer komplizierter und die Fahrwerke infolge größerer Triebwerksdurchmesser immer länger, was tendenziell zu höheren Zellengeräuschen führt. Untersuchungen der Umströmungsgeräusche werden entweder in Windkanälen an meist – aber nicht immer – verkleinerten Modellen und bei reduzierten Strömungsgeschwindigkeiten durchgeführt oder aber im Originalmaßstab und -betriebszustand bei Überflügen mit Mikrofonarrays, die eine Identifizierung und Lokalisierung der dominanten Quellen ermöglichen und Aufschluss darüber geben, welche Komponenten eines Flugzeugs modifiziert werden müssen, um die Umströmungsgeräusche zu senken. Mikrofonarrays werden aber nicht nur bei Überflügen, sondern auch bei Windkanaluntersuchungen und Freifeldmessungen an Triebwerken eingesetzt, wie in dem von U. Michel verfassten Kapitel 6 in diesem Buch ausführlich beschrieben wird. Auf Mikrofonarraymessungen mit (und ohne) Strömungsüberlagerung braucht also im vorliegenden Kapitel nicht eingegangen zu werden.

Auf die aeroakustische Windkanalmesstechnik wird in einem kürzlich ebenfalls im Springer Verlag erschienenen Buch herausgegeben von Mueller [12.57] sehr ausführlich eingegangen, so dass auch diese Thematik keiner erneuten Darstellung bedarf.

Von Strömungen erzeugte Geräusche spielen auch bei bodengebundenen Fahrzeugen eine wichtige Rolle, wenn in aller Regel auch nicht die dominierende. Bei Schienen- und Straßenfahrzeugen kommt der Umströmungslärm erst bei sehr hohen Fahrgeschwindigkeiten zum Tragen, davor dominieren die Rad-Schiene- bzw. Reifen-Fahrbahn- und die Antriebsgeräusche. Wichtige aerodynamische Schallquellen sind aber auch hier die zur Kühlung sowie Lüftung und Klimatisierung eingesetzten Strömungsmaschinen. Als experimentelle Untersuchungstechniken kom-

men bezüglich der Umströmungsgeräusche Vorbeifahrtmessungen im Originalmaßstab und -betriebszustand mit Mikrofonarrays zur Anwendung, die sich prinzipiell nicht von den oben erwähnten Überflugmessungen unterscheiden, oder Windkanaluntersuchungen, die ebenfalls nach den im Zusammenhang mit Flugzeugkomponenten beschriebenen Grundsätzen gemacht werden.

Der Schwerpunkt des vorliegenden Kapitels liegt in der Schallmessung in durchströmten Kanälen. Bei den in Lüftungs-, Klima- und industriellen Prozessanlagen auftretenden akustischen Problemen sind die Strömungsgeschwindigkeiten im Machzahlbereich $Ma = 0,1$ bis $0,2$, wobei die Temperatur- und Druckverhältnisse sich nicht wesentlich vom Normalzustand unterscheiden. Bei Flugtriebwerken und seinen Komponenten, und das trifft gleichermaßen auch auf die stationären Gasturbinenanlagen von Kraftwerken zu, sind die Strömungsgeschwindigkeiten deutlich höher, bis $Ma = 0,7$, und besonders bei Brennkammern und Turbinen erfordern die Temperatur- und Druckverhältnisse spezielle Messtechniken.

Im folgenden Abschnitt 12.2 dieses Beitrags werden Mikrofone und Sensoren für Schall- und instationäre Druckmessungen in Strömungen vorgestellt. Abschnitt 12.3 widmet sich den Grundlagen der Schallausbreitung in Kanälen mit Rechteck- und Kreisquerschnitt, ohne die keine Entwicklung von Messmethoden und -vorschriften möglich ist. In Abschnitt 12.4 werden die Grundlagen und Verfahren zur Schallleistungsbestimmung in Kanälen mit „niedriger“ Strömungsgeschwindigkeit $Ma = 0,1$ bis $0,2$ beschrieben, Abschnitt 12.5 befasst sich mit der Schallfeldanalyse in Kanälen hoher Strömungsgeschwindigkeit, mit Hilfe derer das Schalldruckprofil im Kanalquerschnitt in akustische Umfangs- und Radialmoden aufgelöst wird, und Abschnitt 12.6 schließlich geht der Frage nach, ob die Schwankungsanteile des statischen Drucks in einer freien Strömung mit Hilfe von Mikrofonen oder anderen Sensoren gemessen werden können.

12.2 Mikrofone und Sensoren für Schall- und instationäre Druckmessungen in Strömungen

12.2.1 Mikrofonvorsätze für Schallmessungen bei überlagerter Strömung

Bei Schallmessung mit überlagerter Strömung ist das Mikrofon nicht nur dem Wechseldruck der Schallquelle ausgesetzt, sondern auch noch anderen Schwankungen, die ihre Ursache in der Strömung haben. Das sind einmal die hydrodynamischen Schwankungen des Drucks in der Strömung, zum anderen entstehen durch Wechselwirkung zwischen dem Mikrofon und der Strömung zusätzliche Druckschwankungen. All diese Schwankungsgrößen haben bei der Schallmessung nur die Bedeutung eines Störpegels am Mikrofon, da ihre Abstrahlwirkung wegen ihres inkohärenten Charakters klein ist.

Für Schallmessungen im Freien unter Windeinfluss werden die üblichen Messmikrofone, also beispielsweise Kondensatormikrofone oder Elektretmikrofone einge-

setzt, die aber mit sogenannten Schaumstoff-Windschirmen ausgerüstet werden, um die direkte Umströmung der Membran zu unterbinden, siehe die Fotos in Bild 12.1. Die Schaumstoffbälle weisen ein akustisches Übertragungsverhalten auf, das bei der Messung berücksichtigt werden muss. Nach Herstellerangaben [12.14] wird die Empfindlichkeit im Frequenzbereich 2-3 kHz um bis zu 0,7 dB erhöht und bei Frequenzen von 20 kHz je nach Schalleinfallrichtung um bis zu 2-3 dB verringert. Spektren des durch die Strömung erzeugten Störpegels werden bis zu Strömungsgeschwindigkeiten von 44 m/s angegeben [12.14], allerdings ohne Angabe der verwendeten Untersuchungsmethode, der übliche Einsatzbereich der Schaumstoffbälle liegt aber deutlich darunter. In dem genormten Messverfahren zur Schallleistungsbestimmung in Strömungskanälen ISO 5136 ([12.43], siehe auch Abschnitt 12.4.3) werden Schaumstoff-Windschirme bis 15 m/s zugelassen.

Bei Schallmessungen in räumlich begrenzten Strömungen und bei hohen Geschwindigkeiten stellen die mechanische Festigkeit und die Blockierung der Strömungen durch die Größe der Schaumstoff-Windschirme ein großes Problem dar. Deshalb werden in solchen Fällen Mikrofone mit Nasenkonus verwendet, die anstelle des Schutzgrills auf die Mikrofonkapsel aufgeschraubt werden, siehe die Beispiele in Bild 12.2 und Bild 12.3 für 1/4-Zoll und 1/2-Zoll Kondensatormikrofone. Im Handel sind solche Mikrofonvorsätze aber auch für 1/8-Zoll oder 1-Zoll Mikrofone erhältlich. Die zu messenden Druckschwankungen gelangen durch ein feines Drahtgewebe und schmale Längsschlitze in dem Sondenkörper in einen vor der Mikrofonmembran befindlichen Hohlraum. Das Mikrofon mit Nasenkonus wird mit der Spitze bzw. der vorderen schlanken Rundung in die Strömung gerichtet. Durch die strömungsgünstige Form des Nasenkonus wird die Strömung ablösefrei um das Mikrofon herum geführt, so dass bei der Umströmung keine Störungen entstehen, und durch die parallel zur Hauptströmungsrichtung angeordnete Druckaufnahme-fläche wird ein Aufstau der axialen Geschwindigkeitsfluktuationen, die in jeder turbulenten Strömung vorhanden sind, vermieden.

Die Bedeutung dieser Maßnahme wird in Bild 12.4 deutlich, in dem die Druckschwankungsspektren eines 1/2-Zoll Kondensatormikrofons, das einmal mit Schutzgrill und einmal mit Nasenkonus in eine voll ausgebildete turbulente Rohrströmung eingebracht war, dargestellt sind. Ein groß dimensionierter Schalldämpfer zwischen dem die Luft fördernden Ventilator und der Rohrstrecke sorgte dabei dafür, dass eine nahezu schallfreie Strömung erreicht wurde. Die Lauflänge der Strömung betrug $L = 40d$ bei einer Geschwindigkeit von $U = 20$ m/s und einem Turbulenzgrad von $\bar{u}/U = 0,08$. Der Abstand des Mikrofons von der Achse war $2r/d = 0,75$. Die Verwendung des Schutzgrills in der Strömung ergibt wegen der Druckaufnahme im Staupunkt eine wesentlich höhere Anzeige als mit Nasenkonus. Der Pegelunterschied, der aus dem Aufstau der axialen Geschwindigkeitsfluktuationen an der Mikrofonmembran im Falle des Schutzgrills resultiert, beträgt etwa 20 dB über fast den gesamten gemessenen Frequenzbereich.

Die beiden unteren Spektren wurden bei unverändertem Strömungszustand im Rohr in der stromauf liegenden Beruhigungskammer gemessen, wo die Geschwindigkeit nur etwa 4 m/s betrug. Hier unterschieden sich die mit Schutzgrill und Nasenkonus gemessenen Spektren nur geringfügig, d. h. hier nahm das Mikrofon im



Abb. 12.1 Kugelförmige Windschirme unterschiedlicher Größe aus offenporigem Schaum für Schallmessungen in Windströmungen.



Abb. 12.2 Nasenkonusvorsätze für 1/4-Zoll Mikrofone (links), 1/2-Zoll Mikrofone (rechts)[12.14].



Abb. 12.3 Nasenkonusvorsätze für 1/4-Zoll Mikrofone (links), 1/2-Zoll Mikrofone (rechts)[12.35].

Wesentlichen Restschall vom Ventilator oder aus der Umgebung auf. Der Restschallpegel in der Rohrströmung dürfte wegen des Querschnittsprungs von der Beruhigungskammer zum Rohr noch etwas niedriger liegen. Eine Verminderung der turbulenzbedingten turbulenten Druckschwankungen an einem in der Rohrströmung befindlichen Mikrofon ist also nur bis zu dieser Grenze hinab messbar, eine weitergehende Reduzierung würde vom Restschall verdeckt.

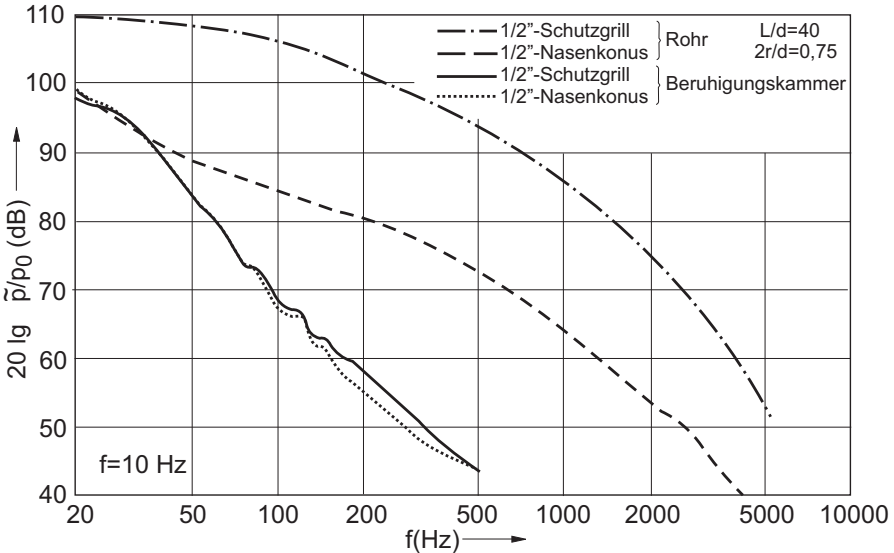


Abb. 12.4 Druckschwankungsspektren eines 1/2-Zoll Mikrofons mit Schutzgrill und mit Nasenkonus in einer schallgedämpften („leisen“) voll ausgebildeten turbulenten Rohrströmung und in der stromauf liegenden Beruhigungskammer; $U = 20 \text{ m/s}$, $\tilde{u}/U = 0,08$.

Die Lage der Druck aufnehmenden Fläche ist aber nicht nur wichtig im Hinblick auf die Vermeidung hoher turbulenzbedingter Störpegel, sondern auch wegen der Genauigkeit, mit der die Schalldruckamplituden bei überlagerter Strömung gemessen werden können. Fuchs [12.33] hat gezeigt, dass die Druck aufnehmende Fläche an einer Stelle des Sondenkörpers platziert werden muss, wo der statische Druck gleich dem statischen Druck der ungestörten Anströmung ist, um einen möglichst kleinen Messfehler des Schalldrucks zu realisieren. Dies ist wohl bei beiden in Bild 12.2 und Bild 12.3 gezeigten Formen der Fall.

In dem Buch von Mueller [12.57] wurde eine Untersuchung von Allen & Sodermann [12.1] zitiert, die bei Windkanaluntersuchungen mit 1/4-Zoll Mikrofonen mit Nasenkonus nach Bild 12.2 sehr starke hochfrequente tonale Anteile im Mikrofon-signal beobachteten, die auf die Überströmung des Hohlraums vor der Mikrofon-membran („cavity tones“) zurückgeführt wurden. Obwohl diese Störtöne oberhalb des menschlichen Hörbereichs lagen, beeinträchtigten sie Messungen an verkleinerten Modellen, wo der interessierende Frequenzbereich mit dem Maßstabsfaktor nach oben verschoben wird. Fields et al. [12.31] konnten zeigen, dass die Grenz-

schicht entlang der Druck aufnehmenden Fläche durch das Abdeckgewebe dringt und in instationärer Wechselwirkung mit der Rückwand des Hohlraums die tonalen Störgeräusche produziert, wobei der Druckgradient in Strömungsrichtung in Verbindung mit einer laminaren Grenzschicht in diesem Bereich dieses Phänomen verstärkt. Durch eine Verlängerung des Nasenkonus in Verbindung mit einer gerundeten Spitze und einer weiter stromab platzierten Druckaufnahme­fläche wurde eine schwach turbulente Grenzschicht über der Druckaufnahme­fläche erzeugt, die nicht die Instabilitäten einer laminaren Grenzschicht aufweist, und so das Problem der Hohlraum­töne beseitigt. Nach der Abbildung in Muellers [12.57] Buch zu urteilen ist dieser FITE-Nasenkonus („Flow-Induced Tone Eliminator“) in seiner Form ähnlich den in Bild 12.3 gezeigten, ist aber nochmals länger. Ein direkter Vergleich der verschiedenen hier beschriebenen Nasenkonus-Formen hinsichtlich Geometrie, Umströmungs­geräusch und akustischen Eigenschaften ist nicht bekannt.

12.2.2 Sensoren für instationäre Wanddruckmessungen

Die Wanddruckschwankungen an festen Körpern, die in eine Strömung eingebracht sind, in Kanälen oder innerhalb von Maschinen, lassen sich z. B. mit wandbündig eingebauten Sensoren messen, die so in die Struktur eingelassen sind, dass die ursprüngliche Wandkontur erhalten bleibt. Mit solchen Anordnungen können sowohl instationäre Strömungsdrücke als auch Schallsignale erfasst werden. Eine Wechselwirkung zwischen Sensor und Strömung, die unerwünschte Störsignale verursachen könnte, ist hier nicht zu befürchten. Bei der Schallmessung bleibt aber das Problem der überlagerten strömungsbedingten Druckschwankungen, d. h. die Sicherstellung eines ausreichenden Störabstands zum Nutzsignal.

Als Drucksensoren kommen die üblichen Messmikrofone in Frage, die ohne Schutzgrill in die Wand eingebaut werden sollten, um Störungen bei der Überströmung der scharfkantigen Druckaufnahmeöffnungen auszuschließen. Je kleiner das verwendete Mikrofon, um so besser die räumliche Auflösung des Druckfeldes. Von eminenter Wichtigkeit ist es, für einen Ausgleich des statischen Drucks vor und hinter der Membran zu sorgen, indem man eine Verbindung von der Strömungsseite zur Druckausgleichsöffnung des Mikrofons schafft. Wie dies im Detail zu bewerkstelligen ist, hängt von der Konstruktion des verwendeten Mikrofons ab.

In neuerer Zeit werden auch flache, scheibenförmige „Oberflächen“-Mikrofone angeboten, die speziell für Wanddruckmessungen im Automobil- oder Flugzeugbau gedacht sind und ohne aufwändige Sensorimplemetierung direkt auf die zu untersuchende Struktur – beispielsweise Karosserie oder Tragflügel – aufgebracht werden können. Auch der oben diskutierten Frage des Druckausgleichs auf beiden Membranseiten ist durch entsprechende Konstruktion bereits Rechnung getragen worden. Kritisch anzumerken ist hier aber, dass diese Wandmikrofone in der Regel zwar nur wenige Millimeter dick sind, sie aber dennoch die zu untersuchende Kontur verändern und dadurch das Messergebnis beeinflussen können.

Moderne piezoelektrische Wandler in miniaturisierten Baugrößen werden in unterschiedlichen Bauformen kommerziell hergestellt. Dünne zylindrische Sensoren gestatten Messungen mit hoher räumlicher Auflösung und Sensordichte, wie es zur Untersuchung von Schallentstehungsmechanismen häufig nötig ist (s. [12.50]). Flache Sensorbauformen haben in der Regel eine größere Auftragsfläche, können aber auch in sehr dünne Strukturen wie beispielsweise Rotor- oder Statorschaufeln von Strömungsmaschinen eingebaut werden, ohne deren aerodynamische Funktion zu beeinträchtigen (s. [12.46]).

Bild 12.5 zeigt schematisch den wandbündigen Einbau eines flachen Drucksensors einmal mit direktem Kontakt zum Strömungs- und Schallfeld und einmal als „pin-hole“ Anordnung, bei der der Sensor über eine kleine Bohrung (pin hole) und einen kleinen Hohlraum mit dem äußeren Feld kommuniziert. Beim pin-hole-Sensor ist die Druck aufnehmende Fläche sehr klein. Dieser Aspekt ist besonders bei instationären Strömungsmessungen von Bedeutung: Die Druckschwankungen der turbulenten Strömung werden mit der Konvektionsgeschwindigkeit transportiert, die in den meisten Anwendungsfällen viel kleiner ist als die Schallgeschwindigkeit, und haben deshalb bei gleicher Frequenz kleinere „Längsskalen“, wie aus der folgenden Betrachtung deutlich wird. Für das Schallfeld gilt $c = f \cdot \lambda_{\text{Schall}}$ und für die turbulenten Druckschwankungen $U_c = f \cdot \lambda_{\text{Strömung}}$, wenn man diese vereinfachend als ein eingefrorenes Muster ansieht, dass mit einer Konvektionsgeschwindigkeit U_c transportiert wird. Wenn $U_c \ll c$ ist, dann folgt daraus $\lambda_{\text{Strömung}} \ll \lambda_{\text{Schall}}$.

Das Übertragungsverhalten des pin-hole Sensors wird natürlich von den akustischen Impedanzen der Öffnung und des dahinter liegenden Hohlraum beeinflusst, allerdings abhängig von den Abmessungen erst bei hohen Frequenzen. Ronneberger [12.74] hat nachgewiesen, dass die Impedanz überströmter Öffnungen von der Strömungsgeschwindigkeit abhängt. Wie dieser Effekt, der ja das Übertragungsverhalten der pin-hole Anordnung beeinflusst, durch eine Kalibrierung erfasst werden kann, ist eine schwierige und nur mit einigem messtechnischen Aufwand zu beantwortende Frage.

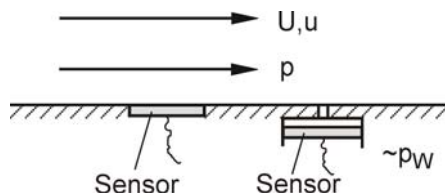


Abb. 12.5 Schematische Darstellung eines wandbündig eingebauten Drucksensors; links: mit direktem Kontakt zum Strömungs- und Schallfeld, rechts: als „pin-hole“ Anordnung.

Piezoelektrische Sensoren sind sowohl als Absolut- als auch als Differenzdruckaufnehmer verfügbar. Absolutaufnehmer müssen dem maximal auftretenden Systemdruck im Untersuchungsobjekt standhalten können. Bei hohem Systemdruck folgt daraus aber eine geringe Empfindlichkeit, die die Auflösung der Schwankungsanteile begrenzt. Bei Differenzdruckaufnehmern ist wieder das Problem des Druck-

ausgleichs zwischen den beiden Membranseiten zu lösen. Häufig befindet sich auf der rückwärtigen Membranseite ein kurzes Druckausgleichsröhrchen, dass mit dem Messgebiet zu verbinden ist. Über diesen Weg können axiale Resonanzen das instationäre Übertragungsverhalten des Sensors negativ beeinflussen.

Konventionelle Kondensatormikrofone sind nur bei mäßigen Temperaturen einsetzbar. Faseroptische Mikrofone bieten bei entsprechender Wahl der Materialien die Möglichkeit, auch bei hohen Temperaturen akustische Messungen durchzuführen. Der prinzipielle Aufbau eines faseroptischen Mikrofons ist in Bild 12.6 gezeigt. Ein Laserstrahl tastet die Membranbewegung unter Einfluss des äußeren akustischen Feldes ab. Dazu wird ein aus einer Glasfaser austretender Laserstrahl über ein Linsensystem auf die hochreflektierende Rückseite der Membran fokussiert. Der reflektierte Strahl wird über das Linsensystem und die Glasfaser mit dem Referenzstrahl zusammengeführt und interferometrisch analysiert. Erste Versuche wurden mit einer Aluminiummembran von 10 μm Dicke gemacht, für die Anwendung bei hohen Temperaturen werden Membranen aus hochwarmfestem Stahl getestet (s. Konle et al. [12.49]).

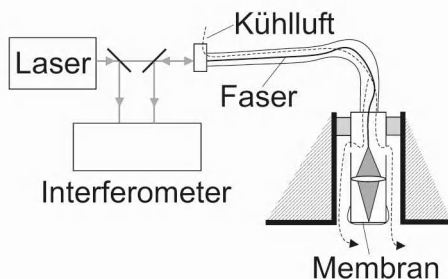


Abb. 12.6 Prinzipieller Aufbau eines faseroptischen Mikrofons (nach [12.49])

12.2.3 Sondenmikrofone

Eine einfache Methode, instationäre Wanddrücke mit handelsüblichen Mikrofonen zu messen, ist in Bild 12.7 dargestellt. In die Wand des Untersuchungsobjekts, beispielsweise ein Strömungskanal oder das Gehäuse einer Strömungsmaschine, ist ein Kanülenrohr mit 2 mm Durchmesser eingelassen, das über eine dünne Wandbohrung von hier 0,8 mm Durchmesser mit dem Strömungs- bzw. Druckfeld im Inneren des Kanals oder Gehäuses kommuniziert, genau wie das bei statischen Druckmessungen in Strömungen üblich ist. Auf die gratfreie Ausführung der Druckaufnahmeöffnung ist besonders zu achten, um Fehlmessungen zu vermeiden. Auf der anderen Seite des Kanülenrohrs schließt sich ein Kuppler an, der ein 1/4-Zoll bzw. ein 1/2-Zoll Mikrofon aufnimmt. Als Mikrofone sind hier Druckmikrofone besser geeignet als Freifeldmikrofone, deren Übertragungsverhalten ja speziell

für Schallmessungen im Freifeld zugeschnitten ist. Das Kanülenröhrchen und der Kuppler beeinflussen natürlich das akustische Übertragungsverhalten der Gesamtanordnung, die deswegen auf geeignete Weise kalibriert werden muss, z. B. in einem Hochdruck-Mikrofonkalibrator. Je kürzer das Sondenrohr und je kleiner die eingeschlossenen Luftvolumina, desto größer ist der Frequenzbereich mit „glattem“ Amplituden- und Phasengang des Übertragungsmaßes.

Auch hier ist es von großer Wichtigkeit, für einen Ausgleich der statischen Drücke vor und hinter der Membran zu sorgen, damit die Mikrofonmembran nicht statisch ausgelenkt und die Mikrofonempfindlichkeit verändert wird. Bei den in Bild 12.7 gezeigten Anordnungen wird davon ausgegangen, dass das Gewinde für den Schutzgrill genügend Spiel aufweist, so dass über diesen Weg eine Verbindung zwischen der Membranrückseite und dem statischen Druckniveau der Druckanbohrung gegeben ist.

Es ist weiterhin zu empfehlen, durch entsprechende Konstruktion des Kupplers für eine elektrische Isolierung zwischen Mikrofon und Untersuchungsobjekt zu sorgen, um Brummschleifen auszuschließen. Beispielsweise kann der konische Hauptkörper des Kupplers aus Kunststoff gefertigt sein und einen Metalleinsatz zur Aufnahme des Kanülenrohrs beinhalten. Der Metalleinsatz verhindert, dass bei häufigem Aufsetzen des Kupplers auf das Kanülenrohr Kunststoff abgetragen wird und in das Innere des Röhrchens gelangt.

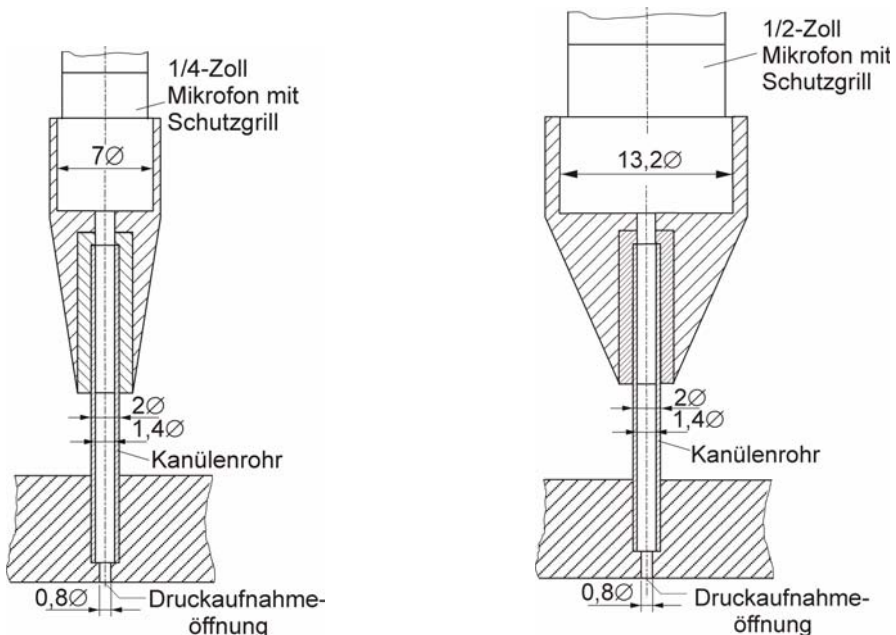


Abb. 12.7 Sondenmikrofone zur Messung von Wanddruckschwankungen – links: für ein 1/4-Zoll Mikrofon, rechts: für ein 1/2-Zoll Mikrofon (Eigenbau DLR).

Die in Bild 12.7 dargestellten Sondenmikrofone sind für lokale Druckschwankungsmessungen geeignet, bei denen die Mikrofone normalen Temperaturen und Drücken ausgesetzt sind. Bild 12.8 zeigt dagegen eine Sondenkonstruktion für die Anwendung in Brennkammern, wo hohe Drücke und Temperaturen auftreten. Durch ein langes Sondenrohr aus hochwarmfestem Stahl, der eine schlechte Wärmeleitfähigkeit hat, wird das Messmikrofon von dem Bereich hoher Temperatur entfernt. Das Mikrofon schließt seitlich an das Sondenrohr an und ist zusammen mit dem Mikrofonverstärker in dem ganz rechts zu sehenden zylindrischen Druckraum untergebracht. Durch eine sehr kleine Ausgleichsöffnung wird sichergestellt, dass sich im Umfeld des Mikrofons, speziell auf der Vorder- und Rückseite der Membran, derselbe Druck einstellt wie in der Brennkammer bzw. im Abgasrohr. Das Sondenrohr wird über die Anschlussstelle des Mikrofons hinaus verlängert und außen um den Druckraum herum gewickelt, um die darin fortschreitenden Schallwellen zu dämpfen und damit den Einfluss von Reflexionen am Rohrende zu reduzieren.

Durch das Sondenröhrchen lässt sich während der Messungen ein Spülgas zuführen, das zum Einen für die notwendige Kühlung des Mikrofons sorgt und zum Anderen verhindert, dass eventuell aus dem Brennraum eindringende Rauchgase in Kontakt mit der empfindlichen Mikrofonmembran kommen können. Die Spülung verhindert auch die Kondensation von Brenngasen in dem Sondenrohr, die sich ansonsten wegen des starken axialen Temperaturgradienten sehr schnell einstellt. Die Untersuchungen von Forster, Röhle & Michel [12.28] zeigten, dass das Sondenrohr bei Betrieb ohne Spülung nach kurzer Messzeit durch Kondenswasser blockiert war.

Das eigentliche Messmikrofon muss entsprechend den im Untersuchungsobjekt auftretenden Druckpegeln ausgewählt werden. Bei der Brennkammeranwendung von Forster, Röhle & Michel [12.28] mit Temperaturen bis 1600 K traten Pegel bis 190 dB auf, für die üblicherweise nur spezielle 1/4-Zoll Mikrofone in Frage kommen.

Bild 12.9 zeigt die Übertragungsfunktionen mehrerer Sondenmikrofone im Vergleich zum Mikrofon allein. Die Sonden wurden dabei mit einem Pistonfon (124 dB bei 250 Hz) kalibriert. Die Übereinstimmung der verschiedenen Frequenzgänge ist trotz der komplexen Sondenbauweise sehr gut. Insbesondere die Übereinstimmung der Phasengänge ist im Hinblick auf den gleichzeitigen Einsatz mehrerer Sondenmikrofone für akustische Modenanalysen in Brennkammern von besonderer Wichtigkeit.

Auch für die Sondenmikrofone nach Bild 12.7 und Bild 12.8 gilt, dass die akustische Impedanz der Wandöffnung durch die Überströmung verändert wird, vgl. hierzu die Bemerkungen zum pin-hole Sensor (Bild 12.5).

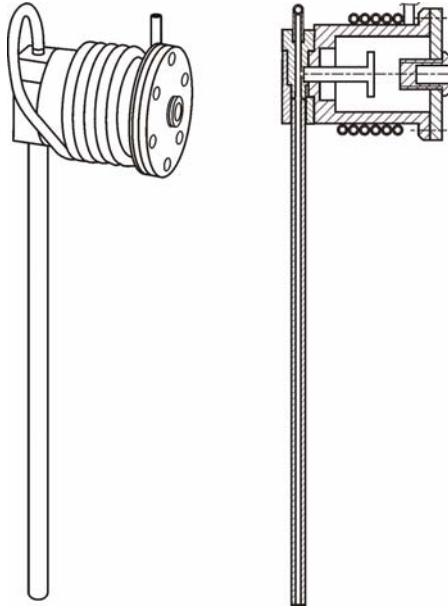


Abb. 12.8 Sondenmikrofon zur Messung von Wanddruckschwankungen bei hohen Drücken und Temperaturen (nach Forster, Röhle & Michel [12.28]).

12.2.4 Mikrofonvorsatz zur Unterdrückung der turbulenten Druckschwankungen in einer Kanalströmung

Bei der Schallmessung in durchströmten Kanälen ist das Mikrofon nicht nur dem Wechseldruck der Schallquelle ausgesetzt, sondern auch noch anderen Schwankungen, die ihre Ursache in der Strömung haben. Neise [12.63] wies nach, dass es nicht die durch die Wechselwirkung zwischen dem Mikrofon und der Strömung entstehenden Druckschwankungen sind, die das „Strömungsgeräusch“ am Mikrofon bestimmen, sondern die hydrodynamischen Schwankungen des Drucks der turbulenten Strömung. Um den Einfluss dieser „turbulenten Druckschwankungen“ auf das Mikrofon zu unterdrücken, schlug Friedrich [12.29] einen speziellen Windschirm vor, der aus einem zylindrischen Vorsatzrohr mit schalldurchlässiger Wandung besteht. Neise [12.63] entwickelte daraus den in Bild 12.10 schematisch dargestellten Schlitzrohrvorsatz, leitete eine eindimensionale Theorie dafür her und verifizierte sie durch experimentelle Untersuchungen.

Das geschlitzte Vorsatzrohr wird auf ein handelsübliches Kondensatormikrofon mit Schutzgitter aufgeschoben. Die andere Seite ist mit einem strömungsgünstig geformten Stopfen verschlossen. Der Schlitz von der Länge $l = 400 \text{ mm}$ und Breite $b = 1 \text{ mm}$ ist mit einem Gewebe abgedeckt, dessen akustischer Strömungswiderstand mit R bezeichnet wird. Die Wirkungsweise des Schlitzrohres besteht darin, dass die außerhalb des Rohres vorhandenen Druckschwankungen an jeder Stelle

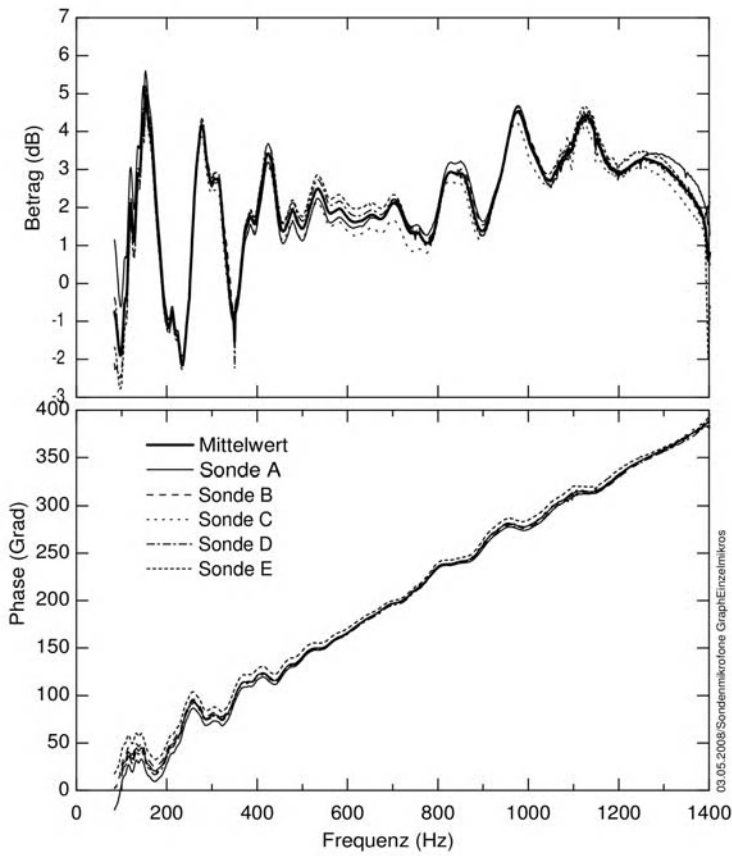


Abb. 12.9 Betrag und Phase der Übertragungsfunktion des in Bild 12.8 gezeigten Sondenmikrofons gegenüber dem Messmikrofon allein (nach Forster, Röhle & Michel [12.28]).

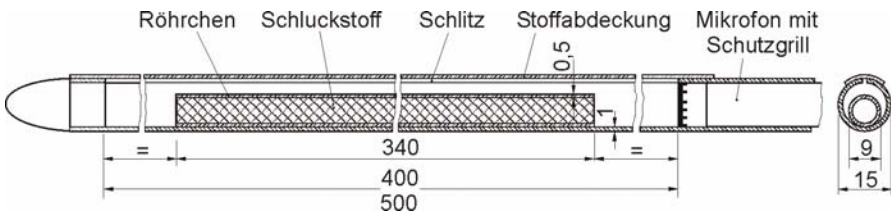


Abb. 12.10 Prinzipskizze eines Schlitzrohrvorsatzes für ein 1/2-Zoll Kondensatormikrofon nach Neise [12.62, 12.63].

der Rohrwand Elementarwellen im Innern hervorrufen, die sich nach beiden Seiten hin mit der Schallgeschwindigkeit ausbreiten. Nimmt man zur Vereinfachung der Erklärung an, dass die zur Spitze des Schlitzrohres laufenden Wellen dort absorbiert werden, dann wird der Druck am Mikrofon nur durch die dorthin laufenden Elementarwellen bestimmt. Bei ihrer dortigen Summation ist jedoch die jeweilige Laufzeit zu berücksichtigen.

Im Inneren des Schlitzrohres befindet sich ein mit Schluckstoff gefülltes Dämpfungsröhrchen, das etwa den halben lichten Querschnitt des Schlitzrohres einnimmt. Das Röhrchen ist an beiden Seiten offen, damit sowohl die am Mikrofon als auch die an der Spitze reflektierten Wellenanteile wenigsten teilweise eintreten und gedämpft werden können. Die Wellen, die direkt von der Eintrittsstelle zum Mikrofon laufen, werden dagegen nicht gedämpft, da sie sich außerhalb des Dämpfungsröhrchens ausbreiten. Mit dieser Maßnahme wird die oben getroffene Annahme, dass die zur Spitze des Schlitzrohres laufenden Wellenanteile dort absorbiert werden, näherungsweise realisiert.

Das Verhältnis der vom Mikrofon gemessenen Leistungsspektraldichte Φ_m zur Leistungsspektraldichte des äußeren Druckfeldes Φ ist für ein Schlitzrohr mit vollständiger Absorption an der Spitze und konstanten Strömungswiderstand der Schlitzabdeckung durch die folgende Beziehung nach Neise [12.62, 12.63] gegeben:

$$\frac{\Phi_m(\omega)}{\Phi(\omega)} = 4 \frac{a}{r} e^{-2a/r} \left(-e^g \cos(mkl) \left[\frac{h}{h^2 + (mkl)^2} + \frac{g}{g^2 + (mkl)^2} \right] + mkl e^g \sin(mkl) \left[\frac{1}{h^2 + (mkl)^2} - \frac{1}{g^2 + (mkl)^2} \right] + \frac{he^{2a/r}}{h^2 + (mkl)^2} + \frac{g}{g^2 + (mkl)^2} \right) \quad (12.1)$$

wobei die folgenden Abkürzungen verwendet werden:

$$a = \frac{1}{2} \frac{bl}{S} \quad (12.2)$$

$$Ma_c = \frac{U_c}{c} \quad (12.3)$$

$$m = 1 - Ma_c \quad (12.4)$$

$$g = \frac{a}{r} - Bkl \quad \text{und} \quad h = \frac{a}{r} + Bkl \quad (12.5)$$

Hier sind $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz, l und b die Länge und Breite des Schlitzes, $r = R/(\rho c)$ der normierte Strömungswiderstand der Schlitzabdeckung, S die volle innere Querschnittsfläche des Schlitzrohres, U_c und Ma_c die Konvektionsgeschwindigkeit bzw. -Machzahl des äußeren Druckfeldes und B ein Abklingparameter, der der Tatsache Rechnung trägt, dass das äußere Druckfeld sich beim Transport über die Schlitzrohrlänge verändern kann.

Besteht das äußere Druckfeld aus einer auf das Mikrofon zulaufenden Schallwelle (Nutzsignal, $U_c = c$, $B = 0$), dann haben die angeregten Elementarwellen

– entsprechend der Wellenausbreitung außen – an jeder Stelle der Rohrwand unterschiedliche Phasenlagen. Diese werden aber bei der Summation am Mikrofon durch die unterschiedliche Laufzeit gerade wieder ausgeglichen, da die Ausbreitung innen ja auch als Schallwelle erfolgt. Alle Teilwellen addieren sich also gleichphasig.

Die turbulenten Druckschwankungen, das turbulente Störsignal, bewegen sich mit einer Konvektionsgeschwindigkeit U_c am Mikrofon vorbei, die in den hier interessierenden Fällen sehr viel kleiner ist als die Schallgeschwindigkeit. Deshalb wird die unterschiedliche Phasenlage der an der Rohrwand angeregten Elementarwellen nicht mehr durch die unterschiedliche Laufzeit kompensiert. Die einzelnen Teilwellen „interferieren“ bei der Summation am Mikrofon und ergeben eine um so geringere Wirkung, je kleiner die zugehörige Wellenlänge, je größer also die Frequenz ist (Bild 12.11). Durch das Vorsatzrohr wird also der Störabstand zwischen den zu messenden Schalldruckschwankungen und den turbulenten Druckschwankungen erhöht.

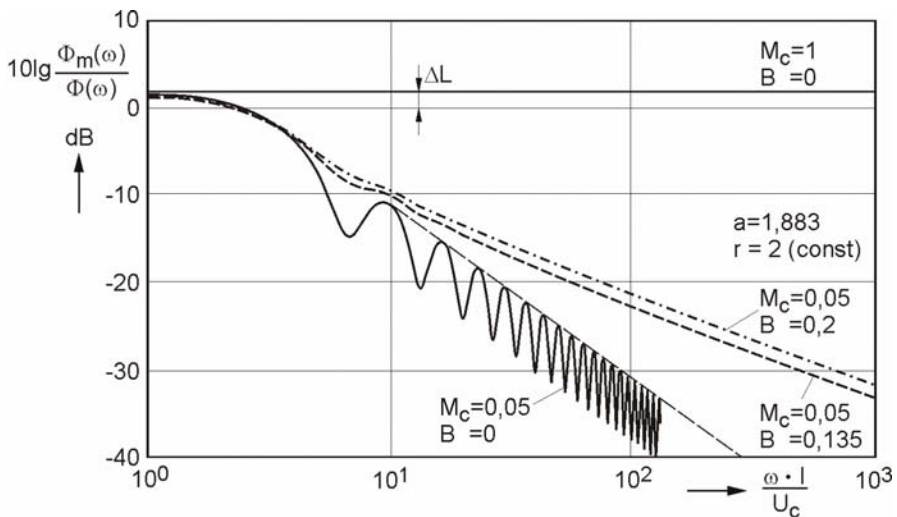


Abb. 12.11 Rechenergebnisse für das akustische Übertragungsmaß und die Unterdrückung turbulenter Druckschwankungen eines einseitig reflexionsfreien Schlitzrohrvorsatzes (nach Neise [12.62, 12.63]).

Überlagert man dem Schallfeld eine Strömung in gleicher oder entgegengesetzter Richtung, dann steigt bzw. sinkt seine Ausbreitungsgeschwindigkeit verglichen mit der Ruheschallgeschwindigkeit. Die daraus resultierende Differenz der Phasengeschwindigkeiten innerhalb und außerhalb des Schlitzrohres führt zu einer Verminderung der Mikrofonempfindlichkeit, allerdings erst bei hohen Frequenzen, siehe Bild 12.12.

Schallwellen, die schräg auf den Mikrofonvorsatz auftreffen, haben eine axiale Phasengeschwindigkeit, die größer ist als die Ruheschallgeschwindigkeit, sie werden also vom Mikrofon im Vorsatzrohr schwächer wahrgenommen, d. h. die Ge-

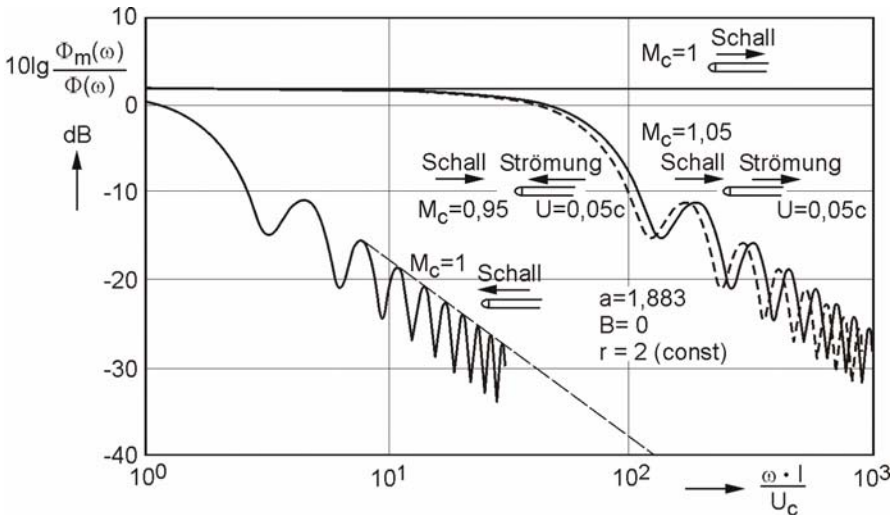


Abb. 12.12 Einfluss der Strömung und der Schalleinfallrichtung auf das akustische Übertragungsmaß eines einseitig reflexionsfreien Schlitzrohrvorsatzes (nach Neise [12.62, 12.63]).

samtanordnung erhält eine Richtcharakteristik. Dies ist für die Verwendung des Schlitzrohrvorsatzes im Frequenzbereich höherer akustischer Kanalmoden wichtig, die sich im schrägen Winkel zur Kanalachse ausbreiten, siehe hierzu Abschnitt 12.3.

In Bild 12.13 werden theoretische und experimentelle Ergebnisse für ein einseitig reflexionsfreies Schlitzrohr miteinander verglichen. Die Messungen wurden in einer „leisen“ Rohrströmung gemacht, bei der die Schallanteile vom Luft fördernden Ventilator durch umfangreiche Schalldämpfungsmaßnahmen unterdrückt wurden. Die gemessene Unterdrückung der turbulenten Druckschwankungen $10 \lg[\Phi_m(f)/\Phi(f)]$ ist gleich der Pegeldifferenz eines Mikrofons mit einem Vorsatz nach Bild 12.10 zum Mikrofon mit Nasenkonus.

Die Ergebnisse von Neise [12.62, 12.63] wurden in unabhängig durchgeführten Experimenten von Shepherd & La Fontaine [12.78] bestätigt, die ebenfalls in einer „leisen“ Kanalströmung gemacht wurden.

Auch wenn ein Mikrofonvorsatz verwendet wird, stellt sich bei jeder Schallmessung die Frage nach dem Störabstand zwischen dem zu messenden Schallsignal und dem Strömungsgeräusch. Diese Frage wird in Abschnitt 12.4 bei der Schallleistungsbestimmung in Strömungskanälen ausführlich diskutiert.

12.2.5 Vergleich verschiedener Windschirme

Es wird gelegentlich der Versuch unternommen, die turbulenzbedingten Störgeräusche unterschiedlicher Windschirme miteinander zu vergleichen, siehe beispielsweise die Arbeit von Brock [12.12], bei der die zu untersuchenden Mikrofonsonden

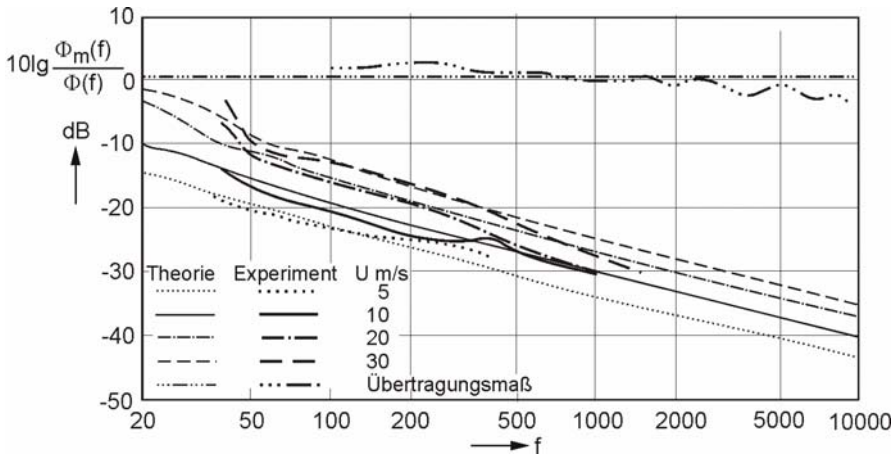


Abb. 12.13 Vergleich von Theorie für Experiment für einen einseitig reflexionsfreien Schlitzrohrvorsatz ($l = 400$ mm, $b = 1$ mm, $a = 1,883$, $r = R/(\rho c) = 2$ (nach Neise [12.62, 12.63])).

auf einem rotierenden Ausleger montiert waren, im Nachlauf einer quer zur Drehrichtung angeordneten rechteckigen Platte. Die Geschwindigkeit wurde durch die Drehzahl des Auslegers variiert und der Turbulenzgrad durch den Abstand zur Platte. Untersucht wurden ein 1/2-Zoll Mikrofon mit Nasenkonus und mit Schlitzrohrvorsatz und eine Schallintensitätssonde mit elliptischem Schaumstoff-Windschirm.

Die Aussagekraft derartiger Vergleiche ist sehr stark in Zweifel zu ziehen, weil die einzelnen Mikrofonsonden zum Teil in untypischen Strömungszuständen untersucht werden. Der Nasenkonus ist ausgelegt für Schallmessungen in gerichteten Strömungen geringer Turbulenzgrade, wo es darauf ankommt, nicht zusätzliche Störungen bei der Umströmung des Mikrofonkörpers zu erzeugen. Der Schlitzrohrvorsatz ist speziell für die Anwendung in turbulenten Kanalströmungen ausgelegt, wo die Turbulenzstruktur eine völlig andere ist als im Nachlauf einer rechteckigen Platte. Hinzu kommt, dass der Vorsatz in der rotierenden Versuchsanordnung nicht achsparallel, sondern schräg angeströmt wird. Aus den genannten Gründen wird auf die von Brock [12.12] mitgeteilten Ergebnisse hier nicht eingegangen.

12.2.6 Kohärenzverfahren nach Chung [12.15]

Bei den bisher diskutierten Verfahren zur Unterdrückung von strömungsinduzierten Druckschwankungen wurde das Messmikrofon mit speziellen Windschirmen ausgerüstet. Chung [12.15] schlug ein anderes Verfahren vor, bei dem das Schallfeld an drei Messstellen erfasst wird, wobei an allen drei Positionen die Schallsignale von strömungsinduzierten Störsignalen überlagert sind. Unter der Voraussetzung, dass

1. das Schallfeld im Messgebiet vollständig kohärent ist,

2. das Schallfeld und die strömungsinduzierten Druckschwankungen nicht miteinander korreliert sind und
3. die strömungsinduzierten Druckschwankungen an den drei Messpositionen nicht miteinander korreliert sind,

lässt sich die Leistungsspektraldichte $G_{p_1 p_1}$ des Schalldrucks p_1 an der Messposition 1 aus der dort gemessenen Leistungsspektraldichte des Gesamtsignals G_{11} und drei Kohärenzwerten wie folgt berechnen:

$$G_{p_1 p_1} = G_{11}(f) \frac{\gamma_{12}(f) \cdot \gamma_{31}(f)}{\gamma_{23}(f)} \quad (12.6)$$

Wobei die reelle Kohärenzfunktion γ_{ij} definiert ist als (siehe [12.5, 12.6])

$$\gamma_{ij}^2 = \frac{|G_{ij}|^2}{G_{ii} \cdot G_{jj}} = \frac{G_{ij}^* \cdot G_{ij}}{G_{ii} \cdot G_{jj}} \quad (12.7)$$

und G_{ij} die Kreuzleistungsspektraldichte der an den Messstellen i und j gemessenen Druckschwankungen (einschließlich der strömungsinduzierten) ist. Ganz allgemein besagt der Kohärenzwert „1“, dass ein Signal Ursache des anderen ist oder beide Signale dieselbe Ursache haben, und der Kohärenzwert „0“, dass die beiden betrachteten Signale voneinander unabhängig sind.

Die Leistungsspektraldichten der Schalldruckschwankungen an den anderen beiden Messstellen ergeben sich analog zu

$$G_{p_2 p_2} = G_{22} \frac{\gamma_{23} \cdot \gamma_{12}}{\gamma_{31}} \quad (12.8)$$

$$G_{p_3 p_3} = G_{33} \frac{\gamma_{31} \cdot \gamma_{23}}{\gamma_{12}} \quad (12.9)$$

Die Bedingung, dass die strömungsinduzierten Druckschwankungen an den drei Messpositionen nicht miteinander korreliert sind, bedingt Messabstände, die größer sind als die Kohärenzlänge der Strömungsschwankungen. Gleichzeitig müssen aber die Schallfeldanteile an den Messpositionen vollständig korreliert sein. Diese Bedingung lässt sich leicht erfüllen, wenn das zu messende Schallfeld nur von einer einzigen Quelle herrührt. Wenn mehrere Schallquellen im Spiel sind, muss die vollständige Kohärenz des Schallfeldes überprüft werden.

Für diesen Zweck beschreiben Michalke, Arnold & Holste [12.55] ein Verfahren für Kreisrohre, bei dem drei Kreuzleistungsspektraldichten an drei Messorten gemessen werden, wobei auch hier die Messabstände groß genug sein müssen, damit die strömungsinduzierten Signalanteile unkorreliert sind. Wenn die Größe

$$G_{123} = |G_{123}| e^{j\varphi_{123}} = \frac{G_{12} \cdot G_{23}}{G_{13}} \quad (12.10)$$

reell ist, d. h. $\varphi_{123} = 0$, dann ist das Schallfeld kohärent.

12.2.7 Bemerkung zur Schnellemessung bei überlagerter Strömung

Die im Vorangegangenen diskutierten Messverfahren bezogen sich alle auf die Messung von Druckschwankungen, Schalldrücken oder Wanddruckschwankungen. In der Strömungsmechanik gehört die Messung instationärer Geschwindigkeitskomponenten schon seit Jahrzehnten zum Standardrepertoire der Experimentiertechnik, beispielsweise die Hitzdrahtmesstechnik oder laseroptische Verfahren. In der Akustik sind Geschwindigkeitsmessungen bei Weitem nicht so verbreitet. Bei einer Methode der Schallintensitätsmessung in ruhenden Medien wird die Schnellemessung durch die Bestimmung des Druckgradienten mit Hilfe zweier dicht benachbarter Mikrofone ersetzt (Fahy [12.26]). In einem anderen Verfahren [12.56] wird die Schnelle mit einer Doppelhitzdrahtsonde gemessen.

Bei Überlagerung des Schallfeldes durch eine Strömung entsteht die Schwierigkeit, dass die sehr kleinen akustischen Fluktuationen durch die der Strömung verdeckt werden können. Nimmt man als Beispiel eine Strömungsgeschwindigkeit von 10 m/s bei einem Turbulenzgrad von 1 % – das wird in fast jeder Kanalströmung deutlich überschritten – dann ergibt sich für den Effektivwert der Wechselgeschwindigkeit $\bar{u} = 0,1$ m/s. Eine ebene Schallwelle mit diesem Schnellewert würde einen Schalldruckpegel von 126 dB aufweisen. Bei Schallfeldern mit niedrigeren Schallpegeln wäre die Schnelle von den Geschwindigkeitsschwankungen der turbulenten Strömung verdeckt. Dieses Zahlenbeispiel mag die Grenzen der Schnellemessung in Strömungen verdeutlichen.

12.3 Grundlagen der Schallausbreitung in Strömungskanälen

Eine große Zahl von Autoren (Pridmore-Brown [12.73], Tack & Lambert [12.81], Mungur & Gladwell [12.58], Mungur & Plumlee Jr. [12.59], Shankar [12.77], Savkar [12.76], Mariano [12.51], Unruh & Eversman [12.84], Ko [12.48], Kapur & Mungur [12.47], Munjal [12.60]) hat sich mit der Schallausbreitung in Strömungskanälen unterschiedlichen Querschnitts und unter dem Einfluss unterschiedlicher Strömungs- und Temperaturbedingungen befasst. Die Wellengleichung wird dabei aus den Erhaltungssätzen der Masse, der Energie und des Impulses hergeleitet.

Die Wellengleichung für den Schalldruck p in einem reibungsfreien isothermen Medium lautet in symbolischer Schreibweise

$$\Delta p - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 p}{dt^2} = 0 \quad (12.11)$$

mit der substantiellen Ableitung

$$\frac{d}{dt} = \frac{\partial}{\partial t} + \nabla \cdot \vec{U} \quad (12.12)$$

Darin bedeuten t die Zeit, c die Schallgeschwindigkeit und $\vec{U}$ den Vektor der Strömungsgeschwindigkeit. ∇ und Δ sind der Nabla- und der Laplace-Operator, die je nach dem zu behandelnden Problem in geeigneten Koordinaten ausgedrückt werden können. Für die Behandlung der Schallausbreitung in Kanälen mit Rechteck-, Kreis- oder Kreisringquerschnitt bieten sich die kartesischen Koordinaten bzw. die Zylinderkoordinaten an, die in Bild 12.14 für die folgende Behandlung definiert sind.

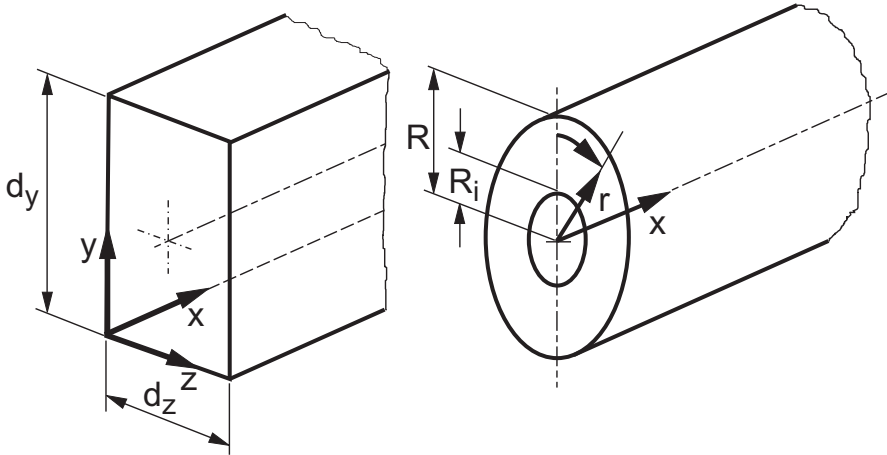


Abb. 12.14 Koordinatensysteme für Kanäle mit Rechteck- und Kreis- bzw. Kreisringquerschnitt

Beschränkt man die folgenden Betrachtungen auf die Schallausbreitung in Kanälen mit konstanter Strömungsgeschwindigkeit U in x -Richtung, dann ergeben sich die folgenden Beziehungen für den Laplace-Operator Δ und den Gradienten der Strömungsgeschwindigkeit $\nabla \cdot \vec{U}$

in kartesischen Koordinaten

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad \text{und} \quad \nabla \cdot \vec{U} = U \frac{\partial}{\partial x} \quad (12.13)$$

und in Zylinderkoordinaten

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \quad \text{und} \quad \nabla \cdot \vec{U} = U \frac{\partial}{\partial x} \quad (12.14)$$

12.3.1 Schallausbreitung in schallharten Rechteckkanälen mit gleichförmiger Strömungsgeschwindigkeit

Die Wellengleichung für den Schalldruck p in einem schallharten Rechteckkanal mit gleichförmiger Strömungsgeschwindigkeit ergibt sich aus den Gln. (12.11), (12.12) und (12.13) zu

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2} \left[\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} + 2U \frac{\partial^2 p}{\partial t \partial x} + U^2 \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \right] = 0 \quad (12.15)$$

Zur Lösung von Gl. (12.15) wird der folgende Wellenansatz für den Schalldruck p im Kanal als Funktion der Ortskoordinaten und der Zeit gemacht, der sich an der Lösung der Wellengleichung für den Fall ohne Strömung orientiert (Kapur & Mungur [12.47]):

$$\begin{aligned} p(x, y, z, t) &= F(y, z) e^{j(\omega t - k_x x)} \\ &= (A_2 e^{jk_y y} + B_2 e^{-jk_y y}) (A_3 e^{jk_z z} + B_3 e^{-jk_z z}) \cdot e^{j(\omega t - k_x x)} \end{aligned} \quad (12.16)$$

Die entsprechenden Beziehungen für die y - und z -Komponenten der Schallschnelle lauten:

$$v(x, y, z, t) = G(y, z) e^{j(\omega t - k_x x)} \quad (12.17)$$

$$w(x, y, z, t) = H(y, z) e^{j(\omega t - k_x x)} \quad (12.18)$$

Hier bedeutet ω die Kreisfrequenz, und k_x , k_y und k_z sind die Wellenzahlen in x -, y - bzw. z -Richtung.

Einsetzen von Gl. (12.16) in Gl. (12.15) ergibt für die axiale Wellenzahl k_x

$$k_x = \frac{1}{1 - Ma^2} \left\{ -k Ma \pm \sqrt{k^2 - (1 - Ma^2)(k_y^2 + k_z^2)} \right\}, \quad (12.19)$$

wobei $k = \omega/c$ die Wellenzahl und $Ma = U/c$ die Strömungs-Machzahl bedeuten.

Für den Fall ohne Strömung erhält man die bekannte Dispersionsbeziehung zwischen den Wellenzahlen

$$k^2 = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2, \quad (12.20)$$

in der k_x , k_y und k_z als Komponenten des Wellenzahlvektors k erscheinen. Also ergibt die Überlagerung der drei Wellenbewegungen in x -, y - und z -Richtung eine resultierende Wellenbewegung mit der Wellenzahl k , die in schrägem räumlichen Winkel zur Kanalachse x verläuft. Die Reflexion dieser schrägen Wellen an den Kanalwänden erzeugt „stehende“ Wellen quer zur Kanalachse, ähnlich wie die Reflexion an einem abrupten Kanalende eine stehende Welle längs der Achse ergibt. Das durch die Reflexion an den Wänden erzeugte Interferenzmuster des Schalldrucks wird durch die Randbedingungen bestimmt.

Der linearisierte Impulserhaltungssatz liefert die folgende Beziehung zwischen dem Schalldruck und den Schnellekomponenten:

$$\frac{\partial v}{\partial x} = -jk_x v = \frac{k_x}{\rho c(k - Ma k_x)} \frac{\partial p}{\partial y} \quad (12.21)$$

$$\frac{\partial w}{\partial x} = -jk_x w = \frac{k_x}{\rho c(k - Ma k_x)} \frac{\partial p}{\partial z} \quad (12.22)$$

An den schallharten Kanalwänden wird die Schallschnelle zu Null, daraus folgt:

$$v = 0 \quad \text{bei} \quad y = 0 : \quad A_2 = B_2, \quad (12.23)$$

$$v = 0 \quad \text{bei} \quad y = d_y : \quad \sin(k_y d_y) = 0, \quad (12.24)$$

$$w = 0 \quad \text{bei} \quad z = 0 : \quad A_3 = B_3, \quad (12.25)$$

$$w = 0 \quad \text{bei} \quad z = d_z : \quad \sin(k_z d_z) = 0. \quad (12.26)$$

Aus den Eigenwertgleichungen (12.24) und (12.26) folgt für die Wellenzahlen in y - und z -Richtung,

$$k_y = \frac{m \pi}{d_y}, \quad (12.27)$$

$$k_z = \frac{n \pi}{d_z}, \quad (12.28)$$

wobei m und n nur ganzzahlige Werte einschließlich Null annehmen können. Gl. (12.19) lässt sich damit umschreiben zu

$$k_{xmn}^{\pm} = \frac{1}{1 - Ma^2} \left\{ -k Ma \pm \sqrt{k^2 - (1 - Ma^2) \left[\left(\frac{m\pi}{d_y} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{d_z} \right)^2 \right]} \right\}. \quad (12.29)$$

Für den Schalldruck erhält man unter Beachtung der Gleichungen (12.23) und (12.25) und Zusammenfassen einiger Konstanten:

$$p_{mn}(x, y, z, t) = \cos\left(\frac{m\pi y}{d_y}\right) \cos\left(\frac{n\pi z}{d_z}\right) \left[A_{mn}^- e^{j(\omega t - k_{xmn}^- x)} + A_{mn}^+ e^{j(\omega t - k_{xmn}^+ x)} \right] \quad (12.30)$$

Für jeden ganzzahligen Wert von m und n ergibt Gl. (12.30) eine mögliche Lösung der Wellengleichung (12.15), die die Randbedingungen in den Gleichungen (12.23) bis (12.26) erfüllt. Jede dieser Lösungen stellt eine mögliche „Mode“ der Schallausbreitung im Kanal dar. Die vollständige Lösung ist durch die Summe aller möglichen Lösungen gegeben:

$$p(x, y, z, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} p_{mn}(x, y, z, t) \quad (12.31)$$

Die Interpretation der Lösung für den Schalldruck in Gl. (12.30) ist wie folgt. Die beiden Glieder in der rechteckigen Klammer stellen Wellen in negativer und positi-

ver x -Richtung mit den Amplituden A_{mn}^- bzw. A_{mn}^+ dar, deren Wellenfronten entsprechend den $\cos$ -Gliedern vor der Klammer moduliert sind, d. h. abhängig sind von den Querkoordinaten y und z . Diese Ortsabhängigkeit ist – wie schon gesagt wurde – das Ergebnis der Reflexion der schräg laufenden Wellen an den Kanalwänden. Die Koeffizienten A_{mn}^+ und A_{mn}^- sind durch die Randbedingungen an der Quelle und am Kanalende bestimmt.

Wellenausbreitung in axialer Richtung ist nur möglich, wenn die axiale Wellenzahl k_{xmn} reelle Werte annimmt, d. h. $k_{xmn}^2 > 0$. Nach Gl. (12.29) ist dies der Fall, solange die Wurzel reelle Werte liefert, d. h.,

$$k^2 > (1 - Ma^2) \left[\left(\frac{m\pi}{d_y} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{d_z} \right)^2 \right] \quad (12.32)$$

oder, anders ausgedrückt, wenn die Kreisfrequenz ω größer ist als die so genannte cut-off-Frequenz ω_{mn}^c

$$\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 > \left(\frac{\omega_{mn}^c}{c} \right)^2 = (1 - Ma^2) \left[\left(\frac{m\pi}{d_y} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{d_z} \right)^2 \right] \quad (12.33)$$

Unterhalb dieses Grenzwerts ω_{mn}^c wird die axiale Wellenzahl k_{xmn} imaginär und der Ausbreitungsfaktor in Gl. (12.30) wird zu $e^{j\omega t - |k_{xmn}x|}$, d. h. die Amplitude klingt mit wachsendem Abstand von der Quelle exponentiell ab.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Randbedingungen des rechteckigen Kanalquerschnitts für jede Frequenz ω nur bestimmte Lösungen der Wellengleichung (12.15) zulassen, die so genannten Moden, die durch die Eigenwertgleichungen (12.24) und (12.26) bzw. deren Lösungen in Gl. (12.27) und Gl. (12.28) bestimmt werden. Jede dieser Moden, beschrieben durch die Werte m und n , ist durch ihr Schalldruckprofil im Rechteckquerschnitt charakterisiert, das bei vorgegebener Frequenz nur von der Größe des Kanals abhängt. Bild 12.15 zeigt die Schalldruckprofile verschiedener Moden in einem Rechteckkanal. Jede dieser Moden kann sich aber nur dann als Schallwelle ausbreiten, wenn sie bei einer Frequenz angeregt wird, die größer als ihre cut-off Frequenz ω_{mn}^c ist (die „cut-off“-Frequenz wird alternativ auch als „cut-on“-Frequenz bezeichnet, je nachdem, ob man in der Betrachtung die Frequenz absenkt oder steigert). Ist die Frequenz kleiner als dieser Grenzwert, dann findet man das Schalldruckprofil der betreffenden Mode nur im Nahfeld der anregenden Quelle. Mit größer werdendem Abstand davon klingt ihre Amplitude exponentiell ab.

Die ebene Welle ist durch $m = n = 0$ beschrieben, und die zugehörige cut-off-Frequenz ist $\omega_{mn}^c = 0$, d. h. ebene Wellenausbreitung ist bei allen Frequenzen möglich.

Das Glied $(1 - Ma^2)$ in Gl. (12.33) besagt, dass die cut-off-Frequenzen durch die Überlagerung einer Strömung gegenüber dem ruhenden Medium absinken, und zwar sowohl für die Schallausbreitung stromab als auch stromauf. Zu beachten ist aber, dass laut Gl. (12.29) Schallausbreitung in positive x -Richtung, also in Strömungsrichtung nur möglich ist, wenn auf der rechten Seite der Wurzelausdruck

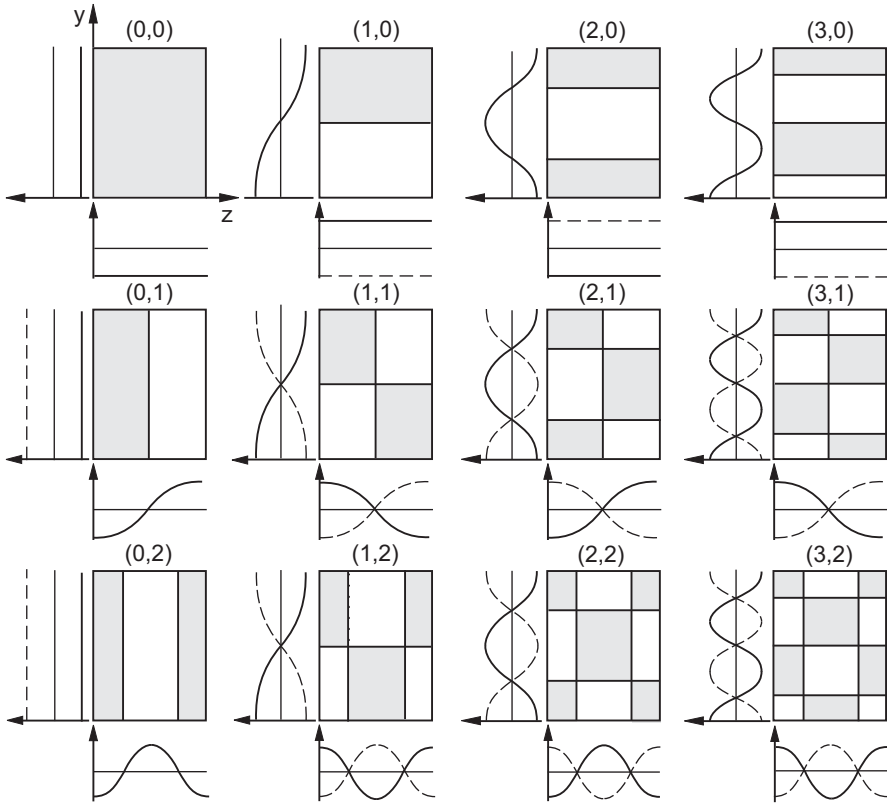


Abb. 12.15 Schalldruckprofile einiger höherer akustischer Moden im Rechteckkanal.

größer ist als das erste Glied in der Klammer, d. h.,

$$k Ma < \sqrt{k^2 - (1 - Ma^2) \left[\left(\frac{m\pi}{d_y} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{d_z} \right)^2 \right]}. \quad (12.34)$$

Daraus folgt nach Umformung für die Kreisfrequenz

$$\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 = k^2 > \left| \left(\frac{\omega_{mn}^b}{c} \right)^2 \right|_{Ma} = \left(\frac{m\pi}{d_y} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{d_z} \right)^2 = \left| \left(\frac{\omega_{mn}^c}{c} \right)^2 \right|_{Ma=0}, \quad (12.35)$$

wobei die Blockierfrequenz ω_{mn}^b eingeführt wurde (siehe [12.80]), die gleich der cut-off-Frequenz für den Fall ohne Strömung ist.

Die Überlagerung des Schallfeldes mit einem gleichförmigen Strömungsfeld führt also zu einer Verringerung der cut-off-Frequenz ω_{mn}^c , oberhalb der ungedämpfte Schallausbreitung möglich ist (s. Gl. (12.33)), jedoch können sich Schallwellen bis zur Blockierfrequenz ω_{mn}^b nur stromauf ausbreiten.

12.3.2 Schallausbreitung in runden Kanälen mit gleichförmiger Strömungsgeschwindigkeit

Die Schallausbreitung in zylindrischen Kanälen mit einer konstanten Strömungsgeschwindigkeit U wird durch die konvektive Wellengleichung beschrieben, siehe auch Holste [12.36], Holste & Neise [12.39] oder Enghardt, Zhang & Neise [12.20]:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial p}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 p}{\partial \theta^2} - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 p}{dt^2} = 0 \quad (12.36)$$

oder (vgl. Gl. (12.12))

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial p}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 p}{\partial \theta^2} - \frac{1}{c^2} \left[\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} + 2U \frac{\partial^2 p}{\partial t \partial x} + U^2 \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \right] = 0 \quad (12.37)$$

oder mit der Strömungs-Machzahl $Ma = U/c$

$$(1 - Ma^2) \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial p}{\partial r} + \frac{\partial^2 p}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 p}{\partial \theta^2} - \frac{1}{c^2} \left[\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} + 2U \frac{\partial^2 p}{\partial t \partial x} \right] = 0 \quad (12.38)$$

Die Lösung von Gl. (12.36) für den Schalldruck p bei der Kreisfrequenz ω ist durch die folgende Beziehung gegeben (Munjaj [12.60]):

$$p(x, r, \theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn} \left(\sigma_{mn} \frac{r}{R} \right) \left(A_{mn}^- e^{j(\omega t - k_{xmn}^- x)} + A_{mn}^+ e^{j(\omega t - k_{xmn}^+ x)} \right) e^{-jm\theta} \quad (12.39)$$

$$\text{mit } f_{mn} \left(\sigma_{mn} \frac{r}{R} \right) = J_m \left(\sigma_{mn} \frac{r}{R} \right) + Q_{mn} Y_m \left(\sigma_{mn} \frac{r}{R} \right), \quad (12.40)$$

wobei J_m und Y_m die Besselfunktion bzw. Neumannfunktion der Ordnung m sind. m ist die Wellenzahl in Umfangsrichtung, die im Kreis- und Kreisringkanal nur ganzzahlige Werte annehmen kann. Die Eigenwerte σ_{mn} und die dazu gehörigen Werte Q_{mn} werden aus den Randbedingungen für die radiale Schnelle an der schallharten Rohrwand ($v_r = 0$ bei $r = R$) bestimmt, ganz analog zum Rechteckkanal. Für den Kreiskanal ohne Nabenkörper ($R_i = 0$) gilt $Q_{mn} = 0$, so dass die Amplitudenverteilung des Schalldrucks im Kreiskanal nur durch die Besselfunktion J_m beschrieben wird.

Die beiden Terme in der Klammer auf der rechten Seite von Gl. (12.39) beschreiben wie schon im Rechteckkanal die Wellenausbreitung in negativer und positiver x -Richtung mit den Amplituden A_{mn}^- bzw. A_{mn}^+ . Gemäß dem Term $f_{mn}(\sigma_{mn} r/R)$ hängt die Schalldruckamplitude von der radialen Position r ab. Zusammen mit dem Glied $e^{-jm\theta}$ ergibt sich das Bild einer Wellenausbreitung in axialer Richtung mit gleichzeitiger Rotation, d. h. insgesamt eine helikale Wellenausbreitung im runden Kanal. Solche helikalen Schallwellen werden beispielsweise von der Wechselwirkung eines Rotors mit einer ungleichförmigen Zuströmung oder mit einem nachfolgenden Stator erzeugt, wie von Tyler & Sofrin [12.83] gezeigt wurde, und sind deshalb von erheblicher praktischer Bedeutung.

Für jede azimutale Wellenzahl $k_\theta = m$ gibt es n Lösungen der Wellengleichung. Die Indizes m und n beschreiben also Moden der Schallwellenausbreitung im runden Kanal, die durch ihre azimutale und radiale Modenordnung m und n charakterisiert werden und typische Abhängigkeiten der Schalldruckamplitude von der Umfangs- und der radialen Richtung aufweisen, wie sie in Bild 12.16 schematisch dargestellt sind.

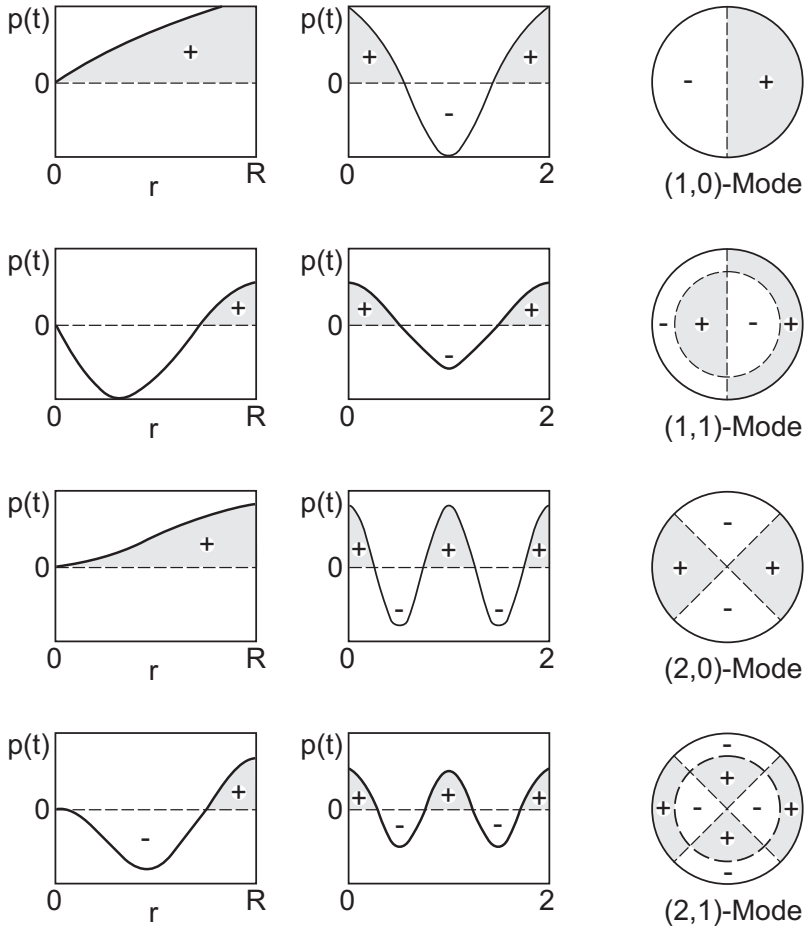


Abb. 12.16 Umfangs- und Radialverläufe der Schalldruckamplitude höherer akustischer Moden im Kreiskanal (nach Ghiladi [12.34]).

Die axiale Wellenzahl der Moden m und n ergibt sich zu

$$k_{xmn}^{\pm} = \frac{1}{1 - Ma^2} \left\{ -k Ma \pm \sqrt{k^2 - (1 - Ma^2) \left(\frac{\sigma_{mn}}{R} \right)^2} \right\}. \quad (12.41)$$

Wie im Rechteckkanal ist Wellenausbreitung nur möglich, wenn k_{xmn} reell ist, d. h. der Radikand in Gl. (12.41) positiv ist. Daraus folgt für die cut-off-Frequenz im runden Kanal:

$$k^2 > \left(\frac{\omega_{mn}^c}{c} \right)^2 = (1 - Ma^2) \left(\frac{\sigma_{mn}}{R} \right)^2. \quad (12.42)$$

Wie im Rechteckkanal gilt auch für runde Kanäle, dass die cut-off-Frequenzen durch die Überlagerung einer Strömung gegenüber dem ruhenden Medium absinken, sowohl für die Schallausbreitung stromab als auch stromauf. Schallausbreitung in Strömungsrichtung ist aber erst oberhalb der Blockierfrequenz ω_{mn}^b möglich:

$$\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 = k^2 > \left| \left(\frac{\omega_{mn}^b}{c} \right)^2 \right|_{Ma} = \left| \left(\frac{\omega_{mn}^c}{c} \right)^2 \right|_{Ma=0} = \left(\frac{\sigma_{mn}}{R} \right)^2 \quad (12.43)$$

Nach Holste [12.36] ergibt sich die modale Schallleistung aus den Modenamplituden nach den folgenden Beziehungen:

$$P_{mn}^+ = \frac{kR}{2\rho c} \cdot \frac{W_{mn} (1 - Ma^2)^2}{(kR - W_{mn} Ma)^2} C_{mn} |A_{mn}^+|^2, \quad (12.44)$$

$$P_{mn}^- = \frac{kR}{2\rho c} \cdot \frac{-W_{mn} (1 - Ma^2)^2}{(kR + W_{mn} Ma)^2} C_{mn} |A_{mn}^-|^2, \quad (12.45)$$

$$\text{wobei } C_{mn} = \pi R^2 \left\{ \left(1 - \frac{m^2}{\sigma_{mn}^2} \right) f_{mn}^2(\sigma_{mn}) - \left[\left(\frac{R_i}{R} \right)^2 - \frac{m^2}{\sigma_{mn}^2} \right] f_{mn}^2 \left(\sigma_{mn} \frac{R_i}{R} \right) \right\} \quad (12.46)$$

$$\text{und } W_{mn} = \sqrt{(kR)^2 - (1 - Ma^2) \sigma_{mn}^2}. \quad (12.47)$$

12.4 Schallleistungsbestimmung in Strömungskanälen

12.4.1 Vorbemerkung

Die Bestimmung der von einer Schallquelle in einen angeschlossenen Kanal abgestrahlten Schallleistung ist insbesondere für Ventilatoren, aber auch für andere Elemente von Strömungskanälen, von großer praktischer Bedeutung. In den späten sechziger Jahren wurde der internationale Normenausschuss ISO/TC 43/SC 1/WG 3, „Noise from heating, ventilating and air-conditioning equipment“ gegründet, um eine internationale Messvorschrift „Sound measurement procedure for air moving devices connected to either a discharge duct or an inlet duct“ zu erarbeiten. Der erste genormte Messstandard ISO 5136 wurde 1990 veröffentlicht [12.42]. In der praktischen Anwendung dieser Norm wurden aber einige technische Probleme in der Anwendung dieser Messvorschrift, speziell im Zusammenhang mit einigen der darin vorgeschriebenen Frequenzgangkorrekturen offenkundig, so dass 1996 ein neuer

Normenausschuss ISO/TC 43/SC 1/WG 47 für die Überarbeitung der Norm ins Leben gerufen wurde, der 1999 einen Entwurf für ein revidiertes Messverfahren vorlegte, das im Jahr 2003 als internationale Norm veröffentlicht wurde [12.19, 12.43]. Diese Messvorschrift ist für üblicherweise an einen oder mehrere Kanäle angeschlossene Schallquellen einsetzbar, ihre Hauptanwendung liegt jedoch bei Ventilatoren.

12.4.2 Beschreibung der grundlegenden akustischen Problematik

Die folgenden grundlegenden Probleme sind bei der Bestimmung der Schallleistung in einem Strömungskanal zu beachten:

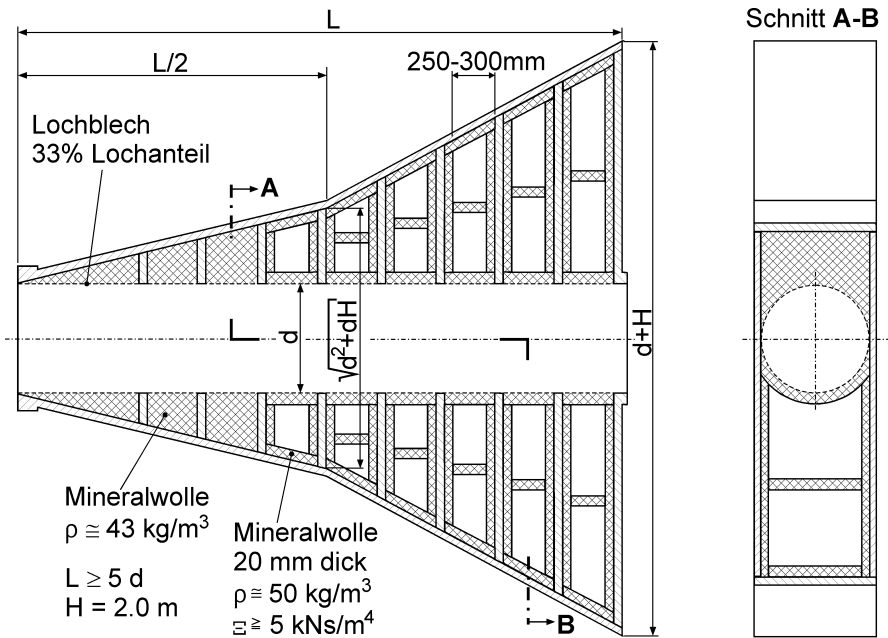
- Die von einem Ventilator in einen Kanal abgegebene Schallleistung ist außer von seinen Konstruktions- und Betriebsparametern auch noch abhängig von seiner akustischen Belastung, d. h. von der auf der Ansaugseite und der Ausblasseite vorhandenen akustischen Impedanz.
- Die Schallwellen, die sich ausgehend von der Schallquelle durch einen angeschlossenen Kanal ausbreiten, werden an Querschnittssprüngen und/oder am Kanalende reflektiert. Die Überlagerung der abgestrahlten und reflektierten Welle führt dazu, dass sich die Schalldruckamplitude entlang der Kanalachse ändert.
- Oberhalb einer bestimmten Frequenz ist die Schalldruckamplitude nicht mehr konstant über den Kanalquerschnitt, sondern ändert sich mit der Querkoordinate.
- Das Messmikrofon im Kanal ist nicht nur den zu messenden Schalldruckschwankungen ausgesetzt, sondern auch den Druckschwankungen der turbulenten Strömung. Deshalb ist ein spezieller Mikrofon-Windschirm notwendig.
- In der praktischen Messsituation ist ein Entscheidungskriterium erforderlich, ob das Mikrofonsignal vom interessierenden Schallereignis herrührt oder ob es merklich von turbulenten Druckschwankungen beeinflusst ist.

12.4.2.1 Axiale Stehwellen im Kanal und akustische Belastung

Wenn die vom Ventilator in den Messkanal abgestrahlten Schallwellen am Ende des Messkanals reflektiert werden, dann führt die Überlagerung der hin- und zurücklaufenden Wellen zu axialen Stehwellen, d. h. die Schalldruckamplitude ändert sich entlang der Kanalachse. Dieses Problem kann durch einen reflexionsarmen Abschluss beseitigt werden, der am Kanalende angebracht wird. Mehrere Autoren haben unterschiedliche Konstruktionsvorschläge dafür vorgestellt und getestet, die zum großen Teil in ISO 5136 [12.42, 12.43] dargestellt sind. Ein Beispiel ist in Bild 12.17 gezeigt. Der freie Strömungsquerschnitt ist konstant über die Länge des Abschlusses, der Schall aber kann sich durch die perforierten Wände in die seitlichen Kammern ausbreiten. Durch eine langsame und stetige Flächenzunahme beginnend am Eintritt in den reflexionsarmen Kanalabschluss in Kombination mit einer dichten Füllung der ersten Kammern wird eine abrupte Änderung der Impe-

danz in Achsrichtung, die zu starken Eingangsreflexionen führen würde, vermieden. Durch die Bedämpfung des Strömungskanal werden die Schallwellen beim Durchlaufen des Abschlusses und beim Zurücklaufen nach der Reflexion am Ende des Abschlusses so stark in der Amplitude gedämpft, dass sie sehr viel kleiner sind als die einfallende Welle und nur eine geringe Rest-Stehwelligkeit im Messkanal ergeben.

Der reflexionsarme Kanalabschluss stellt gleichzeitig eine wohldefinierte akustische Impedanz her, die etwa gleich dem Wellenwiderstand der Luft ρc ist (ρ = Dichte, c = Schallgeschwindigkeit) und weitgehend unabhängig von der Frequenz.



Neise & Arnold; Figure 1

Abb. 12.17 Skizze eines reflexionsarmen Kanalabschlusses (nach [12.42, 12.43]).

Wirtschaftliche Gründe erfordern, dass eine Messeinrichtung für mehrere Ventilatoren in einem bestimmten Größenbereich verwendet werden kann. Dazu müssen Übergangsstücke zwischen Ventilator und Messkanal eingesetzt werden, die aber ebenfalls Schallreflexionen und eine geänderte akustische Belastung verursachen. Dieser Einfluss wurde von Bolleter, Cohen & Wang [12.8] untersucht. Das linke Diagramm in Bild 12.18 zeigt, welcher Fehler der abgestrahlten Schallleistung bei Annahme einer Quelle konstanten Schallflusses auftritt, wenn die Quelle nicht direkt, d. h. ohne Querschnittsänderung, an den Messkanal angeschlossen wird, sondern über ein Übergangsstück der Länge L mit einem Querschnittsverhältnis $s_{\text{tr}} = S_{\text{groß}}/S_{\text{klein}}$ (k = Wellenzahl).

Im rechten Diagramm sind die Kurven konstanten Fehlers $\pm 1,0$ dB und $\pm 1,5$ dB in der kL - s_{tr} -Ebene aufgetragen. Diese Darstellung bildet die Grundlage zur Bestimmung der minimalen dimensionslosen Länge kL des Übergangsstücks für die beiden genannten Fehlergrenzen als Funktion des Querschnittsverhältnisses. Die gestrichelte Gerade $kL = 1,65(s_{tr} - 1)$ ist eine grobe Annäherung an die beiden gekrümmten Kurven konstanten Schallleistungsfehlers. Daraus wurde das Kriterium für die in dem genormten Kanalverfahren ISO 5136 [12.42, 12.43] festgelegte Mindestlänge $L/L_0 \geq s_{tr} - 1$ ($L_0 = 1$ m) abgeleitet, wobei 90 Hz als tiefste interessierende Frequenz zugrunde gelegt wurde. Das Flächenverhältnis der Übergangsstücke ist auf $s_{tr} = S_{\text{groß}}/S_{\text{klein}} = 2$ begrenzt. Neben diesem akustischen Kriterium für die Länge ist in ISO 5136 aus strömungstechnischen Gründen der Gesamtoffnungswinkel des Übergangsstücks auf $\pm 15^\circ$ begrenzt, um im Falle der Querschnittserweiterung Strömungsablösungen zu verhindern bzw. zu begrenzen.

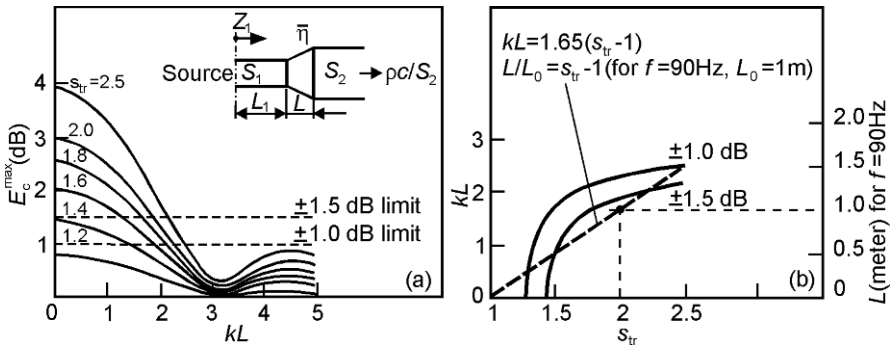


Abb. 12.18 Links: Maximaler Fehler der über ein Übergangsstück in einen Kanal eingestrahlt Schallleistung relativ zu der in einen geraden Kanal ohne Querschnittsänderung abgegebenen Schallleistung (Annahme: Schallquelle konstanten Schallflusses). Rechts: Mindestlänge des Übergangsstücks unter Annahme der Fehlergrenzen $\pm 1,0$ dB und $\pm 1,5$ dB der abgegebenen Kanal-Schallleistung (nach Bolleter, Cohen und Wang [12.8]).

12.4.2.2 Höhere akustische Moden bei der Schallausbreitung im Messkanal

Nur bei tiefen Frequenzen, wenn die Schallwellenlänge groß ist im Vergleich zu den Querabmessungen des Kanals, ist die Schalldruckamplitude konstant über den Querschnitt und gilt eine einfache Beziehung zwischen Schalldruck und -schnelle: $p/v = \rho c$. Der Pegel der transportierten Schallleistung ergibt sich dann aus der sogenannten „Ebene-Wellen-Formel“

$$L_W = L_p + 10 \lg \left(\frac{S}{S_0} \right) - 10 \lg \left(\frac{\rho c}{(\rho c)_0} \right), \quad (12.48)$$

wobei L_p der Schalldruckpegel im Kanal ist, und $S_0 = 1 \text{ m}^2$ und $(\rho c)_0 = 400 \text{ Ns/m}^3$ Bezugsgrößen sind.

Bei höheren Frequenzen, bei denen sich der Schall in Form höherer Kanalmoden ausbreitet, ist wie in Abschnitt 12.3 gezeigt wurde die Schalldruckamplitude eine Funktion der Querkoordinaten im Kanal, so dass zur Ermittlung der Schallleistung vom Prinzip her eine Integration der Schallintensität über die Querschnittsfläche erforderlich ist. Schallintensitätsmessungen sind jedoch schwierig, wenn nicht sogar unmöglich, wenn dem Schallfeld eine Strömung überlagert ist. Bei der modernen Schallintensitätstechnik wird die Schallschnelle über den Gradienten des Schalldrucks bestimmt, genauer ausgedrückt durch die Schalldruckdifferenz an zwei dicht benachbarten Messpunkten. Munro & Ingard [12.61] haben gezeigt, dass im allgemeinen Falle „the acoustic intensity cannot be uniquely reconstructed from a measurement of the pressure and pressure gradient at a single point, when there is mean flow“. Der Grund dafür ist, dass keine eindeutige Beziehung mehr existiert zwischen Schalldruck und –schnelle, wenn die Ausbreitungsrichtungen von Schall und Strömung nicht übereinstimmen, wie das im Fall der höheren Kanalmoden zutrifft, die sich ja auf Schraubenlinien im schrägen Winkel zur Hauptströmung durch ein kreiszylindrisches Rohr hindurch ausbreiten.

Barret & Osborne [12.4] entwickelten eine sehr praxisorientierte Methode der Schallleistungsbestimmung: Aufgrund theoretischer Überlegungen definierten sie eine radiale Messposition im Kreiskanal, an der auch im Frequenzbereich höherer Moden der Schalldruck gerade die Amplitude hat, bei der sich unter Anwendung der Ebene-Wellen-Formel die richtige Schallleistung ergibt. Unter der Annahme, dass die ersten zehn ausbreitungsfähigen höheren Kanalmoden in jedem betrachteten Frequenzband jeweils dieselbe Schallenergie in sich bergen (Modenmodell gleicher modaler Schallleistung, „equal modal sound power“, EMSP), liegt diese „optimale Radialposition“ in der Mitte zwischen Rohrwand und -achse ($2r/d = 0,5$), sofern das verwendete Messmikrofon eine kugelförmige Richtcharakteristik hat.

Bei Verwendung eines Mikrofons mit mehr ausgeprägter Richtcharakteristik, wie es ein Mikrofon mit Turbulenzschirm darstellt (vgl. Abschnitt 12.2.4), liegt die optimale Messposition näher an der Kanalwand, wo die Amplituden der Kanalmoden anwachsen und so die geringere Mikrofonempfindlichkeit bei schrägem Einfallswinkel ausgleichen. Bolleter et al. [12.8] geben für einen Turbulenzschirm von 400 mm effektiver Länge die folgenden Radialpositionen an: $2r/d = 0,8$ für Rohrdurchmesser von $d = 0,15$ bis $< 0,50 \text{ m}$, und $2r/d = 0,65$ für $d = 0,50$ bis $2,0 \text{ m}$. Zusätzlich ist eine Umfangsmittelung bei diesem radialen Abstand von der Achse erforderlich, um einen für die Schallleistung repräsentativen Schalldruck zu erhalten. Diese radialen Messpositionen und die Umfangsmittelung wurden für das genormte „Kanalverfahren“ ISO 5136 [12.42, 12.43] übernommen.

12.4.2.3 Unterdrückung der turbulenten Druckschwankungen

Bei der Schallmessung im durchströmten Kanal ist das Mikrofon nicht nur dem Wechseldruck der Schallquelle ausgesetzt, sondern auch noch anderen Schwankun-

gen, die ihre Ursache in der Strömung haben. Neise [12.63] wies nach, dass es nicht die durch die Wechselwirkung zwischen dem Mikrofon und der Strömung entstehenden Druckschwankungen sind, die das „Strömungsgeräusch“ am Mikrofon bestimmen, sondern die hydrodynamischen Schwankungen des Drucks der turbulenten Strömung. Um den Einfluss dieser „turbulenten Druckschwankungen“ auf das Mikrofon zu unterdrücken, wird vorzugsweise der in Abschnitt 12.2.4 beschriebene Schlitzrohrvorsatz verwendet, der speziell für durchströmte Kanäle konzipiert wurde. Eine handelsübliche Ausführung ist in Bild 12.19 dargestellt, und die damit erreichbare Unterdrückung der strömungsinduzierten turbulenten Druckschwankungen ist in Bild 12.20 aufgetragen.

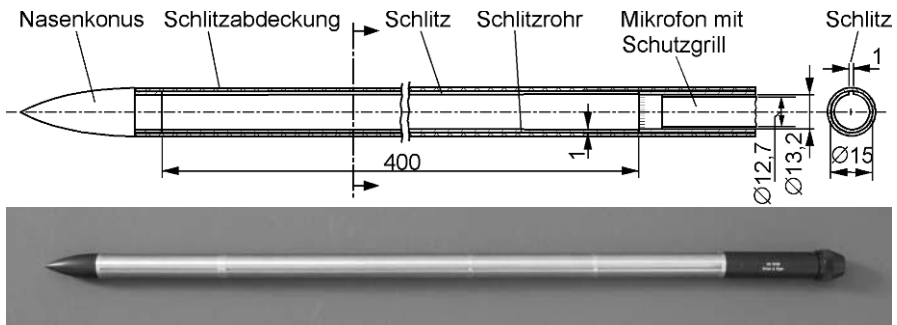


Abb. 12.19 Prinzipskizze (nach Neise [12.63], nicht maßstäblich) und Foto eines handelsüblichen Schlitzrohrvorsatzes.

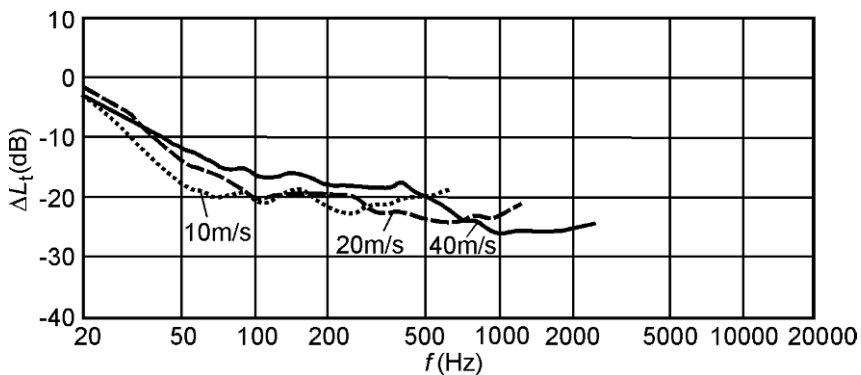


Abb. 12.20 Differenz der turbulenzbedingten Druckschwankungspegel eines Mikrofons mit Schlitzrohrvorsatz nach Bild 12.19 und eines Mikrofons mit Nasenkonus (nach Neise & Stahl [12.67]).

12.4.2.4 Unterscheidung zwischen Schall- und turbulenten Druckschwankungen

Auch wenn ein Mikrofonvorsatz verwendet wird, stellt sich bei jeder Schallmessung die Frage nach dem Störabstand zwischen Schall und strömungsinduzierten Druckschwankungen. In den folgenden vier Abschnitten werden vier Verfahren beschrieben, mit denen eine Prüfung auf ausreichenden Störabstand möglich ist.

Abschätzung des strömungsinduzierten turbulenten Druckschwankungspegels

Neise & Stahl [12.67] führten unter anderem Messungen der strömungsinduzierten turbulenten Druckschwankungen in einer „leisen“ Rohrströmung von $d = 153$ mm Durchmesser aus, wobei die Anströmgeschwindigkeit zwischen 5 und 40 m/s und der Turbulenzgrad zwischen 3 und 25 % variiert wurde. Ein 1/2-Zoll Mikrofon mit Nasenkonus wurde an unterschiedliche Positionen in einer turbulenten Rohrströmung platziert, bei der durch eine aus Lochblech gefertigte Blende am Rohreinlauf abhängig von der Axial- und Radialposition unterschiedliche Turbulenzgrade erzeugt wurden. Bild 12.21 zeigt die gemessenen Spektren in einer dimensionslosen Auftragung. Normiert man die Effektivwerte $\Delta \tilde{p}$ der mit der Bandbreite Δf gefilterten Druckschwankungen mit $\rho \tilde{u} U$, wobei ρ die Dichte, $\tilde{u}$ der Effektivwert der ungefilterten axialen Schwankungsgeschwindigkeiten und U die mittlere Geschwindigkeit der turbulenten Strömung sind, sowie die Filterbandbreite Δf mit Rohrdurchmesser d und U , dann formen die verschiedenen Einzelspektren einen gemeinsamen Kurvenzug als Funktion der Strouhalzahl $St = fd/U$ (durchgezogene Linie in Bild 12.21), der durch die folgende Gleichung approximiert werden kann:

$$20 \lg \left(\frac{\Delta \tilde{p} / \rho \tilde{u} U}{\sqrt{\Delta f d / U}} \right) = -23 - 11,7 \cdot \lg St - 8,1 \cdot (\lg St)^2 - 1,7 \cdot (\lg St)^3, \quad (12.49)$$

Bei Kenntnis des Turbulenzgrads der Strömung lässt sich also mit Hilfe von Bild 12.21 bzw. Gl. (12.49) der Pegel der turbulenten Druckschwankungen am Mikrofon mit Nasenkonus und nach Berücksichtigung der Störpegelunterdrückung ΔL_t auch der Pegel des turbulenzbedingten Störsignals für das Mikrofon mit Schlitzrohrvorsatz abschätzen. Da diese Methode die Messung der turbulenten Geschwindigkeitsschwankungen voraussetzt, ist sie für Routine-Schallmessungen nur bedingt geeignet.

Vergleichsmessung mit Nasenkonus und Schlitzrohrvorsatz

Neise & Stahl [12.67] stellten ein Verfahren vor, mit dessen Hilfe der Pegel der turbulenten Druckschwankungen am Mikrofon bestimmt werden kann. Das Verfahren erfordert einen Vergleich zweier Messungen, von denen eine mit dem Turbulenz-

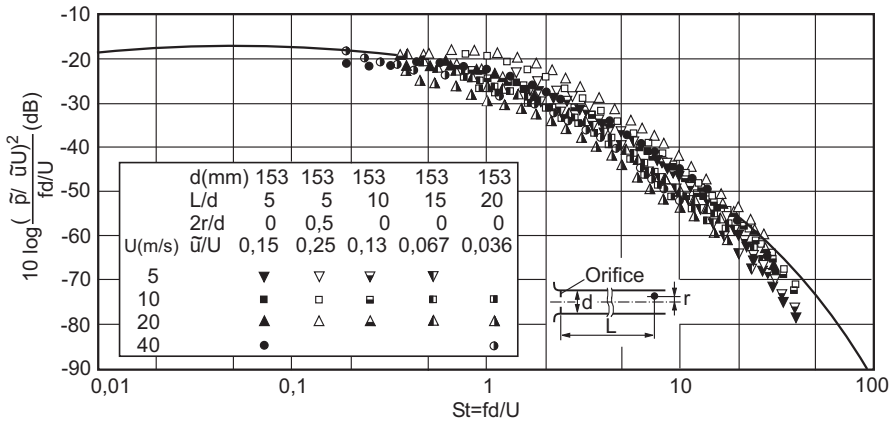


Abb. 12.21 Dimensionslose Spektren der turbulenten Druckschwankungen in einer turbulenten Rohrströmung gemessen mit einem 1/2-Zoll Mikrofon mit Nasenkonus (nach Neise & Stahl [12.67]; man beachte, dass in der Originalarbeit die Ordinate durch einen Beschriftungsfehler um 20 dB zu groß angegeben ist!).

schirm und die andere mit dem Nasenkonus gemacht wird. Der Methode liegt die Annahme zugrunde, dass

1. die Schallwellen im Kanal und die turbulenten Strömungsdruckschwankungen nicht miteinander korreliert sind und
2. die beiden Sonden – nach Frequenzgangkorrektur – dieselbe Empfindlichkeit gegenüber Schallsignalen, aber unterschiedliche Empfindlichkeiten gegenüber den turbulenzbedingten Druckschwankungen haben.

Die Bedingung, dass der Schalldruckpegel im Kanal um mindestens $\Delta L_{\min} = 6$ dB über dem Pegel der turbulenzbedingten Druckschwankungen liegen muss (bei Verwendung des Turbulenzschirms), ist gleichbedeutend einer anderen Bedingung: Die Differenz zwischen den Pegeln, die bei der Vergleichsmessung mit dem Nasenkonus und mit dem Schlitzrohrvorsatz gemessen werden, darf einen Höchstwert $\Delta L_{\max}$ nicht überschreiten. $\Delta L_{\max}$ ist eine Funktion der Unterdrückung der turbulenzbedingten Druckschwankungen ΔL_r , die der Schlitzrohrvorsatz gegenüber dem Nasenkonus aufweist. Die zur Anwendung des Verfahrens notwendigen Schritte sind in der Arbeit von Neise & Stahl [12.67] und in der Messnorm ISO 5126 [12.43] beschrieben.

Innerhalb eines jeden Frequenzbandes setzen sich die Druckschwankungen in einem Strömungskanal aus dem Schalldruck p und dem turbulenten Störsignal p_t zusammen. Sind beide Anteile unkorreliert, dann ergibt sich für die Anzeigen eines Mikrofons mit Nasenkonus (Index NK) und mit Schlitzrohr (Index SR):

$$p_{\text{NK}}^2 = p^2 + p_{t\text{NK}}^2, \quad (12.50)$$

$$p_{\text{SR}}^2 = p^2 + p_{t\text{SR}}^2. \quad (12.51)$$

Der Unterschied zwischen den turbulenten Störpegeln lässt sich ausdrücken als

$$\Delta L_t = L_{tSR} - L_{tNK} = 20 \lg \left(\frac{p_{tSR}}{p_{tNK}} \right) \quad (12.52)$$

Das Gleichungssystem (12.50) bis (12.52) lässt sich nach dem Pegel des Schalldrucks L_p auflösen und man erhält

$$L_p = L_{SR} - 10 \lg \left(\frac{1 - 10^{\Delta L_t/10}}{1 - 10^{(L_{NK} - L_{SR} + \Delta L_t)/10}} \right) \quad (12.53)$$

Darin sind L_{NK} und L_{SR} die zu p_{NK} und p_{SR} gehörigen Pegel, wobei bei L_{SR} die Änderung des akustischen Übertragungsmaßes (einschließlich des Einflusses der Strömungsgeschwindigkeit auf das akustische Übertragungsmaß, vgl. Bild 12.12 und Bild 12.13!) bereits berücksichtigt sein muss. Die Gleichungen (12.50) bis (12.52) lassen sich auch nach dem turbulenten Störpegel am Mikrofon mit Schlitzrohr auflösen:

$$L_{tSR} = L_{SR} - 10 \lg \left(\frac{1 - 10^{-\Delta L_t/10}}{1 - 10^{(L_{NK} - L_{SR})/10}} \right) \quad (12.54)$$

In praktischen Anwendungsfällen ist es nicht erforderlich, den mit dem Schlitzrohr gemessenen Pegel L_{SR} bezüglich des turbulenten Störsignals zu korrigieren, d. h. Gl. (12.54) anzuwenden, sondern es genügt sicherzustellen, dass der turbulente Störpegel um mindestens $\Delta L_{\min} = 6 \text{ dB}$ unter dem abgelesenen Wert liegt: Diese Forderung ist nach Gl. (12.54) gleichbedeutend mit der Bedingung

$$L_{NK} - L_{SR} \leq \Delta L_{\max} = 10 \lg \left[1 + 10^{-\Delta L_{\min}/10} (10^{-\Delta L_t/10} - 1) \right] \quad (12.55)$$

d. h. die Differenz zwischen den Pegelanzeigen mit Nasenkonus L_{NK} und Schlitzrohr L_{SR} darf einen Maximalwert $\Delta L_{\max}$ nicht überschreiten. In Bild 12.22 ist Gl. (12.55) in graphischer Form für drei Werte von $\Delta L_{\min}$ dargestellt.

Es ist anzumerken, dass die genaue Kenntnis von ΔL_t für die Vergleichsmessung nicht sehr kritisch ist, obwohl $\Delta L_{\max}$ nach Gl. (12.55) bzw. Bild 12.22 von ΔL_t abhängt: Ist der für ΔL_t angenommene Wert kleiner als der tatsächliche, dann erhält man aus Bild 12.22 einen maximal erlaubten Pegelunterschied zwischen Nasenkonus und Schlitzrohr $\Delta L_{\max}$, der ebenfalls kleiner ist als tatsächlich zulässig, so dass der Störabstand zwischen Ablesewert L_{SR} und dem Störsignal L_{tSR} größer ist als der geforderte Minimalwert $\Delta L_{\min}$. Aus diesem Grunde sollte man die Störpegelunterdrückung des Schlitzrohres $|\Delta L_t|$ eher unter- als überschätzen, um einen ausreichenden Störabstand sicherzustellen.

Die Anwendung der Vergleichsmessung mit Nasenkonus und Schlitzrohr ist einfach in dem Frequenzbereich ebener Wellen, weil die Schallausbreitung parallel zur Kanalachse erfolgt und der Schalldruck konstant über den Querschnitt ist.

Die Anwendung der Vergleichsmethode ist erheblich problematischer, wenn höhere Moden der Schallausbreitung im Kanal auftreten, d. h., wenn die Ausbreitung der Schallwellen nicht mehr parallel zur Kanalachse erfolgt und sich die Schalldruckamplitude über den Querschnitt ändert. Zur Ermittlung des „leistungsäquivalenten“ Schalldrucks, der die Berechnung der Schalleistung L_W unter Benutzung der

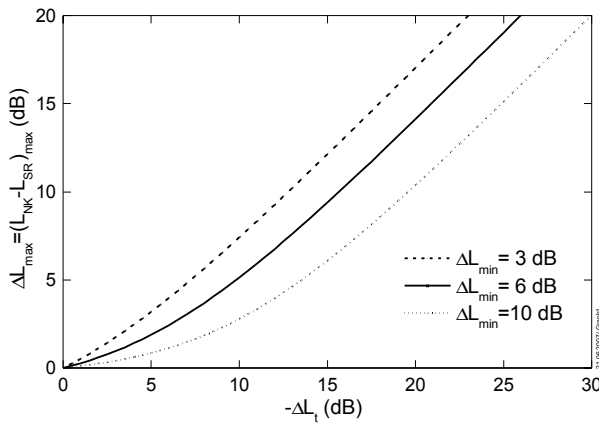


Abb. 12.22 Maximal zulässige Differenz zwischen den Anzeigen des Mikrofons mit Nasenkonus und mit Schlitzrohr bei der Schallmessung im Strömungskanal (nach Neise [12.64]).

Gleichung (12.48) für ebene Wellen erlaubt, muss eine festgelegte Messposition im Kanalquerschnitt eingehalten werden (siehe Abschnitt 12.4.2.2).

Für die Vergleichsmethode sind Messungen sowohl mit dem Nasenkonus, als auch mit dem Schlitzrohr notwendig, die aber an unterschiedlichen radialen Positionen durchzuführen sind und mit unterschiedlichen Korrekturen zu versehen sind, um denselben Wert des Schalldrucks zu erhalten. Wegen ihrer unterschiedlichen Radialpositionen sind die beiden Sonden nicht demselben turbulenten Druckschwankungsfeld ausgesetzt, so dass die Vorbedingungen für das Vergleichsverfahren nicht genau eingehalten werden. Es wurde aber von Neise & Stahl [12.67] experimentell nachgewiesen, dass sich das Spektrum der turbulenten Druckschwankungen über die radialen Positionen $2 r/d = 0,5; 0,65$ und $0,8$ nur in vernachlässigbarer Weise ändert.

Im Bereich höherer Moden ändert sich der Schalldruck im Rohr mit dem Umfangswinkel, und deshalb ist eine Mittelung über den Umfang notwendig, wie schon erwähnt wurde. Wegen der Streuung der Einzelmesswerte am Umfang wäre es wenig sinnvoll, die Prüfung auf ausreichenden Störabstand zwischen Schall und turbulentem Störsignal für jeden einzelnen Messpunkt durchzuführen, sondern das sollte nur für die über den Umfang gemittelten Werte geschehen. Im Einzelnen sind für die Vergleichsmethode im Bereich höherer Moden die folgenden Schritte nötig:

1. Bestimmung der Strömungsgeschwindigkeit an der Position des Schlitzrohres und Bestimmung der Störpegelunterdrückung ΔL_t , z. B. nach Bild 12.13 oder Bild 12.20.
2. Messung des Schalldrucks mit einem Mikrofon mit Nasenkonus im Abstand von $r = 0,5 d/2$ von der Kanalachse an mehreren Stellen am Umfang und Bestimmung des Mittelwertes: Ergebnis: L_{NK} .

3. Messung des Schalldrucks mit einem Mikrofon mit Schlitzrohr im Abstand von $r = 0,8 d/2$ ($d = 0,15$ bis $0,5$ m) bzw. $r = 0,65 d/2$ ($d = 0,5$ bis 2 m) an mehreren Stellen am Umfang und Bestimmung des Mittelwertes. Berücksichtigung der Korrekturen für das akustische Übertragungsmaß des Schlitzrohres und für den Einfluss der Strömungsgeschwindigkeit auf dieses Übertragungsmaß und die modale Schallfeldausbreitung im Kanal (in ISO 5136, 2003 [12.43] sind dies die Korrekturen C_1 , C_2 und C_{34} , Werte für C_{34} sind dort angegeben, vgl. auch Abschnitt 12.4.3). Ergebnis: L_{SR} .
4. Prüfung, ob die Differenz der Mittelwerte ermittelt mit Nasenkonus und Schlitzrohr, $L_{NK} - L_{SR}$, kleiner oder gleich dem maximal zulässigen Wert $\Delta L_{\max}$ ist für das nach Punkt 1 ermittelte ΔL_t . Wenn $L_{NK} - L_{SR} \leq \Delta L_{\max}$, dann ist für $\Delta L_{\min} = 6$ dB der korrigierte Mittelwert der Schlitzrohrmessung (L_{SR}) mit einem Messfehler von höchstens 1,26 dB als Folge des turbulenten Störsignals behaftet. Ist die Differenz größer als $\Delta L_{\max}$, dann liegt L_{SR} um mehr als 1,26 dB über dem tatsächlichen Schalldruckpegel.

Verfahren unter Verwendung eines Schalldämpfers

In ISO 5136 [12.42, 12.43] wird ein Verfahren zur Überprüfung des Störabstandes beschrieben, für das zwei Schallmessungen mit dem Schlitzrohrvorsatz erforderlich sind. Bei der ersten ist die in der Norm festgelegte Messanordnung zu benutzen, bei der zweiten wird der zwischen Schallquelle und Messstelle liegende Teil des Messkanals durch einen Schalldämpfer gleicher Länge und gleichen Strömungsquerschnitts ersetzt, der eine Einfügungsdämpfung von mindestens 10 dB haben muss. Der Mindeststörabstand von $\Delta L_{\min} = 6$ dB ist dann gegeben, wenn der mittlere Schalldruckpegel gemessen mit Schalldämpfer um mindestens 5 dB unter dem ohne Schalldämpfer liegt. Diese Bedingung ist für jedes interessierende Frequenzband zu erfüllen.

Dieses Verfahren ist prinzipiell einfach, bei großen Messkanaldurchmessern aber mit einem erheblichen Aufwand verbunden, insbesondere weil die geforderten 10 dB Einfügungsdämpfung bei kurzer Länge nur schwer zu realisieren sind.

Kohärenzverfahren

Das in Abschnitt 12.2.6 beschriebene Kohärenzverfahren nach Chung [12.15] ist grundsätzlich auch in Kanälen einsetzbar, wobei im Frequenzbereich höherer akustischer Moden die Kohärenz des Schallfeldes nach dem Verfahren von Michalke, Arnold & Holste [12.55] zu überprüfen ist. Es ist im Allgemeinen nicht davon auszugehen, dass diese Bedingung im gesamten interessierenden Frequenzbereich erfüllt ist, weil strömungserregte Schallquellen nicht als akustisch kompakt anzusehen sind. Überdies stellt die Anwendung der Messverfahren einen erheblichen Aufwand dar, deshalb wird in dem genormtem Kanalverfahren ISO 5136 [12.42, 12.43]

die auf Kohärenzmessungen beruhende Prozedur zur Überprüfung des Störabstandes auf den Frequenzbereich ebener Schallwellen beschränkt:

Zwei Mikrofone gleicher Übertragungseigenschaften sind um 180° versetzt in derselben Messebene des Kanals anzuordnen. Es werden dann die Kohärenzfunktionen für zwei um 90° versetzte Stellungen dieses Mikrofonpaares für den Frequenzbereich ebener Wellen in Terzbandbreiten gemessen und gemittelt. Ist der gemittelte Kohärenzwert $\gamma^2 \geq 0,64$, dann liegt der gemessene Schallpegel um mindestens 6 dB über den turbulenzbedingten Druckschwankungen.

12.4.3 Beschreibung des genormten Kanalverfahrens ISO 5136 [12.43] für runde Messkanäle

Das Kanalverfahren dient zur Bestimmung der Schallleistung, die von einer Schallquelle, speziell einem Ventilator, in einen angeschlossenen Kanal eingestrahlt wird. Diese Schallleistung ist abhängig von der akustischen Impedanz des Kanals und muss deshalb für eine genormte Messvorschrift genau spezifiziert werden. In ISO 5136 [12.43] bzw. der deutschen Fassung DIN EN ISO 5136 [12.19] ist ein reflexionsarm abgeschlossener Messkanal mit kreisförmigem Querschnitt vorgeschrieben. Dadurch wird eine nahezu frequenzunabhängige Impedanz erzeugt, die etwa gleich dem Wellenwiderstand ρc der Luft ist. Dieser Wert liegt etwa zwischen den in der Praxis vorkommenden hohen und niedrigen Kanalimpedanzen. Aus diesem Grund ist die unter den Bedingungen des Kanalverfahrens ermittelte Schallleistung repräsentativ für den praktischen Ventilatoreinbau. Der reflexionsarme Abschluss des Messkanals eliminiert auch das Problem stehender akustischer Wellen entlang der Kanalachse, d. h. der Schalldruck ist konstant in axialer Richtung.

Bild 12.23 zeigt schematisch den Messaufbau nach dem Kanalverfahren ISO 5136 [12.43]. Der Messkanal befindet sich entweder auf der Ansaug- oder der Ausblasseite, je nachdem welcher Anteil gemessen werden soll. Ist der zu messende Ventilator in der Praxis immer nur einseitig an einen Kanal angeschlossen, dann bleibt die andere Seite frei. Ventilatoren, die stets beidseitig an Kanäle angeschlossen sind, müssen auf der dem Messkanal gegenüberliegenden Seite mit einem sogenannten Abschlusskanal versehen werden, der genau wie der Messkanal reflexionsfrei enden muss. Beide Kanäle haben kreisförmigen Querschnitt. Zur Anpassung des Mess- und Abschlusskanals an unterschiedlich große Ventilatoröffnungen innerhalb eines festgelegten Bereichs sind spezifizierte konische Übergangsstücke und Zwischenkanäle zu verwenden. Es sind auch gleichzeitige Schallmessungen auf der Saug- und Druckseite eines Ventilators möglich, wenn auf beiden Seiten Messkanäle angeschlossen werden.

Die Gültigkeit des Kanalverfahrens erstreckt sich auf Messkanaldurchmesser von 0,15 bis 2 m. Zusammen mit den erlaubten Übergangsstücken können Ventilatoren mit Ansaugöffnungen zwischen 0,104 und 2,0 m äquivalentem Durchmesser und Ausblasöffnungen zwischen 0,104 und 2,390 m gemessen werden. In zwei informativen Anhängen sind Vorschriften für kleinere (bis hinunter zu 70 mm) und größere

Messkanaldurchmesser (maximal 7100 mm) festgelegt. Zusammen mit dem normativen Teil können Ventilatoren mit Ansaugdurchmessern von 0,0485 bis 7,1 m und Ausblasdurchmessern von 0,0485 bis 8,5 m gemessen werden. Alle an den Versuchsventilator angeschlossenen Kanäle müssen reflexionsarm enden.

Das im Kanal befindliche Messmikrofon ist mit einem Windschirm zu versehen, der die Wirkung der am Messort auftretenden turbulenten Druckschwankungen der Kanalströmung auf das Mikrofon reduziert. Drei verschiedene Windschirme sind erlaubt: Ein Schaumstoffball (bis 15 m/s), ein Nasenkonus (bis 20 m/s) und der Schlitzrohrvorsatz (Turbulenzschirm, bis 40 m/s). Der Schlitzrohrvorsatz ist die bevorzugte Sonde, und die Angaben für die Messunsicherheit des Verfahrens ISO 5136 [12.43] gelten nur bei Verwendung dieses Windschirms. Für die anderen beiden Windschirme werden keine Genauigkeitsangaben gemacht.

Laut ISO 5136 [12.43] muss der Schlitzrohrvorsatz die turbulenten Druckschwankungen im gesamten interessierenden Frequenzbereich um mindestens 10 dB verglichen mit dem Nasenkonus unterdrücken und eine innerhalb spezifizierter Grenzen liegende Richtcharakteristik haben. Zur Prüfung, ob ein ausreichender Störabstand zwischen dem Schallsignal (Nutzsignal) und den turbulenten Druckschwankungen (Störsignal) vorhanden ist, ist in ISO 5136 [12.43] eine der drei in Abschnitt 12.4.2 in den Paragraphen „Vergleichsmessung mit Nasenkonus und Schlitzrohrvorsatz“ (Seite 675), „Verfahren unter Verwendung eines Schalldämpfers“ (Seite 679) und „Kohärenzverfahren“ (Seite 679) beschriebenen Kontrollprozeduren vorgeschrieben.

Der Bereich der zulässigen Strömungsgeschwindigkeit im Messkanal erstreckt sich in ISO 5136 [12.43] von 0 bis 40 m/s und in einem informativen Teil der Norm bis hinauf zu 60 m/s. Ferner umfasst die genormte Messvorschrift den Frequenzbereich der Terzbänder von 50 bis 10.000 Hz, in einem informativen Anhang wird dieser Bereich bis zu 20.000 Hz erweitert.

Die radiale Position des Mikrofons im Kanal ist durch die schon in Abschnitt 12.4.2 zitierten Überlegungen von Barret & Osborne [12.4] und Bolleter et al. [12.8] bestimmt: Für ein Mikrofon mit Schaumstoffball oder Nasenkonus, die beide eine kugelförmige Richtcharakteristik aufweisen, liegt sie in der Mitte zwischen Kanalachse und -wand ($r = 0,5 d/2$), für ein Mikrofon mit Schlitzrohrvorsatz abhängig vom Messkanaldurchmesser d bei $r = 0,8 d/2$ für $d = 0,15$ bis $< 0,5$ m und $r = 0,65 d/2$ für $d = 0,5$ bis $2,0$ m. Zur räumlichen Mittelung ist die Messung an mindestens drei gleichmäßig am Umfang verteilten Positionen oder über einen kontinuierlichen konzentrischen Messpfad vorzunehmen.

Der Kanal-Schallleistungspegel L_W ergibt sich aus dem umfangsgemittelten Schalldruckpegel $\overline{L_p}$ und der Querschnittsfläche S ($S_0 = 1 \text{ m}^2$) des Kanals sowie einigen frequenzabhängigen Korrekturwerten $((\rho c)_0 = 400 \text{ Ns/m}^3)$:

$$L_W = \overline{L_p} + 10 \lg \left(\frac{S}{S_0} \right) - 10 \lg \left(\frac{\rho c}{(\rho c)_0} \right) + C_1 + C_2 + C_{34} \quad (12.56)$$

Hier bedeuten

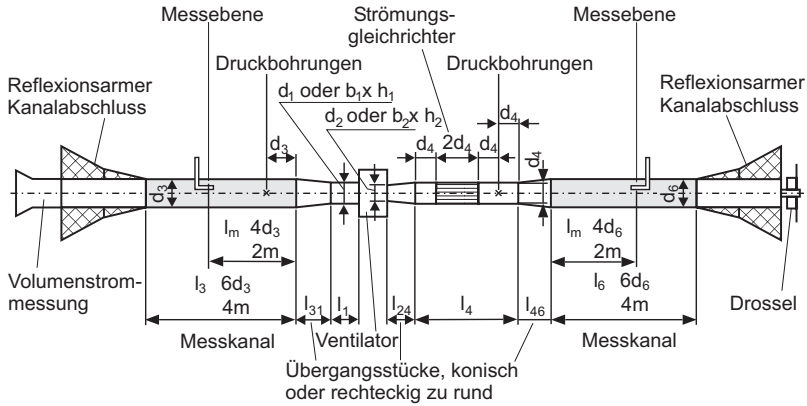
- C_1 die Freifeldkorrektur des Mikrofons (in dB), die vom Hersteller angegeben wird,
- C_2 die Frequenzgangkorrektur des Mikrofonvorsatzes in dB, die individuell im Freifeld bei Schalleinfall von vorn zu messen ist, und
- C_{34} die kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrektur, die den Einfluss der Strömung auf einerseits das Übertragungsverhalten des Turbulenzschirms und andererseits auf die Schallausbreitung höherer Moden im Kanal beschreibt im Hinblick auf die Richtempfindlichkeit des Mikrofonvorsatzes, die wegen des schrägen Einfalls der höheren akustischen Moden auf das Mikrofon von Bedeutung ist.

In der ersten Ausgabe der Norm ISO 5136 [12.42] waren anstelle der kombinierten Korrektur C_{34} zwei getrennte Korrekturen C_3 und C_4 vorgesehen, von denen die erstgenannte die Änderung der Frequenzgangkorrektur des Mikrofonvorsatzes als Folge der überlagerten Strömung erfasst, während die sogenannte Modal-korrektur C_4 die Richtempfindlichkeit des Schlitzrohrvorsatzes berücksichtigt. Die C_3 -Korrekturwerte beruhen auf den theoretischen Überlegungen von Neise [12.63], und die Daten für die Modalkorrektur C_4 wurden von Bolleter [12.9] berechnet, wobei die Richtcharakteristik des Mikrofons mit dem Turbulenzschirm durch eine empirische Beziehung angenähert und der Einfluss der überlagerten Strömung auf die modale Schallausbreitung im Kanal vernachlässigt wurde.

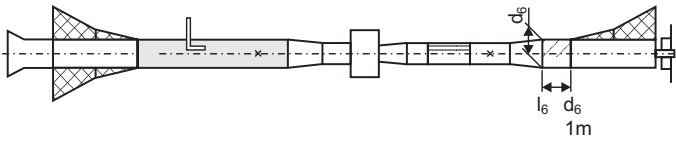
Vergleichenden Geräuschmessungen an Ventilatoren von Holste & Neise [12.37] unter Anwendung des Hüllflächen- (ISO 3744 [12.41]), des Hallraum- (ISO 3742 [12.40]) und des ersten Kanalverfahrens (ISO 5136 [12.42]) zeigten die folgenden Ergebnisse:

1. Das Hallraum- und das Hüllflächenverfahren zeigten sehr gute Übereinstimmung bei der Schallleistungsbestimmung für Frequenzen oberhalb 80 Hz. Die Abweichungen darunter wurden den Messunsicherheiten beider Verfahren zugeschrieben.
2. Das Kanalverfahren lieferte im Frequenzbereich ebener Wellen im Messkanal höhere Schallleistungswerte als das Hallraum- und Hüllflächenverfahren. Dies ist im Wesentlichen durch die Schallwellenreflexionen an den Ventilatoransaug- und -ausblasöffnungen erklärt, wenn der Kanal entfernt wird. Hinzu kommen Einflüsse der akustischen Belastung.
3. Oberhalb der ersten Grenzfrequenz für die Ausbreitung höherer Schallmoden im Kanal ergab das Kanalverfahren geringere Schallleistungspegelwerte als die beiden anderen. Solche Abweichungen wurden auch in den Untersuchungen von Bolton [12.10, 12.11] und Neise u. a. [12.70] gefunden. Die Pegeldifferenz ist frequenzabhängig und beträgt auf der Saugseite im Mittel etwa 3 dB und auf der Druckseite etwa 5 dB.

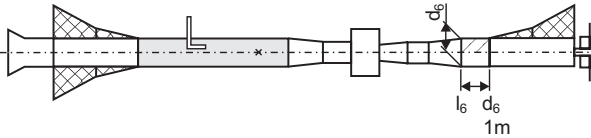
Im Frequenzbereich höherer Kanalmoden ist die Wellenlänge klein im Vergleich zum Kanaldurchmesser, so dass man übereinstimmende Werte von den drei Messverfahren erwarten muss. Da die Ergebnisse des Hallraum- und des Hüllflächenverfahrens im hochfrequenten Bereich sehr gut übereinstimmen, wurden von Holste



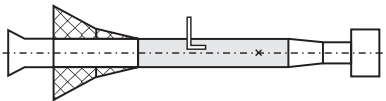
- (a) Geräuschmessung im Ansaug- und Ausblaskanal; Einbauart D nach ISO 5801; gleichzeitige Messung der aerodynamischen Kennlinien möglich.



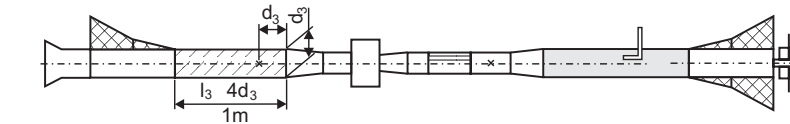
- (b) Geräuschmessung im Ansaugkanal; Einbauart D nach ISO 5801; gleichzeitige Messung der aerodynamischen Kennlinien möglich.



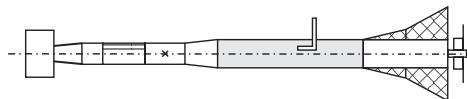
- (c) Geräuschmessung im Ansaugkanal; Einbauart D nach ISO 5801



- (d) Geräuschmessung im Ansaugkanal; Einbauart C nach ISO 5801



- (e) Geräuschmessung im Ausblaskanal; Einbauart D nach ISO 5801; gleichzeitige Messung der aerodynamischen Kennlinien möglich.



- (f) Geräuschmessung im Ausblaskanal; Einbauart B nach ISO 5801; gleichzeitige Messung der aerodynamischen Kennlinien möglich.

Abb. 12.23 Messanordnungen nach dem revidierten Kanalverfahren ISO 5136 [12.43].

& Neise [12.70] die Gründe für die Abweichungen zum Kanalverfahren bei diesem gesucht. Als mögliche Ursachen wurden die Korrekturen C_3 und C_4 in ISO 5136 [12.42] genannt. Die C_3 -Daten von Neise [12.63] wurden zwischenzeitlich durch Experimente [12.65] bestätigt.

Wie oben erwähnt berücksichtigt die Modalkorrektur C_4 die Richtwirkung des Mikrofons mit Turbulenzschirm im Zusammenhang mit der Schallausbreitung höherer akustischer Moden im Messkanal. Michalke [12.54] zeigte, dass man größere Werte für die Modalkorrektur erhält, wenn man die Richtcharakteristik des Schlitzrohrvorsatzes auf der Basis des theoretischen Schlitzrohrmodells von Neise [12.63] bestimmt und nicht unter Verwendung der empirischen Beziehung von Bolleter [12.9]. Michalke zeigte weiter, dass die Modalkorrektur keineswegs unabhängig von der Strömungsgeschwindigkeit ist, sondern von ihrer Größe und Richtung abhängt. Arnold et al. [12.3] schlugen deshalb vor, anstelle zweier getrennter Korrekturen C_3 und C_4 , die beide von der Strömungsgeschwindigkeit abhängen, eine kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrektur C_{34} einzuführen, wie das in der revidierten Norm ISO 5136 [12.43] auch vollzogen wurde, siehe Gl. (12.56).

Will man Modalkorrekturen oder kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrekturen für einen spezifizierten Messpfad im Kreiskanal auf experimentellem Wege bestimmen, dann muss man die tatsächliche („wahre“) durch den Kanal transportierte Schallleistung kennen oder aber in der Lage sein, sie zweifelsfrei zu messen. Die moderne Schallintensitätstechnik ist dazu nicht geeignet, wie in der schon zitierten Arbeit von Munro & Ingard [12.61] dargelegt wurde.

Es hat in der Vergangenheit viele Versuche zur experimentellen Bestimmung der Schallleistung im Strömungskanal gegeben, die von Arnold [12.2] zusammenfassend dargestellt wurden. Hier sollen nur die neuesten kurz erwähnt werden: Michalke [12.52, 12.53] schlug vor, die Schallleistung über die über den Kanalquerschnitt gemittelten Kreuzspektren des Schalldrucks an zwei Messstellen zu ermitteln. Dieses Verfahren erfordert keinerlei Annahmen bezüglich der intermodalen Kohärenz des Schallfeldes, liefert aber zuverlässige Werte nur bis zu dimensionslosen Frequenzen von $kR = 5,3$ (Wellenzahl $k = 2\pi f/c$, R = Kanalradius). Arnold [12.2] verfeinerte Michalkes Verfahren und dehnte den nutzbaren Frequenzbereich auf $kR = 30$ aus, so dass insgesamt bis zu 100 höhere akustische Kanalmoden aufgelöst werden konnten, siehe hierzu auch Abschnitt 12.5.5. Seine Ergebnisse führten auch in Übereinstimmung mit Untersuchungen für Rechteckkanäle von Frommhold & Mechel [12.30], die in Abschnitt 12.4.4 beschrieben werden, zu dem Befund, dass das Modenmodell gleicher modaler Energiedichte (equal modal energy, EME) die von Ventilatoren erzeugten Schallfelder im Kanal besser beschreibt als das Modell gleicher modaler Schallleistung (equal modal sound power, EMSP), das von Bolleter et al. [12.8] zur Berechnung der C_4 -Korrektur angesetzt wurde.

Trotz der von Arnold [12.2] erreichten deutlichen Ausweitung des Korrelationsverfahrens auf höhere Frequenzen muss die Feststellung getroffen werden, dass keine der bekannten Methoden zur Bestimmung der „wahren“ Schallleistung über den gesamten praktisch interessierenden Frequenzbereich anwendbar ist, der in dem normten Verfahren ISO 5136 abgedeckt wird und bis $kR = 183$ reicht (10 kHz in

einem Kanal von 2 m Durchmesser). Folglich müssen theoretische Verfahren unter Annahme realistischer Schallfeldstrukturen im Strömungskanal eingesetzt werden, um Modalkorrekturen bzw. kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrekturen zu bestimmen.

Arnold et al. [12.3] führten solche Rechnungen auf der Basis der Theorie von Michalke [12.52, 12.53] durch. Dabei wurde ein Mikrofon mit einem „Standard“-Turbulenzschirm betrachtet, das an der in ISO 5136 [12.42, 12.43] vorgeschriebenen Radialposition im Kanal platziert war. Die weiteren Annahmen waren:

- Reflexionen vom Kanalende werden vernachlässigt.
- Kanalmoden, die nicht ausbreitungsfähig sind, werden nicht berücksichtigt.
- Das Schallfeld im Kanal wird durch unterschiedliche Modenmodelle beschrieben, z. B. Modell gleicher modaler Schallleistung EMSP, Modell gleicher modaler Energiedichte EME (für die Berechnung der Korrekturwerte der revidierten Norm ISO 5136 [12.43] wurde das Modenmodell EME verwendet, weil es die von Ventilatoren erzeugten Schallfelder in einem angeschlossenen Kanal am besten beschreibt, vgl. [12.2]).
- Die verschiedenen von der Quelle angeregten Kanalmoden können korreliert oder unkorreliert sein (für die Berechnung der Korrekturwerte der revidierten Norm ISO 5136 [12.43] wurde der Fall unkorrelierter Moden zugrunde gelegt, weil dies im Mittel eine gute Näherung für die intermodale Korrelation der von Ventilatoren erzeugten Schallfelder darstellt).
- Der Einfluss der überlagerten Strömung auf die Schallausbreitung im Kanal und auf das Übertragungsverhalten des Mikrofons mit Turbulenzschirm wird berücksichtigt, d. h. $Ma \neq 0$.
- Die Richtcharakteristik des Mikrofons mit Turbulenzschirm wird durch das theoretische Schlitzrohr-Modell von Neise [12.63] beschrieben.

Das Ergebnis der Rechnung zeigte erneut, dass die Modalkorrektur C_4 in der Tat abhängig ist von der Strömungsgeschwindigkeit. Im Ausblaskanal ($U > 0$) sind die neu berechneten Modalkorrekturen etwas größer als die in ISO 5136:1990 [12.42] angegebenen Werte, und im Ansaugkanal ($U < 0$) kann abhängig von der Frequenz und der Strömungsgeschwindigkeit die Modalkorrektur sogar negative Werte annehmen.

Bild 12.24 zeigt beispielhaft Rechenwerte für die kombinierte C_{34} -Frequenzgangkorrektur für einen Standard-Schlitzrohrvorsatz in einem Messkanal mit einem Durchmesser von 500 mm. Die Frequenzabhängigkeit dieser kombinierten Korrektur ist weit weniger stark ausgeprägt als die der früheren C_3 - und C_4 -Korrekturen.

Alle in ISO 5136:2003 [12.43] angegebenen Werte für die kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrektur C_{34} als Funktion der Frequenz für den festgelegten Bereich von Messkanalgrößen und Strömungsgeschwindigkeiten wurden von Arnold basierend auf den in seiner Dissertation [12.2] vorgestellten Methoden berechnet und zur Verfügung gestellt. Zur Information sind zusätzlich C_{34} -Werte für Geschwindigkeiten bis 60 m/s, Terzfrequenzen bis 20 kHz und für den oben beschriebenen erweiterten Bereich von Kanaldurchmessern angegeben.

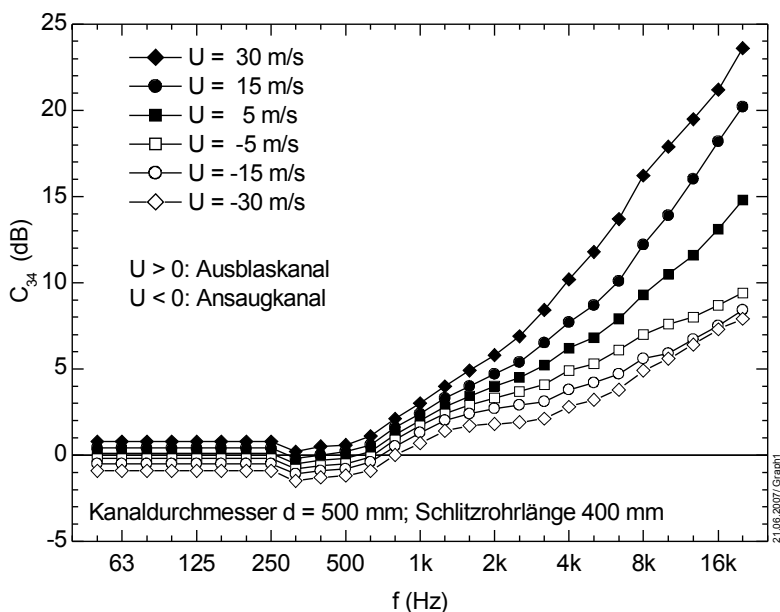


Abb. 12.24 Kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrektur C_{34} für ein 400 mm langes Schlitzrohr in einem Kreisrohr von 500 mm Durchmesser (nach Arnold [12.2]).

Der Vergleich der Schallleistungspegel, die einerseits nach den Messvorschriften des Kanalverfahrens, aber unter Anwendung der neuen C_{34} -Korrekturen, ermittelt wurden und andererseits mit dem verbesserten Korrelationsverfahren (siehe Abschnitt 12.5.5) ergab sehr gute Übereinstimmung. Mit den neuen C_{34} -Korrekturen fand Arnold [12.2] auch eine viel bessere Übereinstimmung der Kanalschallleistungspegel mit den Ergebnissen der Freifeld-Messungen von Holste & Neise [12.37], die an denselben Ventilatoren gemacht wurden. Mit diesen Vergleichen wurde die Gültigkeit der neuen kombinierten Strömungsgeschwindigkeits- und Modalkorrektur C_{34} nachgewiesen.

Die Anordnung der in Bild 12.23 dargestellten Messkanalelemente erlaubt im Unterschied zu dem Vorgängerverfahren ISO 5136 [12.42] die gleichzeitige Bestimmung der Luftleistung nach ISO 5801 [12.45]. Im druckseitigen Messkanal ist ein sternförmiger („star type“) Strömungsgleichrichter angeordnet, der etwaigen Drall aus der Abströmung der zu messenden Schallquelle herausnimmt (wichtig insbesondere für Axialventilatoren) und dadurch einerseits die Messung des statischen Drucks erlaubt und andererseits negative Auswirkungen auf die Schalldruckmessung mit dem Schlitzrohrmikrofon eliminiert. Dieses Problem wurde bei einem europäischen Ringversuch offenkundig [12.10], der durchgeführt wurde, um die Zu-

verlässigkeit und Reproduzierbarkeit des Normentwurfs ISO/DIS 5136.2 [12.44] zu überprüfen. Dieser Ringversuch bewies in der Tat die gute Reproduzierbarkeit des Kanalverfahrens, indem die Standardabweichung der Messergebnisse für die Schallleistung unterhalb der in ISO/DIS 5136.2 [12.44] festgelegten Grenzwerte lag, allerdings mit Ausnahme der Ausblas-Kanalschallleistung des untersuchten Axialventilators ohne Nachleitrad. Dies konnte aber auf den Einfluss des Strömungsdralls bei der Schallmessung mit der Schlitzrohrsonde im Ausblaskanal zurückgeführt werden.

Farzami & Guedel [12.27] zeigten, dass sich dieses Problem durch einen zwischen Ventilator und Messmikrofon eingesetzten Strömungsgleichrichter einfach lösen lässt, so wie er in den Messanordnungen in Bild 12.23 realisiert wurde. Um sicherzustellen, dass die Umströmung des Gleichrichters nicht zusätzliche Geräusche produziert, die nicht dem eigentlichen Untersuchungsobjekt zur Last gelegt werden dürfen, sind auf der Druckseite zwei Schallmessungen vorgeschrieben: einmal mit und einmal ohne Gleichrichter. Von den beiden Messergebnissen wird in jedem interessierenden Frequenzband der niedrigere als der gültige Schallleistungspegel gewertet.

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass das Kanalverfahren ISO 5136 [12.43] zur Bestimmung der Schallleistung dient, die von Schallquellen, speziell von Ventilatoren, in einen angeschlossenen Kanal eingestrahlt wird. Der Schalldruck wird in einem reflexionsarm endenden Kanal in einem festgelegten radialen Abstand von der Achse gemessen, wobei eine Umfangsmittelung vorgenommen werden muss. Dazu genügen drei gleichmäßig verteilte Umfangspositionen oder ein kontinuierlicher Messpfad. Der Messaufwand ist damit im Vergleich mit anderen akustischen Messverfahren sehr gering. Wegen der Messung im Kanal benötigt das Verfahren keine besonderen akustischen Umgebungsbedingungen und ist weitgehend unempfindlich gegenüber Umgebungsgeräuschen.

Das Kanalverfahren gehört in die Genauigkeitsklasse 2 („engineering grade measurement accuracy“), allerdings nur wenn ein Mikrofon mit Schlitzrohrvorsatz (Turbulenzschirm) für die Schalldruckmessung benutzt wird. Mit den vorgeschriebenen Prüfständen sind neben den Schallleistungsmessungen auch Leistungsmessungen an Ventilatoren nach ISO 5801 [12.45] möglich.

12.4.4 Schallleistungsmessungen in Strömungskanälen mit Rechteckquerschnitt

Viele Lüftungstechnische Geräte und Anlagen, insbesondere Radial-, Querstrom und Halbradialventilatoren, und auch die meisten Kanäle von Lüftungs- und Klimaanlage haben rechteckige Anschlussquerschnitte. Für die Geräuschmessungen in installierten Anlagen („in-situ Messungen“) ist daher eine Messvorschrift für die Schallleistungsbestimmung in Rechteckkanälen von großer Wichtigkeit, und auch für Labormessungen wäre es eine Vereinfachung des Messaufbaus, könnten die Geräuschmessungen an bestimmten Prüflingen in einem direkt anschließenden

Rechteckkanal gemacht werden. Deshalb wurden im Auftrag der Forschungsvereinigung für Luft- und Trocknungstechnik (Frankfurt am Main) Untersuchungen zur Erarbeitung einer Messvorschrift für die Schallleistungsbestimmung in Rechteckkanälen nach dem Vorbild der damals gültigen Version des genormten Kanalverfahrens ISO 5136 [12.42] durchgeführt. Die Bestimmungsgleichung für die Schallleistung lautet für diesen Fall

$$L_W = \overline{L_p} + 10 \lg \left(\frac{S}{S_0} \right) - 10 \lg \left(\frac{\rho c}{(\rho c)_0} \right) + C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \quad (\text{vgl. Abschnitt 12.4.3}).$$

Die theoretischen Überlegungen von Frommhold und Mechel [12.30] zeigen, dass im Rechteckkanal Messpunkte und Messpfade definiert werden können, auf denen der Betrag des Schalldruckquadrats eine brauchbare Näherung für die tatsächliche Schallleistung ergibt. Ein geeigneter Messpfad ist beispielsweise der mit den Abständen $0,6 d_y/2$ bzw. $0,6 d_z/2$ von der Kanalachse. Dieser Messpfad ist weitgehend unabhängig vom Seitenverhältnis d_y/d_z des Rechteckquerschnitts, vom Abstand der Messebene von der Quelle und von der Modalverteilung des Schallfeldes. Für diesen Pfad wurden Modalkorrekturen C_4 für unterschiedliche Kanalgrößen berechnet. Dabei wurde das Modenmodell gleicher modaler Energiedichte (EME) zugrunde gelegt unter Berücksichtigung der Tatsache, dass der Schalldruck im Kanal mit einem Mikrofon mit Turbulenzschirm gemessen wird, allerdings - wie bei der damals geltenden Messvorschrift für den runden Kanal ISO 5136 [12.42] - ohne Berücksichtigung der überlagerten Strömung.

In den Experimenten von Neise & Holste [12.68] wurden Schallmessungen an vier Ventilatoren unterschiedlichen Typs gemacht, die an Messkanäle mit rechteckigen Querschnitten mit den Seitenverhältnissen 1:1, 2:1 und 3:1 angeschlossen waren. In jedem Querschnitt wurde an 9×9 Messpositionen gemessen, um anschließend Mittelungen über beliebige Messpunkte, -pfade und -flächen ausführen zu können. Die Modalkorrekturen für einen gewählten Messpfad wurden experimentell durch einen Vergleich mit der in einen runden Messkanal eingestrahlten Schallleistung bestimmt, die nach der in ISO 5136 [12.42] genormten Messvorschrift ermittelt wurde. Dabei wurde davon ausgegangen, dass die in einen Kanal mit Rechteckquerschnitt eingestrahlte Schallleistung gleich der in einem runden ist.

In Bild 12.25 sind als Beispiel die im Rechteckkanal mit dem Querschnittsverhältnis 2:1 für den Messpfad $0,6 d_y/2$ und $0,6 d_z/2$ experimentell ermittelten C_4 -Korrekturen aufgetragen, wobei über die Einzelergebnisse aller Versuchsventilatoren gemittelt wurde. Zum Vergleich sind die rechnerisch gefundenen Korrekturwerte nach Frommhold & Mechel [12.30] und die Korrekturen für den runden Kanal aus ISO 5136 [12.42], hier für den flächengleichen Kreis mit 500 mm Durchmesser, ebenfalls eingetragen. Die Übereinstimmung zwischen theoretisch und experimentell ermittelten Modalkorrekturen für den oben erwähnten Messpfad $0,6 d_y/2$ bzw. $0,6 d_z/2$ ist befriedigend, die Übereinstimmung mit den C_4 -Korrekturen für den runden Kanal überraschend gut. Ähnlich gute Übereinstimmung der Modalkorrekturen für den runden und rechteckigen Kanal findet man auch für das Seitenverhältnis 1:1

(quadratischer Querschnitt). Beim Seitenverhältnis 3:1 sind die Unterschiede etwas größer.

Der Messpfad $0,6 d_y/2$ und $0,6 d_z/2$ bietet sich also für Messungen in Rechteckkanälen an, wobei über vier bis acht Mikrofonpositionen gemittelt werden sollte. Dabei ist anzumerken, dass bei vier Messungen die Eckpunkte der wandparallelen rechteckigen Messpfade gewählt werden müssen, denn eine rhombusförmige Anordnung würde weniger gute Ergebnisse liefern. Die Verwendung der C_4 -Modalkorrekturen zur Berechnung der Schallleistungsspektren ist hingegen problematisch, weil sie, wie sich beim runden Messkanal gezeigt hat, systematisch zu niedrige Pegel ergeben.

Die oben gemachte Feststellung, dass die für Rechteckkanäle gemessenen Modalkorrekturen mit denen für runde Kanäle gut übereinstimmen, lässt die Überlegung zu, dass man auch die neue kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und Modal-korrektur C_{34} der revidierten Norm ISO 5136 [12.43] auf Rechteckkanäle übertragen kann, indem man die C_{34} -Korrekturwerte für den äquivalenten Kreisdurchmesser $d_{\text{äqu}} = \sqrt{4d_y d_z / \pi}$ bei der vorhandenen Strömungsgeschwindigkeit aufsucht. Dieses Verfahren ist jedoch noch nicht geprüft worden und deshalb mit Vorsicht zu verwenden. Es verspricht aber für in-situ Messungen, die einen geringeren Genauigkeitsanspruch haben als Labormessungen der Genauigkeitsklasse 2, kleinere systematische Fehler als wenn die C_4 -Modalkorrekturen verwendet werden.

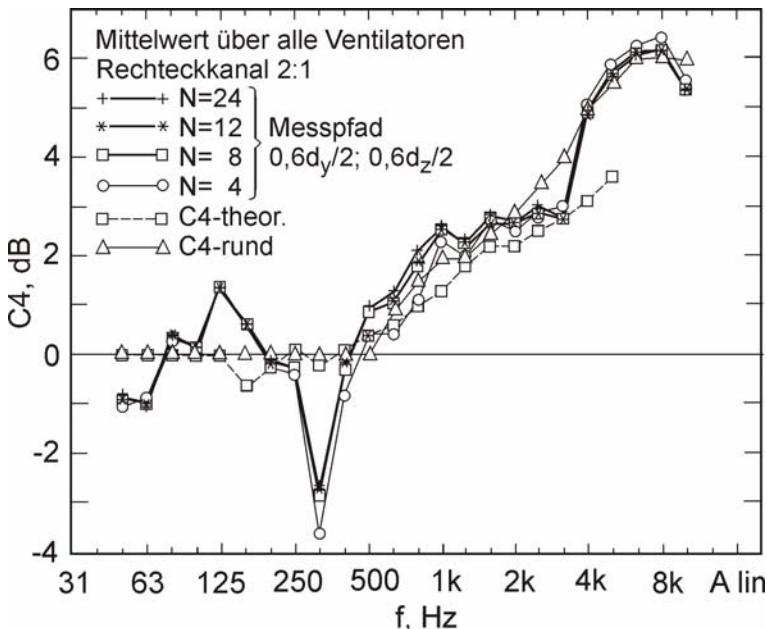


Abb. 12.25 Vergleich der mit unterschiedlichen Messpunktanzahlen ermittelten Modalkorrekturen für den Messpfad $0,6 d_y/2$ und $0,6 d_z/2$ im Rechteckkanal mit dem Querschnittsverhältnis 2:1.

Für Messungen in ausgeführten Anlagen bzw. in Kanälen ohne reflexionsarmen Abschluss ist eine Mittelung über fünf Positionen geeignet, die entlang einer Raumdiagonalen im Rechteckkanal angeordnet sind. Die axiale Erstreckung dieser Raumdiagonalen sollte gleich einem Viertel der Schallwellenlänge bei der tiefsten interessierenden Frequenz sein. Das so gemittelte Schalldruckspektrum ist nach dem oben beschriebenen Verfahren mit der kombinierten Frequenzgangkorrektur für den Messpfad $0,6 d_y/2$ bzw. $0,6 d_z/2$ zu beaufschlagen.

Eine zusammenfassende Darstellung der theoretischen und experimentellen Untersuchungen zur Schallleistungsbestimmung im Rechteckkanal findet sich bei Neise et al. [12.69].

12.5 Akustische Modenanalyse in Strömungskanälen

12.5.1 Vorbemerkung

Die in Abschnitt 12.4 beschriebenen Verfahren zur Bestimmung der in Kanäle eingestrahlt Schallleistung beschränken sich auf Strömungsgeschwindigkeiten mit Machzahlen $Ma < 0,2$, wie sie in der Klima- und Lüftungstechnik sowie industriellen Leitungssystemen vorkommen. Im Bereich der Flugtriebwerke und stationären Gasturbinenanlagen treten deutlich höhere Geschwindigkeiten auf, bei denen die in Abschnitt 12.4 beschriebenen Verfahren nicht anwendbar sind, weil die dort benutzten Mikrofonsonden nicht mehr eingesetzt werden können. Die Fähigkeit des Schlitzrohrvorsatzes, die Auswirkungen turbulenzbedingter Druckschwankungen auf das Messmikrofon zu unterdrücken, nimmt mit wachsender Strömungsgeschwindigkeit ab, weil die Differenzgeschwindigkeit zur Schallgeschwindigkeit immer kleiner wird. Gleichzeitig sinkt die akustische Empfindlichkeit wegen der Strömungsüberlagerung, vgl. Abschnitt 12.2.4.

Im vorliegenden Kapitel werden deshalb Modenanalyseverfahren für Strömungskanäle mit hohen Strömungsgeschwindigkeiten beschrieben, die ohne spezielle Windschirme auskommen müssen und für die folgenden Aufgaben eingesetzt werden können:

- Aufschlüsselung der instationären Druckverteilung im Ansaug- oder Ausblaskanal von Turbomaschinen in akustische Moden (Azimutal- und Radialmoden) zum besseren Verständnis von und Identifizierung der dominanten Entstehungsmechanismen tonaler Geräuschkomponenten durch Vergleich der festgestellten Modenstrukturen mit denen, die durch die verschiedenen Wechselwirkungsprozesse von Turbomaschinen (Einlaufströmung/Rotor 1, Stator/Rotor, Eintrittsleitrad/ Rotor 1, Rotor/Stator, bei mehrstufigen Maschinen Rotor/Rotor, vg. Abschnitt 12.5.2) entstehen können,
- Bestimmung der modalen und der Gesamtschallleistung einzelner Spektralkomponenten,
- Unterscheidung von abgestrahlten und reflektierten Schallanteilen,

- Erfassung der Modenstruktur interessierender Spektralkomponenten als Eingangsgößen bei der Anwendung aktiver Geräuschminderungsverfahren,
- detaillierte Beurteilung von Geräuschminderungsmaßnahmen, die sich auf die Reduzierung einzelner Wechselwirkungsmechanismen richten, z. B. bei Fantriebwerken, Axial- und Radialkompressoren und Turbinen,
- Entwicklung von Rechenverfahren für die Schallabstrahlung einzelner Moden vom Triebwerkeinlauf bzw. -austritt basierend auf gemessenen Modenstrukturen,
- Bereitstellung detaillierter experimenteller Validierungsdaten für numerische Rechenverfahren (computational aero-acoustics, CAA).

12.5.2 Entstehung höherer akustischer Moden durch Rotor-Stator- und Rotor-Rotor-Wechselwirkungen

Bei mehrstufigen axialen Strömungsmaschinen erzeugt die Wechselwirkung zwischen der Einlaufströmung und dem ersten Rotor sowie zwischen den Lauf- und Leitschaufeln jeder Stufe instationäre Kräfte sowohl auf den Rotor- wie auch auf den Statorschaufeln. Die in der ortsfesten Umgebung auftretenden Druckstörungen sind ungleichförmig über den Umfang verteilt. Die azimuthale Ungleichförmigkeit lässt sich durch eine Fourierreihe mit den Azimutalkomponenten m mathematisch beschreiben. Nach Tyler & Sofrin [12.83] hängen die durch die Rotor-Stator-Wechselwirkung erzeugte Kreisfrequenz ω und Azimutalordnung m wie folgt von der Winkelgeschwindigkeit des Rotors Ω und der Zahl der Rotorschaufeln Z und Leitschaufeln V ab:

$$\omega = hZ\Omega \quad \text{mit} \quad h = 1, 2, 3, \dots \quad (12.57)$$

$$m = hZ - sV \quad \text{mit} \quad s = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (12.58)$$

Hier bedeutet h die Harmonische des Drehklangs, also $h = 1, 2, \dots$ für die Schaufel-folgefrequenz und ihre Harmonischen, und $s = 1, 2, \dots$ ist eine ganzzahlige Laufvariable. Die Gln. (12.57) und (12.58) können auch auf die Wechselwirkung des Lauf-rades mit einer ungleichförmigen Zuströmung oder Gehäuse-Wandgrenzschicht angewendet werden, indem man V geeignet wählt, z. B. $V = 1$ für ein Geschwindigkeitsprofil, das sich einmal über den Umfang ändert.

Je geringer der axiale Abstand zwischen den feststehenden und rotierenden Schaufelreihen ist, um so intensiver sind die Wechselwirkungsprozesse und um so größer sind die Amplituden der entstehenden Wechseldrücke. Nicht alle der von der Strömungsmaschine angeregten Druckmoden führen auch zu einer Schallabstrahlung, weil abhängig von der Geometrie des Gehäusekanals und der Anregungsfrequenz nur bestimmte Schwingungsformen (akustische Moden) als Schallwellen ausbreitungsfähig sind. Die Amplituden der anderen klingen mit wachsendem Abstand von der Quelle exponentiell ab (vgl. Abschnitt 12.3).

Holste [12.36] erweiterte Tylers & Sofrins Analyse auf den Fall zweier Rotoren mit den Schaufelzahlen Z_1 und Z_2 und den Winkelgeschwindigkeiten Ω_1 und Ω_2 : (siehe auch Holste & Neise [12.39]):

$$\omega = h_1 Z_1 \Omega_1 - h_2 Z_2 \Omega_2 \quad \text{mit} \quad h_1, h_2 = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (12.59)$$

$$m = h_1 Z_1 - h_2 Z_2 \quad (12.60)$$

Bei gegenläufigen Rotoren haben die Winkelgeschwindigkeiten Ω_1 und Ω_2 unterschiedliche Vorzeichen. Enghardt et al. [12.21] erweiterten die Analyse dann auf die Wechselwirkung zweier Rotoren und mehrerer Statorstufen, die experimentell durch Enghardt et al. [12.20] verifiziert werden konnte:

$$\omega = h_1 Z_1 \Omega_1 - h_2 Z_2 \Omega_2 \quad (12.61)$$

$$\text{mit} \quad h_1, h_2 = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots,$$

$$m = h_1 Z_1 - h_2 Z_2 - s_1 V_1 - s_2 V_2 - \dots - s_n V_n \quad (12.62)$$

$$\text{mit} \quad s_1, s_2, \dots, s_n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$$

wobei V_n die Schaufelzahl der n -ten Statorstufe bedeutet.

12.5.3 Radialmodenanalyse für tonale Schallkomponenten

Die Lösung der Wellengleichung für den Schalldruck im runden Kanal Gl. (12.39) lässt sich vereinfacht darstellen als (siehe auch [12.36] oder [12.82])

$$p(x, r, \theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m(x, r) e^{-jm\theta} e^{j\omega t}, \quad (12.63)$$

wobei die Amplitude der Azimutal- oder Umfangsmoden gegeben ist durch

$$A_m(x, r) = \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn} \left(\sigma_{mn} \frac{r}{R} \right) \left(A_{mn}^- e^{-jk_{xmn}^- x} + A_{mn}^+ e^{-jk_{xmn}^+ x} \right) \quad (12.64)$$

und durch eine Fourier-Reihenentwicklung aus der Umfangsverteilung des komplexen Schalldrucks p bei festgehaltenen Radius r_0 und Axialposition x_0 bestimmt werden kann, die mit Hilfe von N_θ gleichmäßig über den Umfang verteilten Mikrofonen oder anderen Sensoren gemessen wird (Tapken & Enghardt [12.82]):

$$A_m(x_0, r_0) = \frac{1}{N_\theta} \sum_{l=0}^{N_\theta-1} p(x_0, r_0, \theta_l) e^{jm\theta_l} \quad (12.65)$$

Nach dem Nyquist Theorem bestimmt die Zahl der Messpositionen N_θ die höchste auflösbare Umfangsmodenordnung:

$$|m|_{\max} < \frac{N_\theta}{2} \quad \text{oder} \quad N_\theta = 2|m|_{\max} + 1 \quad (12.66)$$

Alternativ kann durch Aufstellung und Lösung eines linearen Gleichungssystems die gesuchte Umfangsmodenverteilung gefunden werden.

Für die Auflösung des Schallfeldes in radiale Moden n sind weitere Messpositionen an entweder unterschiedlichen radialen Abständen von der Kanalachse oder an unterschiedlichen Axialpositionen im Strömungskanal notwendig. Mit den gemessenen komplexen Schalldrücken wird für jede Umfangsmodenordnung m ein lineares Gleichungssystem nach Gl. (12.64) gebildet und nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate gelöst [12.36]. Das lineare Gleichungssystem der komplexen Azimutalmodenamplituden A_{mm}^+ sollte überbestimmt sein, d. h. die Zahl der radialen bzw. axialen Messpositionen sollte größer sein als die größte aufzulösende Radialmodenordnung $n_{\max}$. Diese Anzahl ist zu verdoppeln, wenn auch die reflektierten Schallfeldanteile A_{mm}^- analysiert werden sollen. Voraussetzung für die oben beschriebene Analysetechnik ist, dass das Schallfeld im Strömungskanal vollständig kohärent ist.

Bild 12.26 zeigt verschiedene radiale und axiale Anordnungen von Mikrofonen bzw. instationärer Drucksensoren für die Radialmodenanalyse in Strömungskanälen. Die Gesamtzahl der axialen und radialen Messorte ist bei allen gleich, $N_x \cdot N_r = 24$. Bei allen Anordnungen ist eine Umfangsabtastung an N_θ Messpositionen gemäß Gl. (12.66) zur Ermittlung der Azimutalmodenverteilung erforderlich. Die Umfangsabtastung kann mit N_θ Sensoren an jeder Axial- bzw. Radialposition gemacht werden, das ermöglicht die simultane Erfassung aller komplexen Schalldruckamplituden, damit kurze Versuchszeiten und eliminiert Messfehler infolge nicht völlig stabiler Betriebsbedingungen, beispielsweise Drehzahlschwankungen oder Temperaturdriften. Bei hohen aufzulösenden Umfangsordnungen $|m|_{\max}$ werden aber viele Sensoren und Datenerfassungs- und -aufzeichnungskanäle benötigt, die große Investitionen erfordern und überdies zeitaufwändiges und fehlerträchtiges Kalibrieren notwendig macht. Als Alternative bietet sich die Umfangstraversierung der Sondenreihen bzw. Sensoren tragenden Kanalsegmente an, verbunden mit dem Nachteil längerer Versuchszeiten und Messfehler infolge von Änderungen des Betriebszustandes.

Die beiden oberen Anordnungen mit radialen Sensorreihen bieten sich an für Untersuchungen in Abströmkanälen von Turbomaschinen mit dem Vorteil kurzen axialen Platzbedarfs. Radiale Sensorreihen sind jedoch in Ansaugkanälen nicht einsetzbar, oder nur in sehr großem Abstand von der Turbomaschine, weil anderenfalls die Nachläufe der Mikrofone und Halterungen das Geräusch des Untersuchungsobjekts verfälschen würden.

Wie bereits erwähnt ist die Zahl der axialen und/oder radialen Messstellen durch die höchste aufzulösende Radialmodenordnung bestimmt. Die Genauigkeit, mit der die Radialmodenamplituden bestimmt werden können, hängt entscheidend von der Wahl der Messabstände Δx ab, wie von Tapken & Enghardt [12.82] gezeigt wurde. Die Messabstände sind abzustimmen auf den zu untersuchenden Bereich normierter Wellenzahlen kR und auf die zu erwartenden ausbreitungsfähigen Moden. Aus Simulationsrechnungen mit synthetischen Schallfeldern kommen Tapken & Eng-

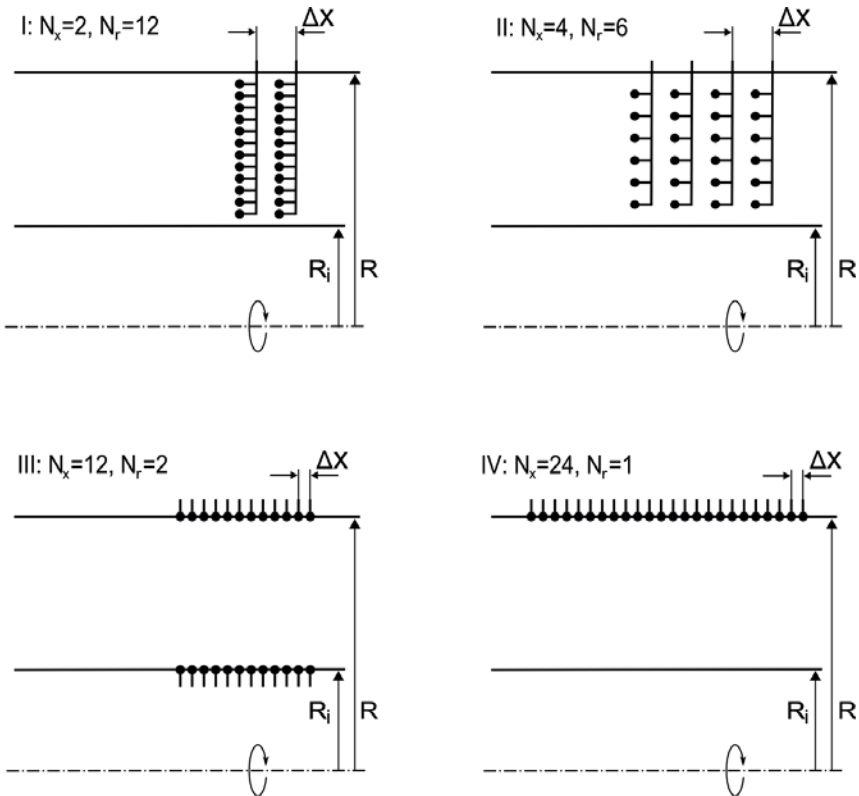


Abb. 12.26 Schematische Darstellung verschiedener Sensoranordnungen für die Radialmodenanalyse in Strömungskanälen mit Kreis- oder Kreisringquerschnitt nach Tapken & Enghardt [12.82].

hardt [12.82] zu dem Schluss, dass radiale Sensoranordnungen vorteilhaft sind für die Analyse bei höheren Frequenzen, bei denen die meisten Moden deutlich oberhalb ihrer cut-off Frequenz angeregt sind und einen flachen Ausbreitungswinkel relativ zur Kanalachse aufweisen. Wandbündige Anordnungen sind besser geeignet für Moden, deren Frequenz in der Nähe ihrer cut-off Frequenz liegt, d. h. einen steilen Ausbreitungswinkel zur Kanalachse haben.

Die Radialmodenanalyse erfordert die Messung komplexer Schalldrücke, d. h. des Betrags und des Phasenwinkels bezogen auf ein Referenzsignal. Bei der Untersuchung tonaler Komponenten von Turbomaschinen, die Vielfache der Drehfrequenz sind, lässt sich ein solches Referenzsignal leicht durch einen Triggerpuls pro Umdrehung erzeugen. Durch rotorsynchrones Mitteln – und gegebenenfalls zusätzliches adaptives Resampling aufgezeichneter Zeitreihen des Schalldrucks – unterdrückt man gleichzeitig alle nicht-rotorsynchronen Signalanteile und erreicht damit eine hohe Amplituden- und Phasengenauigkeit der gemessenen komplexen Schalldrücke.

Die rotorsynchrone Mittelung bzw. das adaptive Resampling löst auch weitestgehend das Problem der dem Schallsignal überlagerten turbulenzbedingten Druckschwankungen. In den so gemessenen Schalldruckspektren sind die Tonkomponenten klar und eindeutig von allen Rauschteilen getrennt und nicht mehr von turbulenten Druckschwankungen beeinflusst.

Eine alternative Möglichkeit zur Bestimmung komplexer Schalldrücke ist, den Schalldruck an einer festen Bezugsposition als Referenzsignal zu verwenden und den Phasenwinkel des Schalldrucks an allen Messpunkten relativ zu dem an der Bezugsposition zu bestimmen. Allerdings müssen die interessierenden tonalen Schalldruckamplituden deutlich über den Pegeln der turbulenzbedingten Druckschwankungen liegen, wie von Holste [12.36] gezeigt wurde. Nötigenfalls ist die von Chung [12.15] beschriebene 3-Mikrofon-Methode einzusetzen, um den Amplitudenfehler zu reduzieren, vgl. Abschnitt 12.2.6 und Anhang A in [12.36].

Die Durchführung der Radialmodenanalyse erfordert einen hohen rechnerischen Aufwand und kann in der Regel nur im Anschluss an die Tests erfolgen. Um einen ersten schnellen Überblick über das im Einlauf bestehende Schallfeld zu erlangen, wurde von Böhning et al. [12.7] ein Verfahren zur Online-Azimuthalmodenanalyse entwickelt, mit dem das für einen Mikrofonring berechnete Umfangsmodenspektrum als Kurzzeitspektrum sowie über die gesamte Messzeit angezeigt werden kann.

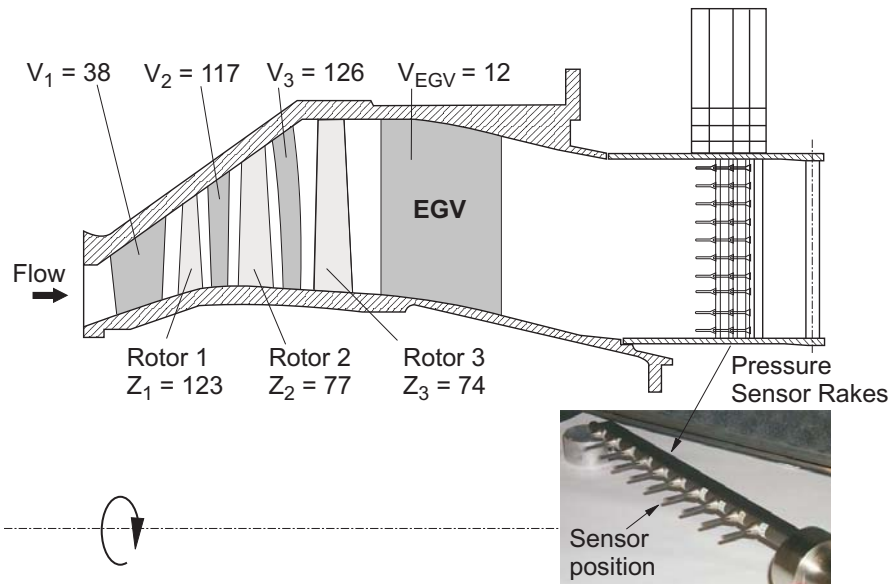


Abb. 12.27 Messanordnung für Modenanalysen an einer Niederdruckturbine (nach [12.22], aus [12.72]).

Enghardt et al. [12.22] wendeten die Radialmodenanalysetechnik an, um den Erfolg konstruktiver Geräuschminderungsmaßnahmen bei einer dreistufigen Niederdruckturbine zu untersuchen. Bild 12.27 zeigt eine Prinzipskizze des Versuchsauf-

baus. Die Zahl der Rotorscheaufeln Z und Leitschaufeln V ist im Bild angegeben. Stromab der Turbine ist ein Rechen mit zehn gleichmäßig verteilten Sensoren zu sehen. Insgesamt wurden sechs solcher Rechen verwendet, die paarweise an unterschiedliche Axialpositionen und im Winkelabstand von 45° zueinander angeordnet waren. Das gesamte Kanalsegment wurde mit einem Messpunkt Abstand $1,5^\circ$ über 180° traversiert, so dass insgesamt 7200 Messpunkte angefahren wurden.

Bild 12.28 zeigt beispielhaft ein Spektrum des Schalldrucks an einem der Messpunkte. Die Frequenzachse ist mit der Wellendrehzahl f_{rot} normiert. Durch die oben erwähnte rotorsynchrone Mittelung und zusätzliches adaptives Resampling werden die Rauschkomponenten stark unterdrückt, so dass die tonalen Komponenten um bis zu 40 dB darüber liegen. Die Blattpassierfrequenzen (BPF) der drei Rotoren betragen das 123-, 77- und 74-fache der Wellendrehzahl und sind deutlich zu erkennen. Weitere Tonkomponenten entstehen durch die Wechselwirkungen zwischen den drei Rotoren. Beispielsweise wird das 80-fache der Wellendrehzahl durch die Wechselwirkung des dritten mit dem zweiten Rotor erzeugt, wie aus der Differenz $f/f_{\text{rot}} = 80 = 2 \cdot Z_2 - Z_3$ und Vergleich mit Gln. (12.61) und (12.62) deutlich wird.

In Bild 12.29 sind die Schallleistungen jeder Umfangsmoden bei der Blattpassierfrequenz des ersten Rotors bei 74 % Auslegungsdrehzahl aufgetragen. Diese modalen Schallleistungen ergeben sich aus der Radialmodenanalyse durch Summation über die zugehörigen radialen Ordnungen gemäß Gl. (12.44) und Gl. (12.45). Die Entstehungsursachen der dominanten Moden $m = -32, 6$, und 9 sind im linken Diagramm für den Fall ohne „exit guide vanes“ (EGV) angegeben: aus Gln. (12.61) und (12.62) folgt, dass sie aus der Wechselwirkung des ersten Rotors mit den benachbarten Statorreihen hervorgehen: $m_1 = -32 = Z_1 - V_1 - V_2$, $m_2 = 6 = Z_1 - V_2$ und $m_3 = 9 = Z_1 - 3 \cdot V_1$. Das Hinzufügen der EGVs (rechtes Diagramm) führt zu einer Streuung der dominanten Moden hin zu höheren Modenordnungen, die zueinander den Abstand von zwölf Modenordnungen aufweisen, das ist gleich der Anzahl der Austrittsleitschaufeln. Beispielsweise wird die Mode $m = 6$ gestreut in die Moden $m = \dots, -30, -18, -6, 6, 18, 30, \dots$. Die Moden höherer Ordnung sind zum Teil nicht ausbreitungsfähig im Kanal und tragen deshalb nicht zur Schallabstrahlung ins Fernfeld bei, und in diesem Sinne wird durch das Austrittsleitrad eine Schallminderung erreicht.

12.5.4 Radialmodenanalyse mit Impuls-Schiebe-Methode

Bei den oben beschriebenen Verfahren zur Erfassung der komplexen Schalldrücke im Strömungskanal wurde vorausgesetzt, dass das Schallfeld vollständig kohärent und zeitlich unveränderlich ist, so dass es nicht notwendigerweise simultan, sondern beispielsweise durch eine Umfangstraversierung sequentiell abgetastet werden kann. Handelt es sich bei dem Untersuchungsobjekt jedoch um eine mehrstufige Turbomaschine mit mehreren Rotoren, deren Drehzahlen nicht starr gekoppelt sind, dann ist das durch die Wechselwirkung der Rotoren entstehende Interferenzfeld akustischer Moden nicht mehr ortsfest, sondern ist örtlichen Schwankungen in

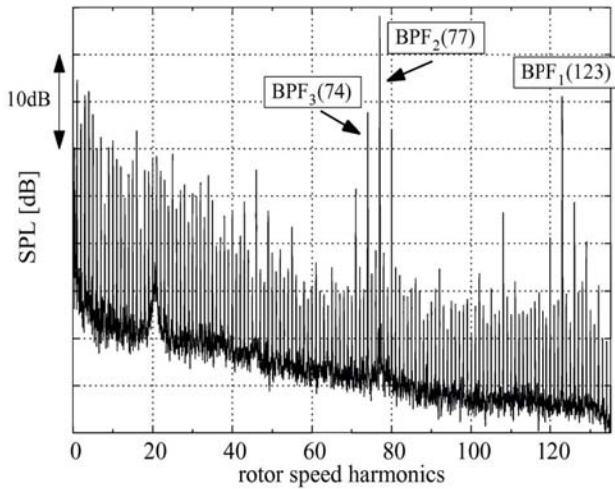


Abb. 12.28 Schalldruckspektrum im Austrittskanal der Turbine (99% Nenndrehzahl, keine „Exit Guide Vanes“, EGV); aus Neise & Enghardt [12.72].

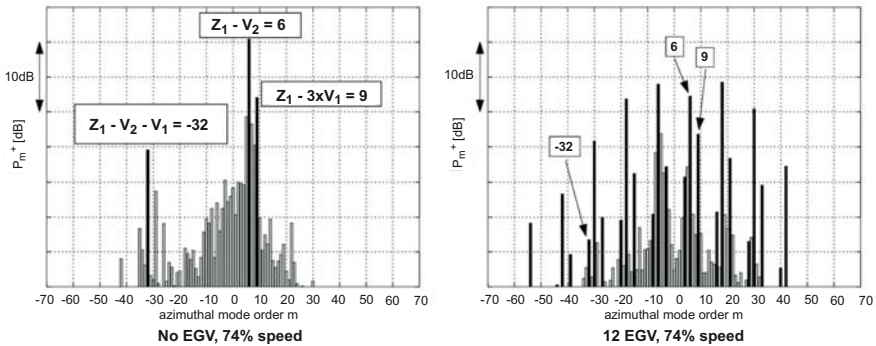


Abb. 12.29 Umfangsmodenspektrum der Schallleistung bei der Blattpassierfrequenz des ersten Rotors ($BPF_1 = 123 f_{rot}$) ohne und mit Austrittsleitschaufeln (aus Neise & Enghardt [12.72]).

Umfangsrichtungen unterworfen. Dieses Problem trat bei akustischen Untersuchungen an dem gegenläufigen Propfan CRISP-1m-Modell (Counter Rotating Integrated Shrouded Propfan) auf, bei dem die beiden Rotoren von zwei separaten Elektromotoren angetrieben wurden (Schimming et al. [12.75]). Für diesen Anwendungsfall erweiterten Holste, Zhang & Neise [12.38] das experimentelle Modenanalyseverfahren um die Impuls-Schiebe-Methode.

Bild 12.30 zeigt schematisch zwei – hier wegen der einfacheren Darstellung konzentrische – gegenläufige Rotoren mit den Schaufelzahlen $Z_1 = 5$ (außen) und $Z_2 = 2$ (innen). Die einzelnen Schaufeln sind nummeriert. In der linken Skizze ist eine Referenzsituation des Rotor 1-Rotor 2-Interferenzmusters dargestellt, die durch

„Schaufel #1 von Rotor 1 trifft Schaufel #1 von Rotor 2“ gekennzeichnet ist und hier bei $\varphi = \varphi_q = 0$ eintritt. Bei starr gekoppelten Rotoren findet das Zusammentreffen der beiden Schaufeln #1 immer an derselben Umfangsposition statt, unabhängig von ihren Drehzahlen und Drehzahlschwankungen.

Der Fall unsynchronisierter Rotoren ist in Bild 12.30b) gezeigt. Rotor 1 hat inzwischen eine ganze Zahl von Umdrehungen zurückgelegt, Rotor 2 aber etwas mehr oder weniger als eine ganze Zahl. Die Umfangsposition der Referenzsituation „Schaufel #1 trifft Schaufel #1“ ist nicht bekannt. Die Umfangsposition der beiden Rotoren kann aber leicht durch zwei rotorsynchrone Triggersignale mit jeweils einem Impuls pro Umdrehung bestimmt werden, und bei geeigneter Konfiguration wird die Referenzsituation „Schaufel #1 trifft Schaufel #1“ durch das gleichzeitige Erscheinen der beiden Triggersignale beschrieben. Nun ist das klassische Abtasten der Umfangsverteilung (durch Umfangstraverse bzw. mehrere über den Umfang verteilte Sensoren) des Interferenzmusters wieder möglich, indem man Messsignale nur dann aufnimmt, wenn die beiden Triggersignale gleichzeitig kommen.

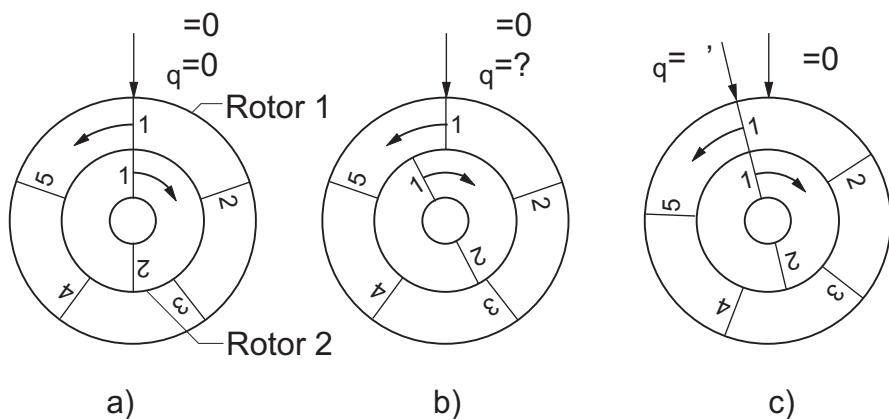


Abb. 12.30 Schematische Darstellung zweier gegenläufiger Rotoren (nach Holste, Zhang & Neise [12.38]).

Ein alternatives – und viel schnelleres – Verfahren besteht jedoch darin, die Mikrofone an festen Messpositionen zu belassen und Messsignale bei verschiedenen, jeweils konstanten Umfangspositionen des Interferenzmusters aufzunehmen. Dazu bedient man sich zweckmäßigerweise eines in Bild 12.31 gezeigten Schaltkreises. Die beiden Rotor-Triggersignale werden zunächst in einem speziellen Schaltkreis in Impulse definierter Amplitude und kurzer Dauer, aber bei der Original-Phasenlage, umgeformt. Danach werden die beiden Triggersignale um Δt_1 bzw. Δt_2 zeitlich verschoben und einem „AND-Modul“ (AND steht für „und“) zugeführt, der einen Triggerimpuls startet, wenn die beiden Eingangssignale gleichzeitig anliegen. Auf diese Weise lässt sich sowohl die vorher betrachtete Referenzsituation „Schaufel #1 trifft Schaufel #1“ identifizieren – in diesem Fall wäre keine zeitliche Verschiebung der beiden Rotor-Triggersignale vorzunehmen – wie auch alle anderen Umfangsposi-

tionen des Interferenzmusters. Dadurch ist es möglich, die gesamte Umfangsverteilung der Rotor-Rotor-Wechselwirkung mit nur einem feststehenden Sensor messtechnisch zu erfassen und anschließend eine Azimutalmodenanalyse durchzuführen. Verwendet man nicht nur einen, sondern mehrere Messmikrofone, dann erhält man bei gleicher Messzeit eine größere statistische Sicherheit, d. h. eine größere Anzahl von Mittelungen.

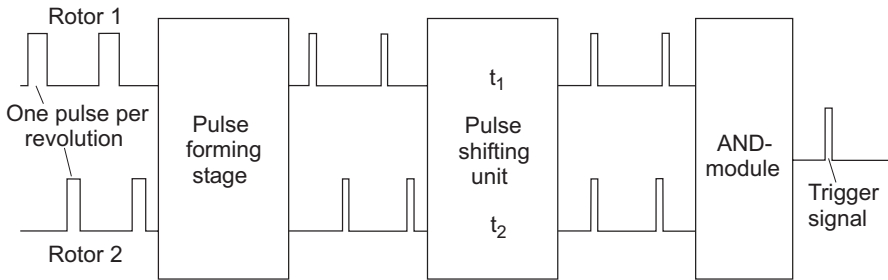


Abb. 12.31 Blockschaltbild zur Impuls-Schiebe-Methode (nach Holste, Zhang & Neise [12.38]).

Bild 12.32 zeigt das mit der Impuls-Schiebe-Methode ermittelte durch die Wechselwirkung der beiden Rotoren des Propfanmodells entstehende Interferenzmuster des Realteils des Schalldrucks bei der Interferenzfrequenz 3320 Hz. Auch ohne formale Modenanalyse wird deutlich, dass das Schallfeld durch die Umfangsmode $m = 18$ dominiert wird.

12.5.5 Modenanalyseverfahren zur Bestimmung der modalen Schalleistung und der Gesamtschalleistung

Es wurde bereits in Abschnitt 12.4.3 erwähnt, dass es in der Vergangenheit viele Arbeiten zur experimentellen Bestimmung der Schalleistung im Strömungskanal gegeben hat, die von Arnold [12.2] zusammenfassend dargestellt wurden. Im Folgenden sollen nur das Verfahren von Michalke [12.53] und seine Erweiterung durch Arnold [12.2] skizziert werden. Beide sind mathematisch recht aufwändig, deshalb geht eine ins Detail gehende Darstellung über den Rahmen dieses Beitrags deutlich hinaus.

Michalke [12.53] schlug vor, die modale und die Gesamtschalleistung in kreiszylindrischen Röhren über die über den Kanalquerschnitt gemittelten Kreuzspektren des Schalldrucks an zwei Messstellen zu ermitteln, weil bei der Querschnittsmittelung alle intermodalen Terme entfallen, d. h. die Korrelationen der einzelnen Moden untereinander verschwinden, und dieses Verfahren deshalb keinerlei Annahmen bezüglich der intermodalen Kohärenz des Schallfeldes benötigt. Die beiden Messstellen sind an verschiedenen Axialpositionen, im selben Abstand von der Rohrachse und mit einem Winkelversatz von entweder $\Delta\theta = 0$ oder $\Delta\theta = 180^\circ$ anzuordnen.

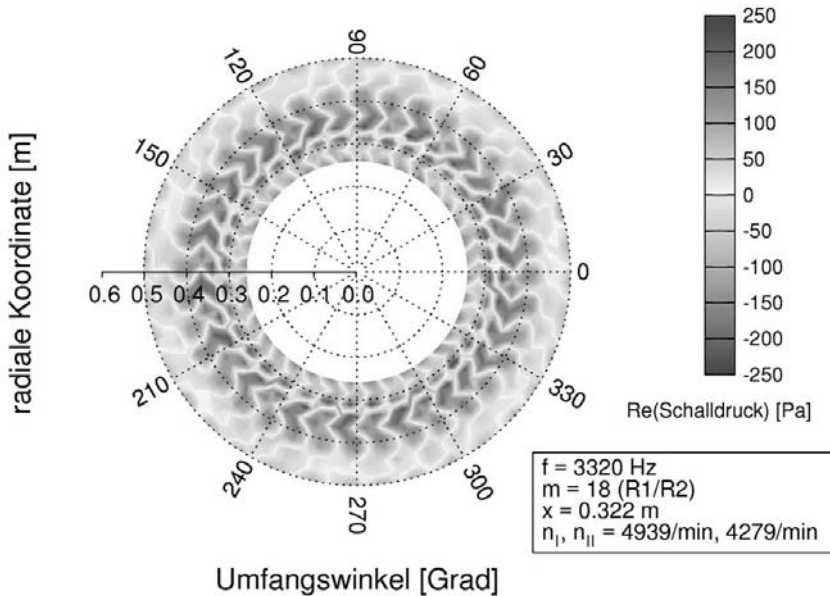


Abb. 12.32 Schalldruckverteilung im Ausblaskanal des CRISP-1m-Modell bei der Drehzahlkombination $n_I = 4939 / \text{min}$, $n_{II} = -4279 / \text{min}$; Drehklangkomponente 3320 Hz (nach Schimming et al. [12.75]).

Die beiden Messstellen müssen ferner soweit voneinander entfernt sein, dass die turbulenzbedingten Druckschwankungen an beiden Mikrofonen nicht mehr korreliert sind und damit keinen Beitrag zu den Kreuzspektren liefern. Michalke gibt an, dass $N_r \cdot N_x = 7 \cdot 6 = 42$ Messpositionen nötig sind, um bis zu normierten Wellenzahlen von $kR < 8$ eine Fehlergrenze der Gesamtschallleistung von $\pm 0,5 \text{ dB}$ – mit Ausnahme kritischer Frequenzen – nicht zu überschreiten, wobei die Messgenauigkeit der einzelnen Schalldrücke sehr hoch sein muss.

Arnold [12.2] führte für das Verfahren von Michalke eine Fehleranalyse durch und kam zu dem Schluss, dass es in der Praxis nur bis etwa $kR = 5,3$ zuverlässige Werte liefert. Arnold erweiterte das Verfahren, indem er den Umfangswinkel zwischen den beiden zur Bestimmung des Kreuzspektrums nötigen Mikrofonen nicht auf 0° und 180° beschränkte, sondern variierte. Die flächengemittelten Kreuzspektren können dann mit einer Fourier-Transformation in Umfangsmode zerlegt werden, und erst danach werden für jede einzelne Umfangsmode die Radialmoden über ein lineares Gleichungssystem aufgelöst. Diese Gleichungssysteme sind kleiner und deshalb stabiler als die bei Michalkes Verfahren. Im Ergebnis kann das weiter entwickelte Verfahren in einem deutlich größeren Frequenzbereich eingesetzt werden: Bis zu normierten Wellenzahlen von $kR = 14$ fand Arnold kaum nennenswerte Fehler in der Gesamtschallleistung. Bei höheren Frequenzen bis $kR = 30$ betrug der maximale Fehler über Terzbandbreiten gemittelt 1 dB.

Bild 12.33 zeigt die von Arnold [12.2] benutzte Versuchsanordnung. Die Kreuzspektren werden von den Signalen des Mikrofons in der Bezugsebene und einem zweiten im Abstand Δx ermittelt. Die gestrichelten Linien in Bild 12.33 zeigen die verschiedenen Mikrofonpaarungen an. Alle Mikrofone befinden sich auf dem selbem Radius, während eine Mittelung über den Umfang durchgeführt wird. Dies kann wie bei Arnolds Messungen durch eine kontinuierliche Traversierung der Mikrofone mit dem gesamten Kanalsegment geschehen oder durch diskrete Umfangspositionen. Im nächsten Schritt werden die Mikrofone um den gleichen Betrag radial verschoben und die Umfangsmittelung wiederholt, so dass schließlich das über den Querschnitt gemittelte Kreuzspektrum gebildet wird.

Das Referenzmikrofon wird dann schrittweise auf N_θ verschiedene äquidistante Winkelpositionen umgesetzt und die Flächenmittelung der Kreuzspektren wiederholt, so dass am Ende der Messprozedur flächengemittelte Kreuzspektren für verschiedene diskrete Axial- und Umfangsabstände Δx bzw. $\Delta\theta$ vorliegen.

Die Untersuchungen von Michalke [12.53] und Arnold [12.2] wurden durch die Frage angeregt, wie man die „wahre“ Schalleistung in Strömungskanälen bestimmen kann, um anschließend für die Formulierung eines praxisgerechten Messverfahrens [12.43] Frequenzgangkorrekturen für einen vorgegebenen Messpfad angeben zu können, vgl. Abschnitt 12.4.3. Das von Arnold entwickelte Modenanalyseverfahren ist sehr aufwändig und zeitintensiv und deshalb für Routinemessungen weder geeignet, noch gedacht, sondern für grundlegende Untersuchungen, beispielsweise wie oben erwähnt für die Entwicklung einer Messvorschrift. Es gilt für Kreiskanäle mit konstanter überlagerter Strömungsgeschwindigkeit, die reflexionsfrei abgeschlossen sind, und für tonale und breitbandige Geräuschanteile. Es kann zwischen rechts- und linksdrehenden Moden unterscheiden, d. h. zwischen positiven und negativen Umfangsordnungen m . Es liefert die Gesamtschalleistung innerhalb interessierender Frequenzbänder wie auch die Schallleistungen einzelner Moden, nicht jedoch ihren Phasenwinkel bezogen auf ein Referenzsignal.

12.5.6 Modenanalyseverfahren für breitbandige Spektralkomponenten

Breitbandige Geräuschanteile spielen bei den meisten strömungserregten Schallquellen eine wichtige Rolle, weil sie erheblich zum Gesamtpegel beitragen, das gilt auch für Flugtriebwerke. Es besteht damit ein großer Bedarf für ein Messverfahren, mit dem Breitbandgeräusch bei überlagerter Strömung hoher Geschwindigkeiten gemessen werden kann. Die bisher beschriebenen Verfahren sind für die Ansprüche insbesondere der Triebwerksakustik nicht ausreichend. Die 3-Mikrofonmethode von Chung [12.15] ist nur bei vollständig kohärenten Schallfeldern einsetzbar, eine Voraussetzung die bei ebenen Wellen im Kanal erfüllt ist, nicht aber im Bereich höherer akustischer Moden. Das Kanalverfahren ISO 5136 [12.43] ist auf Geschwindigkeiten bis 40 m/s begrenzt, bzw. 60 m/s wenn man die informativen Anhänge dazu nimmt, und das Verfahren nach Arnold [12.2] ist eine Labormethode, die einen hohen versuchstechnischen Aufwand und lange Versuchszeiten und

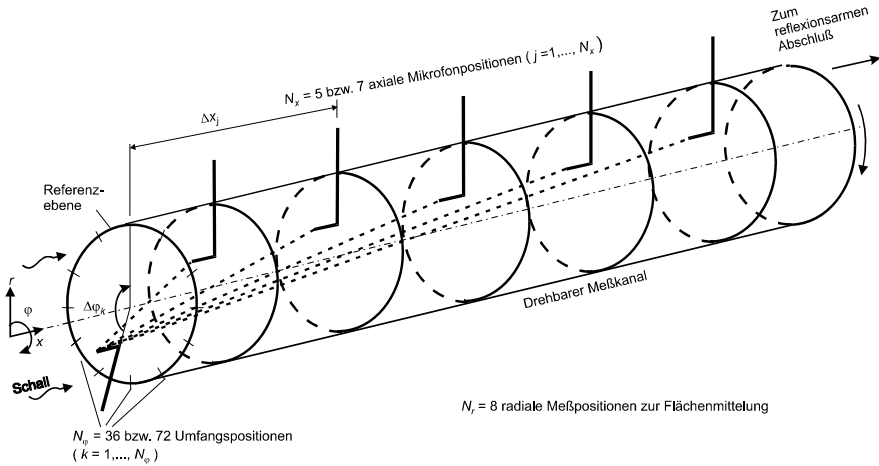


Abb. 12.33 Arnolds [12.2] Messanordnung zur Ermittlung der flächengemittelten Kreuzspektren für verschieden radiale und axiale Abstände der Mikrofonpaare im runden Kanal.

daraus resultierend hohe Kosten verursacht. Es ist überdies auf dimensionslose Frequenzen bis $kR = 30$ beschränkt.

Enghardt, Neuhaus & Lowis [12.23] und Enghardt & Lowis [12.24] beschreiben ein Messverfahren, das für Kanäle hoher Strömungsgeschwindigkeiten gedacht ist und ohne spezielle Windschirme auskommt. Es werden aber Mikrofone in die Strömung eingebracht, die mit einem Nasenkonus ausgerüstet sein müssen, um unnötig hohe Störsignale zu vermeiden, die durch die Wechselwirkung der Strömung mit dem Mikrofonkörper erzeugt werden, vgl. Abschnitt 12.2.1. Die Methode beruht auf der Bestimmung von Kreuzspektren zwischen den Signalen mehrerer Mikrofone (Index „ i “) mit denen eines oder zweier Referenzmikrofone (Index „ref“). Das Kreuzspektrum kann geschrieben werden als

$$G_{p_{\text{ref}} p_i} = \overline{p(x_i, r_i, \theta_i) \cdot p(x_{\text{ref}}, r_{\text{ref}}, \theta_{\text{ref}})^*}, \quad (12.67)$$

wobei p die komplexen Schalldrücke bedeuten, die Überstreichung den zeitlichen Mittelwert kennzeichnet und der Stern den konjugiert komplexen Wert. Unter der Voraussetzung, dass

- das Schallfeld statistisch stationär ist,
- die Moden unterschiedlicher Modenordnung unkorreliert sind und
- die turbulenzbedingten Druckschwankungen an den Messmikrofonen und den Referenzmikrofonen nicht korreliert sind, so dass sie keinen Beitrag zu den zu messenden Kreuzspektren liefern,

lässt sich die Kreuzkorrelation unter Verwendung von Gl. (12.39) schreiben als

$$\begin{aligned}
G_{p_{\text{ref}} p_i} = & \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn} \left(\sigma_{mn} \frac{r_i}{R} \right) f_{mn} \left(\sigma_{mn} \frac{r_{\text{ref}}}{R} \right) \cdot \left(|A_{mn}^-|^2 e^{-jk_{xmn}^-(x_{\text{ref}}-x_i)} \right. \\
& + |A_{mn}^+|^2 e^{-jk_{xmn}^+(x_{\text{ref}}-x_i)} + 2e^{-jk^{Ma}(x_{\text{ref}}-x_i)} \text{Re} \left\{ A_{mn}^- A_{mn}^+ e^{jk_{mn}^S(x_{\text{ref}}+x_i)} \right\} \Big) \\
& \cdot e^{-jm(\theta_{\text{ref}}-\theta_i)} .
\end{aligned} \tag{12.68}$$

Darin sind die axialen Wellenzahlen abgekürzt durch

$$k_{xmn}^{\pm} = k^{Ma} \pm k_{mn}^S \tag{12.69}$$

$$\text{mit} \quad k^{Ma} = \frac{-k Ma}{1 - Ma^2} \tag{12.70}$$

$$\text{und} \quad k_{mn}^S = \frac{k}{1 - Ma^2} \sqrt{1 - (1 - Ma^2) \left(\frac{\sigma_{mn}}{kR} \right)^2} . \tag{12.71}$$

Gl. (12.68) wird nach der Methode des kleinsten Fehlerquadrats gelöst (für Einzelheiten hierzu siehe [12.24]), um die Amplituden der stromauf und stromab laufenden Schallwellen $|A_{mn}^+|^2$ und $|A_{mn}^-|^2$ sowie

$$B_{mn}^{\pm} = \text{Re} \left\{ A_{mn}^+ A_{mn}^- e^{jk_{mn}^S(x_{\text{ref}}+x_i)} \right\}$$

zu erhalten. Die Schallleistung ergibt sich aus den Gleichungen (12.44) und (12.45).

Bild 12.34 zeigt die von Enghardt & Lowis verwendete Messanordnung im Ausblaskanal 3,2 m stromab eines Axialventilators. Acht Mikrofone M1 bis M8 sind in einem drehbaren Kanalsegment angeordnet, zwei davon wandbündig, sechs ausgerüstet mit Nasenkonus in unterschiedlichen Abständen r von der Achse. Zwei wandbündige Referenzmikrofone befinden sich 200 mm stromab ($M_{\text{ref}1}$) bzw. 2087 mm ($M_{\text{ref}2}$) stromauf der Messebene $x = 0$. Messungen wurden an 36 gleichmäßig verteilten Umfangspositionen der Mikrofone M1 bis M8 gemacht. Parallel zu den Modenmessungen wurde die Schallleistung nach ISO 5136 [12.43] bestimmt, wofür ein Mikrofon mit Schlitzrohrvorsatz an der vorgeschriebenen Radialposition anstelle der Mikrofone M1 bis M8 in den Drehkanal eingesetzt wurde.

In Bild 12.35 werden die nach dem Breitband-Modenanalyseverfahren und dem genormten Kanalverfahren ISO 5136 [12.43] ermittelten Schallleistungsspektren miteinander verglichen. Im Bereich ebener Schallwellen bis 400 Hz wurde nicht das Modenanalyseverfahren angewendet, sondern die 3-Mikrofonmethode nach Chung ([12.15], vgl. Abschnitt 12.2.6). Die Ergebnisse der beiden Messverfahren stimmen im Mittel recht gut überein, allerdings mit Abweichungen bei sehr tiefen Frequenzen und bei einigen tonalen Komponenten. Bei diesen Untersuchungen und auch späteren von Enghardt, Holewa & Tapken [12.25] wurde deutlich, dass die Wahl des Orts des Referenzmikrofons das Ergebnis des Modenanalyse beeinflusst. Daraus ist zu schließen, dass das Breitband-Modenanalyseverfahren noch nicht denselben Reifegrad erreicht hat wie die in Abschnitt 12.5.3 beschriebene Radialmodenanalyse für tonale Komponenten.

12.6 Messungen hydrodynamischer Druckschwankungen in freien Strömungen

12.6.1 Vorbemerkung

Turbulente Strömungen wurden über einen langen Zeitraum fast ausschließlich mit Hilfe von Geschwindigkeitsmessungen erforscht, wobei sowohl die zeitlichen Mittelwerte als auch die Schwankungsanteile mit Hitzdrahtanemometern und/oder laseroptischen Verfahren erfasst wurden. Die Hitzdrahtsonden können in aller Regel so klein gebaut werden, dass sie die Strömung nur in vernachlässigbarer Weise verändern, so dass damit die Strömungsgrößen gemessen werden können, die auch ohne die Präsenz der Messsonde vorherrschen. Die optischen Methoden benötigen keine materiellen Sonden, so dass keine schädliche Interferenz mit der Strömung zu befürchten ist.

Die Messung instationärer Drücke entlang der die Strömung begrenzenden Wände mit Hilfe implantierter Drucksensoren ist ebenfalls unproblematisch, so lange die Originalwandkontur durch den Einbau des Sensors nicht verändert wird. Alle der in Abschnitt 12.2.2 beschriebenen Techniken können prinzipiell dafür eingesetzt werden, allerdings spielt, wie dort schon kurz erwähnt, bei den Strömungsdrücken die Größe und Geometrie der druckempfindlichen Fläche der Sensoren eine besonders wichtige Rolle, wie schon in einer frühen Arbeit von Corcos [12.18] gezeigt wurde.

Geschwindigkeitsschwankungen einer turbulenten Strömung sind immer von Schwankungen des statischen Drucks begleitet. Die Kenntnis dieser Druckschwankungen würde das Verständnis der Turbulenz erheblich weiter befördern, deshalb stellt sich die Frage, ob diese Druckschwankungen mit Hilfe der in der Akustik üblichen Methoden messbar sind. In den folgenden beiden Abschnitten werden Bemühungen zur Messung der Strömungsdruckschwankungen im Freistrahle und in einer turbulenten Rohrströmung beschrieben.

12.6.2 Messungen hydrodynamischer Druckschwankungen im Freistrahle

Fuchs [12.32] stellte fest, dass es drei verschiedene Ursachen für die Anzeige eines umströmten Drucksensors geben kann:

- a) Druckschwankungen, die in der Strömung bereits vor Einbringen der Sonde am Messort vorhanden sind,
- b) Druckschwankungen, die von der Sonde selbst infolge ihrer Umströmung am Messort zusätzlich erzeugt werden,
- c) Druckschwankungen, die von einem der Strömung von außen her zusätzlich überlagerten Schallfeld herrühren.

Die Schwankungen nach a) sind die Schwankungen des statischen Druckes in einer Strömung, die aus Sicht des Turbulenzforschers das eigentliche Nutzsignal darstellen. Die unter c) genannten Schwankungen sind als Nutzsignal anzusehen, wenn

man Schallmessungen bei überlagerter Strömung durchführen will. Mit dieser Frage haben sich die vorangegangenen Abschnitte befasst. Die Schwankungen nach b) sind sowohl bei der Turbulenz- als auch bei der Schallmessung als Umströmungs- oder Eigengeräusch der Messsonde, also als Störsignal aufzufassen.

Fuchs [12.32, 12.33] führte Messungen mit Mikrofonsonden unterschiedlicher Baugröße und Bauform im Potentialkern eines Freistrahls kleiner Strömungs-Machzahl durch. Bis auf eine Ausnahme hatten alle untersuchten Mikrofonsonden eine stromlinienförmige Vorderseite ähnlich dem Nasenkonus. Aus u.a. den folgenden experimentellen Befunden (hier sehr verkürzt dargestellt), dass

- alle Sonden bei festgehaltenem Messpunkt übereinstimmende Schwankungsspektren ergaben,
- bei allen Sonden dieselben Abhängigkeiten von der Geschwindigkeit und vom Messort auftraten,
- die Druckspektren dieselbe spektrale Verteilung wie die axialen Geschwindigkeitsschwankungen haben,
- die Druckspektren bei Änderungen des Anstellwinkels bis zu 15° unverändert blieben,

schloss Fuchs, dass es möglich ist, die Schwankungen des statischen Drucks im Potentialkern zu messen.

Das reine Umströmungsgeräusch am Mikrofon mit Nasenkonus konnte durch Vergleich mit Messungen von Brüel [12.13], der Messungen mit bewegten Mikrofonen in völlig ungestörter ruhender Luft durchführte, als mögliche Fehlerquelle ausgeschlossen werden. Fuchs konnte weiter zeigen, dass zwei andere denkbare Fehlerquellen, die durch die axialen Geschwindigkeitsschwankungen und den Aufstau der Querkomponenten an der Mikrofonoberfläche begründet sind, viel kleinere Druckschwankungen erzeugen als mit Mikrofonen im Freistrahlkern gemessen wurde.

12.6.3 Messungen hydrodynamischer Druckschwankungen in turbulenter Rohrströmung

Hauptziel der Untersuchungen von Neise [12.62] war die Frage, wodurch der strömungsbedingte Störpegel an einem in einer turbulenten Rohrströmung befindlichen Mikrofon verursacht wird und wie man ihn reduzieren kann (siehe Abschnitt 12.2.4), um Schallmessungen zu erleichtern oder überhaupt erst möglich zu machen. Für die Schallmessungen ist die Ursache des Störpegels eigentlich unerheblich. Im Hintergrund stand jedoch auch noch die Frage, ob man ähnlich wie im Freistrahls (vgl. Abschnitt 12.6.2) auch in einer turbulenten Rohrströmung neben den Geschwindigkeitsschwankungen auch die Druckschwankungen messtechnisch erfassen kann, um das Verständnis der Turbulenz zu verbessern.

Im ersten Schritt wurde der turbulente Störpegel an handelsüblichen Kondensatormikrofonen mit Nasenkonus in einer Rohrströmung experimentell bestimmt.

Dabei zeigte sich, dass die Druckschwankungen am Mikrofon in einem Bereich von 5 m/s bis 50 m/s etwas stärker als quadratisch mit der Anströmgeschwindigkeit anwachsen. Für die Abhängigkeit vom Turbulenzgrad wurde ein Exponent von 0,7 gefunden, wobei die Schwankungsintensität von etwa 3 bis 23 % variiert wurde. Bei der Verwendung verschiedener Mikrofongrößen traten in den Spektren der Mikrofondsignale schon bei tiefen Frequenzen Unterschiede auf, die nicht in Übereinstimmung sind mit den von Fuchs [12.32] berichteten Beobachtungen. Eine befriedigende Erklärung dafür konnte nicht angegeben werden.

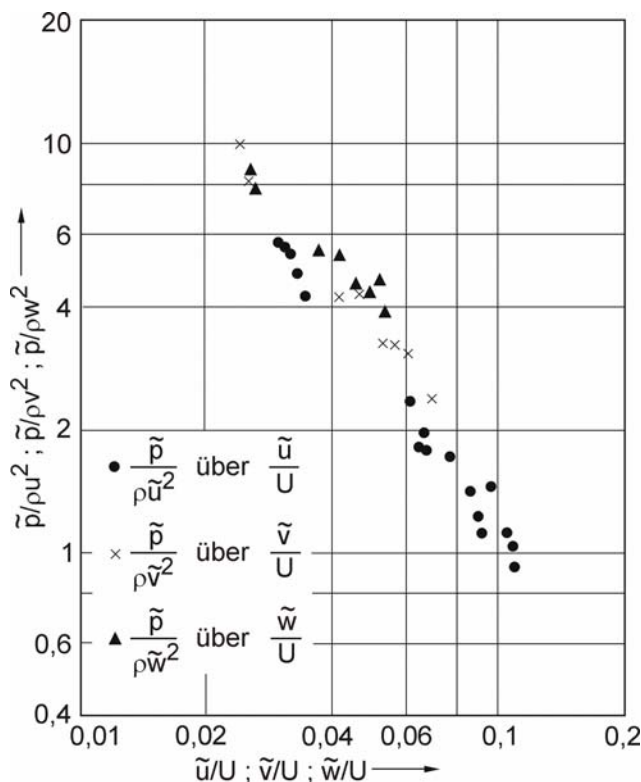


Abb. 12.36 Verhältnis der mit einem Mikrofon mit Nasenkonus gemessenen Druckschwankungen zu den durch Aufstau der lateral Geschwindigkeitsschwankungen entstehenden Druckschwankungen (nach [12.62]).

Durch Messungen mit schräger Anströmung lässt sich nach dem Vorbild der Freistrahlundertersuchungen von Fuchs [12.32, 12.33] leicht nachprüfen, ob Wirbelablösungen oder das Ausbilden turbulenter Grenzschichten am Mikrofon und seiner Halterung Ursachen des strömungsbedingten Störsignals sind. Das Ergebnis war, dass das mit einem 1/2"-Mikrofon mit Nasenkonus gemessene Spektrum sich nicht ändert, wenn man die Sonde bis zu 10° schräg zur Strömung anstellt. Mit Sicherheit verändert man dabei aber die Umströmung des Mikrofonkörpers, daher kann man

die dabei entstehenden Schwankungen als Ursache für das vom Mikrofon angezeigte turbulente Störsignal ausschließen.

Beim Mikrofon mit Nasenkonus ist die Druck aufnehmende Fläche parallel zur Strömungsrichtung angeordnet. Nach Siddon [12.79] können die Geschwindigkeitsschwankungen senkrecht zu dieser Fläche Druckschwankungen von der Größenordnung $\rho \tilde{v}^2$ bzw. $\rho \tilde{w}^2$ erzeugen, wenn v und w die Komponenten senkrecht zur Hauptströmungsrichtung bedeuten. Einen Eindruck von der Größe dieser Schwankungen gewinnt man aus Bild 12.36, wo das Verhältnis des mit einem 1/4"-Mikrofon gemessenen Drucks $\tilde{p}$ zum Quadrat der Schwankungsgeschwindigkeit der drei Komponenten über der Schwankungsintensität aufgetragen ist. Man sieht, dass der Effektivwert der Druckschwankungen bei kleinem Turbulenzgrad wesentlich größer ist als $\rho \tilde{v}^2$ und $\rho \tilde{w}^2$, d. h. dass die Mikrofonanzeige nur unwesentlich vom Aufstau dieser Geschwindigkeitsschwankungen bestimmt werden kann. Bei größerem Turbulenzgrad geht das Verhältnis $\tilde{p}/(\rho \tilde{v}^2)$ bzw. $\tilde{p}/(\rho \tilde{w}^2)$ aber gegen den Wert 1. Hier kann der Aufstau offenbar schon einen nennenswerten Beitrag zur Mikrofonanzeige liefern.

Wenn bei kleinem Turbulenzgrad weder die reinen Umströmungsgeräusche, noch die Quergeschwindigkeitsschwankungen die Anzeige des Mikrofons wesentlich beeinflussen, dann deutet das daraufhin, dass man mit einem handelsüblichen Kondensatormikrofon die Druckschwankungen der ungestörten Strömung messen kann. Das würde auch Siddons [12.79] Messungen bestätigen, wonach nur kleine Korrekturen des gemessenen Drucks nötig sind. Widersprüchlich dazu bleibt jedoch, dass man bei Verwendung unterschiedlicher Mikrofondurchmesser wie oben erwähnt Unterschiede in den Druckspektren erhält, die sich nicht allein durch die Größe der Druckaufnahme­fläche erklären lassen.

Literaturverzeichnis

- [12.1] ALLEN, C.S.; SODERMAN, P.T.: *Aeroacoustic probe design for microphones to reduce flow-induced self-noise*. 15th AIAA-AeroacousticsConference, Long Beach California, USA, Paper No.: AIAA 93 – 4343, 1993
- [12.2] ARNOLD, F.: *Experimentelle und numerische Untersuchung zur Schallleistungsbestimmung in Strömungskanälen*. VDI-Fortschritt-Berichte Reihe 7 Nr. 353, VDI-Verlag GmbH Düsseldorf, 1999
- [12.3] ARNOLD, F.; HAHN, J.; MICHALKE, A.; NEISE, W.: *Zur Schallleistungsbestimmung in Strömungskanälen mit Schlitzrohr-Sonden*. In Fortschritte der Akustik, DAGA'95, 531 – 534, 1995
- [12.4] BARRET, A.J.; OSBORNE, W.C.: *Noise measurement in cylindrical fan ducts*. Journal of the Institution of Heating and Ventilating Engineers 28, 306 – 318, 1960
- [12.5] BENDAT, J.S.; PIERSON, G.: *Random data. Analysis and measurement procedures*. John Wiley & Sons. Inc. New York, 1971
- [12.6] BENDAT, J.S.; PIERSON, G.: *Engineering applications of correlation and spectral analysis*. John Wiley & Sons. Inc. New York, 1980
- [12.7] BÖHNING, P.; ENGHARDT, L.; NEISE, W.; KÖLTZSCH, P.: *Entwicklung einer Software zur Kurzzeit-Modenanalyse*. Fortschritte der Akustik DAGA 2000, Oldenburg, 656 – 657, 2000

- [12.8] BOLLETER, U.; COHEN, R.; WANG, J.: *Design considerations for an in-duct sound power measuring system*. Journal of Sound and Vibration 28, 669 – 685, 1973
- [12.9] BOLLETER, U.: *The measurement of sound power in circular ducts with a directional microphone in the presence of cross modes*. ISO/TC 43/SC 1/WG 3 N62, 1980
- [12.10] BOLTON, A.N.: *Intercomparison of in-duct fan noise measurements*. Report EUR 13890 EN, Comm. Europ. Communities, Community Bureau of Reference, Brussels, Belgium, 1992
- [12.11] BOLTON, A.N.: *Fan noise installation effects*. Proc. Int. Conf. Fan Noise, Senlis, France, CETIM, 77 – 88, 1992
- [12.12] BROCK, M.: *Wind and turbulence noise of turbulence screen, nose cone and sound intensity probe with wind screen*. B&K Technical Review No. 4 -1986, 32 – 39, 1986
- [12.13] BRÜEL, P.U.: *Aerodynamically induced noise of microphones and windscreens*. Brüel & Kjaer Technical Review 2, 1960
- [12.14] B&K: <http://www.bksv.com/3577.asp>, 2007
- [12.15] CHUNG, J.Y.: *Rejection of flow noise using a coherence function method*. Journal of the Acoustical Society of America 62, 388 – 395, 1977
- [12.16] CHUNG, J.Y.; BLASER, D.A.: *Transfer function method of measuring in-duct acoustic properties I. Theory*. Journal of the Acoustical Society of America 68, 907 – 913, 1980
- [12.17] CHUNG, J.Y.; BLASER, D.A.: *Transfer function method of measuring in-duct acoustic properties II. Experiment*. Journal of the Acoustical Society of America 68, 914 – 921, 1980
- [12.18] CORCOS, G.M.: *Resolution of pressure in turbulence*. Journal of the Acoustical Society of America 35, 192 – 199, 1963
- [12.19] DIN EN ISO 5136: *Akustik – Bestimmung der von Ventilatoren und anderen Strömungsmaschinen in Kanäle abgestrahlten Schallleistung – Kanalverfahren*. (ISO 5136:2003) Deutsche Fassung EN ISO 5136, 2003
- [12.20] ENGHARDT, L.; ZHANG, Y.; NEISE, W.; KENNEPOHL, F.: *Acoustical radial mode analysis at a three-stage low pressure axial compressor*. VDI-GET-Tagung Turbokompressoren im industriellen Einsatz, VDI-Berichte 1425, 337 – 346, 1998
- [12.21] ENGHARDT, L.; ZHANG, Y.; NEISE, W.: *Experimental verification of a radial mode analysis technique using wall-flush mounted sensors*. Collected Papers from the Joint Meeting „Berlin 99“ TU-Berlin, March 14-19, 1999; 137th regular meeting of the Acoustical Society of America, 2nd convention of the EAA: Forum Acusticum - integrating the 25th German Acoustics DAGA Conference; ISBN 3-9804568-5-4.
- [12.22] ENGHARDT, L.; TAPKEN, U.; NEISE, W.; KENNEPOHL, F.; HEINIG, K.: *Turbine blade/vane interaction noise: Acoustic mode analysis using in-duct sensor rakes*. 7th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 28.-30.5. 2001, Maastricht, Netherlands, Paper No.: AIAA-2001-2153, 2001
- [12.23] ENGHARDT, L.; NEUHAUS; LOWIS, C.: *Broadband sound power determination in flow ducts*. 10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 10.-12.5.2004, Manchester, UK; Paper No.: AIAA-2004-2940, 2004
- [12.24] ENGHARDT, L.; LOWIS, C.: *Broadband sound power determination in flow ducts*. Proceedings of the Institute of Acoustics 28 Pt. 1, Southampton, UK, 2006
- [12.25] ENGHARDT, L.; HOLEWA, A.; TAPKEN, U.: *Comparison of different analysis techniques to decompose a broad-band ducted sound field in its mode constituents*. 13th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 21.-23.5.2007, Rom, Paper No.: AIAA-2007-3520, 2007
- [12.26] FAHY, F.J.: *Sound intensity*. 2. ed.. - E & FN Spon, London, 1995
- [12.27] FARZAMI, R.; GUEDEL, A.: *Influence of a straightener on in-duct sound power measurements*. Proc. Int. Conf. Fan Noise, Senlis, France, CETIM, 375 – 380, 1992
- [12.28] FORSTER, F.; RÖHLE, I.; MICHEL, U.: *Optimierung der passiven und aktiven Dämpfung von thermoakustischen Schwingungen*. Abschlussbericht Vorhaben 4.4.2C, AG Turbo II Verbundvorhaben GuD-Kraftwerk, 500MW auf einer Welle, 2005
- [12.29] FRIEDRICH, J.: *Ein quasischallunempfindliches Mikrofon für Geräuschemessungen in turbulenten Luftströmungen*. Technische Mitteilungen Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt 11, 30 – 33, 1967

- [12.30] FROMMHOLD, W.; MECHEL, F.P.: *Rechnerische Untersuchungen zur Bestimmung der Schallleistung in Rechteckkanälen*. Fraunhofer-Institut für Bauphysik BS 202/89, 1989
- [12.31] FIELDS, R.S. JR.; TSO, J.; SODERMAN, P.T.: *An experimental investigation of flow induced tones of the Briel & Kjaer in-flow microphones*. 3rd AIAA/CEAS-Aeroacoustics Conference, Atlanta Georgia. Paper No.: AIAA-97-1674-CP, 1997
- [12.32] FUCHS, H.V.: *Über die Messung von Druckschwankungen mit umströmten Mikrofonen im Freistrah*. Dissertation TU-Berlin, erschienen als DLR FB 70-22, 1970
- [12.33] FUCHS, H.V.: *Measurement of pressure fluctuations within subsonic turbulent jets*. Journal of Sound and Vibration 23, 361 – 378, 1972
- [12.34] GHILADI, A.: *Drehklangentstehung in axialen Turbomaschinen und -ausbreitung in angeschlossenen Rohrleitungen*. Dissertation, RWTH Aachen, 1981
- [12.35] G.R.A.S.:
http://www.grasinfo.dk/documents/pd_Microphone_Accessories_ver_29.06.06.pdf, 2007
- [12.36] HOLSTE, F.: *Ermittlung der aerodynamischen Lärmquellen und Berechnung des abgestrahlten Schallfeldes mittels der im Nahfeld gemessenen Druckschwankungen am Beispiel eines Triebwerksmodells*. Dissertation TU Berlin 1995, Fortschritt Berichte VDI Reihe 7, Nr. 272, Verein Deutscher Ingenieure, VDI-Verlag GmbH Düsseldorf, 1995
- [12.37] HOLSTE, F.; NEISE, W.: *Experimental comparison of standardized sound power measurement procedures for fans*. Journal of Sound and Vibration 152, 1 – 26, 1992
- [12.38] HOLSTE F.; ZHANG Y.; NEISE, W.: *Experimental analysis of acoustical modes generated by the interaction of two non-synchronous rotors*. 2nd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference (17th AIAA Aeroacoustics Conference), May 6-8, 1996, Penn State University, State College, Pennsylvania, USA. Paper No.: AIAA/CEAS 96 – 1690, 1996
- [12.39] HOLSTE, F.; NEISE, W.: *Noise source identification in a propfan model by means of acoustical near field measurements*. Journal of Sound and Vibration 203, 641 – 665, 1997
- [12.40] ISO 3742: *Acoustics - Determination of sound power levels of noise sources - Precision methods for discrete-frequency and narrow-band sources in reverberation rooms*. International Standard, International Organisation for Standardization, 1975
- [12.41] ISO 3744: *Acoustics - Determination of sound power levels of noise sources - Engineering methods for free-field conditions over a reflecting plane*. International Standard, International Organisation for Standardization, 1981
- [12.42] ISO 5136: *Acoustics - Determination of sound power radiated into a duct by fans - In-duct method*. International Standard, International Organisation for Standardization, 1990
- [12.43] ISO 5136: *Determination of sound power radiated into a duct by fans and other air moving devices - In-duct method*. (revision of ISO 5136:1990), 2003
- [12.44] ISO/DIS 5136.2: *Determination of sound power radiated into a duct by fans and other air moving devices - In-duct method*. Draft International Standard. International Organisation for Standardization, 1985
- [12.45] ISO 5801: *Industrial fans - Performance testing using standardized airways*. International Standard, International Organisation for Standardization, 1997
- [12.46] KAMEIER, F.; NEISE, W.: *Rotating blade flow instability as a source of noise in axial turbomachines*. Journal of Sound and Vibration 203, 833 – 853, 1997
- [12.47] KAPUR, A.; MUNGUR, P.: *On the propagation of sound in a rectangular duct with gradients of mean flow and temperature in both transverse directions*. Journal of Sound and Vibration 23, 401 – 404, 1972
- [12.48] KO, S.: *Sound attenuation in acoustically lined circular ducts in the presence of uniform flow and shear flow*. Journal of Sound and Vibration 22, 193 – 210, 1972
- [12.49] KONLE, H.J.; RÖHLE, I.; RAUSCH, A.; PASCHEREIT, C.O.: *FOM - Faser Optisches Mikrofon: eine akusto-optische Messtechnik für die Turbomaschinendiagnostik*. Fortschritte der Akustik, DAGA'07, Stuttgart, 19.-22.3.2007
- [12.50] MÄRZ, J.; HAH, CH.; NEISE, W.: *An experimental and numerical investigation into the mechanisms of rotating instability*. Transactions of ASME, Journal of Turbomachinery 124, 367 – 375, 2002
- [12.51] MARIANO, S.: *Effect of wall shear layers on the sound attenuation in acoustically lined rectangular ducts*. Journal of Sound and Vibration 19, 261 – 275, 1971

- [12.52] MICHALKE, A.: *On the propagation of sound generated in a pipe of circular cross-section with uniform mean flow*. Journal of Sound and Vibration 134, 203 – 234, 1989
- [12.53] MICHALKE, A.: *On experimental sound power determination in a circular pipe with uniform mean flow*. Journal of Sound and Vibration 142, 311 – 341, 1990
- [12.54] MICHALKE A.: *On the sensitivity of a slit-tube probe to the higher-order acoustic modes and its consequences*. Proc. DGLR/AIAA 14th Aeroacoustics Conference 1992, Aachen, Germany. DGLR-Bericht 92-03, 163 – 168, 1992
- [12.55] MICHALKE, A.; ARNOLD, F.; HOLSTE, F.: *On the coherence of the sound field in a circular duct with uniform mean flow*. Journal of Sound and Vibration 190, 261 – 271, 1996
- [12.56] MICROFLOWN: <http://www.microflown.com/>, 2007
- [12.57] MUELLER, T.M. (Hrsg): *Aeroacoustic measurements*. Springer, Berlin, 2002
- [12.58] MUNGUR, P.; GLADWELL, G.: *Acoustic wave propagation in a sheared fluid contained in a duct*. Journal of Sound and Vibration 9, 28 – 48, 1969
- [12.59] MUNGUR, P.; PLUMBLEE JR., H.: *Propagation and attenuation of sound in a softwalled annular duct containing a sheared flow*. Tech. Rep. SP-207, National Aeronautics and Space Administration, USA, 1969
- [12.60] MUNJAL, M.L.: *Acoustics of ducts and mufflers*. John Wiley & Sons, New York, 1987
- [12.61] MUNRO, D.H.; INGARD, K. U.: *On acoustic intensity measurements in the presence of mean flow*. Journal of the Acoustical Society of America 65, 1402 – 1406, 1979
- [12.62] NEISE, W.: *Einfluss der Mikrofonumströmung bei der Messung von Ventilatorgeräuschen im angeschlossenen Kanal*. Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt: DLR-FB 74-04, 1974
- [12.63] NEISE, W.: *Theoretical and experimental investigations of microphone probes for sound measurement in turbulent flow*. Journal of Sound and Vibration 39, 371 – 400, 1975
- [12.64] NEISE, W.: *Schallmessungen in Strömungen – Bestimmung des Störpegels infolge turbulenter Druckschwankungen durch Vergleichsmessung mit Nasenkonus und Schlitzrohr*. Fortschritte der Akustik, DAGA'81, Berlin, VDE-Verlag Berlin, Germany, 401 – 404, 1981
- [12.65] NEISE, W.: *Experimental determination of the acoustic sensitivity of a microphone turbulence screen under mean flow conditions*. Proc. Inter-noise '91, Sydney, Australia, 1013 – 1016, 1991
- [12.66] NEISE, W.: *Schallleistungsbestimmung an Ventilatoren – das revidierte Kanalverfahren DIN ISO 5136*. VDI-GET-Fachtagung „Ventilatoren – Entwicklung-Planung-Betrieb“ 20.-21.2.2001, TU Braunschweig; VDI Berichte 1591, 55 – 69, 2001
- [12.67] NEISE, W.; STAHL, B.: *The flow noise level at microphones in flow ducts*. Journal of Sound and Vibration 63, 561 – 579, 1979
- [12.68] NEISE, W.; HOLSTE, F.: *Bestimmung der Ventilatorschalleistung in Kanälen mit Rechteckquerschnitt*. Heizung Lüftung Haustechnik (HLH) 42, 475 – 485, 1991
- [12.69] NEISE, W.; FROMMHOLD, W.; MECHEL, F.P.; HOLSTE, F.: *Sound power determination in rectangular flow ducts*. Journal of Sound and Vibration 174, 201 – 237, 1993
- [12.70] NEISE, W.; HOLSTE, F.; MIRANDA, L.; HERRMANN, M.: *Free-field sound power levels of open-inlet/open-outlet fans and comparison with in-duct measurements*. Noise Control Engineering Journal 43, 129 – 143, 1995
- [12.71] NEISE W.; ARNOLD, F.: *On sound power determination in flow ducts*. Journal of Sound and Vibration 244, 481 – 503, 2001
- [12.72] NEISE, W.; ENGHARDT, L.: *Technology approach to aero engine noise reduction*. Aerospace Science and Technology 7, 352 – 363, 2003
- [12.73] PRIDMORE-BROWN, D. C.: *Sound propagation in a fluid flowing through an attenuating duct*. Journal of Fluid Mechanics 4, 393 – 406, 1958
- [12.74] RONNEBERGER, D.: *The acoustical impedance of holes in the wall of flow ducts*. Journal of Sound and Vibration 24, 133 – 150, 1972
- [12.75] SCHIMMING, P.; ENGHARDT, L.; NEISE, W.; SCHEWE, G.; SCHMITT, S.; SCHNELL, R.; WALLSCHEID, L.; ZHANG, Y.: *Experimentelle Untersuchungen zur Aeroakustik, -elastik und -dynamik am CRISP-1m-Modell*. AG Turbo, Turbotech II, Teilprojekt 1.231, Abschlussbericht 1996-1999, BMBF Förderkennzeichen LFT 9601, 2000

- [12.76] SAVKAR, S. D.: *Propagation of sound in ducts with shear flow*. Journal of Sound and Vibration 19, 355 – 372, 1971
- [12.77] SHANKAR, P. N.: *On acoustic refraction by duct shear layers*. Journal of Fluid Mechanics 47, 81 – 91, 1971
- [12.78] SHEPHERD, I. C.; LA FONTAINE, R. F.: *Microphone screens for acoustic measurement in turbulent flows*. Journal of Sound and Vibration 111, 153 – 165; 1986
- [12.79] SIDDON, T.E.: *On the response of pressure measuring instrumentation in unsteady flow*. University of Toronto, UTIAS Report 136, 1969
- [12.80] STAHL, B.: *Experimentelle Untersuchungen zur Schallerzeugung durch die Turbulenz in einer Rohrströmung hinter einer unstetigen Querschnittserweiterung*. Acustica 63, 42 – 59, 1987
- [12.81] TACK, D. H. & LAMBERT, R. R.: *Influence of shear flow and sound attenuation in lined ducts*. Journal of the Acoustical Society of America 38, 655 – 666, 1965
- [12.82] TAPKEN, U.; ENGHARDT, L.: *Optimization of sensor arrays for radial mode analysis in flow ducts*. 12th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 8.-10.5.2006, Cambridge, Massachusetts, Paper No.: AIAA 2006-2638, 2006
- [12.83] TYLER, J. M.; SOFRIN, T. G.: *Axial flow compressor noise studies*. Transactions of the Society of Automotive Engineers 70, 309 – 332, 1962
- [12.84] UNRUH, J. F.; EVERSMAN, W.: *The utility of the Galerkin method for the acoustic transmission in an attenuating duct*. Journal of Sound and Vibration 23, 187 – 197, 1972

Sachverzeichnis

Symbole und Zahlen

α 145
 δ -Impuls 520
 ρc *siehe* Schallkennimpedanz
 D_{50} für Sprache 173
1/2 Oktavband-Rauschen 157, 176
10 dB-down-time 103

A

A-Bewertung 144, 599
A-Bewertungskurve 57
A/D Wandler 134
A/D-Umsetzer 544
Abbruchmasse 217
Abdeckungsfehler 595
abgeschlossenes System 500
Abklingcharakteristik 146
Abklingkurven 246
Absolut- und Relativmessung 131
Absoluter Temperaturbereich 464
Absolutkalibrierungen 468
Absolutmessung 131
Absorberschott 322
absorbierte Schalleistung 169
Absorption 224, 577
Absorptionsfläche 169, 336, 595
Absorptionsgrad 168, 579, 595
Abstandsregel 250
Abstimmfrequenz 235
Abstrahlgrad 225, 239
Abstrahlungseffekt 225
Abstrahlungsverlust 229
Abstrahlverhalten 225
Abtastbedingungen 382
Abtastfrequenz 545

Abtastrate 545
Abtasttheorem 382
Abtasttheorie 384
Abtastung 254
Accelerance 503
Achter-Mikrofonmessung 140
Achtermikrofon 138
acum 615
AD/DA-Wandler 134, 161
Addieren 143
Additivität 501
Admittanz 202, 430, 503
Äquidistante Mikrofon-Anordnungen 365,
366, 369, 386, 388–391, 393
äquivalente Absorptionsfläche 259
äquivalenter Norm-Trittschallpegel 300
Akkreditierung 247
Aktualisierungsraten 131
Aktuator 442
Akustische Antenne 365, 377, 378
im Zeitbereich 378
Auflösungsvermögen 371, 372, 387, 402
im Frequenzbereich 379
mit Kreuzspektren 379
akustische Belastung 670
akustische Impedanz 650
akustische Kalibrierung 133
Akustische Kamera 365
akustische Kanalmoden 658
akustische Moden 672, 691
akustische Modenanalyse 690
akustisches Einmessen 151
akustisches Postprozessing 143
Akustisches Teleskop 365
 AL_{Cons} 177
Aliasing 387, 545
aligned 160

Alignment-Messungen 160
 Amplitudendynamik 452
 analytisches Modell 503
 Anfangsbedingung 503
 Anhaltswertdifferenzen 99
 Ankopplung 478
 Ankopplungseinflüsse 458
 Anlagen, haustechnische 78, 187, 190, 201
 annoyance 627
 Anpassungsgesetz 580
 Anregespektrum 288
 Anregung 519
 Antenne, akustisch
 Grundgleichung im Frequenzbereich 379
 Grundgleichung im Zeitbereich 378
 Grundgleichung mit Kreuzspektren 381
 Anzahl der zu erfassenden Züge 102
 aperiodischer Grenzfall 506
 Apertur 388
 Apparent Source Width ASW 141
 Arbeitsplatz 92
 Armaturen 191
 Armaturengeräuschpegel 78, 191
 Artikulationsverlust AL_{cons} 141, 174
 asper 618
 Assoziationshypothese 638
 au – annoyance unit 627
 Außenbauteil 273
 Außenlärm 273
 Außenohrübertragungsfunktion 633
 Außenohrimpulsantwort 633
 Außenpegel 274
 Auflösungsvermögen der akustischen Antenne
 371, 387, 402
 Aufnehmerposition 262
 Aufschlaggeschwindigkeit 284
 Aufschlagspitze 494
 Ausbreitungsgeschwindigkeit 578, 657
 ausgedehnte Anlagen 89
 Ausgleichsfeuchte 216
 Auslenkung 428
 Auslenkungspegel 431
 Auslenkungswandler 432
 Auslösewerte 95
 Ausschwingvorgang 558
 Außenlärm 200
 Autokorrelationsfunktion 567
 Autokorrelationsspektren 564
 AWS – Apparent Source Width 180
 axiale Stehwellen 670
 axiale Wellenzahl 663
 Azimut 634
 azimutale Wellenzahl 668
 Azimutalmoden 693

B

B-Bewertung 144
 Bündelungsgrad 171, 173, 174
 Balken 531
 ballistisches Pendel 495
 bandgefiltertes Rauschen 249
 Bandpass 144
 Bang machine 291
 Bark 604
 Basismasse 445
 Basisverformung 467
 Bassverhältnis 140, 172
 Bau-Schalldämmmaß 191, 195, 206, 234
 Bau-Verlustfaktor 232
 Bauakustikanalysatoren 245
 bauakustischer Frequenzbereich 221
 Baulärm 96, 100
 Baulärmgesetz 100
 Baumessung 209, 268, 297
 Bauproduktenrichtlinie 192
 Bauteil
 biegesteif 215, 224
 biegeweich 215, 218, 224
 Bauteil-Lautsprecher-Verfahren 275
 Bauteileigenschaft 211, 302
 beamform map 385
 Beamforming 365, 378
 im Frequenzbereich 379
 im Zeitbereich 378
 mit Kreuzspektren 379
 orthogonal 414–416
 Belästigung 627
 Bequemlichkeitshypothese 514
 Berechnungsverfahren 193
 Beschallungsanlage 152
 Beschallungstechnik 149
 beschleunigte Vorbeifahrt 80
 Beschleunigung 428
 Beschleunigungs-Frequenzgang 490
 Beschleunigungspegel 431
 Beschleunigungssensor 445
 Beschleunigungswandler 437
 Beschlussbuch 212
 Besselfunktionen 583
 Betriebsbedingung 216
 Beugungseffekt 595
 Beurteilungsgrößen 68
 Beurteilungspegel 68
 bewegte Punktschallquelle 104
 Bewegte Quellen 410
 Bewegungsgleichung 503
 Bewertungsverfahren 191
 Bezugsdecke 266, 300, 305, 314, 317

Bezugsentfernung 181
 Bezugsfläche 216
 Bezugsgrößen 340
 Bezugshörschwelle 601
 Bezugskonstruktion 265
 Bezugskurve 210, 298
 Bezugskurvenverfahren 210
 Bezugswand 266
 BiClean 409
 Biegeschwinger 443, 458
 biegesteif 215
 biegesteifes Bauteil 215, 224
 Biegesteifigkeit 211
 biegeweich 215
 biegeweiches Bauteil 215, 218, 224
 Biegewelle
 erzwungene 212
 freie 212, 214
 Biegewellenintensität 483
 Binärsequenz 124
 binaural loudness 638
 binaural masking level difference 637
 Binaurale Lautheit 638
 binaurale Mikrofonmessung 140
 binaurale Nachhallunterdrückung 637
 binaurales Hören 631
 binaurales, kopfbezogenes Kriterium 172,
 180
 Blattpassierfrequenz (BPF) 696
 Blindintensität 340
 Blindleistung 340
 Blockierfrequenz 666
 Blocklänge 568
 Blubbern 150
 BMLD 637
 Bodenbelag 303, 319
 BPF (Blattpassierfrequenz) 696
 Breitband-Modenanalyseverfahren 703
 breitbandige Spektralkomponenten 701
 Breitbandrauschen 249
 Brummen 150, 462
 Butterfly 549, 570

C

C-Bewertung 144
 CEN 192
 charakteristische Körperschalleistung 202
 Chirp 122
 Circle-Fit Verfahren 522, 524
 CLEAN-SC 418
 CLIO-System 162
 Cluster 160
 Coarray 393, 394

Cocktail-Party Effekt 637
 Coulombsches Gesetz 445
 Crest Factor 121, 124, 569
 Crest-Faktor 121, 124, 569
 critical bands 603
 critical bandwidth 610
 cut-off-Frequenz 665
 cut-on-Frequenz 584, 665

D

D/A Wandler 134
 Dämmschicht 315
 Dämmstoff 315
 Dämpfer 503, 505
 Dämpfung
 innere 533
 kritische 506
 modal 514
 modale 506, 513
 Struktur- 509
 viskose 505, 509
 Dämpfungsgrad 508, 523
 Dämpfungsmatrix 510
 Dämpfungsmechanismen 509
 DAMAS 417
 DAMAS2 417
 Darstellung Pegel-Zeit-Frequenz 154
 Datenerfassung 73, 105
 Dauer des Geräusches 87
 Day-Night-Level (LDN) 70
 Deckenaufbauten 315
 Deckenaufgabe 298, 305, 314
 Deckenprüfstand 240
 delay-and-sum 366, 368, 378
 Delta-Distribution 520
 Deutlichkeit 141, 173
 Deutlichkeitsmaß 141, 173
 DFT 548
 Dichtung 217
 Dickenschwinger 443, 457
 Differentialgleichung 503
 homogene 506
 Differenzquotient 178
 diffuses Schallfeld 203, 221, 241
 Diffusfeld 4, 12, 146, 221, 250
 Diffusfeldbedingung 12, 251
 Diffusfeldentzerrung 638
 Diffusfeldpegel 253
 Diffusion 224
 Diffusität 146, 221, 268, 272, 308
 Diffusitätsterm 201
 Diffusor 222, 224, 241
 Diffusschallanteil 155

Diffusschallenergiedichte 171
 digitale Entzerrung 563
 Digitalfilter 552, 563
 DIN 15905-5 154
 Dirac 164
 DIRAC 139
 Dirac-Stoß 540
 Direktübertragung 235
 Direktdämmung 198
 direkter Effekt 442
 Direktfeldeinfluss 254
 Direktschall 145
 Direktschallenergie 171
 Direktschallmaß 141
 Direktschallmessung 146
 diskrete Faltung 565
 Diskretisierung 518
 Dispersionsbeziehung 663
 Dodekaeder 138, 249
 Doppelboden 321
 Dopplerverschiebung 482
 drehbarer Tisch 147
 Drehmikrofon 255, 269
 Drehmoment 479
 Drehmomentdynamometer 479
 Drehmomentsensor 479
 Drehschwingungen 479
 Drehzahl 479
 Drehzahlschwankungen 479
 Drosselung 603
 Druckaufnahme­fläche 649
 Druckausgleich 651
 Druckgradient 5, 649
 Druckkammer 12, 37, 237
 Druckknoten 342
 Druckmikrofon 13, 39
 Druckreflexionsfaktor 578
 Druckschwankungen 706
 hydrodynamische 643
 strömungsinduzierte 659
 turbulente 654, 674
 Drucksensor
 instationärer 643
 Druckstau 595
 dumpfe Wiedergabe 150
 Durchsichtigkeit (Klarheit) 177, 179
 Dynamik der akustischen Antenne 371
 Dynamikgewinn 569
 dynamische Masse 430
 dynamische Nachgiebigkeit 430, 502
 dynamische Steifigkeit 188, 212, 430
 dynamischer Schwingerreger 468
 dynamisches Mikrofon 23–25, 27, 28, 34,
 39, 43

dynamisches Verhalten 500

E

E-DAMAS2 417
 E-Modul 188
 Early Decay Time EDT 140
 Early Ensemble Level EEL 142
 EASERA 127, 129, 139, 163
 EASERA SysTune 131, 163
 ebene Schallwelle 365, 366, 387
 ebene Welle 665
 Ebene-Wellen-Formel 672
 Echo 158, 159, 178
 Echokriterium 178, 179
 EK_{Musik} 141
 EK_{Sprache} 141
 Echoschwelle 632
 Echtzeit 161
 Echtzeitanalysator 136, 144, 161, 245
 Echtzeitauswertung 163
 Eckposition 226, 252
 Effective Perceived Noise Level 86
 Effektgerät 159
 Effektivwert 56
 Eichmethoden 133
 Eichsignal 132
 Eichung 131, 247
 Eigenfrequenz 148, 500, 509, 515
 Eigenfrequenzdichte 219, 532
 Eigenfrequenzen 501
 Eigenfunktion 500, 501
 Eigenmode 203, 212, 219, 249
 Eigenschwingungsform 500
 Eigenstörsignal 10, 11
 Eigenvektor 509, 513, 524
 Eigenwert 506, 509, 515
 Eigenwertproblem 511
 Eignungsprüfung 212, 247
 Einbaubedingung 225, 227, 264, 302
 Einbauort 264
 Einbaurahmen 227, 233
 Einfallswinkel 273
 Einfluss
 Mikrofonabstand 388
 seitliche Quellposition 389
 Wellenlänge 371
 Fokusfehler 391
 Quellabstand 387
 Eingangspunktimpedanz 475
 Eingehülltsein 183
 Einkanalmessung 165
 Einmassenschwinger 504, 505
 Einspannbedingung 213, 227

- Einspannung 225
 - Einwirkdauer 68
 - Einzahlangabe 209, 266, 316
 - Einzahlwert 191, 316
 - Einzelereignispegel 102
 - Einzelmikrofon 269
 - Elastizitätsmodul 211
 - elektrische Einflüsse 447, 462
 - elektrische Kalibrierung 133
 - elektrische Ladung 444
 - elektrische Schwingneigung 150
 - elektrischer Knallfunkengenerator 137
 - elektrisches Einmessen 151
 - elektrodynamisch 488
 - elektrodynamischer Schwingerreger 488
 - elektrodynamischer Wandler 434
 - elektromagnetische Felder 467
 - elektromagnetische Wechselkraft 488
 - elektromagnetischer Wandler 435
 - Elektromagnetischer Wandler 437
 - elektromechanische Betrachtung 442
 - elektromechanische Resonanz 493
 - elektronische Datenblätter 469
 - Elemente 263
 - Elevation 634
 - Emission 187
 - Emissionsentfernung 406
 - Emissionsgrenzwerte 85
 - Emissionskenngrößen 76
 - Emissionskoordinaten 406, 407
 - Emissionswinkel 407
 - Empfangsbedingungen 155
 - Empfangsmessplatz 179
 - Empfangsraum 204
 - EN 12354 189
 - EN 60849 157, 176
 - Endfrequenz 122
 - endlich lange Linienschallquelle 90
 - Energieableitung 225, 304
 - energieäquivalenter Dauerschallpegel 62
 - Energiedämpfungskonstante 169
 - Energiedichte 171, 337
 - Energiekomponente 177
 - Energiekriterien 172
 - Energieweiterleitung 227
 - Energiewerte 136
 - Entfaltung 126, 130, 417
 - Entfernungsabnahme 346
 - Entfernungsverdopplung 346
 - Equalising 155
 - Equalizer 142
 - Erdschleifen 462
 - Ereignispegel 66
 - Erhebungszeitraum 104
 - Erregungspegel 605
 - Erwartungswert 173, 179
 - erzwungene Biegewelle 212
 - Estrich, schwimmender 197, 303
 - ETF 165
 - experimentelle Modalanalyse 499, 517
 - Eyring 168
- F**
- Fahrgeräusch 80, 82
 - Faltungsprodukt 118
 - Fassadenbauteil 200, 218
 - Fassadenelement 215
 - Feder 503, 505
 - Federsteife 505
 - Fehlerquadrate 525
 - Fehllokalisation 153, 159
 - Fehlortung 158, 159
 - Fenster 143, 215, 550
 - Fensterprüfstand 240
 - Fensterung 135
 - Fernfeld 346
 - Feuchtgehalt 217
 - Feuchtigkeit 467
 - FFT 142, 548
 - FFT-Analysator 592
 - FFT-Blocklänge 550
 - FFT-Faltung 569
 - FFT-Verfahren 559
 - Filter 135, 136, 143, 144, 551
 - Filterung 136, 143
 - FIR-Filter 142, 554
 - flächenbezogene Masse 211
 - Flüster-Asphalt 596
 - Flächenabhängigkeit 216
 - Flächenschallquellen 91
 - Flanken-Schalldämmmaß 196
 - Flankenübertragung 235, 270, 305
 - Flankenbauteil 253
 - Flankenenerregung 605
 - Flankenprüfstand 240
 - Flankenschalldämmung 198
 - Flankentrittschallpegel 321
 - flankierende Luftschallübertragung 278
 - flankierende Trittschallübertragung 319
 - fluctuation strength 622
 - Flugbewegungszahlen 105
 - Fluglärmpegel 86
 - Flugzeuggeräusch 644
 - Fokusebene 377
 - Fokuslinie 377
 - Fokusposition 377, 378, 380, 381, 385, 386, 406, 407

Force-Exponentiell-Windowing 496
 fortschreitende Welle 338, 341, 586
 Fourier 117
 Fourieranalyse 117
 Fouriertransformation 142, 155, 520, 542
 Fragebogen 160
 freie Biegewelle 212, 214
 freie Lagerung 225
 freie Schnelle 202
 Freifeld 273
 Freifeldentzerrung 638
 Freifeldkorrektur 682
 Freifeldverfahren 74, 596
 Freiheitsgrad 503, 508
 Freistrahle 705
 Fremdgeräuschkorrektur 256, 269, 309
 Fremdgeräuschpegel 257
 Frequency Response Function (FRF) 502
 Frequenz
 Blockierfrequenz 666
 cut-off-Frequenz 665
 cut-on-Frequenz 665
 Endfrequenz 122
 Modal- 506
 Momentanfrequenz 122
 Startfrequenz 122
 Frequenzabhängigkeit 154, 181, 209
 Frequenzbänder 175
 Frequenzbereich 135, 520, 681
 Frequenzbereichsverfahren 355
 Frequenzbewertung 57, 175
 Frequenzbewertungskurve 153
 Frequenzfilter 73
 Frequenzfilterung 180
 Frequenzgang 144, 155, 172, 494, 507
 Frequenzgangkorrektur 682
 Frequenzgrößen 142
 Frequenzgruppen 603
 Frequenzgruppenbreite 610
 Frequenzspektrum 117
 Frequenztoleranzbereich 168, 169
 Frequenzverlauf 142
 Frequenzwerte 136
 FRF (Frequency Response Function) 502
 Fuge 200, 227
 Full Scale 132

G

Gebäudehülle 201
 Gebrauchs-Normalmikrofon 11, 12, 14
 gedämpfte Schwingung 507
 Gehörschäden 154
 Gehgeräusch 288, 323

Gehschall 323
 Gehvorgang 287, 289
 gelenkige Lagerung 225
 Geräusch
 Verkehrsgeräusch 210
 Wohngeräusche 210
 Geräuschemission 74
 Geräuschgrenzwerte 78
 Geräuschgruppen 79
 Geräuschemission 92
 Gesamt-Transmissionsgrad 194
 Gesamt-Verlustfaktor 198
 Gesamtübertragung 234
 Gesamtbelastung 97
 Gesamtmissionspegel 102
 Gesamtpegel 154
 Gesamtschallleistung 699
 Gesamtverlustfaktor 198, 216, 227, 228, 261
 Geschwindigkeitsfluktuation 646
 Gesetz der ersten Wellenfront 631, 632
 gestreute Komponenten 147
 Gewerbe- und Industrielärm 96
 Gewerbebetrieb 190
 gewichteter (Weighted) Sweep 123
 Gitterkeule 373, 386–391, 393, 394
 Gleichgewichtslage 511
 Gleis 102
 gleitender quadratischer Mittelwert 57
 Gleitkosinus 127
 Gleitsinus 119, 122, 127, 248
 Gleitsinus-Signal 276
 globale Lautheit 612
 Gradientenmikrofon 182
 Grenzfrequenz 218
 Großraumbedingung 221
 Grundkonstruktion 265
 Grundlagendokument „Schallschutz“ 192
 Gruppenlaufzeit 142, 561
 Güteprüfung 209
 Güteprüfungen 247
 Gummiball 290, 318

H

Hörempfindungen 607
 Hörereignisort 632
 Hörerzonen 160
 Hörgewohnheiten 155
 Hörschwelle 2, 3, 5, 601
 Hörtrupp 160
 Hüllflächenverfahren 345, 682
 Hadamard-Matrix 570
 Hadamard-Transformation 124, 126, 569
 Häufigkeitsverteilung 65

Halbierungsparameter 62
 Halbwertsbreite 220, 261, 523
 Hallmaß R 141
 Hallradius 171, 251, 253, 349
 Hallraum 145, 147, 259, 337, 595
 Hallraumverfahren 75, 348, 349, 682
 Hammer 521
 Hammeranregung 261
 Hammermasse 494
 Hammerwerk 281, 322
 modifiziertes 289, 318
 Hammerwerkposition 312
 Hammerwerksabstrahlung 323
 Hammerwerksposition 315
 Handschallpegelmesser 118
 Hann-Folge 374
 Hanning-Folge 374
 harmonische Tonhöhe 613
 Hauptkeule 386, 387
 haustechnische Anlagen 78, 187, 190, 201
 head-related impulse response, HRIR 633
 head-related transfer function, HRTF 633
 HF-Einstreuung 150
 Hohlraumboden 278, 321
 Holzbalkendecke 303
 Holzbezugsdecke 317
 Horizontalebene 634
 Houtgast 157
 Hüllfläche 74
 Hüllflächenverfahren 74
 Hüllkurve 144
 hydraulisch 488
 hydrodynamische Druckschwankungen 643
 hydrodynamischer Kurzschluss 225

I

IACC 141, 172
 ID-Entzerrung 638
 IEPE Technik 449
 IFFT 130
 IIR-Filter 553
 Imaginärteil 142
 Immission 190
 Immissions-Messort 103
 Immissionsgrenzwerten 96
 Immissionsort 98
 Immissionspegel 202
 Immissionsrichtwerte 98, 100
 Impedanz 579
 Impedanzersatzschaltbild 477
 Impedanzmesskopf 475
 Impedanzrohr 593
 Impuls 560
 Impuls-Schiebe-Methode 696
 Impulsanregung 520
 Impulsantwort 118, 123, 136, 144, 145, 147,
 155, 159, 160, 172, 175–177, 181, 261,
 540, 542
 Impulshammer 280, 493, 520
 Impulsmessmethoden 261
 Impulsmessverfahren 261
 Impulsschalltest (IST) 137
 Impulsverfahren 121
 Impulszuschlag 63, 68
 in situ Messung 145
 In-Situ Messung 143
 In-Situ-Anpassung 197
 In-Situ-Korrektur 199, 231, 304, 311
 In-situ-Messverfahren 596
 In-Situ-Wert 197
 Inertance 503
 Informationspflicht 76
 Infraschall 2, 15, 31, 50
 Innengeräuschpegel 84
 innere Dämpfung 533
 Installationsgeräuschnormal 78
 instationärer Drucksensor 643
 integrierende Messgeräte 71
 Intensität 338
 Intensitätsmesstechnik 337, 353, 591
 Intensitätsmessung 661
 Intensitätsmessverfahren 350
 Intensitätspegel 344
 Intensitätspegeln 486
 Intensitätssonde 659
 interaural 631
 interaural correlation 637
 interaurale Intensitätsdifferenz 631
 interaurale Kreuz-Korrelationsfunktion
 IACF(τ) 180
 interaurale Kreuzkorrelationsfunktion IACF
 180
 interaurale Kreuzkorrelationsfunktion IACF(τ)
 180
 interaurale Zeitdifferenz 631
 interauralen Korrelation 637
 interauraler Kreuzkorrelationskoeffizient IACC
 180
 Interferenz 30, 36, 46, 152, 155, 274, 346
 Interferenzfunktion 381
 interner Verlustfaktor 229
 Inverse Filterung 119
 Inverse Verfahren 522
 inverser Effekt 442
 ISO 192
 ISO 17497 146
 ISO 3382 132, 140

ISO 5136 669
Ivie IE-33 163

K

Kalibrator 247
Kalibrierung 132, 246, 468, 475, 494
Kammfiltereffekte 159
Kammfiltererscheinungen 160
Kanülenrohr 652
Kanal 202
 Kreiskanal 667
 Rechteckkanal 663
Kanal-Schallleistungspegel 681
Kanalmoden 658
Kanalverfahren 680
Kapazitiver Wandler 439
Kausalität 501
Kennzeichnungspflicht 76
Kernerregung 605
Klanghaftigkeit 623
Klarheit 179
Klarheitsmaß 141, 179
klassierende Messgeräte 73
Klein-Hammerwerk 293
kleine Bauteile 263
kleinere Luftfahrzeuge 88
Knallimpuls 137
Knoten 342
Koeffizientenmatrix 509
Körperschall 499
Körperschall-Nachhallzeit 191, 304
Körperschallanregung 307
Körperschallbrücke 487
Körperschalleinleitung 202
Körperschallerzeugung 202
Körperschallfeld 262
Körperschallintensität 337, 483
Körperschallleistung 191, 202, 285
Körperschallleistung, charakteristische 202
Körperschall-Messgrößen 428
Körperschallnachhallzeit 231, 261
Körperschallquelle 282, 302
Körperschallübertragung 196
kohärente Wellenfront 160
kohärenten Mittelung 559
Kohärenz 160
Kohärenzfunktion 660
Kohärenzverfahren 659
Koinzidenzgrenzfrequenz 211, 265
kombinierte Strömungsgeschwindigkeits- und
 Modalkorrektur 682
Kommunikationsanlage 17
Kompensation 136

komplexe Übertragungsfunktion 446
komplexe Amplitude 578
komplexe Strukturen 532
Kondensatormikrofon 12, 15, 16, 20, 26–30,
 44–47, 50, 646
Konstantstrom 491
Konstruktionsvarianten 457
Konvektionsgeschwindigkeit 650
Konzertsaal-Güteklassen 181
Kopplungsfunktion 202
Kopplungsverlustfaktor 229
Korrektur
 Freifeld 682
 Frequenzgang 682
 kombinierte Strömungsgeschwindigkeits-
 und Modalkorrektur 682
 Modal- 682
Korrekturfaktoren 105
Korrelationsberechnung 123
Korrelationsmesstechnik 566
Korrelationsverfahren 686
korrigierte Perceived Noise Level 87
Kraft 429
Kraftanregung 505
Krafteinleitung über Sensor 471
Kraftfahrzeug im Windkanal 421
Kraftpegel 432
Kraftsensor 445, 470
 Ankopplung 474
 Aufbau 470
 Bauformen 474
 zwischen zwei Strukturelementen 472
Kraftspektrum 284, 287
Kreiskanal 667
kreiszyndrisches Rohr 673
Kreuz-Array 392, 413, 414
Kreuzkorrelationsfunktion 567
Kreuzleistungsspektraldichte 660
Kreuzleistungsspektrum 563
kritische Dämpfung 506
Kugel-Array 400
Kugelcharakteristik 249
kugelförmig abstrahlenden Schallquelle 181
Kugelmikrofon 138
Kugelwellen 366, 376, 378, 379, 386, 394,
 407
Kundtsches Rohr 583
Kunstkopfmessstechnik 631
Kunstkopfmessung 138
Kunstkopfmikrofon 138
Kurven gleicher Lautstärke 607
Kurvenermittlungsverfahren 521
Kurzprüfverfahren 272, 312, 319

L

- Lärmschutzwände 597
- Lästigkeit 627
- Lüftungsöffnung 227
- Laboratoriums-Normalmikrofon 11, 12
- Ladungs-Beschleunigungsempfindlichkeit 445
- Ladungsaufbereitung 448
- Ladungsempfindlichkeit 445
- Ladungsverlust 453
- Ladungsverschiebung 442
- längen bezogene Schallleistungsexposition 89
- Lärmdosis 65
- Lärmexpositionspegel 93, 94
- Lärmigkeit 86
- Lärmschutzbereichen 103
- Lärmzulassungsverfahren 85
- Lagerung 517
 - freie 225
 - gelenkige 225
- Langzeit-Effektivwert 61
- Laplace-Operator 662
- Laplace-Transformation 506, 509
- Laser-Dopplervibrometer 436
- Laser-Interferenzverfahren 468
- Lasermesstechnik 481
- Lateral Energy Fraction LF 141
- Lateral Energy Fraction LFC 141
- Lateral Energy LE 141
- laterale Maße 138
- Lateralisation 631
- Laufzeitstörungen 159
- Laufzeitverzögerung 160
- Lautheit 57, 181, 323, 609
- Lautsprecher 249
- Lautsprecher-Verfahren für die gesamte Fassade 275
- Lautsprecherabstand 253
- Lautsprecherarray 160
- Lautsprechergruppen 153
- Lautsprecherposition 252
- Lautsprecher-signal 159
- Lautstärkepegel 57, 607
- Lautstärkewahrnehmung 603
- Leistungsbilanz 194
- Leistungsspektraldichte 660
- Leitungs-dämpfung 151
- LEV – Listener Envelopment 181
- linear 537
- lineare Phase 142
- lineares System 501
- Linearität 452
- Linien-Array 366
- Linienabstand 557
- Linien-spektrum 548, 557
- Listener Envelopment LEV 141
- LKW-Anteil 101
- LMS-System 162
- localization 632
- Log-Sweep 122, 123
- Logatom 160
- Lokalisation 632
- Lokalisationsunschärfe 635
- Longitudinaleffekt 443
- longitudinaler Schubeffekt 443
- loudness 609
- loudness level 607
- LSL 85
- LTI-Bedingungen 571
- LTI-System 118, 134, 538, 556
- Luftbewegungen 136
- Luftdruck 258
- Luftfahrzeuge 85, 103
- Luftfahrzeuggruppe 104
- Luftfeuchte 147, 216
- Luftfeuchtigkeit 216
- Luftschalldämmung 189, 198, 203
 - Direktdämmung 198
 - Flankenschalldämmung 198
 - Stoßstellendämmmaß 198
- Luftschalldämmung 263
- Luftschallempfindlichkeit 466
- Luftschallimpedanz 590
- Luftschallpegel 245
- Luftschallübertragung 197, 203
- Luftschallverbesserungsmaß 197
- Lufttemperatur 147, 216

M

- Magnetfelder 467
- magnetische Flussdichte 488
- magnetostraktiv 488
- Mapping-Bilder 152
- Maschinen im Freien 78
- Maskiertiefe 619
- Maskierungskurven 603
- masking 602
- Masse 503, 505
- Massenkompensation 478
- maßgeblicher Immissionsort 98
- Matched Filter 565
- Materialeigenschaft 211
- Materialprobe 147
- maximaler mittlerer Pegel 154
- maximaler Schalldruckpegel 154

- Maximalfolgen 566
- Maximallängenfolge 123, 126
- Maximalpegel 60
- Maximum Length Sequences 123
- MDOF (Multi Degree of Freedom) 508
- MDOF-Verfahren 527
- mechanisch 488
- mechanische Einflüsse 458
- mechanische Impedanz 430
- mechanische Tiefpassfilter 469
- mechanischer Taster 432
- mechanisches Ersatzbild 446
- mechanisches Ersatzmodell 473
- Mechanisches Ersatzmodell 471
- mechanisches Filter 469
- Medianebene 633, 634
- Mehrfachmittelung 135
- Mehrkanalmessung 163, 164
- Mehrkanalschallpegelmesser 245
- Mel-Skala 613
- Messdauer 66, 101, 102
- Messfehler 133, 359, 477, 592
- Messflächen-Schalldruckpegel 74
- Messfrequenzbereich 209
- Messkanaldurchmesser 680
- Messkette 131, 133
- Messmikrofon 145, 702
- Messnormale 247
- Messort 99, 103
- Messpfad 681
- Messprotokoll 67
- Messpunkte 137, 518
- Messraum 224
- Messsignal 154
- Messsonde 588
- Messtechnik 161
- Messumgebungs-Korrekturwert 75
- Messung
 - Absolut- 131
 - Relativ- 131
- Messungenauigkeiten 521
- Messvorschrift 486
- Messwerterfassung 154
- Messzeit 66, 98
- meteorologische Einflüsse 258
- meteorologischer Korrekturwert 97
- Midi-Hammerwerk 293
- Mikrodelays 160
- Mikrofon
 - Achter-Charakteristik 182
 - Achtermikrofon 138, 182
 - Gebrauchs-Normalmikrofon 11, 12, 14
 - Gradientenmikrofon 182
 - Kondensatormikrofon 12, 15, 16, 20, 26–30, 44–47, 50, 646
 - Kugelmikrofon 138
 - Kunstkopfmikrofon 138
 - Laboratoriums-Normalmikrofon 11, 12
 - Messmikrofon 702
 - omnidirektionales 141
 - Referenz- 702
 - Sonden- 652
 - ungerichtetes 138
- Mikrofon-Array 365, 398, 404, 408, 644
- Mikrofon-Schwenkanlage 255
- Mikrofonempfindlichkeit 657
- Mikrofonmembran 646
- Mikrofonposition 253, 254, 308, 312
- Mikrofonvorsätze 645
- Mindestabstand 253, 262, 269, 308
- Mindestverlustfaktor 223, 232, 243
- Mindestvolumen 219, 221
- minimal redundantes Array 394
- Mithörschwelle 602
- Mitkopplung 161
- Mitkopplungserscheinungen 155
- Mitkopplungsgrenze 155, 156
- Mitkopplungsschwelle 161
- Mitlauffilter 127
- Mittelung 135, 143, 144
 - räumliche 144, 253
- Mittelungspegel 61
- Mittelungszeitraum 61
- mittlere Schallenergiedichte w_r 171
- mittlerer Messflächen-Pegel 347
- MLS 126
- MLS-Folgen 123
- MLS-Signal 124, 245, 257, 261, 276
- MLS-Technik 116, 123, 124
- MLSSA 139
- MLSSA-System 162
- mobile Schallquellen 79
- Mobility 503
- Modalanalyse 499, 504, 516, 530
 - Annahmen 501
 - Grundlagen 500
 - Modell 500
 - Prinzipien 499
- Modaldämpfung 504, 506
- modale Dämpfung 506, 513, 514
- modale Eigenschaft 212
- modale Kopplung 504
- modale Masse 514
- modale Schallleistung 699
- modale Steifigkeit 514
- modaler Effekt 219
- Modalfrequenz 504, 506, 523

Modalkorrektur 682
 Modalmatrix 515
 Modalmodell 500, 504, 517, 521
 Modalparameter 500, 504, 513, 521, 526
 Modalparameterbestimmung 505
 Modaltransformation 501, 510
 Mode 148, 349, 500, 583, 664
 azimutale 693
 Radial- 700
 radiale 693
 Umfangs- 700
 Modell
 analytisches 503
 modales 504
 Modellbildung 529
 Modellprüfstand 223
 Modenüberlappung 221, 222
 Modenanalyse 148, 690
 radial 692
 Modenanalyseverfahren
 Breitband- 703
 Modendichte 213, 214, 250, 252, 262, 302,
 303, 505, 532
 Modenform 504, 523, 526, 583
 Modenkopplung 219, 222, 504
 Modenordnung 702
 Modenverteilung 215, 222
 modifiziertes Hammerwerk 289, 318
 Modulation Transfer Function 157
 Modulation Transfer Indizes 176
 Modulation Transmission Function 175
 Modulationsübertragungsfunktion 157, 175
 Modulationsfrequenz 157, 618
 Modulationsgrad 618
 Modulationsreduktionsfaktor 157, 175, 176
 moduliertes Rauschen 176
 Momentanfrequenz 122
 monaural 172
 monaurale Mikrofonmessung 140
 Monkey Forest-System 163
 Montageart 458
 MTI Indizes 177
 Multi Degree Of Freedom (MDOF) 508
 Multi-Curve-Fit Verfahren 528
 Musikdarbietung 179
 Musiksignal 156

N

Nabla-Operator 662
 Nachhalldauer 167
 Nachhallenergie 174
 Nachhallzeit 140, 152, 157, 167–170, 172,
 174, 179, 221, 241, 258, 269, 297

Nachhallzeitkorrektur 272
 Nachklängen 455
 Nasenkonus 646, 677
 Nebenkeule 386–388, 391, 393, 394,
 397–400, 402, 411, 413–418, 421
 Nebenweg 194, 270
 Nebenwegübertragung 194, 206, 234
 Nichtlinearität 569, 572
 nichtredundantes Array 393
 nichttriviale Lösung 509
 Nischeneffekt 225, 228
 Noise and Number Index (NNI) 70
 Noise-Applikation 124
 Noise-Pollution-Level (LNP) 70
 Noise-Rating (NR) 70
 Noisiness 86
 Noisiness-Spektren 86
 Norm-Flankenschallpegeldifferenz 279
 Norm-Flankentrittschallpegel 320
 Norm-Hammerwerk 282, 284, 307, 312
 Norm-Schallpegeldifferenz 197, 198, 207,
 263
 Norm-Trittschallpegel 198, 283, 287, 295,
 302
 Norm-Trittschallpegelminderung 317
 Normalhörschwelle 601
 Normen 192
 Notrufabstrahlung 157, 176
 Nullpunktverschiebung 455
 Nutzsignal S 175
 Nyquist 118
 Nyquist-Diagramm 524
 Nyquist-Frequenz 118, 135
 Nyquist-Theorem 547, 692

O

obere Frequenzgrenze 346
 obere Grenze 478
 Oberflächenbeschaffenheit 351
 Öffnungstiefe 227
 offener Grundriss 270
 Offset-Zeit 127
 Ohrsignale 180
 ohrträglichkeitsbewertete Schallintensität 172
 Oktavfilter 73
 Oktavspektrum 209
 omnidirektionales Mikrofon 141
 Operator
 Laplace 662
 Nabla 662
 Orthogonalität 500, 504
 Ortungsverschiebung 183
 Overlay-Messung 160

P

Parameterbestimmung 521
 Parameterschätzung 521
 Peak-Amplitude Verfahren 522, 523
 Peak-Picking Verfahren 523
 Pegelabzug 100
 Pegeldämpfung 161
 Pegeldifferenz 99
 Pegelhäufigkeitszähler 64
 Pegelklassen 65
 Pegellinearität 247
 Pegelmittelung 253, 269, 308
 Pegelreduzierung 161
 Pegelschwankung 153
 Perzentile 65
 Perzentillautheit 613
 phased microphone array 365
 Phasendifferenz 481
 Phasenfehler 592
 Phasengang 451
 Phasengeschwindigkeit 657
 Phasenlage 161
 Phasenspektrum 562
 Phasentoleranz 353
 Phasenverschiebung 339
 phon 607
 physikalische Modellmessungen 137
 Piezoeffekt 442
 piezoelektrische Koeffizienten 443
 piezoelektrische Materialien 442
 piezoelektrische Wandler 438, 441, 650
 piezoelektrischer Effekt 441
 Piezoelement 442
 piezomechanisch 488
 piezoresistiver Wandler 440
 Piezowandler 29
 Pink Noise 120, 121
 Pink-Sweep 122
 Pistole 137
 Pistonfon 133
 pitch perception 613
 pitch strength 614
 Platte, unendliche 211, 303
 Plattenmode 213
 Platzgruppe 160
 Plombierung der Pegelstellung 154
 point spread function 385
 Poissonsche Querkontraktionszahl 211
 Polarisation 443
 Polarität 151
 Polstelle 516, 523
 Polung 161
 Polungs-Checker 161

Polungstest 161
 Pop 9
 Präzedenzeffekt 632
 Präzisionsschallpegelmessern 71
 Praxis 164
 Prüföffnung 214, 225, 235, 236, 264, 305
 Prüfstand 234, 240, 305
 Prüfzeichenpflicht 79
 Pseudozufallsrauschen 119, 248
 psychoacoustic annoyance 629
 psychoakustische Lästigkeit 629
 Punktantwort 385, 416
 Punktquelle über dem Boden 90
 Punktschallquelle 4
 Punktverbreiterungsfunktion 385
 punktweise Abtastung 255
 pyroelektrische Effekt 465

Q

Qualitätssicherung 246
 Quantisierung 544
 Quantisierungsrauschen 544
 Quellenverbreiterung 183
 Quellposition 250
 Quellverteilung 385, 418, 422
 dreidimensional 402
 flächenförmig 392, 402
 linienförmig 402
 zweidimensional 392
 Querempfindlichkeit 456

R

räumliche Mittelung 144, 253
 Rückführbarkeit 247
 Rückkopplungsschleife 161
 Rückkopplungstest 161
 Rückwirkung 459
 Radialmode 693, 700
 Radialmodenanalyse 692
 Randanschluss 217
 Randbedämpfung 228
 Randbedingung 213, 503, 518
 Randbedingungen 517
 Randeinspannung 215
 Rapid Speech Transmission Index (RASTI)
 176
 RASTI (Rapid Speech Transmission Index)
 176
 RASTI-Verfahren 176
 RASTI-Wert 176
 Ratio Pitch 613
 Rauigkeit 158, 618

Raum-Schalldruckpegel 75
 raumakustische Messungen 136
 Raumberandungsfläche 252
 Raumeindruck 177
 Raumgeometrie 223
 Raumgröße 224, 241
 Raumimpulsantwort 130, 172, 174, 180
 Raummoden 252
 Raumresonanz 99, 148, 219
 Raumvolumen 169, 170, 179, 208, 221, 270
 Rauschanregung 134
 Rauschen 245, 560
 rosa 249
 rotes 249
 weißes 249
 Rauschunterdrückung 143
 Real-Time Deconvolution 130
 Realteil 142
 Receptance 502
 Rechteckkanal 663
 Rechteckraum 219, 271
 Referenzdecke 323
 Referenzkanal 160
 Referenzmessung 134
 Referenzmikrofonen 702
 Referenzplatz 152
 Referenzsignal 520
 Reflektogramme 178
 Reflexion 145, 158
 reflexionsarmen Kanalabschluss 670
 Reflexionsfaktor 145, 344, 579
 Refresh Rates 131
 Reibungskonstante 505
 rein mechanisch 488
 Relativmessung 131
 repräsentative Konstruktion 235
 Residuensteifigkeit 527
 Residuum 516
 Resonanzfrequenz 446, 500
 retardierte Zeit 377, 378, 380
 Reziprozität 208, 501, 510, 519
 Reziprozitätsmethode 468
 Richtcharakteristik 9, 22, 34, 36, 37, 39–51,
 154, 247, 249, 346, 673
 akustische Antenne 385, 386, 389, 391,
 407, 413, 417
 Einfluss Mikrofonabstand 388
 Kreuz-Array 393
 Kugel-Array 401, 402
 Mikrofon 422
 Quelle, kugelförmig 408, 419
 Quelle, nicht kugelförmig 419
 Ring-Array 394–397
 Spiral-Array 398–400

 Einfluss Fokusfehler 391
 Richtdifferenzen 99
 Richtentfernung 171
 Richtungsfaktor 171
 Richtungsfunktion 370, 374–376
 Ring-Array 394–397, 399
 Ringversuch 230, 233, 242, 243
 Rippendecke 303
 Rohdaten 135
 Rohdecke 298–300, 313
 Rohr 202
 Rohrströmung 658
 turbulente 706
 Rollladenkasten 264
 RoomTools 165
 rosa Rauschen 118, 120, 124, 136, 152, 249
 Rotation 147
 rotes Rauschen 249
 Rotor-Rotor-Wechselwirkung 691
 Rotor-Stator-Wechselwirkung 691
 Roughness 618
 Ruhezeitenzuschlag 68

S

Sabine 169
 Sabinesche Formel 259
 Sabinesche Nachhallformel 336
 Scattering-Koeffizienten 143, 144, 146
 Schärfe 615
 Schachtel-Array 392, 403
 linear 403, 404
 Schallabsorptionsfläche 154, 169, 170
 Schallabsorptionsgrad 143, 145, 189
 Schallabstrahlung 499
 Schallausbreitung, Einfluss Strömung 406,
 407, 409
 Schallbild 385, 416, 418
 Schalldämmmaß 191, 194, 203
 scheinbares 235
 Schalldämmung 206
 Schalldosis 65
 Schalldruck 3–7, 9, 15, 16, 20, 21, 31, 33, 34,
 51, 172, 664
 Schalldruckpegel 56, 336, 344
 Schalldruckprofil 645, 665
 Schalleinfallswinkel 218, 275
 Schalleistung pro Flächeneinheit 89
 Schalleistung pro Längeneinheit 89
 Schallmission 56
 Schallenergie 172
 Schallenergiedichte 172
 Schallenergiekomponente 182
 Schallentstehungsmechanismen 650

- Schallexpositionspegel 65, 66
- Schallfeld 219
 - diffus 203, 221, 241
- Schallfeldanregung 269
- Schallfeldaufbau 179
- Schallgeschwindigkeit 171
- Schallimmission 55
- Schallintensitätsmessung 277, 661
- Schallintensitätssonde 659
- Schallkalibrator 247
- Schallkennimpedanz 204, 211, 258, 590
- Schallleistung 339, 669
 - Gesamt- 699
 - modale 699
- Schallleistungs-Expositionspegel 104
- Schallleistungs-Flächendichte 338
- Schallleistungsbestimmung 669
- Schallleistungsmessung 346
- Schallleistungspegel 74, 335
- Schallpegelabfall 167
- Schallpegelmesser 71, 245
- Schallpegelmesser Klasse 1 71
- Schallpegelmesser Klasse 2 71
- Schallpegelmesser Klasse 3 71
- Schallpegelverhältnisse 158
- Schallpegelverteilung 152
- Schallquellen
 - spurgebundene Fahrzeuge 404, 410
 - Straßenfahrzeuge 404
- Schallquellenort 252
- Schallschnelle 4, 5, 7, 21, 31, 32, 664
- Schallschutz 206
- Schallschutz in Gebäuden 270
- Schallschutz-Vergleichsmessung 247
- Schallschutzanforderung 236
- Schallschutzwand 577
- Schallstärke 56
- Schallwand 4
- Schaumstoff-Windschirm 646
- scheinbares Schalldämmmaß 235
- Scheitelfaktor 121, 124
- Scheitelwert 454
- Scherschwinger 457
- Schieberegister 124, 125, 567
- schiefwinkliger Raum 222
- Schienenfahrzeuge 81
- Schienenverkehrsgeräusche 102
- Schiffsarten 102
- Schiffsverkehrsgeräusche 102
- Schlagfolge 284
- Schlagfrequenz 284, 285
- Schleifenverstärkung 155
- Schlitz 200, 227
- Schlitzrohr 654, 677
- Schlitzrohrvorsatz 654
- Schmalbandentzerrer 156
- Schmalbandspektrum 368
- schmaler Raum 271
- Schnelle 428
- Schnellemessung 661
- Schnellepegel 431
- Schnellepegeldifferenz 196
- schräger Schalleinfall 592
- Schröder 157
- Schröderfrequenz 148, 221
- Schubschwinger 443
- Schutzgrill 646
- Schwankungsstärke 622
- Schwebung 618
- Schwerpunktzeit 141, 177, 178
- schwimmender Estrich 197, 303
- Schwingerregung 488
- Schwinggeschwindigkeit 428
- Schwingkopf 488
- Schwingschnellewandler 434
- Schwingspule 488
- Schwingungen 499
- Schwingungsanalyse 500
- Schwingungsverhalten 500
- Schwingweg 428
- SDOF (Single Degree of Freedom) 505, 515
- SDOF-Verfahren 522
- SEA 194
- seismische Masse 445
- Seitenschallenergie 182
- Seitenschallgrad 141, 182
 - Lateral Efficiency LE 182
 - Lateral Energy Fraction LF 182
 - Lateral Fraction Coefficient LFC 182
- SEM, spectral estimation method 418
- Senderraum 204, 252, 310
- Sendesignal 249
- sensorische Lästigkeit 626
- sensory pleasantness 630
- Shaker 520
- Sigma-Regelung 104
- Signal-Rausch-Abstand 123, 133, 134
- Signal-Stör-Verhältnis 157
- Signalaufbereitung 446, 474
- Signalgenerator 245
- Signalmodulation 175
- Silbenverständlichkeit 160, 176
- SIM source independent measurement 130
- Simulationsquelle 159
- Single Degree Of Freedom (SDOF) 505
- Sinus-Sweep 257
- Smaart 130, 139, 164
- Smaart-Acoustic Tools 164

- SODIX, SOURCE DIrectivity modelling in
 Cross-spectral matrix 419
 Sollwert 168
 Sondenmikrofon 652
 sone 609
 sound check 156
 Sound Quality 600
 Spannungs-Beschleunigungsempfindlichkeit
 445
 Spannungsaufbereitung 447
 Spannungsempfindlichkeit 445
 Speech Transmission Index STI und STIPa
 175
 Spektralkomponenten
 breitbandige 701
 Spektrogramm 154
 Spektrum-Anpassungswert 209, 266, 297,
 300
 spezielle Beurteilungsgrößen 70
 Spiral-Array 397, 399, 405
 spitze Wiedergabe 150
 Spitzenpegel 150
 Spitzenschalldruckpegel 94
 Sportanlagenlärm 96
 Sprachübertragungsindex STI bzw. RASTI
 141
 Sprachsignal 156
 Sprachverständlichkeit 156, 173–175
 spurgebundene Fahrzeuge 410
 Stabilität 501
 Stärkemaß 141, 152, 181
 Stärkemaßverteilung 153
 Standard-Schallpegeldifferenz 207, 274
 Standard-Trittschallpegel 296
 Standgeräusch 81, 83
 Startfrequenz 122
 stationär 338
 stationär stochastische Quellen 380
 stationäre Körperschallanregung 261
 stationäre Quelle 338
 Statistische Energieanalyse (SEA) 194
 Steeneken 157
 stehende Welle 212, 341, 586
 Steifigkeit 509
 Steuervektor 381, 418
 STI-Wert 157, 175, 176
 Stichprobenverfahren 64
 STIPa Verfahren 126
 STIPa-Wert 157, 176
 Stoßbedingung 285
 Stoßvorgang 285
 Störabstand 675
 Störgeräusch 136, 153, 234, 249, 658
 Störgeräuschabstand 257
 Störpegelabstand 151
 Störpegelkorrektur 246
 Störpegelunterdrückung 675
 Störschallpegel 152
 Störsignal 257
 Störsignal *N* 175
 Stoßstellendämmmaß 196, 198
 Strömung 643, 645, 647, 649, 651, 653, 655,
 657, 659, 661, 663, 665, 667, 669, 671,
 673, 675, 677, 679, 681, 683, 685, 687,
 689, 691, 693, 695, 697, 699, 701, 703,
 705, 707, 709, 711
 Strömungsgeschwindigkeit 645, 681
 strömungsinduzierte Druckschwankungen
 659
 Strömungsschallquelle 643
 Strömungswiderstand 188, 212
 Strahlung 468
 Strahlungsverlustfaktor 229
 Straßen 89
 Straßenfahrzeuge 80
 Straßenverkehrsrgeräusche 101
 Streugrad 146
 Strukturdämpfung 509
 Strukturimpedanz 286
 Strukturresonanz 491
 Strukturschwingungen 499
 Strukturwellenlänge 475
 subjektive Gesamtbeurteilung 160
 subjektive Silbenverständlichkeit 160
 Subtrahieren 143
 Superposition 501, 504
 Superpositionsprinzip 501
 Support ST1 und ST2 142
 Sweep 122, 559, 560
 gewichteter Sweep 123
 Log-Sweep 122, 123
 Pink-Sweep 122
 Sweep-Rate 122
 Sweep-Verfahren 122
 Swept-Sine-Verfahren 276
 SysID-System 162
 System
 abgeschlossenes 500
 lineares zeitinvariantes 501
 MDOF (Multi Degree of Freedom) 508
 SDOF 505
 Systemantwort 123, 502
 Systemboden 320
 Systemeigenschaft 211, 219, 502
- T**
 TA Lärm 96

- Tages-Lärmexposition 93
 Taktgeber (Clocks) 134
 Taktmaximalpegel 60, 63
 TDS Algorithmus 139
 TDS Prinzip 128
 TDS-Verfahren 116, 127
 technische Schallquellen 76
 TEDS 469
 TEF 10 127, 139
 TEF 12 127, 139
 TEF 20 139, 162
 TEF 20 Analyzer 127
 TEF 25 162
 TEF-Gerät 162
 Teilfläche 74
 Temperatur 216, 258
 Temperaturabhängigkeit 464
 Temperaturdrift 573
 Temperatursprünge 465
 Temperaturveränderungen 136
 Terz- und Oktavfilter 73
 Terz-Beurteilungspegel 99
 Terzfilter 73
 Terzspektrum 209
 Testsignal 135, 155
 tiefe Frequenzen 270
 Tiefenabsorber 222
 tieffrequente Geräusche 99
 Tiefpassfilter 547
 Time Delay Spectrometry TDS 127
 Time-Aliasing 560, 565
 Toleranzbereiche 155
 Tonalität 614
 tonality 623
 Tonhöhe 613
 Tonhöhenwahrnehmung 613
 Tonhaltigkeit 614
 Tonhaltigkeitszuschlag 68
 Tonheit 604, 613
 Tonimpulsantwort 247
 Tonzuschlag 615
 Torsionsschwingungen 481
 Totalreflexion 344, 586
 Trägheit 430, 503
 Traffic Noise Index (TNI) 70
 transiente Schwingungen 452
 Transit Exposure Level 82
 Translational-Angular-Piezsystem 480
 Transmissionsgrad 194, 203
 transversaler Effekt 443
 transversaler Schubeffekt 443
 Trennbauteil 203, 234, 253
 Trennfläche 207, 208
 Trennfuge 227, 234, 242, 322
 Treppenraum 271
 Triaxiale Sensoren 458
 Triboelektrischer Effekt 462
 Triebwerk 644
 Triebwerksakustik 644
 Triebwerkskanal 644
 Trittkraftereignispegel 290
 Trittschallübertragung 279
 Trittschalldämmung 198, 279
 Trittschallminderung 199, 299, 313, 316
 Trittschallpegel 308
 Trittschallpegelminderung 317
 tu – tonality unit 623
 Tür 215, 227
 Türenprüfstand 240
 turbulente Druckschwankungen 654, 674
 turbulente Rohrströmung 706
 turbulenzbedingte Störgeräusche 658
 Turbulenzschirm 673
- ## U
- überenergetische Mittelung 63
 Überflugmessungen 404, 405, 410, 417, 420, 422
 Übergangsstück 672
 Überschreitungspegel 65
 Übersprechen 151
 Übertragungs-Frequenzgang 446
 Übertragungseigenschaften 446
 Übertragungsfaktor 468
 Übertragungsfunktion 118, 119, 145, 502, 542, 543
 Übertragungsfunktion $H(r)$ 119
 Übertragungsfunktion $h(r)$ 118
 Übertragungsverhalten 502
 Ultraschall 2, 16
 Umfangsmod 700
 Umgebungsbedingung 147, 216, 264, 303
 Umgebungseinflüsse 464
 Umgebungslärm 96
 Umströmungslärm 644
 unbeeinflusste Lästigkeit 627
 unbiased annoyance 627
 Undichtigkeit 217, 271
 Undichtigkeitseinflüsse 240
 unendliche Platte 211, 303
 ungerichtetes Mikrofon 138
 Universal-Schallpegelmesser 72
 Unter-Array 399, 400, 403, 404, 406, 410, 414
 frequenzabhängig 402, 403
 Unterdecken 197, 278
 Unterdeckenkonstruktion 299

untere Frequenzgrenze 346

untere Messgrenze 478

V

vacil 622

vektorielle Intensitäts-Komponente 354

Verbesserung der Luftschalldämmung 314

Verbesserung des bewerteten Schalldämmma-
ßes 266

Verbesserung des Schalldämmmaßes 265

Verbundglas 216

Verdeckung 602

Verdeckungsmaß 615

Verfahren

Circle-Fit 522, 524

inverse 522

Multi-Curve-Fit 528

Peak-Amplitude 522, 523

Peak-Picking 523

Zeitbereichs- 522

Verglasung 215, 236

Vergleichsmessung 160, 675, 681

Vergleichsverfahren 468

Verhältnistönhöhe 613

Verkehrslärm 101, 644

Verkehrsstärke 102

Verlustfaktor 188, 211, 212, 220, 228, 260,
304, 311, 336, 589

interner 229

Verlustgrad 589

verminderte Tiefenwiedergabe 150

Verpolung 150

Verständlichkeit 152, 173, 174

Verzögerungseinrichtung 158

Verzerrung 10, 11, 38, 155

viskose Dämpfung 505, 509

Volumen 174, 179, 208

Volumenunterschied 241

Vorbehandlung 216

Vorbeifahrt-Expositionspegel 82

Vorbelastung 97

Vorhaltemaß 217

Vorsatzkonstruktionen 197

schwimmender Estrich 197

Unterdecken 197

Vorsatzschale 197

Vorsatzschale 197, 242, 264

W

Wärmeausdehnungen 465

Wärmedämmverbundsystemen 212

Wahrnehmungsschwelle 99

Wandeeinfluss auf akustische Antenne 420

Wandimpedanz 143

Wandler, piezoelektrischer 650

Wandlereigenschaften 446

Wandlergleichungen 491

Wandlerkoeffizienten 491

Wandlerprinzipien 432

Wandprüfstand 240

Wandreflexion 146

Wasserarmaturen 191

Wasserfahrzeuge 84

Wasserfalldarstellung 142, 154

Wasserfalldiagramm 530

Wasserinstallation 78

Waterhouse-Effekt 250

Wavelet-Berechnung 143

Wechselwirkung

Rotor-Rotor 691

Rotor-Stator 691

weißer Sweep 123

weißes Rauschen 121, 124, 249

Weiterleitungsverlust 229

Welle, stehende 212

Wellen-Trennung 591

Wellenfront 160

Wellenlänge 578

wellennormale Entfernung 406

wellennormaler Winkel 407

Wellenwiderstand 579, 680

Wellenzahl 583, 663, 700

axiale 663

azimutale 668

Welligkeit 586

Wiedergabefrequenzgang 154, 155

Wiedergabekurve 155, 156

Wiener 119

Wiener-Methode 119

Windgeschwindigkeit 573

Windkanal 406

geschlossen 408

offen 409

Windturbinen 410

Winkelbeschleunigung 479

Winkelgeschwindigkeit 479

Winkelschnelle 479

WinMLS 139, 164

Wirbelstromwandler 433

Wirkintensität 339, 344, 360

Wirkpegel 61

WMTF - weighted modulation transmission
function 175

Wochen-Lärmexpositionspegel 94

Wohlklang 630

Wohngeräusch 210

X

X-Array 392, 393, 413, 414

Z

Zeiger 578

Zeitbereichsverfahren 355, 522

Zeitbewertung 57, 247

Zeitbewertung Fast 59

Zeitbewertung Impulse 59

Zeitbewertung Slow 58

Zeitdifferenz 158

zeitdiskret 547

Zeitfunktion 144

Zeitgrößen 140

zeitinvariant 501, 537

Zeitinvarianz 502

Zeitkonstanten

Fast 144

Slow 144

zeitliche Messdurchführung 67

zeitliche Mittelung 134

Zeitstaffelung 159

Zeitvarianz 122, 572

Zeitwerte 136

Zellengeräusche 644

Zufallsrauschen 248

Zugart 102

Zulassungsprüfung 85

Zustand der Messstelle 458

Zweikanalmessung 163–165

Zweiraumverfahren 203

Zwicker-Lautheit 610