

Hans A. Wolfsperger

Elektro- magnetische Schirmung

Theorie und Praxisbeispiele

 Springer

VDI

Elektromagnetische Schirmung

Hans A. Wolfspurger

Elektromagnetische Schirmung

Theorie und Praxisbeispiele

 Springer

Dr.-Ing. Hans A. Wolfspurger
W+R Schirmungstechnik GmbH
Heubergstraße 5
83043 Bad Aibling
wolfspurger@schirmungstechnik.de
www.schirmungstechnik.de

ISBN 978-3-540-76912-5

e-ISBN 978-3-540-76913-2

DOI 10.1007/978-3-540-76913-2

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

© 2008 Springer-Verlag Berlin Heidelberg

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

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten waren und daher von jedermann benutzt werden dürften. Sollte in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z. B. DIN, VDI, VDE) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden sein, so kann der Verlag keine Gewähr für die Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen. Es empfiehlt sich, gegebenenfalls für die eigenen Arbeiten die vollständigen Vorschriften oder Richtlinien in der jeweils gültigen Fassung hinzuzuziehen.

Einbandgestaltung: WMXDesign GmbH, Heidelberg

Printed on acid-free paper

9 8 7 6 5 4 3 2 1

springer.com

Meinem Vater, dem ich so viel verdanke.

Zu diesem Buch

Mit vermehrter Anwendung elektromagnetischer Felder nimmt auch deren Schirmung an Bedeutung zu. Daher widmet sich dieses Buch diesem Thema, als erstes Werk im deutschsprachigen Raum. Es wendet sich nicht nur an Entwickler der Elektro- und Elektronikindustrie, sondern auch an Anlagen- und Gebäudeplaner sowie Sicherheitsbeauftragte kritischer Infrastrukturen, wie Rechenzentren, Anlagen der Energie- und Wasserversorgung, Produktionsanlagen etc. Eine weitere Zielgruppe sind Verantwortliche im Bereich Informationssicherheit und Geheimschutz.

Dieses Buch so aufgebaut, dass man es von vorn nach hinten komplett lesen kann, vom Allgemeinen hin zum Speziellen. Allerdings werden dies nur die wenigsten Leser tun. Die meisten werden sich diejenigen Abschnitte heraus suchen, die sie interessieren. Dies ist auch durchaus legitim und ich habe versucht, dieser Art der Anwendung entgegen zu kommen, selbst wenn sich dadurch gelegentlich Wiederholungen ergeben.

Da sich dieses Buch an einen breiten Anwenderkreis wendet, der auch Leser mit geringem elektrotechnischem Vorwissen einschließt, sind im Kapitel 2 Grundlagen und Begriffe der elektrotechnischen Welt erklärt. Dies mag einen Feldtheoretiker langweilen. Er mag daher gleich ins Theoriekapitel 3 springen, ohne dass er deshalb aus dem Zusammenhang gerissen würde. Umgekehrt ist es für die Praxis, die in den Kapiteln 4 bis 6 beschrieben ist, nicht unbedingt erforderlich, das Theoriekapitel „durchzuackern“. Um dem Leser das Hin- und Herblättern zu ersparen, wurden Tabellen und Schaubilder an der passenden Stelle eingefügt und auf einen

VIII Zu diesem Buch

Anhang verzichtet. Ebenso werden Formelzeichen und Abkürzungen am Ort des ersten Auftretens erklärt.

Im Theoriekapitel sind sehr viele mathematische Beziehungen aufgeführt, die zur Berechnung von Feldern oder der Dimensionierung von Schirmen erforderlich sind. Dafür wurde versucht, den Praxisteil weitgehend frei von Mathematik zu halten.

Für die Schreibweise in Formeln gilt:

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \text{Vektor}$$

$$\vec{A}(x, y, z) \quad \text{Vektorfeld}$$

A skalare (auch komplexe) Variable bzw. Betrag des Vektors \vec{A}

a skalare (auch komplexe) Variable, auch Pegelmaß einer Größe A in dB

Zeitveränderliche Größen vom Typ $a(t)$ sind als zeitabhängige Funktionen entsprechend gekennzeichnet. Sinusförmige Größen werden – wenn nicht anders angegeben – als komplexe Variable mit abgespaltener Zeitfunktion $e^{j\omega t}$ angegeben.

Einheitsvektoren sind mit \vec{e} benannt, wobei die Richtung meist durch einen Index bezeichnet ist, z. B. \vec{e}_x : Einheitsvektor in x-Richtung.

Normaleneinheitsvektoren werden mit \vec{n} bezeichnet.

Auch Linien (S), Flächen (A) oder Volumen (V) werden mit Großbuchstaben bezeichnet. Damit sind keine skalaren oder vektoriellen Größen gemeint. Diese Bezeichnungen sind vielmehr als Abkürzungen für diese Gebilde zu verstehen.

Hervorhebungen, Begriffe, Eigennamen und Zitate sind in kursiven Buchstaben gedruckt.

Besonders wichtige Tatsachen und Merksätze sind eingerahmt.

Anmerkungen und die Biographien einiger wichtiger Persönlichkeiten sind in einem kleineren Schriftgrad gesetzt.

Dieses Buch entstand innerhalb eines Zeitraums von 5 Jahren. In dieser langen Zeit kamen ständig neue Erfahrungen hinzu, die hauptsächlich in die Praxiskapitel 4 – 6 eingeflossen sind.

In dieser langen Zeit war ich viele Abende zuhause nur körperlich anwesend. An allererster Stelle gebührt mein Dank daher meiner Familie: Nur durch ihre Geduld und Fürsorge war es mir möglich, dieses Buch zu schreiben.

Besonderer Dank gebührt auch meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Adolf Schwab.

Weiter danke ich:

Für fachliche Beiträge und / oder Korrektur: Herrn WIng. Dietmar Gieselbrecht, Herrn Dr.-Ing. Wolfgang Kürner, Herrn Dipl.-Ing. Peter Reiser.

Meinen Diplomanden und Mitarbeitern, Herrn Dipl.-Ing. Dietmar Jordan, Herrn Dipl.-Ing. Heiko Strehlow und Herrn Dipl.-Ing. Uwe Tschan.

Den Kollegen der emscreen GmbH, namentlich Herrn Dipl.-Ing. Johan de Schacht, Herrn Dipl.-Ing. Thomas Fritz, Herrn Mangstl, Herrn Müller, Herrn Dipl.-Ing. Gerhard Wahrmann, Herrn Dipl.-Ing. Gerd Witzmann.

Außerdem danke ich Herrn Dr.-Ing. Jürgen Bernauer und Herrn Prof. Johan Catrysse.

Bad Aibling, im November 2007

Hans A. Wolfesperger

Inhalt

1	Einleitung	1
1.1	Warum Schirmung?.....	1
1.1.1	Vorkommen elektromagnetischer Felder.....	1
1.1.2	Schirmung in der EMV	4
1.1.3	Schirmung in der EMVU	7
1.1.4	Schirmung zum Informationsschutz	10
1.1.5	Sonstige Anwendungen elektromagnetischer Schirmung	13
1.2	Abgrenzung des Begriffs <i>elektromagnetische Schirmung</i>	13
1.2.1	Nicht-elektromagnetische Felder, Wellen oder Strahlen	14
1.2.2	Elektromagnetische Strahlung, deren Abschirmung nicht zum Themengebiet <i>elektromagnetische Schirmung</i> gehört	16
2	Grundlagen und Begriffe	19
2.1	Der Feldbegriff.....	19
2.1.1	Die elektrische Feldstärke	20
2.1.2	Die elektrische Flussdichte	21
2.1.3	Die magnetische Flussdichte.....	22
2.1.4	Die magnetische Feldstärke	23
2.1.5	Die Materialgleichungen.....	24
2.1.6	Verhalten von elektrischen und magnetischen Feldern an Grenzflächen	26
2.2	Feldursachen	29

2.2.1	Ladungen als Ursache des elektrischen Feldes – der Satz vom Hüllenfluss	30
2.2.2	Die Quellenfreiheit des magnetischen Feldes	38
2.2.3	Magnetische Wechselfelder als Ursache des elektrischen Feldes – das Induktionsgesetz	41
2.2.4	Ströme als Ursache des magnetischen Feldes – das Durchflutungsgesetz	48
2.2.5	Übersicht Material- und Maxwellgleichungen.....	52
2.3	Wellenausbreitung.....	53
2.3.1	Entstehung einer elektromagnetischen Welle	53
2.3.2	Ebene Welle.....	59
2.3.3	Harmonische Welle.....	63
2.3.4	Dämpfung und Absorption.....	65
2.3.5	Reflexion.....	67
2.4	Darstellung von Zeitverläufen im Frequenzbereich	72
2.4.1	Fourier-Reihenentwicklung	73
2.4.2	Fourier-Transformation.....	77
2.5	Begriffe der elektromagnetischen Schirmung.....	79
2.5.1	Pegel in dB.....	79
2.5.2	Schirmdämpfung, Schirmfaktor.....	83
2.5.3	Verweis auf weitere Begriffe der elektromagnetischen Schirmung.....	86
2.5.4	Begriffe der Kabelschirmung.....	86
3	Theorie der elektromagnetischen Schirmung	87
3.1	Feldtypen und deren Abschirmmechanismen	87
3.1.1	Das elektrostatische Feld – der elektrostatische Schirm.....	89
3.1.2	Das magnetostatische Feld – der magnetostatische Schirm.....	94
3.1.3	Das quasistationäre elektromagnetische Feld – der elektrodynamische Schirm.....	100
3.1.4	Elektromagnetische Wellen: Absorption, Reflexion und Transmission	134
3.2	Feldeinkopplung durch Öffnungen	174
3.2.1	Beschreibung der Feldeinkopplung mit Ersatzdipolen.....	176
3.2.2	Berechnung der Feldverteilung in perforierten Schirmen durch Dipol-Spiegelung.....	179

3.2.3	Schirmwirkung von Lochblechen und Drahtgeweben	192
3.2.4	Einkopplung von Feldern durch lange Schlitze	208
3.3	Theorie der Kabelschirmung	210
3.3.1	Die Kopplungsimpedanz	210
3.3.2	Die Kopplungsadmittanz	219
3.3.3	Die Kopplungsdämpfung	220
3.3.4	Kopplungsimpedanz und Kopplungsdämpfung versus Schirmdämpfung	223
4	Praxis der elektromagnetischen Schirmung	227
4.1	Materialien und Materialeigenschaften	228
4.1.1	Materialien mit hoher Permeabilität zur Schirmung magnetostatischer Felder	230
4.1.2	Materialien mit hoher elektrischer Leitfähigkeit zur Schirmung von magnetischen Wechselfeldern und elektromagnetischen Wellen	233
4.1.3	Alternative Schirmungsmaterialien	235
4.1.4	Materialstärke	238
4.1.5	Leitfähigkeit, Permeabilität und Dielektrizität	248
4.1.6	Oberflächenverhalten und Korrosionsbeständigkeit	249
4.2	Komponenten der elektromagnetischen Schirmung	252
4.2.1	HF-Dichtungen	252
4.2.2	Durchführung elektrischer Leitungen durch Schirme	267
4.2.3	Lichtwellenleiter-Durchführungen, Medienkonverter	281
4.2.4	Wabenkamineinsätze	282
4.2.5	Klebebänder	284
4.3	Gehäuseschirmung	284
4.3.1	Bauarten von Schirmgehäusen	286
4.3.2	IP-Schutz	291
4.3.3	Kontaktierung von Gehäuseteilen – Magnetfeldschirmung	294
4.3.4	Einfluss von Öffnungen	296
4.3.5	Schirmung von Luftzuführungen	299
4.3.6	Schirmung von Displays und Bedienelementen	300
4.3.7	Stromversorgung von geschirmten Gehäusen und Schränken	301

4.4	Raumschirmung	302
4.4.1	Geschirmte Räume in Modulbauweise	303
4.4.2	Architektonische Raumschirmung.....	320
4.4.3	Geschweißte Schirmung	339
4.4.4	Schirmung auf den Außenwänden von Gebäuden	340
4.4.5	Geschirmte Zelte	341
4.4.6	Schirmwirkung von Gebäuden.....	342
4.4.7	Magnetfeldschirmung von Räumen und Kabeltrassen.....	344
4.4.8	Planung von Raumschirmungsprojekten	348
4.5	Kabelschirmung	367
4.5.1	Allgemeines zur Kabelschirmung.....	367
4.5.2	Koaxialkabel	368
4.5.3	Twisted-Pair Kabel / Datenkabel	374
4.5.4	Vergleich der Schirmwirkung unterschiedlicher Kabelschirme	377
4.5.5	Erdverbindung von Kabelschirmen	379
4.5.6	Geschirmte Steckverbinder	383
4.5.7	Metallschläuche zur Schirmung von Kabeln und Kabelbündeln	385
5	Messverfahren und Normen	387
5.1	Messverfahren zur Bestimmung der Schirmdämpfung von Materialien (Intrinsic-Schirmdämpfung)	388
5.1.1	Dual-Chamber-Box nach ASTM-Norm.....	388
5.1.2	Transmission-Line-Holder nach ASTM bzw. NBS Norm	389
5.1.3	Doppel-TEM-Zelle	390
5.2	Genormte Verfahren zur Messung der Schirmdämpfung von Gehäusen	391
5.2.1	DIN EN 61000-5-7	392
5.2.2	DIN EN 61587-3	397
5.2.3	VG 95373-15	399
5.3	Genormte Verfahren zur Messung der Schirmdämpfung von geschirmten Räumen	402
5.3.1	IEEE 299	402
5.3.2	MIL-STD 285	406
5.3.3	DIN EN 50147	408

5.4	Genormte Verfahren zur Messung der Einfügungsdämpfung von Filtern.....	408
5.4.1	MIL-STD 220A	410
5.4.2	CISPR 17	410
5.5	Genormte Verfahren zur Messung der Schirmwirkung von Kabelschirmen, Schirmschläuchen und Verbindungssteckern.....	411
5.5.1	Triaxialmethode	413
5.5.2	Absorptions-Messwandlerzange	415
5.5.3	Strominjektion (Paralleldrahtverfahren)	417
5.6	Alternative Messverfahren	419
5.6.1	Schirmdämpfungsmessungen von Gehäusen in Modenverwirbelungskammern	420
5.6.2	Messung der Feldstärken an metallischen Oberflächen mit elektrisch kleinen Oberflächenstromsensoren.....	422
5.6.3	Automatisierte Messung der Feldverteilung in Gehäusen.....	423
5.6.4	Messung der Schirmdämpfung mit Strominjektion ..	425
6	Anwendungen elektromagnetischer Schirme	433
6.1	Der Schirm als EMV-Entstörmittel.....	433
6.1.1	EMV-Normung.....	434
6.1.2	HF-Schirmung zur Verbesserung des EMV-Verhaltens	439
6.1.3	Schirmung quasistatischer Magnetfelder zur Verbesserung des EMV-Verhaltens.....	442
6.1.4	Schirmung und Blitzschutz	444
6.2	Einsatz elektromagnetischer Schirme zum Schutz des Menschen	450
6.2.1	EMVU-Normung	450
6.2.2	Maßnahmen zur Einhaltung von EMVU-Grenzwerten.....	458
6.3	Einsatz elektromagnetischer Schirme in der Medizintechnik.....	460
6.4	Elektromagnetische Schirmung zum Informationsschutz...	461
6.4.1	Abhörschutz	462
6.4.2	Abstrahlschutz (TEMPEST)	465

XVI Inhalt

6.4.3	Funktionsüberwachung der Raumschirmung.....	466
6.5	Schutz gegen EMP und vorsätzliche elektromagnetische Beeinflussung.....	467
6.5.1	Elektromagnetische Pulse (EMP)	467
6.5.2	HPM- / EMP-Bedrohungsszenarien.....	470
6.5.3	HPM- / EMP-Schutz.....	472
6.5.4	Normung des EMP-Schutz	474
7	Literaturverzeichnis.....	477
8	Stichwortverzeichnis.....	495

1 Einleitung

1.1 Warum Schirmung?

1.1.1 Vorkommen elektromagnetischer Felder

Elektromagnetische Felder sind überall: Elektrische Antriebe, Hörfunk, Fernsehen, Mobilfunkgeräte, Mikrowellenöfen, Satellitenkommunikation... alle diese Geräte bzw. Systeme benötigen elektromagnetische Felder um zu funktionieren und uns damit den Alltag und das Berufsleben zu erleichtern. In der Medizintechnik nutzen viele Diagnose- und Therapieverfahren elektromagnetischer Felder und retten damit täglich Leben (Beispiel Magnetresonanztomographie, MRT). Der Nutzen des Elektromagnetismus' ist unbestritten. Unser hoher Lebensstandard ist das Ergebnis einer technisch-wirtschaftlichen Entwicklung, für die die Anwendung elektrischer Energie zur unverzichtbaren Grundlage geworden ist. Grundlage auch für neue Daten- und Kommunikationsnetze, die nicht nur unsere Infrastruktur revolutionieren, sondern auch unsere Gesellschaft.

Mit zunehmender Verbreitung elektrischer Geräte dringen diese Tatsachen ins Bewusstsein der Öffentlichkeit vor. Allerdings wachsen bei manchen Menschen auch Befürchtungen, dass die Anwendungen des Elektromagnetismus' auf Lebewesen, insbesondere auf den Menschen, schädlich wirken. Mit der zunehmenden Verbreitung elektromagnetischer Felder wird daher immer häufiger die Frage gestellt, wie deren Intensität verringert werden kann, mit anderen Worten, wie elektromagnetische Felder *abgeschirmt* werden können. Dabei herrschen oft unklare Vorstellungen über die Art des elektromagnetischen Feldes, seine Feldstärke und seinen zeitlichen Verlauf bzw. seine Frequenz.

Die Frage der Dämpfung elektrischer oder magnetischer Felder bzw. Wel-

len ist jedoch schon seit jeher eine Problemstellung in der Elektrotechnik. Die Verringerung der Feldstärke äußerer Felder ist oft zwingende Notwendigkeit, um die Funktion eines Gerätes, eines Systems oder einer Anlage zu gewährleisten. Ein bekanntes Beispiel hierfür ist die Bordelektronik von Flugzeugen, die durch starke Radiosender beeinflusst werden kann. Diese Thematik – die *elektromagnetische Verträglichkeit* – gewinnt mit höheren Arbeitsfrequenzen mikroelektronischer Geräte zusätzlich an Bedeutung. Darüber hinaus ist die Dämpfung störender Felder unbedingt erforderlich, wenn elektrische Größen mit sehr geringer Amplitude unabhängig von der Umwelt gemessen werden sollen (Messtechnik) oder Felder mit sehr hoher Intensität erzeugt werden (Prüftechnik).

Weitere Aktualität bekommt das Thema *Schirmung* durch die Zunahme unerwünschter Kommunikation, z. B. durch Abhörgeräte. Durch die Dämpfung elektromagnetischer Signale kann diese ungewünschte Informationsübertragung unterdrückt werden, beispielsweise in abhörsicheren Räumen. Dies gilt auch für die elektromagnetische Strahlung, die jedes informationsverarbeitende elektronische Gerät aussendet. Sie kann sonst empfangen und vertrauliche Information rekonstruiert werden.

Zunehmende Bedeutung gewinnt auch der Schutz elektronischer Systeme gegen vorsätzliche elektromagnetische Beeinflussung. Dies ist ein weiteres Anwendungsgebiet der elektromagnetischen Schirmung. Elektromagnetische Impulse oder andere Störungen können absichtlich erzeugt und wie eine Waffe gezielt eingesetzt werden. Die Befürchtungen wachsen, dass dies in Zukunft für Terroristen oder Kriminelle möglich sein wird. Das führt dazu, dass immer mehr „kritische Infrastrukturen“, wie Kraftwerke, leittechnische Anlagen, Rechenzentren etc. mit einer elektromagnetischen Schirmung versehen werden.

Elektromagnetische Stoßwellen entstehen auch bei der Detonation von Kernwaffen. Dies hat schon in der Vergangenheit bei der Entwicklung militärischer Geräte und Systeme Anlass gegeben, sich mit dem Thema *Schirmung* zu beschäftigen.

Allen Themengebieten gemein ist der Wunsch nach Verringerung der elektrischen und/oder der magnetischen Feldstärke innerhalb oder außerhalb eines begrenzten räumlichen Bereichs.

Elektromagnetische Felder werden in technischen Anwendungen erzeugt

und treten *absichtlich* in der Umgebung der Feldursache auf, z. B. bei

- der Informationsübertragung (Fernsehsender, Mobilfunkgerät, Satellitenkommunikation, Richtfunk),
- Navigation und Ortung (GPS, Radar)
- etc.

Allerdings liegt auch vielen elektrotechnischen Anwendungen ein elektromagnetisches Feld zugrunde, das *unabsichtlich* auch in der Umgebung auftritt, z. B. bei

- der Energieübertragung und -wandlung (Stromleitungen, Transformatoren, Umrichter),
- der Umwandlung elektrischer Energie in mechanische und umgekehrt (Elektromotor, Generator),
- Stromkreisen in elektrischen, elektronischen und mikroelektronischen Schaltungen aller Art (Rechner, Unterhaltungselektronik, Telekommunikationsnetzwerke),
- der Erzeugung, Ablenkung und Fokussierung von Elektronenstrahlen (*Braun'sche Röhre* im Fernsehgerät, Elektronenmikroskop),
- elektrischen Heizungen,
- der Erwärmung von Materie (Mikrowellenofen, Induktionsofen),
- Zündung (KFZ-Zündanlage, Gasheizbrenner),
- etc.

Dazu kommen noch Felder mit *natürlichen* Ursachen, z.B.

- natürliche Gleichfelder (Erdmagnetfeld, elektrostatische Aufladungen),
- Felder durch Entladungen wie Blitze, Funken, Entladungen elektrostatischer Elektrizität (**E**lectro-**S**tatic **D**ischarge, ESD),
- kosmische elektromagnetische Strahlung,
- etc.

Alle diese Felder unterscheiden sich wesentlich in ihrer Art (elektrisch, magnetisch oder beides zugleich, siehe 2.1), in ihrer Feldstärke und in

ihrem zeitlichen Verlauf bzw. ihrer Frequenz. Außerdem können sie ortsfest sein (stationäre Felder) oder sich im Raum ausbreiten (Wellenfelder), siehe 2.3. Im Folgenden wird allgemein von elektromagnetischen Feldern die Rede sein, wobei damit alle Erscheinungsformen gemeint sind.

Mit dem Auftreten eines elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Feldes kann es sinnvoll oder gar notwendig sein, dieses innerhalb oder außerhalb eines bestimmten Gebiets zu schwächen. Und genau dazu dient der *elektromagnetische Schirm*; er ist nichts anderes als ein „Feldschwächer“. Das heißt, er verringert nicht die Intensität der Felderzeugung, sondern dämpft das Feld in einem bestimmten räumlichen Bereich.

In den folgenden Abschnitten werden die wichtigsten Anwendungsgebiete der elektromagnetischen Schirmung beschreiben.

1.1.2 Schirmung in der EMV

Die sicherlich älteste Motivation für elektromagnetische Schirmung ist die Unterdrückung von *feldgekoppelten Störungen*. Um zu wissen, was es damit auf sich hat, müssen zunächst einige Begriffe aus dem Bereich der *Elektromagnetischen Verträglichkeit*, EMV, (eng. **E**lectro**m**agnetic **C**ompatibility, EMC) erläutert werden. Als Elektromagnetische Verträglichkeit bezeichnet man definitionsgemäß

... die Fähigkeit eines Gerätes, in der elektromagnetischen Umwelt zufriedenstellend zu arbeiten, ohne dabei selbst elektromagnetische Störungen zu verursachen, die für andere in dieser Umwelt vorhandene Geräte unannehmbar wären. [EMVG 98]

Durch die Neufassung des EMVG [Eur 108 04] wird diese Definition der EMV auf Anlagen und Systeme ausgeweitet. So auch hier, wenn im Weiteren von „Gerät“ die Rede ist. Die diskussionsfähigen Begriffe *zufriedenstellend* und *unannehmbar* werden in Normen genauer festgelegt.

Die Definition der EMV fordert also von Geräten eine gewisse Fähigkeit, Störungen aus der Umwelt (andere Geräte, aber auch natürliche Störursachen) zu ertragen. Diese Fähigkeit wird auch als *Störfestigkeit* (oder Immunität) bezeichnet. Auf der anderen Seite darf das Gerät auch keine Störungen verursachen, die für Geräte in dieser Umwelt unannehmbar wären. D. h. die *Störaussendung* (oder Emission) muss festgelegte Grenzwerte

einhalten, damit alle anderen Geräte in der Umwelt ohne Funktionsbeeinträchtigung arbeiten können, siehe 6.1.1. (Diese Geräte müssen natürlich ihrerseits eine bestimmte, in Normen festgelegte Störfestigkeit besitzen.) Dieser abstrakt beschriebene Sachverhalt wird verdeutlicht, wenn man das Beeinflussungsmodell der EMV betrachtet, Bild 1.1, [Schw 07].



Bild 1.1 Beeinflussungsmodell der Elektromagnetischen Verträglichkeit

Störquellen im Sinne des Beeinflussungsmodells sind Verursacher von Störungen in der *Störsenke*. Eine *elektromagnetische Beeinflussung* liegt vor, wenn eine Störquelle elektromagnetische Energie aussendet, die über den *Kopplungspfad* zur Störsenke gelangt und dort eine Funktionsbeeinträchtigung, eine Fehlfunktion oder gar eine Zerstörung hervorruft.

Störquellen können natürlich oder künstlich sein. Die Aussendung elektromagnetischer Energie kann absichtlich oder unabsichtlich erfolgen. Beispiele für mögliche Störquellen sind in 1.1.1 aufgeführt.

Störsenken sind im Sinne der EMV stets künstlich; elektrische Geräte, Anlagen oder Systeme, die bestimmte Funktionen erfüllen müssen und somit auch Fehlfunktionen aufweisen können. Alle künstlichen potenziellen Störquellen können prinzipiell auch als Störsenken in Frage kommen und umgekehrt.

Als *Kopplungspfade* bezeichnet man die Wege, auf denen die elektromagnetische Energie von der Störquelle zur Störsenke gelangt. Kopplungspfade sind

- elektrische Leitungen aller Art (Netzleitungen, Datenleitungen, Steuerleitungen, Busleitungen...), also galvanische Verbindungen,
- elektrische, magnetische oder elektromagnetische Felder aller Art.

Dementsprechend spricht man im ersten Fall von *leitungsgeführten* Störungen, im zweiten Fall von *feldgekoppelten* Störungen.

Diese Unterscheidung ist durchaus diskussionswürdig, denn die elektromagnetische Energie, die über den Kopplungspfad übertragen wird, ist

sowohl in einer elektrischen Leitung als auch im „leeren“ Raum immer an ein elektromagnetisches Feld geknüpft. Insbesondere bei Hochfrequenz-Wellenleitern ist die Unterscheidung nicht mehr anwendbar.

Bei den feldgekoppelten Störungen wird außerdem zwischen *kapazitiver*, *induktiver* Kopplung und Kopplung über elektromagnetische *Wellenfelder* unterschieden, siehe 3.1.

Genau hier liegt der Anwendungsbereich eines elektromagnetischen Schirms in der EMV. Als „Feldschwächer“ sorgt er dafür, dass das Störfeld, welches von der Störquelle erzeugt wird, am Ort der Störsenke gedämpft wird. Mit anderen Worten, der Schirm wird in den Kopplungspfad eingebracht und bewirkt, dass nur ein Teil der elektromagnetischen Stör-energie die Störsenke erreicht.

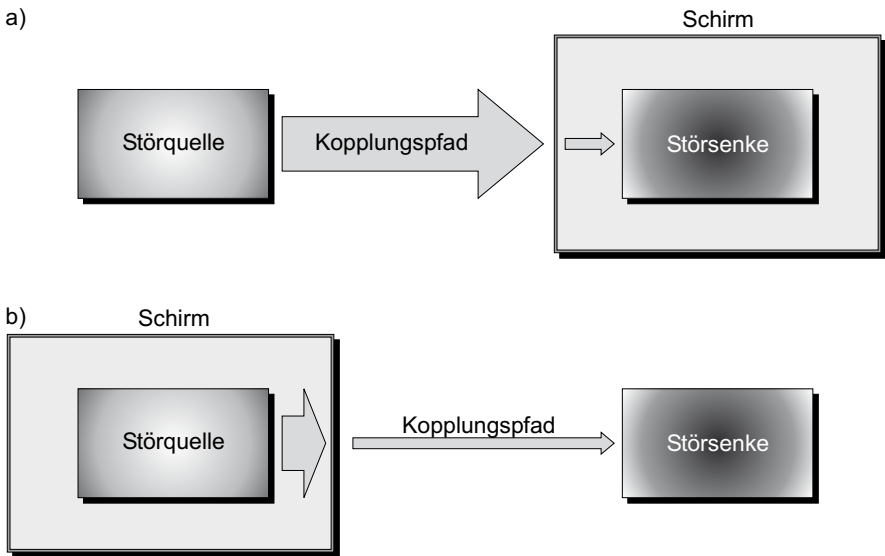


Bild 1.2 Einbringen eines elektromagnetischen Schirms in den Kopplungspfad

In der EMV dient der Schirm also als Entstörmittel. Die klassische Definition für den elektromagnetischen Schirm lautet:

Ein elektromagnetischer Schirm ist ein Entstörmittel, welches dazu dient, elektromagnetische Felder innerhalb oder außerhalb eines bestimmten Bereichs zu schwächen.

Das bedeutet ferner, dass sich die Feldursache – d.h. die Störquelle – innerhalb oder außerhalb des Schirms befinden kann.

Befindet sie sich außerhalb, so ist das Feld innerhalb des Schirms gedämpft, Bild 1.2 a). Befindet sich die Feldursache innerhalb, so wird in der Umwelt, also dem Schirmäußeren, das Feld geschwächt, Bild 1.2 b).

Der Schirm hat als Entstörmittel also folgende Aufgaben:

- Er sorgt – ggf. zusammen mit anderen EMV-Maßnahmen – dafür, dass ein Gerät in seiner elektromagnetischen Umwelt zufriedenstellend arbeitet. Dies ist genau dann der Fall, wenn sich die Feldursache außerhalb des Schirms befindet und das Feld im Inneren des Schirms ausreichend gedämpft wird. Der Schirm dient in diesem Fall der Erhöhung der Störfestigkeit (Steigerung der Immunität) des Gerätes.

Und / oder:

- Er sorgt – ggf. zusammen mit anderen EMV-Maßnahmen – dafür, dass ein Gerät keine Störungen verursacht, die für andere in der elektromagnetischen Umwelt vorhandene Geräte unannehmbar wären. Der Schirm dient in diesem Fall der Senkung der Störaussendung (Verringerung der Emission) des Gerätes.

Fassen wir dies zu einem Satz zusammen:

Ein elektromagnetischer Schirm dämpft die Feldkopplung zwischen Störquelle und Störsenke und erhöht somit die elektromagnetische Verträglichkeit.

Auf die Anwendung elektromagnetischer Schirme als Entstörmittel in der EMV wird, insbesondere im Hinblick auf die EMV-Normung, in Abschnitt 6.1 eingegangen.

1.1.3 Schirmung in der EMVU

Wie erwähnt beschäftigt sich die EMV mit der Vermeidung von Funktionsbeeinträchtigungen von Geräten, Anlagen, Systemen, also mit technischen Einrichtungen. Im Bereich *Elektromagnetische Verträglichkeit mit der Umwelt*, EMVU, werden jedoch mögliche Auswirkungen elektromagnetischer Energie auf lebende Wesen betrachtet. Synonym zu EMVU wird auch die Bezeichnung *EMF* (**E**lektrom**m**agnetische **F**elder bzw. **E**lectro-

magnetic Fields) verwendet. Definiert ist die EMVU als

... die Fähigkeit eines Apparates, einer Anlage oder eines Systems in der Umwelt zufriedenstellend zu arbeiten, ohne dabei selbst Störungen zu verursachen, die für alle in der Umwelt vorhandenen lebenden Wesen (Makro- und Mikroorganismen, Pflanzen, Tiere und Menschen) unannehmbar wären. Sie umfasst thermische als auch nichtthermische Einwirkungen von elektromagnetischen Erscheinungen auf biologische Systeme.

Diese Definition ist analog zur Definition der EMV, siehe 1.1.2, nur dass hier statt „anderen in dieser Umwelt vorhandene Geräten“ eben *lebende Wesen* betrachtet werden. An die Stelle der *Störsenke* in der EMV tritt in der EMVU das Lebewesen. Wir kommen somit zu einem geänderten Beeinflussungsmodell in der EMVU, Bild 1.3.

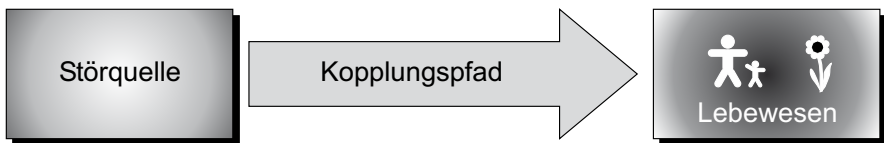


Bild 1.3 Beeinflussungsmodell der EMVU

Als *Störquellen* kommen im Gegensatz zur EMV nur künstliche Störquellen in betracht. Natürliche Störquellen (z. B. Blitze) sind nicht Gegenstand der EMVU. Dies mag daran liegen, dass man von vorneherein bei Lebewesen eine Verträglichkeit mit natürlichen Störquellen voraussetzt. „Leitungsgeführte Störungen“, also Unfälle durch elektrischen Strom, werden schon seit langem medizinisch-technisch untersucht und gehören aus historischen Gründen nicht zum Themengebiet EMVU. Für den *Kopplungspfad* zwischen Störquelle und Lebewesen kommt bei EMVU-Betrachtungen also nur Feldkopplung in Frage.

Genau hier kann wiederum, wie in der EMV, der elektromagnetische Schirm zum Einsatz kommen: Er sorgt dafür, dass das von der Störquelle erzeugte, elektromagnetische Feld am Aufenthaltsort von Lebewesen gedämpft wird. Auch in der EMVU wird der Schirm in den Kopplungspfad eingebracht und bewirkt, dass nur ein Teil der elektromagnetischen Stör-energie das Lebewesen erreicht. Analog zur EMV-Betrachtungsweise lässt sich die Wirkung eines elektromagnetischen Schirms für die EMVU darstellen, Bild 1.4.

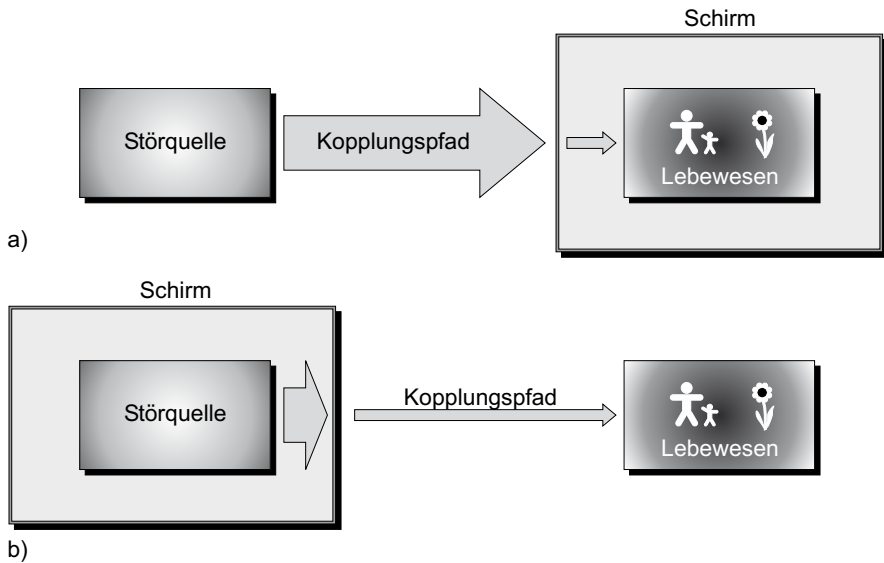


Bild 1.4 Einbringen eines elektromagnetischen Schirms in den Kopplungspfad

Prinzipiell kann sich auch hier die Feldursache außerhalb des Schirms, Bild 1.4 a), oder innerhalb, Bild 1.4 b), befinden. Um der Definition der EMV gerecht zu werden, für *alle* in der Umwelt vorhandenen lebenden Wesen Beeinflussungen zu vermeiden, wird aber der Schirm sinnvoller Weise um die Störquelle herum angeordnet, damit eine *Senkung der Störaussendung* herbeigeführt wird.

Die Motivation für Schirmung in der EMV lässt sich in einem Satz zusammenfassen:

Ein elektromagnetischer Schirm dämpft die Feldkopplung zwischen Störquelle und in der Umwelt vorhandenen lebenden Wesen und erhöht somit die elektromagnetische Verträglichkeit der Störquelle mit der Umwelt.

Die Störaussendung in der EMV ist, ebenso wie in der EMV, gesetzlich bzw. durch Normen geregelt. Auf die Anwendung elektromagnetischer Schirme in der EMV wird, insbesondere im Hinblick auf die Gesetzgebung, in Abschnitt 6.2 eingegangen.

Bei EMV-Betrachtungen sind Zusammenhänge zwischen Störquelle und „Störsenke“ nicht so offenkundig und mit technischen Mitteln feststellbar

wie in der EMV. Zum einen, weil es sich bei der EMVU um einen interdisziplinären Bereich der Forschung handelt (Medizin, Biologie, Elektrotechnik), zum anderen aber, weil unter Umständen erst nach langer Einwirkung elektromagnetischer Felder auf Organismen Auswirkungen feststellbar sein könnten. Versuche zur Ermittlung gerade noch tolerierbarer Störungen verbieten sich, zumindest beim Menschen, von selbst.

In diesem Buch werden lediglich Aussagen zur Wirkungsweise elektromagnetischer Schirmung getroffen, nicht zuletzt auch, um eine Einhaltung gesetzlich geforderter Grenzwerte zu ermöglichen. Zur Diskussion der Höhe der Grenzwerte und der möglichen biologischen Auswirkungen elektromagnetischer Felder kann dieses Buch keinen Beitrag leisten.

1.1.4 Schirmung zum Informationsschutz

Ein weiterer Grund, elektromagnetische Schirme einzusetzen, ist die Verhinderung eines ungewollten Informationsflusses, mit anderen Worten, die Verhinderung von Lauschangriffen. Das Beeinflussungsmodell der EMV lässt sich für den Fall der Informationsübertragung folgendermaßen modifizieren, Bild 1.5:

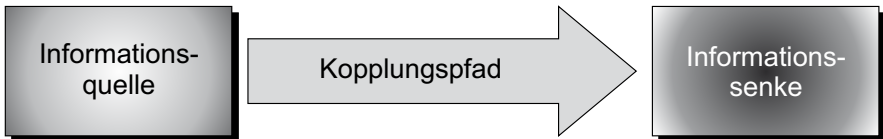


Bild 1.5 Übertragungsmodell

Informationsquellen im Sinne des Übertragungsmodells geben Informationen nach außen ab. In der Informationstheorie werden sie auch *Sender* genannt. Über den *Kopplungspfad* – in diesem Fall auch als *Kanal* bezeichnet – gelangen Informationen von der *Informationsquelle* zur *Informationssenke*, in der Informationstheorie auch *Empfänger* genannt.

Als *Informationsquellen* kommen das gesprochene Wort, das geschriebene Wort, Rechner bzw. EDV-Anlagen, HF-Sender, Tonträger aller Art, Fotos, Pläne, (Mikro-) Filme usw. in Betracht.

Informationssinken können Menschen, Video- und Audioaufzeichnungsgeräte aller Art, Foto- und Filmkameras, Rechner etc. sein. Sie sind entweder „freundlicher“ Art, das heißt, die gesendete Information wurde an die

Informationsquelle adressiert; der Sender will also, dass die Information die Informationssenke erreicht. Oder sie sind „feindlicher“ Art, das heißt, die Information erreicht die Senke gegen den Willen des Senders.

Als *Kopplungspfade* bezeichnet man den Weg, den die Information von der Quelle zur Senke beschreibt. Im Gegensatz zu den elektromagnetischen Kopplungspfaden bei EMV und EMVU kommen hier weitere, nicht-elektromagnetische in Betracht, z. B.:

- Akustische Übertragung (Schall, Körperschall, Ultraschall),
- Optische Übertragung (Ausspähen, Foto und Videokameras etc., Laseroptische Übertragung),
- Manuelles Überbringen (Abschriften, Kopien von Datenträgern, elektronischen Speichermedien).

Die Unterbrechung dieser Kopplungspfade gehört zwar nicht unmittelbar zum Thema elektromagnetische Schirmung, muss aber zur Sicherstellung eines wirksamen Informationsschutzes mitbetrachtet werden.

Bei den elektromagnetischen Kopplungspfaden kommen

- *leitungsgeführte* Informationsübertragung (Kommunikations- und Datenleitungen, Netzleitungen, Leerrohre und Zugdrähte), sowie
- *feldgekoppelte* Informationsübertragung (Sprechfunk, Mobilfunk, kompromittierende Abstrahlung)

in Frage.

Es sind Aneinanderreihungen verschiedener Kopplungspfade möglich, wie Bild 1.6 zeigt.



Bild 1.6 Beispiel für die Aneinanderreihung verschiedener Kopplungspfade beim Übertragungsmodell

Bei elektromagnetischen Kopplungspfaden können elektromagnetische Schirme zu Erhöhung der Abhörsicherheit eingesetzt werden. Der Schirm sorgt dafür, dass ein elektromagnetisches Feld, das (ob vom Sender gewollt oder ungewollt) zur Informationsübertragung genutzt wird, am Ort

der *feindlichen* Informationssenke gedämpft wird.

Mit anderen Worten: Das Einbringen eines Schirms in den elektromagnetischen Kopplungspfad bewirkt, dass nur ein Teil der elektromagnetischen Energie, mit der die Information übertragen wird, die Senke erreicht und somit eine Rekonstruktion des Informationsgehaltes verhindert wird.

Prinzipiell kann sich auch hier die Feldursache, d. h. die Informationsquelle, innerhalb oder außerhalb des Schirms befinden. In der Praxis wird Letzteres aber wohl kaum der Fall sein.

Es ist weiterhin möglich, dass mehrere Informationssenken auftreten, darunter freundliche und feindliche. Freundliche Informationssenken sind z. B. hausinterne Drahtlos-Kommunikation oder Wireless-LAN. Logischerweise ist hier nur eine Schirmung sinnvoll, wenn sich alle freundlichen Informationssenken innerhalb des Schirms befinden.

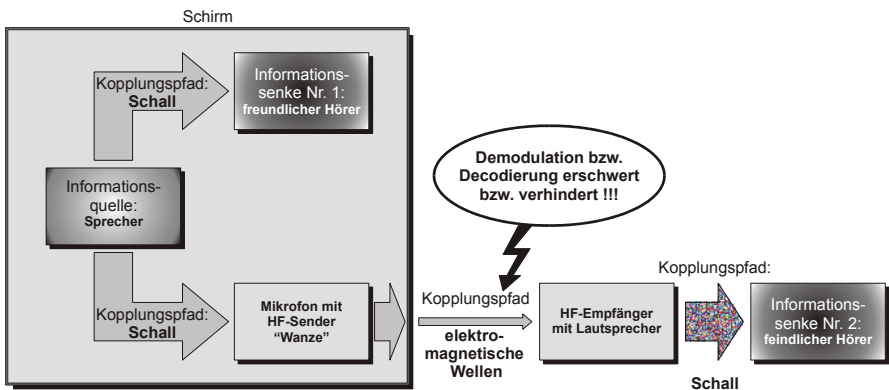


Bild 1.7 Einbringen eines elektromagnetischen Schirms in den Kopplungspfad

Der Schirm sorgt also, ggf. zusammen mit anderen Maßnahmen zur Erhöhung der Abhörsicherheit, dafür, eine ungewollte Informationsübertragung zu verhindern. In einem Satz zusammengefasst bedeutet dies:

Ein elektromagnetischer Schirm dämpft die Feldkopplung zwischen Informationsquelle und Informationssenke und erhöht somit den Schutz der Vertraulichkeit.

Auf die Anwendung elektromagnetischer Schirme zum Abhörschutz wird in 6.2.2 ausführlicher eingegangen.

1.1.5 Sonstige Anwendungen elektromagnetischer Schirmung

Weitere Anwendungsgebiete elektromagnetischer Schirme liegen vor allem im militärischen Bereich. Bei diesen Anwendungen sind die Prinzipien der EMV, insbesondere das Beeinflussungsmodell, sowie des Abhörschutzes ohne wesentliche Änderungen gültig.

Zum einen kann ein elektromagnetischer Schirm, wie im zivilen Bereich, zur Erhöhung der *elektromagnetischen Störfestigkeit* dienen. Die Störfestigkeit hat hier jedoch eine besondere Bedeutung, da Störquellen mit unbekanntem Ausmaß auftreten können. Dabei sind insbesondere zu nennen:

- Elektromagnetische Impulswellen bei der Zündung von Kernwaffen (NEMP, Nuclear ElectroMagnetic Pulse),
- Hochleistungsmikrowellen (HPM, High Power Microwave) bzw. elektromagnetische Impulse (EMP, ElectroMagnetic Pulse) zur Störung oder Zerstörung der Elektronik in feindlichen Waffensystemen.

Zum anderen ist ein weiteres Einsatzgebiet elektromagnetischer Schirme ist die Senkung der elektromagnetischen Störaussendung zur Behinderung der feindlichen Aufklärung, insbesondere der elektromagnetischen Ortung (Peilung).

1.2 Abgrenzung des Begriffs *elektromagnetische Schirmung*

Bevor in den Kapiteln 2 und 3 auf die unterschiedlichen Arten und Erscheinungsformen elektrischer, magnetischer und elektromagnetischer Felder bzw. Wellen und die zugehörigen Schirmungsmechanismen im Detail eingegangen wird, soll hier noch eine Abgrenzung zu anderen physikalischen Feld- und Wellenerscheinungen getroffen werden. Diese gehören nicht zum Themengebiet *elektromagnetische Schirmung* und sind somit auch nicht Gegenstand dieses Buches.

Diese Abgrenzung ist deshalb wichtig und an dieser Stelle angebracht, da in der Öffentlichkeit oft eine Vermischung unterschiedlicher physikalischer Erscheinungen stattfindet. Begriffe wie Strahlung, Wellenausbreitung, (Kraft-) Feld werden undifferenziert verwendet und die physikalischen Ursachen nicht unterschieden.

1.2.1 Nicht-elektromagnetische Felder, Wellen oder Strahlen

Die Mechanismen der elektromagnetischen Schirmung wirken naturgemäß nur auf elektromagnetische Wellen- oder Felderscheinungen. Folgende beispielhafte Phänomene sind *nicht elektromagnetischer Natur*, d.h. sie lassen sich nicht (oder höchstens als Nebeneffekt) durch elektromagnetische Schirme dämpfen:

- Die Ursache von *Schallwellen* sind mechanische Schwingungen, also eine Hin- und Herbewegung von Materie (nicht von Ladung, wie bei elektromagnetischen Schwingungen). Teilchen (Moleküle, Atome) geraten in Bewegung und sorgen bei benachbarten Teilchen für eine Druckänderung. Diese versetzt wiederum weiter entfernte Teilchen in Bewegung usw. Vereinfacht kann man sagen, dass ein Teilchen das benachbarte anstößt. Es findet ein Energiefluss längs der Ausbreitungsrichtung statt. Eine Übertragung von Information („Sprechen“ und „Hören“) kann durch Modulation der Frequenz (Wechsel zwischen tiefen und hohen Tönen) und Modulation der Amplitude (Lautstärke) erfolgen. Im Gegensatz zu elektromagnetischen Wellen ist eine Ausbreitung im leeren Raum (Vakuum) unmöglich. Ein weiterer Unterschied zu elektromagnetischen Wellen ist die Lage der Kraftvektoren zur Ausbreitungsrichtung: Beim Schall findet die Auslenkung der Materieteilchen parallel zur Ausbreitungsrichtung statt, weshalb man von Longitudinalwellen spricht. (Im Gegensatz dazu stehen Transversalwellen, wie elektromagnetische Wellen, oder Wasserwellen).

Die Dämpfung von Schallwellen hat physikalisch nichts mit elektromagnetischer Schirmung zu tun. Dennoch wird sie in diesem Buch bei der Behandlung von Informationsschutzmaßnahmen mitbetrachtet, da dies oft zu Schaffung eines abhörsicheren Raumes erforderlich ist, siehe Abschnitt 6.4.

- Auch das *Gravitationsfeld* ist nicht elektromagnetischer Natur. Zwar wirkt auch hier eine Kraft auf Körper, ähnlich wie im elektrischen oder magnetischen Feld. Diese Kraft wirkt aber auf Massen (nicht auf Ladungen oder Magneten). Feldursachen sind ebenfalls Massen. Im Vergleich zu den für den Menschen gewohnten Größenordnungen ist die Massenanziehungskraft gering, daher wird die Massenanziehung

auch als *schwache Wechselwirkung* bezeichnet. Die Massenanziehungskraft zwischen zwei Körpern gewohnter Größenordnung ist kaum messbar. Um auf einen Körper der Masse 1 kg eine Kraft von 9,81 N auszuüben, ist immerhin die Masse der Erde erforderlich. Das Gravitationsfeld der Erde ist zeitlich so gut wie unveränderlich, es handelt sich also um ein statisches Feld. Die oft von Esoterikern genannten „Erdstrahlen“ sind wissenschaftlich nicht nachweisbar.

- *Teilchenstrahlung* hat als Ursache Zerfallsprozesse in Atomkernen radioaktiver Stoffe. Diese Strahlung ist sehr energiereich und kann beim Auftreffen auf Atome Elektronen aus deren Schalen auslösen, d.h. diese Atome ionisieren. Nachfolgend zwei Beispiele für nicht-elektromagnetische, ionisierende Teilchenstrahlung:
 - *α -Strahlung* entsteht sowohl durch Zerfall von radioaktiven Stoffen natürlichen Ursprungs (z. B. Radium 226) als auch künstlichen Ursprungs (verschiedene Isotope des Plutoniums). Die Kernladungszahl dieser Stoffe wird um 2 und die Massenzahl um 4 verringert. Die α -Teilchen, die dabei ausgesandt (abgestrahlt) werden, bestehen aus zwei Protonen und zwei Neutronen Sie sind somit identisch mit Helium-Atomkernen. α -Teilchen bestehen also aus Kernteilchen, Nukleonen genannt. Die Abschirmung von α -Strahlung ist leicht durch ausreichenden Abstand bzw. durch dünne Schichten (Haut, Papier...) möglich, jedoch sind α -Strahler sehr giftig, wenn sie in den menschlichen Körper gelangen (radiotoxische Wirkung).
 - Bei *β -Strahlern* findet keine Änderung der Massenzahl, jedoch eine Änderung der Kernladungszahl statt: Ein Proton des Atomkerns wird in ein Neutron umgewandelt (*positiver Betazerfall*) und dabei wird ein Positron (Teilchen mit der Masse eines Elektrons, aber mit positiver Ladung) abgestrahlt. Beim *negativen Betazerfall* wird ein Neutron in ein Proton umgewandelt und dabei ein Elektron abgestrahlt. Im Gegensatz zur α -Strahlung sind die abgestrahlten Teilchen keine Kernbausteine (Nukleonen), sondern masseärmere Elektronen bzw. Positronen. Für die Abschirmung von β -Strahlung reichen ebenfalls Festkörper geringer Stärke bzw. ausreichender Abstand (wenige Meter) zum Strahler.

Neben α - und β -Strahlung entsteht bei radioaktiven Spalt- und Zerfalls-

prozessen auch γ -Strahlung, die extrem energiereich und ebenfalls ionisierend ist. γ -Strahlung ist allerdings elektromagnetischer Natur und wird im nächsten Abschnitt kurz angesprochen.

1.2.2 Elektromagnetische Strahlung, deren Abschirmung nicht zum Themengebiet *elektromagnetische Schirmung* gehört

Ein wesentliches Merkmal zur Charakterisierung elektromagnetischer Felder und Wellen ist ihre *Frequenz*, also die Anzahl von Schwingungen pro Sekunde. (Nicht-sinusförmige Zeitverläufe können durch Überlagerung von sinus- bzw. kosinusförmigen Feldstärkeverläufen zusammengesetzt werden; *Fourier-Analyse* bzw. -Synthese, 2.4). Das Auftreten elektromagnetischer Felder bzw. Strahlung und ihrer Frequenz ist in Bild 1.8 für einige Beispiele dargestellt.

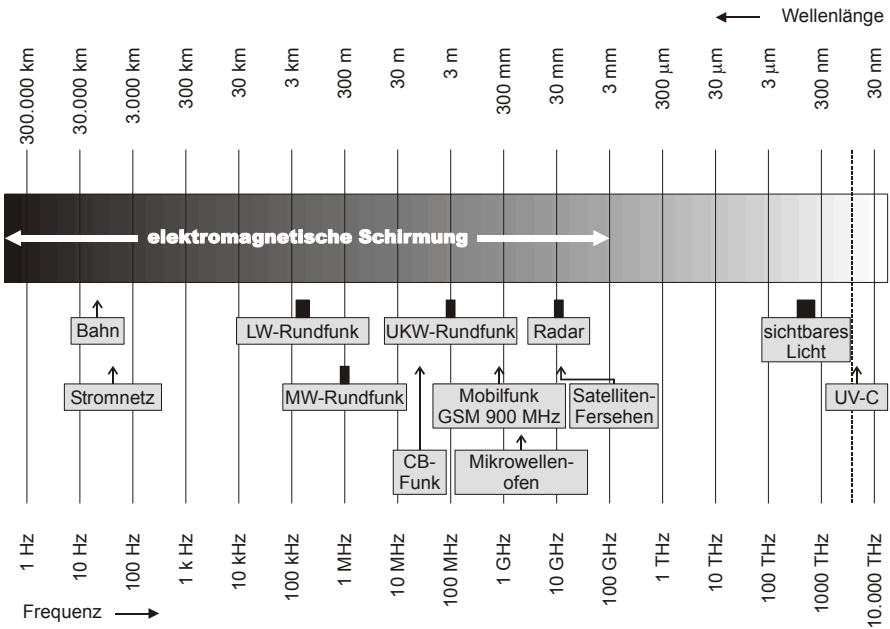


Bild 1.8 Elektromagnetisches Spektrum

In Abhängigkeit von Ihrer Frequenz haben elektromagnetische Felder ganz bestimmte Eigenschaften, z. B. Ausbreitungsverhalten, Verkopplung von magnetischem und elektrischem Feld usw., auf die im Abschnitt 3.1 näher

eingegangen wird. Diese Eigenschaften müssen zur Abschirmung von Feldern beachtet und wo möglich nutzbar gemacht werden.

Ab einer Frequenz von ca. 100 GHz sind die Prinzipien elektromagnetischer Schirmung zwar grundsätzlich noch anwendbar, jedoch sind die dann auftretenden Probleme zweckmäßiger Weise durch die Anwendung strahlen- und wellenoptischer Methoden zu lösen. Wir verlassen hier das Themengebiet *elektromagnetische Schirmung*. Insbesondere beim *sichtbaren Licht* handelt es sich zwar um eine elektromagnetische Welle, jedoch wird niemand auf die Idee kommen, zur Abdunklung eines Raumes einen elektromagnetischen Schirm einzusetzen.

Bei noch kürzeren Wellenlängen, ab *UV-C Strahlung*, wird der Energiegehalt der elektromagnetischen Strahlung so hoch, dass sie ionisierend wirkt.

Bei einer weiteren Verkürzung der Wellenlänge handelt es sich um *Röntgenstrahlung* und daran anschließend um die noch kurzwelligere γ -*Strahlung*. γ - und Röntgenstrahlung unterscheiden sich außer durch ihre Frequenz auch durch Ihre Ursache: Diese besteht bei der Röntgenstrahlung aus Energieübergängen in der Atomhülle (also der Energieänderung von Elektronen). Die Ursache der γ -Strahlung besteht in Reaktionen im Atomkern (Kernspaltung, α - und β -Zerfall). Die Abschirmung dieser hochionisierenden Strahlungen muss durch Materialien hoher Dichte und mit möglichst großer Wandstärke erfolgen (Blei, massiver Betonwände etc.). Auch dies gehört nicht mehr zum Thema *elektromagnetische Schirmung*.

2 Grundlagen und Begriffe

2.1 Der Feldbegriff

In Physik und Technik beschreibt ein *Feld* eine Eigenschaft des Raumes. Die Temperaturverteilung eines Raumes lässt sich beispielsweise als Feld verstehen; jeder Raumpunkt besitzt eine Temperatur. Allerdings kann zu dieser Temperatur keine Richtung angegeben werden. Ein anderes Beispiel für ein Feld ist das Gravitationsfeld. Ein Körper erfährt im Gravitationsfeld eine Kraft. Im Gegensatz zur Temperatur ist die Kraft eine gerichtete Größe. Zusätzlich zum Betrag der Kraft muss für jeden Raumpunkt ihre Richtung angegeben werden, um sie eindeutig zu beschreiben.

Die Temperatur kann mathematisch durch ein *Skalarfeld* vom Typ

$$a(x, y, z, t) \quad (2.1)$$

beschrieben werden. Die skalare Größe a ist abhängig von den Ortskoordinaten x, y, z sowie von der Zeit t .

Zur mathematischen Beschreibung des Gravitationsfelds jedoch muss ein *Vektorfeld* vom Typ

$$\vec{A}(x, y, z, t) \quad (2.2)$$

herangezogen werden. Die vektorielle Größe \vec{A} ist ebenfalls abhängig von den Ortskoordinaten x, y, z sowie von der Zeit t .

Ein felderfüllter Raum lässt sich also mathematisch mit Skalar- oder Vektorfeldern beschreiben. Dies ist prinzipiell auch ohne Kenntnis der *Feldursache* möglich. Wünschenswert ist es jedoch, den Zusammenhang zwischen Feldursache und Feld zu kennen und als Funktion darstellen zu können. Für elektrische und magnetische Felder ist dies grundsätzlich mit

Hilfe der *Materialgleichungen*, 2.1.5, und der *Maxwell-Gleichungen*, 2.2, möglich.

Zunächst sollen aber elektrische und magnetische Felder und Flussdichten nur aufgrund ihrer *Wirkung* definiert werden. [Jack 02], [Kupf 05], [Mly 93], [Schw 98], [Strass 06].

2.1.1 Die elektrische Feldstärke

Beim elektrischen Feld wirkt eine Kraft auf eine elektrische Ladung. Die Kraft ist eine gerichtete Größe. Daher lässt sich das *elektrische Feld* durch ein Vektorfeld beschreiben. Der Betrag der Kraft hängt vom Betrag der Ladung ab.

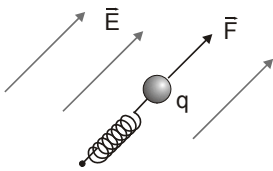


Bild 2.1 Kraft auf eine Ladung im elektrischen Feld

Bringen wir eine Testladung q in ein elektrisches Feld, so wirkt auf q die Kraft

$$\vec{F}(x, y, z, q). \quad (2.3)$$

Um sicherzustellen, dass die Testladung das vorliegende Feld nicht verändert, betrachten wir eine infinitesimal kleine Ladungsportion dq . Eine von der Testladung unabhängige Darstellung des elektrischen Feldes erhalten wir durch Bildung des Differentialquotienten,

$$\vec{E}(x, y, z) = \frac{d\vec{F}(x, y, z, q)}{dq}, \quad (2.4)$$

der als *elektrische Feldstärke* bezeichnet wird. \vec{E} besitzt die Richtung von \vec{F} und als Betrag den Wert dF/dq .

Die elektrische Feldstärke besitzt die Einheit

$$[E] = \frac{[F]}{[Q]} = 1 \frac{N}{As} = 1 \frac{VAs}{Asm} = 1 \frac{V}{m}. \quad (2.5)$$

2.1.2 Die elektrische Flussdichte

Bekanntlich stoßen sich gleichartige Ladungen gegenseitig ab und ziehen sich unterschiedliche Ladungen gegenseitig an. Dies legt die Vermutung nahe, dass Ladungen eine mögliche Ursache elektrischer Felder sein können. Diese Vermutung wird sich später auch bestätigen, 2.2.

Zunächst führen wir aber folgendes Gedankenexperiment durch: In ein elektrisches Feld wird ein Plattenkondensator eingebracht, dessen Abmessungen sehr klein im Verhältnis zum umgebenden, felderfüllten Raum sind.

Auf die Platten des Kondensators bringen wir Ladungen $+Q$ und $-Q$, die genau so bemessen sind, dass die elektrische Feldstärke im Inneren des Kondensators verschwindet. Zur Messung der Feldstärke verwenden wir die Probeladungsanordnung nach Bild 2.1. Außerdem richten wir den Kondensator so im Raum aus, dass die Ladung Q maximal wird.

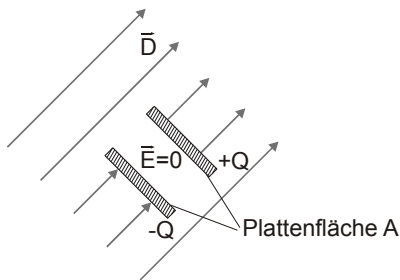


Bild 2.2 Gedankenexperiment zur Ermittlung der elektrischen Flussdichte

Die zur Kompensation des äußeren Feldes erforderliche Ladung Q hängt von der Plattenfläche A ab. Durch Bildung des Differentialquotienten

$$\vec{D}(x, y, z) = \frac{dQ(x, y, z, A)}{dA} \vec{n}_A \quad (2.6)$$

erhalten wir eine weitere, von A unabhängige Größe, die das elektrische Feld beschreibt: \vec{D} wird als *elektrische Flussdichte*, manchmal auch als elektrische Verschiebungsdichte bezeichnet. Wie die elektrische Feldstärke wird auch die elektrische Flussdichte durch ein Vektorfeld beschrieben. Der Flussdichtevektor in unserem Gedankenexperiment steht senkrecht auf die Plattenfläche A und besitzt als Betrag den Wert dQ/dA .

Die elektrische Flussdichte besitzt die Einheit

$$[D] = \frac{[Q]}{[A]} = 1 \frac{\text{As}}{\text{m}^2}. \quad (2.7)$$

2.1.3 Die magnetische Flussdichte

Beim *magnetischen Feld* wirkt eine Kraft auf elektrische Ströme, also auf bewegte Ladungen. Um eine Größe zu definieren, die das magnetische Feld messtechnisch beschreibt, verwenden wir die in Bild 2.3 dargestellte Gleitbügelanordnung. Ein vom Strom I durchflossener Draht gleitet auf zwei im Raum fixierten Schienen. Mit einer Feder wird die Kraft \vec{F} gemessen, die der Draht erfährt. Die Anordnung wird so ausgerichtet, dass diese Kraft maximal wird.

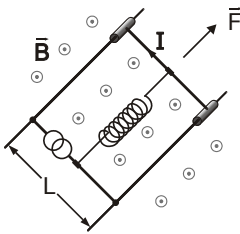


Bild 2.3 Anordnung zur Ermittlung der magnetischen Flussdichte. Die Feder zur Ermittlung der Kraft auf den Gleitbügel ist nicht stromdurchflossen.

Die Kraft \vec{F} hängt vom Strom I und von der Länge des Drahtes L ab. Um sicherzustellen, dass durch die Anordnung keine Rückwirkung auf das äußere Feld erfolgt, betrachten wir wiederum eine infinitesimal kleine Drahtlänge sowie einen infinitesimal kleinen Strom und bilden den Differentialquotienten

$$\vec{B}(x, y, z) = \frac{d^2 \vec{F}(x, y, z, L, I)}{dL dI}. \quad (2.8)$$

Hier muss zweimal differenziert werden, da sowohl die Abhängigkeit der Feldgröße \vec{B} vom Strom I als auch von der Länge des Drahtes L eliminiert werden soll. \vec{B} wird als magnetische Induktion oder vorzugsweise als *magnetische Flussdichte* bezeichnet. Mathematisch wird sie durch ein Vektorfeld beschrieben. Der Flussdichtevektor in unserem Experiment

zeigt in die Richtung der Kraft \vec{F} und besitzt den Betrag $d^2F/dI dL$.

Die elektrische Flussdichte besitzt die Einheit *Tesla*

$$[B] = \frac{[F]}{[I][L]} = 1 \frac{N}{Am} = 1 \frac{VAs}{Am^2} = 1 \frac{Vs}{m^2} = 1T. \quad (2.9)$$

2.1.4 Die magnetische Feldstärke

Ähnlich wie Ladungen stoßen sich Leiter, die gleichsinnig von elektrischem Strom durchflossen sind, gegenseitig ab und ziehen sich gegenseitig durchflossene Leiter gegenseitig an.

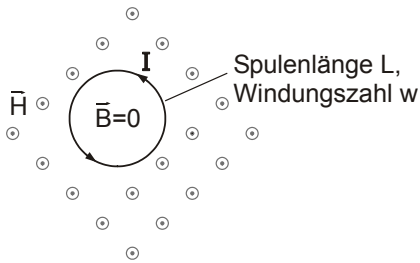


Bild 2.4 Gedankenexperiment zur Ermittlung der magnetischen Feldstärke

Dies legt in Analogie zu den Ladungen im elektrischen Feld die Vermutung nahe, dass Ströme eine mögliche Ursache magnetischer Felder sein können. Auch diese Vermutung wird sich später bestätigen, 2.2.

Zunächst führen wir unter der Annahme, dass unsere Vermutung zutrifft, wieder ein Gedankenexperiment durch: In ein magnetisches Feld wird eine Spule der Länge L eingebracht, deren Abmessungen sehr klein im Verhältnis zum umgebenden, felderfüllten Raum sind, Bild 2.4. Durch die Spule lassen wir einen Strom I fließen, der genau so bemessen ist, dass die magnetische Flussdichte im Inneren der Spule verschwindet. Zur Messung der Flussdichte im Inneren der Spule verwenden wir die Gleitbügelanordnung nach Bild 2.3. Außerdem richten wir die Spule so im Raum aus, dass der Strom I maximal wird. Der zur Kompensation des äußeren Feldes erforderliche Strom I hängt von der Spulenlänge L sowie von der Windungszahl w ab. Durch Bildung des Differentialquotienten

$$\vec{H}(x,y,z) = w \frac{dI(x,y,z,L)}{dL} \vec{n}_A \quad (2.10)$$

erhalten wir eine von I unabhängige Größe, die das magnetische Feld beschreibt. \vec{H} wird als *magnetische Feldstärke* bezeichnet. Sie wird, wie die anderen elektrischen und magnetischen Feldgrößen, durch ein Vektorfeld beschrieben. Der Feldstärkenvektor hier steht senkrecht auf die Spulenquerschnittsfläche und besitzt als Betrag den Wert dI/dL .

Die magnetische Feldstärke besitzt die Einheit

$$[H] = \frac{[I]}{[L]} = 1 \frac{\text{A}}{\text{m}}. \quad (2.11)$$

2.1.5 Die Materialgleichungen

Im vorangegangenen Abschnitt wurden zur Charakterisierung sowohl des elektrischen als auch des magnetischen Feldes jeweils zwei vektorielle Größen eingeführt: Flussdichte und Feldstärke. Warum?

Wenn man die Versuche nach Bild 2.1 und nach Bild 2.2 mehrmals durchführt und dabei den felderfüllten Raum mit unterschiedlichem Material füllt, z. B. mit Luft und mit Öl, so stellt man fest, dass zur Kompensation genau der gleichen elektrischen Feldstärke eine unterschiedliche Ladung notwendig ist. Der Proportionalitätsfaktor zwischen \vec{E} und \vec{D} ist also eine Materialeigenschaft. Es gilt

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}. \quad (2.12)$$

ϵ wird als *Dielektrizität*, manchmal auch als Permittivität oder dielektrische Leitfähigkeit bezeichnet. Die Dielektrizität kann in zwei Faktoren aufgeteilt werden:

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r. \quad (2.13)$$

Dabei ist ϵ_0 die Dielektrizität des leeren Raumes,

$$\epsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}. \quad (2.14)$$

ϵ_r wird als (relative) Dielektrizitätszahl bezeichnet und beschreibt die dielektrischen Eigenschaften eines Materials. Ihr Wert beträgt mindestens 1 (für den leeren Raum).

Gleiches gilt für das magnetische Feld: Führt man die Versuche nach Bild

2.3 und nach Bild 2.4 mehrmals durch und füllt dabei den felderfüllten Raum mit unterschiedlichem Material, z. B. mit Luft und mit Wasser, so stellt man auch hier fest, dass zur Kompensation genau der gleichen magnetischen Feldstärke eine unterschiedlicher Strom notwendig ist. Der Proportionalitätsfaktor zwischen \vec{H} und \vec{B} ist also ebenfalls eine Materialeigenschaft. Es gilt

$$\vec{B} = \mu \vec{H} . \quad (2.15)$$

μ wird als *Permeabilität*, manchmal auch als magnetische Leitfähigkeit bezeichnet. Auch die Permeabilität kann in zwei Faktoren aufgeteilt werden:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r . \quad (2.16)$$

Dabei ist μ_0 die Permeabilität des leeren Raumes,

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} = 1,256637 \cdot 10^{-8} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} . \quad (2.17)$$

μ_r wird als die (relative) Permeabilitätszahl bezeichnet und beschreibt die magnetischen Eigenschaften eines Materials. Ihr Wert beträgt mindestens 1 (leerer Raum).

ϵ_0 und μ_0 sind also Naturkonstanten, ϵ_r und μ_r Materialparameter.

Dielektrizität ϵ und Permeabilität μ können, müssen aber nicht zwangsläufig Eigenschaften wie Orts- und Zeitlokalität, Orts- und Zeithomogenität, Isotropie, Passivität, Frequenzunabhängigkeit und Linearität aufweisen, [Mly 93]. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass diese Eigenschaften zumindest im betrachteten Definitionsbereich erfüllt sind. Abweichung, z.B. die Sättigung der Permeabilität von Eisen, springen in der Regel ohnehin ins Auge.

Als dritte Materialgleichung ist noch die Verknüpfung von elektrischem Feld und dem, durch das Feld in einem Leiter hervorgerufenen Stromfluss zu nennen.

Ein elektrisches Feld \vec{E} erzeugt in einem Leiter mit der *Leitfähigkeit* σ die Stromdichte \vec{j} ,

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} , \quad (2.18)$$

wobei \vec{E} und \vec{j} in die gleiche Richtung zeigen.

In anderer Form ist dieses Gesetz als *Ohmsches Gesetz* jedem Elektrotechniker bekannt:

$$U = R \cdot I. \quad (2.19)$$

2.1.6 Verhalten von elektrischen und magnetischen Feldern an Grenzflächen

Die bisher betrachteten, felderfüllten Räume werden im Folgenden mit jeweils zwei unterschiedlichen Materialien gefüllt, die unterschiedliche Dielektrizitäten bzw. unterschiedliche Permeabilitäten besitzen. Die Grenzfläche zwischen den Materialien weist eine allgemeine Lage auf, d. h. Flussdichte- und Feldstärkevektoren zeigen schräg auf Grenzfläche.

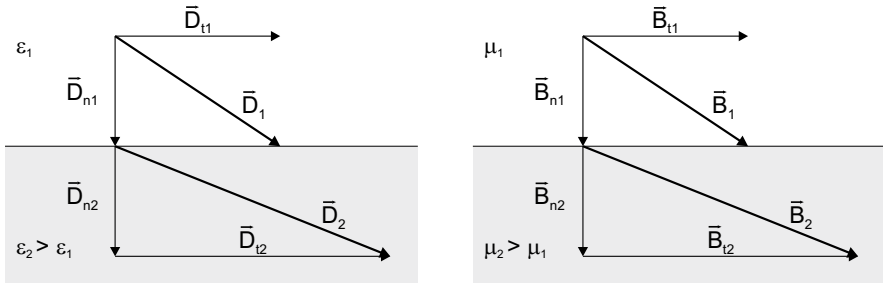


Bild 2.5 Verhalten der elektrischen und der magnetischen Flussdichte an Grenzflächen

Betrachtet man die Komponenten der *Flussdichtevektoren* senkrecht zur Grenzfläche, so stellt man fest, dass diese in beiden Materialien gleich sind, vgl. Bild 2.5. (In den Gedankenexperimenten sind die Kondensatorplatten in Bild 2.2 parallel zur Grenzfläche ausgerichtet, die Spulenchse der Kompensationsspule in Bild 2.4 steht senkrecht auf die Grenzfläche).

Die Normalkomponente der elektrischen bzw. magnetischen Flussdichte an Grenzflächen ist konstant:

$$\vec{D}_{n1} = \vec{D}_{n2} \quad (2.20)$$

$$\vec{B}_{n1} = \vec{B}_{n2}. \quad (2.21)$$

Bei Betrachtung der *Feldstärken* stellt man fest, dass im Gegensatz zu den

Flussdichten, die Komponenten senkrecht zur Grenzfläche einen Sprung machen, und zwar im umgekehrten Verhältnis der Dielektrizitäten bzw. Permeabilitäten. Das muss auch so sein, denn bei konstanter Flussdichte und springendem ϵ bzw. μ muss die Feldstärke ebenfalls springen, damit die Materialgleichungen, (2.112) und (2.15), für die Normalkomponenten erfüllt sind. Für die *Normalkomponenten der Feldstärken* gilt also

$$\vec{E}_{n1} = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \vec{E}_{n2} \quad (2.22)$$

$$\vec{H}_{n1} = \frac{\mu_2}{\mu_1} \vec{H}_{n2} . \quad (2.23)$$

In Bild 2.6 sind diese Normalkomponenten für ein vorgegebenes Verhältnis ϵ_1/ϵ_2 bzw. μ_1/μ_2 dargestellt:

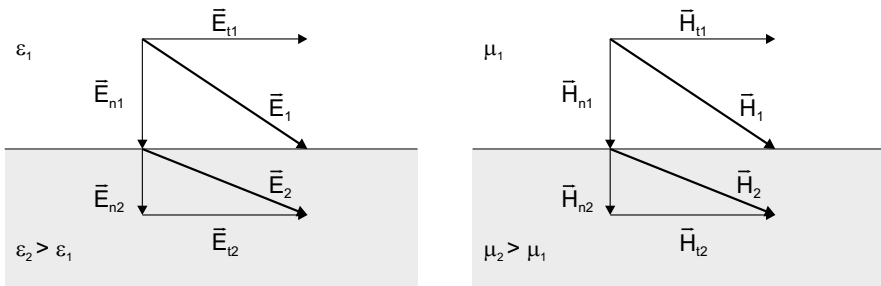


Bild 2.6 Verhalten der elektrischen und der magnetischen Feldstärke an Grenzflächen

Bei den Komponenten parallel zu Grenzflächen verhält es sich umgekehrt, Bild 2.6:

Die Tangentialkomponente der elektrischen bzw. magnetischen Feldstärke ist konstant.

Auch dies wird später bei Betrachtung der Feldursachen offensichtlich, 2.2. Es gilt also

$$\vec{E}_{t1} = \vec{E}_{t2} \quad (2.24)$$

$$\vec{H}_{t1} = \vec{H}_{t2} . \quad (2.25)$$

Daraus folgt wiederum, dass die Komponenten der Flussdichten parallel zur Grenzfläche im Verhältnis der Dielektrizitäten bzw. der Permeabilitä-

ten springen müssen, damit die Materialgleichungen, (2.12) und (2.15), auch für die Tangentialkomponenten erfüllt sind. Für die *Tangentialkomponenten* der *Flussdichten* gilt also

$$\vec{D}_{t1} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \vec{D}_{t2} \quad (2.26)$$

$$\vec{B}_{t1} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \vec{B}_{t2}. \quad (2.27)$$

Wenn man die resultierenden Feldstärke- und Flussdichtevektoren in den Bildern 2.5 und 2.6 betrachtet, erkennt man, dass auf beiden Seiten der Trennfläche die Flussdichte- und die dazugehörigen Feldstärkevektoren in die gleiche Richtung zeigen. Das muss bei isotropen ϵ bzw. μ (welches wir stillschweigend voraussetzen) auch so sein. Das bedeutet:

\vec{D}_1 zeigt in die gleiche Richtung wie \vec{E}_1 ,

\vec{D}_2 wie \vec{E}_2 ,

\vec{B}_1 wie \vec{H}_1 und

\vec{B}_2 wie \vec{H}_2 .

Außerdem gelten natürlich auch für die resultierenden Vektoren die Materialgleichungen $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ und $\vec{B} = \mu \vec{H}$. Beim Vergleich von Bild 2.5 und Bild 2.6 stellen wir fest, dass die resultierenden Flussdichte- und Feldstärkevektoren an der Grenzfläche „einen Knick machen“, also gebrochen werden.

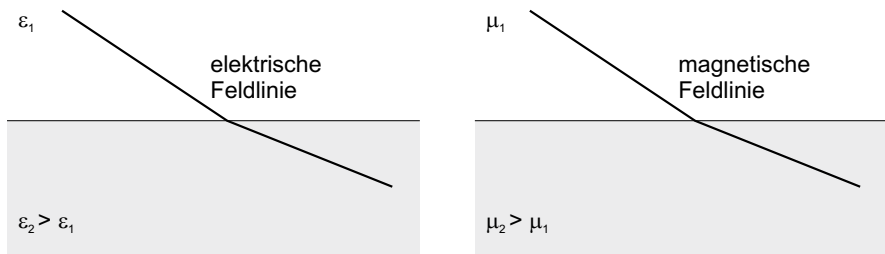


Bild 2.7 Brechung von Feldlinien an Grenzflächen

Elektrische und magnetische Felder können auch mit Hilfe von *Feldlinien* dargestellt werden. Feldlinien beschreiben die Bahn eines masselosen, geladenen bzw. magnetischen Körpers. In einem bestimmten Punkt weist

die Tangente an eine Feldlinie stets in die Richtung des Feldstärkevektors, m. a. W., die Feldlinie zeigt in die Richtung des Feldes. Der Verlauf einer solchen Feldlinie im Bereich einer Grenzfläche ist in Bild 2.7 dargestellt.

Das Ausmaß der Brechung, also der Richtungsänderung der Feldlinien, ist abhängig vom Verhältnis $\varepsilon_1/\varepsilon_2$ bzw. μ_1/μ_2 . Je mehr sich Material 2 von Material 1 in seiner Dielektrizität bzw. der seiner Permeabilität unterscheidet, umso deutlicher die Richtungsänderung, umso stärker „der Knick“. Die Kenntnis des Verhaltens von Feldern und Flussdichten an Materialgrenzflächen ist Voraussetzung für das Verständnis des permittiven, elektrostatischen bzw. des magnetostatischen Schirms, siehe 3.1.1 bzw. 3.1.2.

2.2 Feldursachen

Wie schon erwähnt, ist es sehr wünschenswert, die *Ursachen* von elektrischen und magnetischen Feldern zu kennen. Erfreulicherweise sind jedoch nicht nur die Ursachen bekannt, sondern es ist darüber hinaus - zumindest prinzipiell - auch möglich, bei Kenntnis der Ursachen die resultierenden Felder zu bestimmen und umgekehrt. Den Zusammenhang zwischen Ursache und Wirkung liefern die *Maxwellgleichungen*, die je nach Form der Darstellung auch als *Satz vom Hüllenfluss*, *Satz von der Quellenfreiheit magnetischer Felder*, *Induktionsgesetz* und *Durchflutungsgesetz* bekannt sind. In den folgenden Abschnitten werden diese Zusammenhänge etwas näher beleuchtet, wobei allerdings die Betrachtung zeitveränderlicher Felder unverzichtbar ist.

Maxwell- und Materialgleichungen, Feldberechnung mittels vektoranalytischer Methoden etc.: All dies wird in zahlreichen Büchern über Feldtheorie weitaus tiefgreifender und umfassender beschrieben, als dies in diesem Buch möglich ist. Die folgenden Abschnitte sollen daher dem Leser vielmehr dazu dienen, ein Vorstellung von der Gestalt elektrischer, magnetischer und elektromagnetischer Felder zu bekommen. Diese Vorstellung vom Wesen dieser Felder, ihrem Vorkommen und gegebenenfalls von ihrem Ausbreitungsverhalten erleichtert die praktische Lösung von Schirmungsproblemen allgemein. Zwar ist es nie schlecht, die Theorie zu Hilfe zu nehmen, aber noch besser ist es, zuvor schon eine ungefähre Vorstellung von ihrem Ergebnis zu haben.

Das große Verdienst von James Clerk Maxwell (1831-1879) ist zweifellos, diese Theorie entwickelt zu haben, obwohl elektromagnetische Felder und Wellen für den Menschen im Allgemeinen nicht wahrnehmbar sind. Wir, die wir mit der Kenntnis der Maxwellgleichungen leben und versuchen, mittels

dieser Kenntnis eine Vorstellung von der Welt des Elektromagnetismus zu gewinnen, haben damit schon oft die größten Schwierigkeiten. Maxwell jedoch, der nur aufgrund einiger Experimente Faradays Zugang zu dieser Welt erhielt und der daher noch ein höchst unvollständiges Bild von ihr besaß, schuf ein theoretisches Modell dieser Welt, das sie in vollkommener Weise beschreibt. Insbesondere die Einführung des Verschiebungsstroms im Durchflutungsgesetz bildete die Grundlage für die Theorie der elektromagnetischen Wellenausbreitung. Die Möglichkeit dieser Wellenausbreitung sagte Maxwell voraus und erst nach seinem Tod wurde sie 1886 von Heinrich Hertz experimentell bestätigt.

Maxwell wurde 1831 in Edinburgh geboren, wo er eine gute Schulbildung genoss. Nach seinem Studium der Physik und Mathematik wurde er Professor, zunächst in Aberdeen und anschließend am King's College in London. 1862 veröffentlichte Maxwell erstmals seine vier Gleichungen der Elektrodynamik, die damals noch auf weitgehendes Unverständnis stießen. Zwei Jahre später äußerte er bereits die Vermutung, dass es sich beim Licht um eine elektromagnetische Welle handeln könne, da die von ihm errechnete Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Lichtgeschwindigkeit entsprach. Neben der Elektrodynamik war aber auch die kinetische Gastheorie ein Gebiet, auf dem Maxwell Pionierarbeit leistete. Die *Maxwell'sche Geschwindigkeitsverteilung* von Gasteilchen geht auf ihn zurück. Maxwell starb 1879 in Cambridge, wo er maßgeblich am Aufbau des physikalischen Labors der Universität beteiligt war.

Im Abschnitt 2.1 wurde zur Einführung des Feldbegriffs stillschweigend von zeitlich unveränderlichen Feldern ausgegangen, auch wenn die getroffenen Aussagen genauso für zeitlich veränderliche Felder zutreffen. Bei der Betrachtung des Zusammenhangs zwischen Feldursachen und Feldwirkungen kommt man jedoch um die Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit nicht herum. Die zeitliche Veränderung ist beispielsweise Voraussetzung für den Induktionseffekt.

2.2.1 Ladungen als Ursache des elektrischen Feldes – der Satz vom Hüllenfluss

Bereits bei der Betrachtung der elektrischen Kraftwirkung auf Ladungen, 2.1.1, lag die Vermutung nahe, dass eine Ladung nicht nur eine Kraft im elektrischen Feld erfährt, sondern auch selbst Feldursache ist. Bestätigt wird diese Vermutung dadurch, dass ein geladener Körper in einem feldfreien Raum keine Kraft erfährt, beim Hinzufügen eines zweiten geladenen Körpers sich jedoch die beiden Körper anziehen oder abstoßen, je nach Vorzeichen der beiden Ladungen. Ladungen sind also eine – aber nicht die

einzigste – Ursache für elektrische Felder. Wie kann dieser Zusammenhang analytisch beschrieben werden?

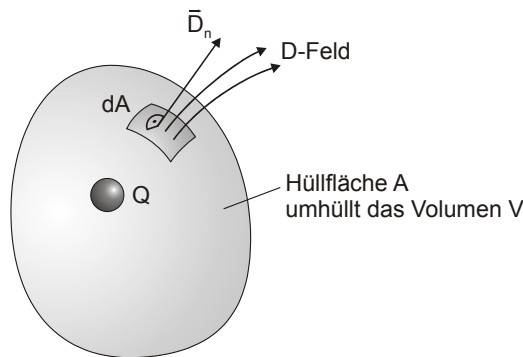


Bild 2.8 Die Ladung Q wird umgeben von einer geschlossenen Hüllfläche A , durch die ein elektrischer Fluss „hinausfließt“.

Wir betrachten eine Ladung, d.h. einen Körper, der eine elektrische Ladung Q in einer beliebigen, aber bekannten Verteilung trägt. Er befindet sich in einem Raum, der vor dem Einbringen des Körpers feldfrei war. Wenn wir nun, z. B. mittels der Anordnung nach Bild 2.2, den umgebenden Raum untersuchen, stellen wir überall ein elektrisches Feld fest. Um eine Gesamtaussage über die Feldwirkung, die von der Ladung ausgeht, treffen zu können, umhüllen wir den Körper mit einer gedachten, geschlossenen Fläche A . Auf dieser Hüllfläche bewegen wir nun die Anordnung nach Bild 2.2 stückweise umher, messen jedes Mal die Normalkomponente der elektrischen Flussdichte und notieren diese. Die gemessenen Flussdichte-Werte multiplizieren wir mit dem Betrag der Hüllflächenelemente, die durch unsere Messpunkte aufgespannt werden und summieren diese Produkte auf. In Gedanken können wir die Messpunkte infinitesimal zusammenrücken, was eine unendliche Anzahl von Messungen zur Folge hat. Wir bilden also ein Integral über der Hüllfläche. Weil dieses Verfahren zuerst in der Strömungslehre angewandt wurde, um z. B. zu ermitteln, wie viel Flüssigkeit durch eine Fläche hindurchfließt, nennt man dieses Integral *Flussintegral*. Es besitzt folgende Schreibweise:

$$\oiint_A \vec{D} \, d\vec{A}, \quad (2.28)$$

wobei $d\vec{A}$ der Flächennormalenvektor eines infinitesimalen Flächenelementes ist.

Nun wird uns auch die Herkunft des Begriffs *elektrische Flussdichte* klar; sie hat ihren Namen nicht aufgrund Ihrer Feldwirkung erhalten, sondern aufgrund ihres Berechnungsverfahrens.

Das Integral der Normalenkomponente der Flussdichte \vec{D} über einer Fläche heißt *elektrischer Fluss* ψ . Der elektrische Fluss durch die betrachtete Hüllfläche wird daher Hüllenfluss ψ_A genannt.

Flüsse - sowohl elektrische Flüsse, als auch Materieströmungen - müssen selbstverständlich ihre Ursachen haben. Diese Ursachen heißen *Quellen*.

Die Quellen des elektrischen Feldes sind die Ladungen.

Nach Bildung des Flussintegrals und Vergleich mit der Feldursache Q stellen wir fest:

$$\psi_A = \oiint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = Q, \quad (2.29)$$

wobei Q ist die Gesamtladung innerhalb der Hüllfläche, also die Summe aller eingeschlossenen Ladungen ist.

Gl. (2.29) ist die mathematische Formulierung des Satzes vom Hüllenfluss. Sie wird auch *Gauß'sches Gesetz des elektrischen Feldes* genannt. Dieses lautet in Worten formuliert:

Die Summe der von einer Hüllfläche umschlossenen Ladungen ist gleich dem durch diese Hüllfläche hindurchtretenden elektrischen Fluss.

Jetzt wird auch klar, warum die Normalenkomponente \vec{D}_n der Flussdichte an Materialgrenzflächen nicht springen kann: Ist beispielsweise die Hüllfläche gleichzeitig eine Materialgrenzfläche (z. B. innerhalb der Hüllfläche Öl, außerhalb Luft), so muss die Normalkomponente der Flussdichte auf beiden Seiten der Grenzfläche gleich sein, damit sie integriert über die Hüllfläche den gleichen Fluss ψ und damit die gleiche Ladung Q ergibt. – Würde die Normalenkomponente \vec{D}_n aufgrund der Materialeigenschaften springen, so an allen Stellen der Grenzfläche gleichartig. Somit nähme das Hüllenintegral einen unterschiedlichen Wert an, je nachdem ob diesseits oder jenseits der Grenzfläche integriert würde. Dies kann aber de facto nur beim Vorhandensein einer Flächenladung der Fall sein, die aber hier nicht existiert.

Je nach Vorzeichen der eingeschlossenen Ladungen kann der Fluss positiv oder negativ sein. Ist der Fluss gleich Null, so bedeutet dies nicht, dass keine Ladungen in der Hülle vorhanden sind. Es kann auch sein, dass genau gleich viele positive wie negative Ladungen vorhanden sind, so dass deren Summe Null ergibt.

Achtung: Der Satz vom Hüllenfluss macht eine *integrale* Aussage über die Feldwirkung von Ladungen. Wenn innerhalb einer Hüllfläche keine Ladungen, also Quellen vorhanden sind, so muss das Flussintegral von \vec{D} Null ergeben. Das heißt aber noch lange nicht, dass überall auf der Hüllfläche $\vec{D} = \vec{0}$ ist. Mit anderen Worten, die Abwesenheit von Ladungen in einem Volumen bedeutet noch lange nicht Feldfreiheit in diesem Volumen. Das wäre ja auch erstaunlich, denn in einem „leeren“ Volumen in unmittelbarer Nachbarschaft zu einer Ladung herrscht erfahrungsgemäß ein elektrisches Feld.

Wenn uns nicht die Ladung Q , sondern die Verteilung der *Ladungsdichte* ρ innerhalb der Hüllfläche bekannt ist, müssen wir Q aus ρ bestimmen: Dies geschieht mittels Bildung des Volumenintegrals des von der Hüllfläche umgebenen Volumens V :

$$Q = \iiint_V \rho \, dV \quad (2.30)$$

Gleichsetzen der Gleichungen (2.29) und (2.30) ergibt

$$\oint_A \vec{D} \, d\vec{A} = \iiint_V \rho \, dV, \quad (2.31)$$

eine weitere Schreibweise des Satzes vom Hüllenfluss: Eine von vier *Maxwellgleichungen in Integralform*.

Da man bei der Ladung Q von der Quelle des elektrischen Feldes spricht, wird die Ladungsdichte ρ zwangsläufig als *elektrische Quellendichte* bezeichnet. Beim so entstandenen elektrischen Feld handelt es sich um ein *Quellenfeld*. Beim elektrischen Quellenfeld verlaufen die Feldlinien, siehe 2.1.6, stets von den positiven Ladungen zu den negativen. Wenn erstere als Quellen bezeichnet werden, so spricht man bei letzteren von *Senken*. Dies ist eine charakteristische Eigenschaft von Quellenfeldern: Ihre Feldlinien sind niemals geschlossen.

Beispiele für elektrische Quellenfelder zeigt uns Bild 2.9.

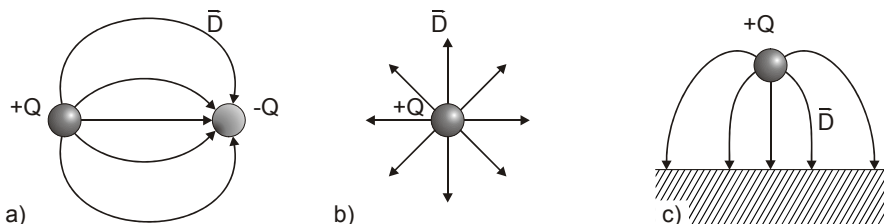


Bild 2.9 Beispiele für elektrische Quellenfelder: a) Feld zwischen zwei Ladungen (Quelle und Senke), b) Ladung (Quelle) mit Senke im Unendlichen, c) Ladung über Erde.

Wenn eine Testladung in den von einem Quellenfeld erfüllten Raum eingebracht wird, so wird sie sich entlang einer Feldlinie bewegen, bis sie auf eine Quelle oder Senke (je nach Vorzeichen der Testladung) trifft. Ihre Bewegung nimmt dann ein Ende.

Bei Betrachtung von Bild 2.8 bzw. von Bild 2.9 b) fällt das Fehlen elektrischer Senken auf. Die negativen Gegenladungen, also die Senken befinden sich hier im Unendlichen. Eine positive Testladung würde sich hier immer weiter von der Quelle entfernen, theoretisch bis ins Unendliche, allerdings würde sie mit zunehmendem Abstand und abnehmender Feldstärke eine immer geringere Abstoßung erfahren.

Zurück zur Maxwellgleichung (2.31). Ein allgemein gültiger Satz der Vektoranalysis, der *Satz von Gauß*, lautet

$$\oiint_A \vec{X} \, d\vec{A} = \iiint_V \operatorname{div} \vec{X} \, dV, \quad (2.32)$$

wobei \vec{X} ein allgemeines Vektorfeld im Volumen V ist und A die geschlossene Hüllfläche, die das Volumen umgibt. Schon die Begriffe Volumen, Hüllfläche und Vektorfeld legen einen Vergleich mit (2.31) nahe: Wir setzen für \vec{X} \vec{D} ein und erhalten

$$\oiint_A \vec{D} \, d\vec{A} = \iiint_V \operatorname{div} \vec{D} \, dV. \quad (2.33)$$

Wir schreiben Gleichung (2.31) darunter,

$$\oiint_A \vec{D} \, d\vec{A} = \iiint_V \rho \, dV \quad (2.34)$$

und sehen beim Vergleichen sofort:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho . \quad (2.35)$$

Dieses Ergebnis ist eine der vier *Maxwellgleichungen in Differentialform*. Der vektoranalytische Operator *div* ist eine Rechenvorschrift, die einem Vektorfeld in jedem Raumpunkt eine skalare Größe zuweist, und zwar mittels Differenzierung der Komponenten des Vektorfeldes nach den Ortskoordinaten.

Um dies etwas zu illustrieren, ein kleines Beispiel, Bild 2.10:

Auf einer bzw. in einer Kugel mit dem Radius r_0 befindet sich die Ladung Q . Wie groß sind elektrische Feldstärke und Flussdichte in Ihrer Umgebung in Abhängigkeit von den Ortskoordinaten?

Zunächst wird eine, dem Problem angemessene Hüllfläche um die Ladung gewählt: Eine konzentrische kugelförmige Hüllfläche A mit dem Radius r .

Das Flächenelement dA besitzt den Flächeninhalt

$$dA = r \sin \vartheta \, d\alpha \cdot r \, d\vartheta , \quad (2.36)$$

wobei die Winkelemente im Bogenmaß angegeben werden müssen. Weiterhin gilt für den Flächennormalenvektor

$$d\vec{A} = dA \cdot \vec{n} , \quad (2.37)$$

wobei \vec{n} ein Normaleneinheitsvektor ist.

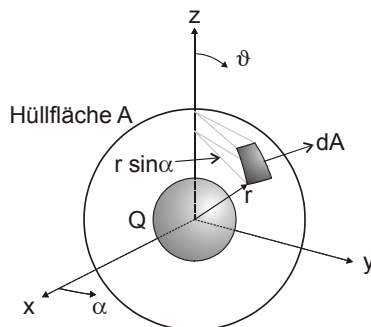


Bild 2.10 Kugelförmige Ladung Q mit konzentrischer kugelförmiger Hüllfläche A und einem Flächenelement dA .

Aus Symmetriegründen hängt die elektrische Flussdichte nur vom Radius r ab. Es gilt also unter Verwendung der Maxwellgleichung in *Integralform*

$$\begin{aligned}
Q &= \oiint_A \vec{D} \, d\vec{A} \\
&= \int_{\alpha=0}^{2\pi} \int_{\vartheta=0}^{\pi} D_r(r) \cdot r \sin \vartheta \, d\alpha \cdot r \, d\vartheta \\
&= D_r(r) \cdot 2\pi r^2 \int_{\vartheta=0}^{\pi} \sin \vartheta \, d\vartheta \\
&= D_r(r) \cdot 4\pi r^2
\end{aligned} \tag{2.38}$$

Daraus folgt für die elektrische Flussdichte im Bereich $r > r_0$

$$D_r(r) = \frac{Q}{4\pi r^2} \tag{2.39}$$

und für die Feldstärke

$$E_r(r) = \frac{Q}{\varepsilon 4\pi r^2}. \tag{2.40}$$

Natürlich kommt man bei Verwendung der gleichen Maxwellgleichung in *Differentialform* auch zum gleichen Ergebnis, wie im Folgenden gezeigt wird.

Wir setzen dazu voraus, dass die Ladung in der Kugel homogen verteilt ist. Das bedeutet die Ladungsdichte in der Kugel beträgt

$$\rho = \frac{3Q}{4\pi r_0^3}. \tag{2.41}$$

Die entsprechende Maxwellgleichung in Differentialform lautet:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho. \tag{2.42}$$

Nachschlagen der Definition von *div* in Kugelkoordinaten in einschlägiger Literatur liefert uns

$$\operatorname{div} \vec{D} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial(r^2 D_r)}{\partial r} + \frac{1}{r \sin \vartheta} \frac{\partial(D_\vartheta \sin \vartheta)}{\partial \vartheta} + \frac{1}{r \sin \vartheta} \frac{\partial D_\varphi}{\partial \varphi}. \tag{2.43}$$

Wie schon erwähnt, kann aus Symmetriegründen \vec{D} nicht von ϑ oder φ abhängen. D. h., der zweite und dritte Summand in (2.43) entfällt. Der Operator *div* muss auf jeden Raumpunkt angewendet werden, also auch innerhalb der Kugelladung. Daher gilt:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial(r^2 D_r)}{\partial r} = \begin{cases} \rho & \text{für } r \leq r_0 \\ 0 & \text{für } r > r_0 \end{cases} \quad (2.44)$$

Wir integrieren also im Bereich $0 < r_i \leq r_0$. Der Index i zeigt lediglich an, dass r_i unsere Laufvariable innerhalb der Kugelladung ist:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r^2} \frac{d(r^2 D_r)}{dr} &= \rho \\ d(r^2 D_r) &= r^2 \rho dr \\ r_i^2 D_r &= \int_0^{r_i} r^2 \rho dr = \frac{1}{3} r^3 \rho \Big|_0^{r_i} = \frac{1}{3} r_i^3 \rho \\ D_r(r_i) &= \frac{1}{3} r_i \rho \end{aligned} \quad (2.45)$$

Das Weglassen einer Integrationskonstanten ist in diesem Fall möglich, da $D(0)$ aus Symmetriegründen gleich 0 sein muss. Unter Verwendung von (2.41) ergibt sich somit für \vec{D} innerhalb der Kugelladung

$$D_r(r_i) = r_i \frac{Q}{4\pi r_0^3} \quad (2.46)$$

und für $r_i = r_0$

$$D_r(r_0) = \frac{Q}{4\pi r_0^2}. \quad (2.47)$$

Außerhalb der Kugelladung gilt mit r_a als Laufvariable:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{\partial(r^2 D_r)}{\partial r} &= 0 \\ \partial(r^2 D_r) &= 0 \\ r_a^2 D_r &= C \\ D_r(r_a) &= \frac{C}{r_a^2} \end{aligned} \quad (2.48)$$

Die Integrationskonstante C bestimmen wir mit Hilfe der uns mittlerweile gut bekannten Tatsache, dass die Normalenkomponente von \vec{D} (also D_r) an einer Grenzfläche stetig sein muss. Wir setzen daher in (2.46) $r_a = r_0$ und setzen dann mit (2.47) gleich:

$$D_r(r_0) = \frac{C}{r_0^2} = \frac{Q}{4\pi r_0^2} \Rightarrow C = \frac{Q}{4\pi} \quad (2.49)$$

Damit ergibt sich als Flussdichte außerhalb der Kugelladung

$$D_r(r_a) = \frac{Q}{4\pi r_a^2} \quad (2.50)$$

und als Feldstärke

$$E_r(r_a) = \frac{Q}{\epsilon 4\pi r_a^2} \quad (2.51)$$

Wir erhalten also wie erwartet bei Verwendung der Maxwellgleichung in Differentialform das gleiche Ergebnis, wie bei Verwendung der Maxwellgleichungen in Integralform, (2.40). „Nebenbei“ haben wir jedoch noch die Flussdichte innerhalb der Kugelladung ermittelt, in diesem Fall für eine homogene Verteilung der Raumladungsdichte ρ . Die Flussdichte innerhalb der Kugelladung hängt von der *Verteilung* der Raumladungsdichte $\rho(r, \vartheta, \varphi)$ ab und nicht nur von ihrem Volumenintegral, also Q . Im Umkehrschluss bedeutet dies jedoch, dass die Ladungsverteilung innerhalb der Kugelladung für das Feld außerhalb der Kugel unmaßgeblich ist, solange die Ladungsverteilung symmetrisch zum Mittelpunkt ist. Ob also die Ladung im Mittelpunkt der Kugel konzentriert ist, sich auf deren Außenhaut befindet oder gleichmäßig verteilt ist, das elektrische Feld außerhalb der Kugel ist immer gleich.

Bei unsymmetrischer Ladungsverteilung müssten wir unser Koordinatensystem entsprechend anpassen und die Berechnung fiel uns nicht mehr so leicht, da unsere Symmetrieüberlegungen zunichte gemacht würden. Die Flussdichteverteilung auf der Hüllfläche wäre eine andere, der Gesamtfluss durch die Hüllfläche natürlich der gleiche.

2.2.2 Die Quellenfreiheit des magnetischen Feldes

Um den Zusammenhang zwischen Feldursache und magnetischer Flussdichte zu ermitteln, liegt es nahe, das im vorangegangenen Abschnitt beschriebene, erfolgreiche Verfahren zur Ermittlung der elektrischen Flussdichte in der Umgebung einer Ladung auf den magnetischen Fall zu übertragen. Eine jedem von uns bekannte Ursache für ein magnetisches

Feld ist zweifellos ein Dauermagnet. Wir bringen also, in Analogie zu 2.2.1, einen Dauermagneten in einen Raum, der zuvor feldfrei war und umgeben ihn mit einer geschlossenen Hüllfläche A . Auf dieser Fläche untersuchen wir das vorhandene magnetische Feld mit der Anordnung nach Bild 2.3 und bestimmen in Analogie zum elektrischen Feld die magnetische Flussdichte. Wiederum integrieren ihre Normalenkomponente über der Hüllfläche A . Mit anderen Worten, wir bestimmen den magnetischen Fluss ϕ durch die geschlossene Hüllfläche A ,

$$\oiint_A \vec{B} d\vec{A}. \quad (2.52)$$

Nach dessen Bildung stellen wir, unabhängig von der Art des eingeschlossenen Magneten fest:

$$\phi_A = \oiint_A \vec{B} d\vec{A} = 0 \quad (2.53)$$

Dieses Ergebnis erstaunt uns zunächst, liegt doch unzweifelhaft ein magnetisches Feld vor, das vom Magneten verursacht wird. Allerdings kompensieren sich gemessene negative und positive Flussanteile genau so, dass sie in der Summe Null ergeben. Bild 2.11 zeigt, warum das so ist.

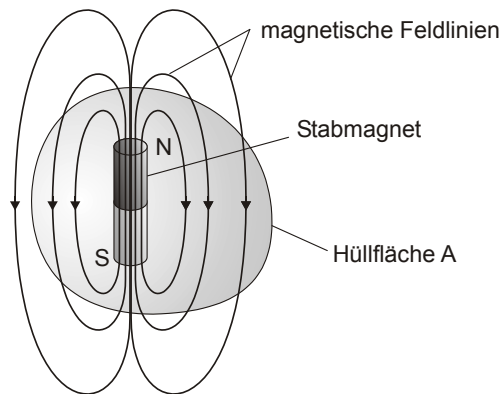


Bild 2.11 Der Dauermagnet wird umgeben von einer geschlossenen Hüllfläche A .

Die magnetischen Feldlinien laufen stets vom Nordpol zum Südpol des Dauermagneten. Qualitativ stellen wir fest, dass genauso viele Feldlinien nach außen dringen, wie in die Hüllfläche eindringen. Da die Feldlinien stets in Richtung der Flussdichtevektoren zeigen, scheint es so zu sein,

dass jeder Flussdichte-Beitrag durch einen Beitrag mit umgekehrten Vorzeichen kompensiert wird. Quantitativ wird das durch die Flussintegral-Bildung bestätigt. Es müssten sich also genauso viele magnetische Quellen wie Senken innerhalb von A befinden, so dass ihre Summe Null ergibt.

Allerdings scheitert man bei dem Versuch, magnetische Quellen von magnetischen Senken zu isolieren und in einer Hüllfläche einzuschließen. Bricht man beispielsweise den Dauermagneten in der Mitte entzwei und untersucht eines der Bruchstücke, stellt man wieder fest, dass dessen Hüllenfluss Null ergibt. Ein Nordpol ist stets mit einem Südpol in seiner unmittelbaren Nachbarschaft verbunden. Magnetische Feldlinien schließen sich stets. Mit anderen Worten:

Das magnetische Feld besitzt keine Quellen.

Gl. (2.53) ist die mathematische Formulierung des Satzes von der Quellenfreiheit magnetischer Felder, auch *Gauß'sches Gesetz des magnetischen Feldes* genannt. Gl. (2.53) ist zugleich eine der Maxwellgleichungen in Integralform. Anders ausgedrückt:

Der durch eine geschlossene Hüllfläche hindurch tretende magnetische Fluss ist immer gleich Null.

Da das magnetische Feld weder Quellen noch Senken besitzt, handelt es sich zwangsläufig um *kein Quellenfeld*. Ohne Quellen keine Quellendichte. Somit lautet die entsprechende Maxwellgleichung in Differentialform:

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (2.54)$$

Diese trivial erscheinende Aussage ist bei der Berechnung von magnetischen Feldern häufig von großem Nutzen.

Selbstverständlich sind schon viele Versuche unternommen worden, um magnetische Quellen zu isolieren, bisher aber vergebens. Vielleicht gelingt dies ja tatsächlich irgendwann. Bis dahin müssen wir uns damit trösten, dass man auch ohne magnetische Quellen gut auskommen kann und die Maxwellgleichungen in ihrer heutigen Form elektromagnetische Felder in ihrem tatsächlichen Vorkommen genau beschreiben.

2.2.3 Magnetische Wechselfelder als Ursache des elektrischen Feldes – das Induktionsgesetz

Ladungen sind, wie in 2.2.1 beschrieben, *eine* Ursache für elektrische Felder. Gibt es noch andere Ursachen?

In einem ansonsten feldfreien Raum betrachten wir eine Fläche A , die von einem wechselnden Magnetfeld durchsetzt wird, Bild 2.12 a). Das könnten wir z. B. dadurch bewerkstelligen, dass wir in der Nachbarschaft der Fläche einen Magneten rotieren lassen. Die Fläche A wird durch die Linie S begrenzt. Die Fläche A wird durch die Linie S begrenzt.

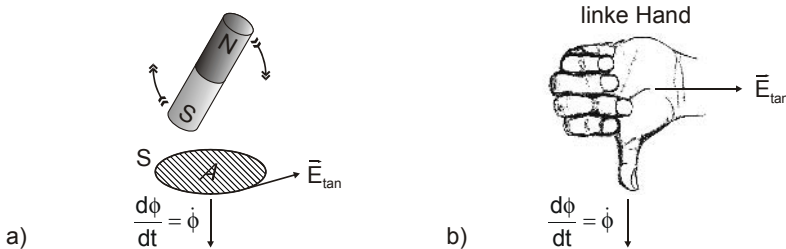


Bild 2.12 a) Die Fläche A , begrenzt durch die Linie S , wird durchsetzt mit einem sich ändernden magnetischen Fluss $\phi = \phi(t)$, der ein tangenciales elektrisches Feld induziert. b) Mit der „Linken-Hand-Regel“ kann die Richtung von \vec{E} aus $d\phi/dt$ bestimmt werden.

Auf der Fläche stellen wir, beispielsweise mit der Anordnung nach Bild 2.1, ein zeitabhängiges, elektrisches Feld fest. Dieses elektrische Feld existiert, ohne dass sich Ladungen in der Umgebung befinden! Allerdings verschwindet es, sobald das Magnetfeld, das die Fläche A durchsetzt, keine zeitliche Änderung aufweist. Um nun wiederum eine Gesamtaussage über das elektrische Feld zu treffen, bewegen wir unsere E -Feld-Messanordnung nach Bild 2.1 entlang diesmal der Linie S , statt auf einer Hüllfläche wie in 2.2.1. Diese Linie kann jede beliebige Form besitzen, muss aber geschlossen sein. Auf der Linie S messen wir in infinitesimalen Abschnitten ds die Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke und notieren sie. (Da wir diesmal eine zeitabhängige Größe messen, müssen wir diese Messung an jedem Punkt oft durchführen, um einen Zeitverlauf $E_{\text{tan}}(t)$ zu erhalten. Die „Anregung“ des Systems können wir zur Vereinfachung periodisch wählen, z. B. durch Rotation des Magneten, wie in Bild 2.12. und dann mit Effektivwerten rechnen). Die gemessenen Feldstärken E_{tan} multiplizieren wir mit den Streckenelementen ds und bilden die Sum-

me. Mit anderen Worten, wir bilden das Linienintegral längs der geschlossenen Kurve S , auch *Umlaufintegral* oder Zirkulation genannt. Es besitzt die Schreibweise

$$\oint_S \vec{E} \, d\vec{s} = \oint_S E_{\text{tan}} \, ds. \quad (2.55)$$

Dieses Umlaufintegral ergibt eine elektrische Spannung, die vom magnetischen Wechselfeld herbeigeführt, *induziert* wird. Ursache des elektrischen Feldes ist also ein sich ändernder magnetischer Fluss. Ursachen derartiger Felder, die entlang einer geschlossenen Kurve auftreten, heißen *Wirbel*.

Die Wirbel des elektrischen Feldes sind zeitveränderliche, magnetische Flüsse.

Nach Bildung des Umlaufintegrals und Vergleich mit der Feldursache $\dot{\phi}(t)$ stellen wir fest:

$$u_s(t) = \oint_S \vec{E} \, d\vec{s} = - \frac{d\phi}{dt} = -\dot{\phi}, \quad (2.56)$$

wobei ϕ der magnetische Fluss ist, der die von S umrandete Fläche A durchdringt.

Gl. (2.56) ist als *Induktionsgesetz* oder auch als *Faraday'sches Gesetz* bekannt. Dieses lautet in Worten: Die negative zeitliche Ableitung des magnetischen Flusses durch eine Fläche ist gleich der auf der Begrenzung dieser Fläche hervorgerufenen Umlaufspannung.

Das negative Vorzeichen in (2.56) ist dadurch begründet, dass die induzierte Umlaufspannung z. B. in einer Leiterschleife einen Strom fließen lässt, welcher wiederum ein magnetisches Feld erzeugt. Wir werden diese Tatsache in Abschnitt 2.2.4 noch genauer betrachten. Dieses Magnetfeld muss jedoch dem äußeren, anregenden Feld entgegen gesetzt sein (*Lenz'sche Regel*), sonst würde sich die Feldursache immer weiter „selbst verstärken“, was schon aus energetischen Gründen unmöglich ist. Der Fluss ϕ ist eine skalare Größe. Ihm kann aber eine Richtung zugeordnet werden, nämlich senkrecht zur Fläche, die er durchsetzt. Wie sich die Richtungen von $d\phi/dt$ und \vec{E} zueinander verhalten, zeigt uns die *Linke-Hand-Regel*, Bild 2.12 b). Zeigt der Daumen der linken Hand in Richtung von $d\phi/dt$, dann weisen die restlichen Finger in die Richtung des induzierten elektrischen Feldes.

Achtung auch hier: Das Induktionsgesetz macht eine integrale Aussage über die Feldwirkung von magnetischen Wechselströmen. Wenn durch eine Fläche $d\phi/dt$ gleich Null ist, also keine Wirbel vorhanden sind, so muss das Umlaufintegral von \vec{E} Null ergeben. Das heißt aber noch lange nicht, dass überall auf der Linie S $\vec{E} = \vec{0}$ ist. Mit anderen Worten, die Abwesenheit eines sich zeitlich ändernden magnetischen Flusses durch eine Fläche bedeutet noch lange nicht Feldfreiheit auf deren Umrandung.

Die Kenntnis des Induktionseffektes ist Voraussetzung für das Verständnis der Entstehung von Wirbelströmen und Entstehung eines magnetischen Gegenfeldes, also dem Wirkmechanismus des elektrodynamischen Schirms, 3.1.3.

Zurück zu Gleichung (2.56). Den magnetischen Fluss können wir aus der magnetischen Flussdichte durch Integration über der Fläche A bestimmen:

$$\phi_A = \iint_A \vec{B} d\vec{A} . \quad (2.57)$$

Dies setzen wir ins Induktionsgesetz (2.56) ein, wobei die Ableitung nach der Zeit innerhalb des Integrals erfolgen kann:

$$\oint_S \vec{E} d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} d\vec{A} , \quad (2.58)$$

$$\oint_S \vec{E} d\vec{s} = - \iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} d\vec{A} . \quad (2.59)$$

Diese Form des Induktionsgesetzes ist gleichzeitig eine (nach antiquierter Zählweise die zweite) der Maxwellgleichungen in Integralform.

Da $d\phi/dt$ die Wirbel des elektrischen Feldes beschreibt und daher auch *Wirbelstärke* genannt wird, spricht man in Analogie zu 2.2.1 bei $d\vec{B}/dt$ von der *Wirbeldichte*. Beim durch Induktion erzeugten elektrischen Feld handelt es sich um ein *Wirbelfeld*. Die elektrischen Feldlinien sind hier stets geschlossen und verlaufen um ihre Wirbel, also um den sich ändernden magnetischen Fluss, herum.

Das klassische Beispiel für Induktion ist das elektrische Wirbelfeld um einen Eisenkern, der von einem sich ändernden magnetischen Fluss durchsetzt wird, Bild 2.13.

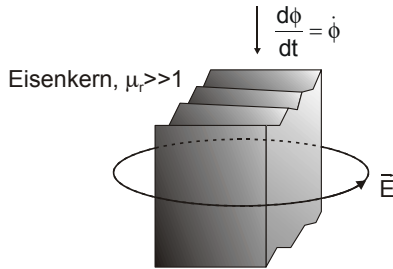


Bild 2.13 Eisenkern, der von einem zeitveränderlichen magnetischen Fluss durchsetzt wird. In ihm ist die Wirbeldichte $d\mathbf{B}/dt > 0$. Das induzierte elektrische Wirbelfeld herrscht auch in der wirbelfreien Umgebung des Eisenkerns.

Eine Testladung in einem, von einem Wirbelfeld erfüllten Raum würde um den Wirbel herum kreisen. (In der Praxis lässt sich freilich eine Ladung nicht derartig reibungsfrei und isoliert lagern).

Auf die Maxwellgleichung in Integralform, (2.59) lässt sich wiederum ein Satz der Vektoranalysis anwenden: Der *Satz von Stokes*. Er lautet:

$$\oint_S \vec{X} \, d\vec{s} = \iint_A \text{rot } \vec{X} \, d\vec{A}, \quad (2.60)$$

wobei \vec{X} ein allgemeines Vektorfeld ist, das die Fläche A durchsetzt. A wird von der geschlossenen Linie S umrandet. Einsetzen von \vec{E} ergibt

$$\oint_S \vec{E} \, d\vec{s} = \iint_A \text{rot } \vec{E} \, d\vec{A}. \quad (2.61)$$

Auch hier schreiben wir wieder die Maxwellgleichung in Integralform (2.59) darunter,

$$\oint_S \vec{E} \, d\vec{s} = - \iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A} \quad (2.62)$$

und erhalten durch Vergleichen sofort

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt}, \quad (2.63)$$

die entsprechende Maxwellgleichung in Differentialform. Der vektoranalytische Operator rot weist einem Vektorfeld in jedem Raumpunkt eine vektorielle Größe zu, ebenfalls durch Differenzierung nach den Ortskoordinaten.

Die Feldberechnung mittels Maxwellgleichung wollen wir an einem Beispiel ausprobieren. Wir betrachten dazu die Anordnung aus Bild 2.13, allerdings zur Vereinfachung mit einem zylindrischen Eisenkern, Bild 2.14.

Gesucht ist die elektrische Feldstärke außerhalb des Eisenkerns.

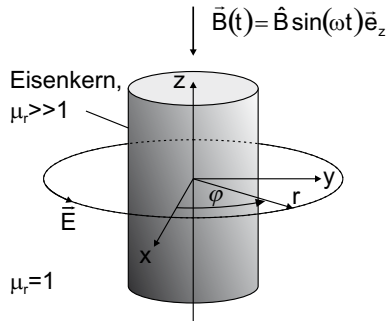


Bild 2.14 Ein zylindrischer Eisenkern mit Radius r_0 , durchdrungen von einem magnetischen Wechselfeld. Die magnetische Flussdichte ist im Zylinder räumlich konstant und besitzt einen sinusförmigen Zeitverlauf. Sie induziert ein elektrisches Wirbelfeld.

Um die Berechnung zu vereinfachen, wählen wir als Querschnittsfläche eine kreisförmige Scheibe mit, deren Mittelpunkt im Ursprung des Koordinatensystems liegt. Die Scheibe wird von der Kreislinie S begrenzt. Ein Wegelement ds besitzt also eine Länge von

$$ds = r d\varphi. \quad (2.64)$$

Außerdem gilt

$$d\vec{s} = ds \vec{e}_{\text{tang}}, \quad (2.65)$$

wobei \vec{e}_{tang} der Einheitsvektor tangential zu \vec{S} ist.

Aus Symmetriegründen hängt auch in diesem Beispiel die elektrische Feldstärke nur vom Radius r ab.

Einsetzen in die Maxwellgleichung in *Integralform* ergibt also

$$\begin{aligned}
\oint_S \vec{E} \, d\vec{s} &= -\iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A} \\
\int_{\varphi=0}^{2\pi} E_\varphi(r) \cdot r \, d\varphi &= -\iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A} \\
E_\varphi(r) \cdot 2\pi r &= -\iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A}
\end{aligned} \tag{2.66}$$

Nun berechnen wir noch die rechte Seite von (2.66), also $-d\phi/dt$:

$$\begin{aligned}
E_\varphi(r) \cdot 2\pi r &= -\iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A} = -\iint_A \frac{dB_z}{dt} \, dA = -\pi r_0^2 \frac{dB_z}{dt} \\
&= -\pi r_0^2 \omega \hat{B} \cos(\omega t)
\end{aligned} \tag{2.67}$$

Damit erhalten wir als elektrische Feldstärke außerhalb des Eisenkerns ($r > r_0$):

$$E_\varphi(r) = -\frac{1}{2} \frac{r_0^2}{r} \omega \hat{B} \cos(\omega t) \tag{2.68}$$

Die induzierte Feldstärke ist also insbesondere auch von der Frequenz ω des magnetischen Feldes abhängig. Dieser Umstand ist für die Funktion eines elektrodynamischen Schirmes von großer Bedeutung, 3.1.3.

Wir wollen das Problem alternativ unter der Verwendung der entsprechenden Maxwellgleichung in *Differentialform* lösen,

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \tag{2.69}$$

rot in Zylinderkoordinaten ausgedrückt lautet:

$$\begin{aligned}
\operatorname{rot} \vec{E} &= \left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial E_\varphi}{\partial z} \right) \vec{e}_r \\
&\quad + \left(\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \vec{e}_\varphi + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial(rE_\varphi)}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \varphi} \right) \vec{e}_z
\end{aligned} \tag{2.70}$$

Da \vec{E} aus Symmetriegründen nur von r abhängen kann und $\operatorname{rot} \vec{E}$ nur eine z -Komponente besitzt, bleibt von (2.70) nur noch

$$\operatorname{rot} \vec{E} = \left(\frac{1}{r} \frac{\partial(rE_\varphi)}{\partial r} \right) \vec{e}_z = \begin{cases} -\omega \hat{B} \cos(\omega t) \vec{e}_z & \text{für } r \leq r_0 \\ 0 & \text{für } r > r_0 \end{cases} \quad (2.71)$$

übrig. Integration im Bereich $0 \leq r_i \leq r_0$ ergibt:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{d(rE_\varphi)}{dr} &= -\omega \hat{B} \cos(\omega t) \\ d(rE_\varphi) &= -r\omega \hat{B} \cos(\omega t) dr \\ r_i E_\varphi &= \int_0^{r_i} -r\omega \hat{B} \cos(\omega t) dr = -\frac{1}{2} r^2 \omega \hat{B} \cos(\omega t) \Big|_0^{r_i} \\ &= -\frac{1}{2} r_i^2 \omega \hat{B} \cos(\omega t) \\ E_\varphi(r_i) &= -\frac{1}{2} r_i \omega \hat{B} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (2.72)$$

Außerhalb des Eisenkerns ergibt sich

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{d(rE_\varphi)}{dr} &= 0 \\ d(rE_\varphi) &= 0 \\ r_a E_\varphi &= C \\ E_\varphi(r_a) &= \frac{C}{r_a} \end{aligned} \quad (2.73)$$

Da die Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke an der Oberfläche des Eisenkerns stetig sein muss, bestimmen wir C für $r_i=r_a=r_0$:

$$-\frac{1}{2} r_0 \omega \hat{B} \cos(\omega t) = \frac{C}{r_0} \Rightarrow C = -\frac{1}{2} r_0^2 \omega \hat{B} \cos(\omega t). \quad (2.74)$$

Wir erhalten damit für die Feldstärke außerhalb des Eisenkerns das gleiche Ergebnis, wie bei Verwendung der Integralform, (2.68):

$$E_\varphi(r_a) = -\frac{r_0^2}{r_a} \frac{\omega}{2} \hat{B} \cos(\omega t). \quad (2.75)$$

Auch in diesem Beispiel ist die räumliche Verteilung von $d\vec{B}/dt$ im Inneren des Eisenkerns für das elektrische Feld außerhalb unmaßgeblich, solange sie symmetrisch ist.

Bei unsymmetrischer Verteilung aber gleichem $d\phi/dt$ wird immer noch die gleiche Umlaufspannung induziert, die Verteilung des elektrischen Feldes in der Umgebung ändert sich jedoch.

2.2.4 Ströme als Ursache des magnetischen Feldes – das Durchflutungsgesetz

Auch für magnetische Felder gibt es noch andere Ursachen als den eingangs erwähnten Dauermagneten.

Betrachten wir in einem ansonsten feldfreien Raum einen stromdurchflossenen Leiter, Bild 2.15 a). Er durchstößt eine Fläche A , die wiederum von der geschlossenen Linie S umrandet wird.

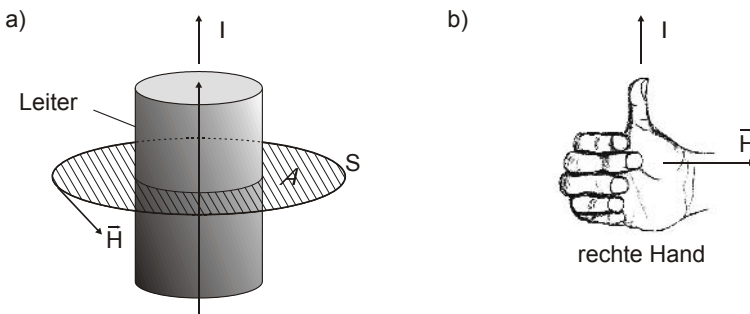


Bild 2.15 a) Um einen Leiter, der vom Strom I durchflossen wird, bildet sich ein magnetisches Wirbelfeld. Die vom Strom durchflossene Fläche A wird umrandet von der Linie S . b) Die Richtung des Magnetfeldes bei gegebener Stromrichtung und umgekehrt zeigt uns die „Rechte-Hand-Regel“.

In der Umgebung des Leiters herrscht ein magnetisches Feld, welches an die Existenz des Stromflusses geknüpft ist. Schalten wir den Strom ab, verschwindet das Magnetfeld. Wir untersuchen es, z. B. wieder mit der Gleitbügelanordnung nach Bild 2.3. Wie im schon vorangegangenen Absatz beschrieben, bewegen wir diese entlang der Linie S . Auf der Linie S messen wir wieder in infinitesimalen Abschnitten ds die Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke, multiplizieren sie mit den Streckenelementen ds und bilden die Summe. Wir bilden also auch hier wieder die Zirkulation, bzw. das Umlaufintegral

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = \oint_S H_{\text{tan}} \, ds, \quad (2.76)$$

d.h., wir ermitteln die Wirbelstärke.

Die Wirbel des magnetischen Feldes sind elektrische Ströme.

Auch hier ergibt ein Vergleich mit der Feldursache I:

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = I, \quad (2.77)$$

wobei I die Summe aller elektrischen Ströme durch die Fläche A ist. Diese Beziehung ist als *Durchflutungsgesetz* oder auch *Ampère'sches Gesetz* bekannt. In Worten formuliert lautet es:

Das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke längs einer geschlossenen Linie ist gleich der Summe der Ströme, die von dieser Linie eingeschlossen werden.

Dabei verhalten sich die Richtungen von Strömen und Magnetfeld so, wie dies in Bild 2.15 b) zu sehen ist: Der Daumen der rechten Hand zeigt in Richtung des Stroms, die restlichen Finger in die Richtung des Magnetfelds.

Das Durchflutungsgesetz macht eine integrale Aussage über die Feldwirkung von Strömen. Wenn von der Linie S keine Ströme eingeschlossen sind, so kann dennoch auf der Linie ein magnetisches Feld vorhanden sein. (Nur das Umlaufintegral ist dann natürlich gleich Null).

Außerdem jedoch: Falls das Umlaufintegral (2.76) den Wert Null ergibt, können dennoch Ströme von S eingeschlossen sein, solange deren Summe Null ergibt.

Beim Durchflutungsgesetz (2.77) ist allerdings eine Besonderheit von wesentlicher Bedeutung zu beachten: Mit dem Strom I ist nicht nur der *Leitungsstrom* gemeint, sondern auch der *Verschiebungsstrom*: Als Leitungsstrom bezeichnet man die Ladung, die pro Zeiteinheit durch die Fläche A hindurch tritt. Beispiele für Leitungsströme sind

- die Elektronen, die durch einen Leiter hindurchdriften,
- geladene Teilchen in einem Plasmakanal,
- Elektronenstrahlen,
- etc.

Der Verschiebungsstrom begegnet uns dort, wo elektrische Felder auf- oder abgebaut werden. Bekanntestes Beispiel ist ein Kondensator im Wechselstromkreis, der von einem Verschiebungsstrom durchflossen wird, Bild 2.16.

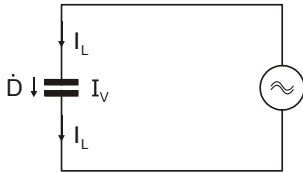


Bild 2.16 Der Leitungsstrom I_L setzt sich im Kondensator als Verschiebungsstrom I_V fort

Im elektrischen Feld (z. B. eines Kondensators), bewegen sich zwar keine Ladungsträger, die *Änderung* des elektrischen Feldes bewirkt aber ein magnetisches Feld, so als ob Ladungen fließen würden.

Das Durchflutungsgesetz in vollständiger Schreibweise lautet also

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = I_L + I_V, \quad (2.78)$$

wobei I_L der Leitungsstrom und I_V der Verschiebungsstrom ist, der die von S begrenzte Fläche durchfließt.

Wie in 2.2.1 beschrieben, besitzt der elektrische Fluss durch eine Fläche A die Dimension einer Ladung. Der Verschiebungsstrom durch eine Fläche ist gleich der Änderung des elektrischen Flusses durch diese Fläche, also

$$I_{VA} = \frac{\Psi_A}{dt}. \quad (2.79)$$

Die rechte Seite von (2.78) kann damit in Abhängigkeit von Stromdichten bzw. Flussdichten ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \oint_S \vec{H} \, d\vec{s} &= I_L + I_V \\ \oint_S \vec{H} \, d\vec{s} &= I_L + \frac{\Psi_A}{dt} \end{aligned}$$

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = \iint_A \left(\vec{j}_L + \frac{d\vec{D}}{dt} \right) d\vec{A} \quad (2.80)$$

(2.80) ist eine (die erste) der Maxwellgleichungen in Integralform. Sie kann wieder mit dem *Satz von Stokes*,

$$\oint_S \vec{X} \, d\vec{s} = \iint_A \operatorname{rot} \vec{X} \, d\vec{A}, \quad (2.81)$$

umgeformt werden. Diesmal setzen wir \vec{H} für das allgemeine Vektorfeld \vec{X} ein,

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = \iint_A \operatorname{rot} \vec{H} \, d\vec{A} \quad (2.82)$$

und erhalten durch Vergleich mit (2.80) die Maxwellgleichung in Differentialform:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_L + \frac{d\vec{D}}{dt}. \quad (2.83)$$

Beim Durchflutungsgesetz tritt, wie schon beim Induktionsgesetz, stets eine einseitige Verkopplung von zeitlich veränderlichen elektrischen und magnetischen Feldgrößen auf. Je nach betrachteter Problemstellung, d. h. bei entsprechend hoher Frequenz und Abmessungen der betrachteten Anordnung in der Größenordnung der Wellenlänge, tritt sogar eine beidseitige Verkopplung auf. Wird nämlich die Frequenz des elektrischen Feldes sehr hoch (also das zugehörige dD/dt sehr groß), dann tritt ein nicht mehr zu vernachlässigender Verschiebungsstrom auf. Dieser erzeugt ein Magnetfeld welches wiederum ein entsprechendes elektrisches Feld induziert. Dieses bewirkt wiederum einen entsprechenden Verschiebungsstrom usw. Diese beidseitige Verkopplung von elektrischem und magnetischem Feld wird genau dann wesentlich, wenn Ausbreitungserscheinungen vorliegen. Man spricht dann von *elektromagnetischen* Feldern, weil magnetisches und elektrisches Feld nur gemeinsam auftreten. Bekanntestes Beispiel ist die elektromagnetische Welle im freien Raum, 2.3.2. Das Durchflutungsgesetz und das Induktionsgesetz können dann nicht mehr einzeln betrachtet und angewendet werden.

Die Entstehung eines Magnetfelds beim Auftreten eines *Leitungsstroms* und die Induktionswirkung dieses Magnetfeldes ist Grundprinzip für die

Entstehung von Wirbelströmen und damit für die Funktion des elektrodynamischen Schirms, 3.1.3.

Die Entstehung eines Magnetfelds beim Auftreten eines *Verschiebungsstroms* und die Induktionswirkung dieses Magnetfeldes ist Grundprinzip für die Entstehung elektromagnetischer Wellenausbreitung, 2.3.

2.2.5 Übersicht Material- und Maxwellgleichungen

Tabelle 2.1 Materialgleichungen für ruhende Materie

Materialgleichungen		
$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$	$\vec{B} = \mu \vec{H}$	$\vec{j} = \sigma \vec{E}$

Tabelle 2.2 Maxwellgleichungen in Integral- und Differentialform

Maxwellgleichungen		
Bezeichnung	Integralform	Differentialform
Induktionsgesetz	$\oint_S \vec{E} \, d\vec{s} = - \iint_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A}$	$\text{rot } \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt}$
Durchflutungsgesetz	$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = \oiint_A \left(\vec{j}_L + \frac{d\vec{D}}{dt} \right) d\vec{A}$	$\text{rot } \vec{H} = \vec{j}_L + \frac{d\vec{D}}{dt}$
Satz vom Hüllenfluss	$\oiint_A \vec{D} \, d\vec{A} = \iiint_V \rho \, dV$	$\text{div } \vec{D} = \rho$
Satz von der Quellenfreiheit magnetischer Felder	$\oiint_A \vec{B} \, d\vec{A} = 0$	$\text{div } \vec{B} = 0$

Nach antiquierter Nomenklatur wird das *Durchflutungsgesetz* als *erste Maxwell'sche Hauptgleichung*, das Induktionsgesetz als *zweite Maxwell'sche Hauptgleichung* bezeichnet. Der Satz von der Quellenfreiheit magnetischer Felder und der Satz vom Hüllenfluss werden als *Nebengleichungen* bezeichnet. Diese Bezeichnungen sind aber eher verwirrend als

hilfreich und sind mittlerweile kaum noch in der Literatur zu finden. Auch hier wird auf sie verzichtet.

2.3 Wellenausbreitung

2.3.1 Entstehung einer elektromagnetischen Welle

Wir betrachten folgende Anordnung: Zwei Kugeln tragen die Ladung Q bzw. $-Q$, Bild 2.17 a). Diese Anordnung wird *Dipol* genannt. Zwischen den beiden Kugeln besteht ein elektrisches (Quellen-) Feld. Beschrieben wird es durch den Satz vom Hüllenfluss, Gleichung (2.31). Das elektrische Feld kann in einem Ersatzschaltbild durch eine Kapazität repräsentiert werden, Bild 2.17 b). Nun wird eine leitende Verbindung zwischen den Kugeln hergestellt. Aufgrund des elektrischen Feldes fließt durch diese Verbindung ein Leitungsstrom I_L . Nach dem Durchflutungsgesetz, (2.77), erzeugt dieser Strom ein Magnetfeld, welches konzentrisch den Leiter umgibt. Im Ersatzschaltbild kann dieses Magnetfeld durch eine Induktivität repräsentiert werden. Da sich die Ladungen immer mehr ausgleichen, nimmt folglich der Strom I_L und damit das Magnetfeld wieder ab. Das sich ändernde Magnetfeld induziert jedoch gemäß dem Induktionsgesetz, (2.56), ein elektrisches Feld zwischen den Kugeln, was wiederum zu deren erneuten Aufladung führt, allerdings mit umgekehrter Polarität.

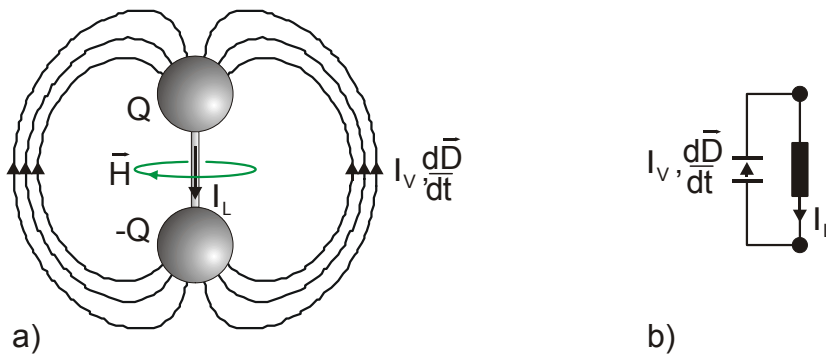


Bild 2.17 a) Elektrischer Dipol der Länge l , b) Ersatzschaltbild eines Schwingkreises

Kapazität und Induktivität bilden zusammen einen Schwingkreis, d.h. die im System vorhandene Energie schwingt zwischen elektrischem und mag-

netischem Feld hin und her. Bei maximalem Strom erreicht das Magnetfeld eine maximale Amplitude. Ist der Strom gleich Null, wird die Ladung und damit das elektrische Feld maximal. Wir wollen im Folgenden von einer harmonischen Schwingung ausgehen, das heißt, von sinusförmigem Zeitverlauf des Stromes und der Feldstärken.

Im Ersatzschaltbild, Bild 2.17 b), muss ein geschlossener Stromkreis vorliegen, mit anderen Worten, der Leitungsstrom I_L zwischen den Kugeln muss auf irgendeinem Weg „zurückfließen“. Dies geschieht über die Kapazität zwischen den Kugeln. Hier setzt sich der Leitungsstrom I_L als Verschiebungsstrom I_V fort. Die Verschiebungsstromdichte ist gleich der zeitlichen Änderung der elektrischen Flussdichte. Es gilt also

$$\frac{d\vec{I}_V}{dA} = \vec{J}_V = \frac{d\vec{D}}{dt}. \quad (2.84)$$

Ein Verschiebungsstrom im elektrotechnischen (netzwerktheoretischen) Sinn entspricht der zeitlichen Änderung einer Feldgröße im physikalischen (feldtheoretischen) Sinne. Beim Verschiebungsstrom fließt daher kein Strom, wie wir ihn von der Gleichstromlehre her kennen. Es werden keine Ladungsträger (am Ort des Verschiebungsstroms) bewegt. Da es sich bei Verschiebungsstrom um die zeitliche Änderung einer Feldgröße handelt, kann er ohne Ladungsträger und deshalb auch ohne Leiter existieren.

Der Verschiebungsstrom tritt in der elektromagnetischen Welt bereits bei niedrigen Frequenzen auf: In einem Stromkreis, der einen Kondensator enthält, fließt kein Gleichstrom, wohl aber ein niederfrequenter Wechselstrom, der sich im Kondensator eben als Verschiebungsstrom fortsetzt. Dieser Verschiebungsstrom wird also auch bei der Betrachtung von Feldern niedriger Frequenz (beispielsweise bei der „komplexen Wechselstromrechnung“) keinesfalls vernachlässigt.

Bild 2.17 veranschaulicht die quasistationären, elektrischen und magnetischen Wechselfelder, die im 3.1.3 näher betrachtet werden. Quasistationär, d. h. also ortsfest, bedeutet, dass eine Änderung des vorliegenden Feldes im betrachteten Gebiet zum gleichen Zeitpunkt so gut wie gleichsinnig erfolgt. Mit anderen Worten: Das Feld nimmt überall gleichzeitig zu bzw. ab, wenn auch mit unterschiedlicher Stärke.

Das Bezugssystem muss allerdings an der Feldursache fixiert sein, denn z. B. beim rotierenden Feld einer elektrischen Maschine nimmt, von außen

betrachtet, an machen Punkten die elektrische oder magnetische Feldstärke zu, während sie an anderen Punkten zum gleichen Zeitpunkt abnimmt. Dennoch handelt es sich um ein quasistationäres Feld, denn bezogen auf ein (rotierendes) Bezugssystem erfolgt die Feldänderung gleichsinnig.

Bei genauer Betrachtung fällt allerdings auf, dass sich der Verschiebungsstrom nicht in einen räumlich scharf begrenzten Bereich befindet – wie der Leitungsstrom im Leiter – sondern im umgebenden Feldraum. Das heißt, das vom Strom durchflossene Gebiet wird nach dem „Einschalten“ der Feldursache – also des Stroms zwischen den Kugeln – *größer*.

Jetzt kommt der entscheidende Schritt: Nach dem Durchflutungsgesetz (2.77) erzeugt nicht nur der Leitungsstrom I_L , sondern eben auch der Verschiebungsstrom I_V ein magnetisches Feld. Nach Gleichung (2.84) ist der Verschiebungsstrom umso größer, je höher die zeitliche Änderung der Flussdichte ist. Deshalb ist auch das Magnetfeld, das er erzeugt, umso stärker, je höher die Frequenz oder je kürzer die Anstiegszeit ist.

Dieses, vom Verschiebungsstrom erzeugte, Magnetfeld ist ebenfalls konzentrisch zum Mittelpunkt der Anordnung. Es überlagert sich in der unmittelbaren Nähe des Leiters konstruktiv zum Magnetfeld des Leitungsstroms. Außerhalb der „Schale“, die vom Verschiebungsstrom durchflossen wird, überlagern sich die Magnetfelder von Leitungs- und Verschiebungsstrom jedoch aufgrund deren gegenläufiger Stromflussrichtung destruktiv. Das so vom Magnetfeld des Verschiebungsstroms durchsetzte Gebiet ist *größer* als das Feldgebiet um den Leitungsstrom. In einer gewissen Entfernung nimmt das vom Verschiebungsstrom herrührende Magnetfeld überhand, d. h. die Richtung des resultierenden Magnetfeldes kehrt sich um. Es ändert sich gegensinnig zum inneren Magnetfeld. Bei einer „Momentaufnahme“ zeigen die Feldlinien in die entgegengesetzte Richtung, Bild 2.18.

Nach dem Induktionsgesetz (2.56) induziert das vom Verschiebungsstrom verursachte, Magnetfeld wiederum ein elektrisches Feld. Die Ursache für das elektrische Feld ist also der Induktionseffekt statt einer Ladung. Deshalb handelt es sich bei diesem elektrischen Feld um ein reines Wirbelfeld. Die Induktionswirkung ist umso stärker, je höher die Frequenz oder je kürzer die Anstiegszeit der Anregung ist. Deshalb wird sie bei „niedrigen Frequenzen“, z. B. in der Energietechnik, im Allgemeinen vernachlässigt.

Da Ladungen die Quellen des elektrischen Feldes sind, muss es sich bei einem unter Abwesenheit von Ladungen, lediglich durch Induktion hervorgerufenem Feld zwangsläufig um ein reines Wirbelfeld handeln. Beim Wirbelfeld schließen sich die Feldlinien, während sie beim Quellenfeld immer zwischen den Quellen verlaufen. In der Nähe des Dipols allerdings überlagern sich Wirbel- und Quellenfeld.

Dieses induzierte elektrische Wirbelfeld ist torusförmig. Ein Schnitt durch diesen Torus ergibt die nierenförmigen E-Feldlinien in Bild 2.18. Es durchsetzt wiederum einen Bereich, der *größer* ist, als das elektrische (Quellen-) Feld der Ladungen auf dem Dipol.

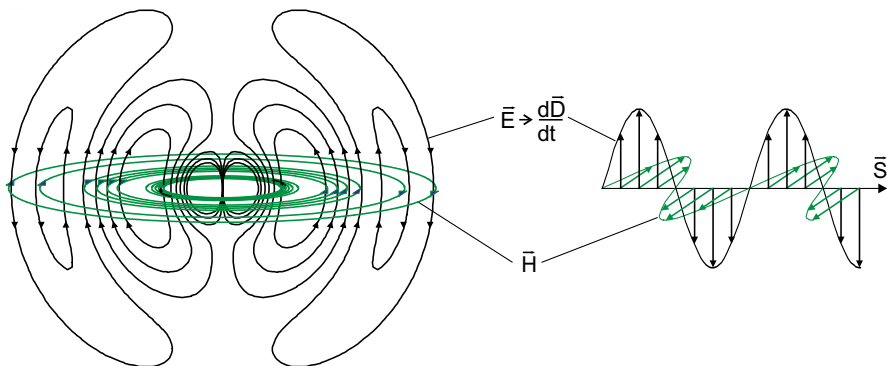


Bild 2.18 Hertz'scher Dipol mit einer „Momentaufnahme“ von elektrischen und magnetischen Feldlinien. In ausreichend großer Entfernung werden die sich ausbreitenden Felder zur ebenen Welle (rechts).

Da sich das induzierte elektrische Feld zeitlich ändert, findet auch eine zeitliche Änderung der mit dem E-Feld verknüpften elektrischen Flussdichte statt. $d\vec{D}/dt$ ist also ungleich Null. Diese Änderung der Flussdichte können wir wiederum als Verschiebungsstrom interpretieren, der ein weiteres ringförmiges Magnetfeld verursachen muss. Das Spiel beginnt von neuem...

Die durch Induktion und Durchflutung erzeugten Felder werden von jedes Mal *größer*, und der Abstand zum Dipol nimmt zu. Es handelt sich also um eine *Ausbreitungserscheinung*: eine *elektromagnetische Welle*.

Für elektromagnetische Wellen gelten folgende Aussagen:

- Änderungen in der Amplitude der Anregung machen sich erst mit einem *Zeitverzug* an einem entfernten Ort bemerkbar.

- Induktion und Durchflutung, welche die sich ausbreitenden Felder erzeugen, wirken proportional zum *Quadrat der Frequenz*.
- Aufgrund dieser Abhängigkeiten kommt es bei *höherer Frequenz* schon nach einer *kürzeren Entfernung* zur Induktion und Durchflutung. D. h. die Abstände, innerhalb derer sich die Richtung des Magnetfeldes (bei einer „Momentaufnahme“ und sinusförmiger Anregung) ein Mal umkehrt, werden mit zunehmender Frequenz kleiner. Gleiches gilt für das elektrische Feld.
- Der räumliche Abstand zwischen zwei Feldmaxima mit gleicher Feldrichtung wird *Wellenlänge* genannt.
- Die Ausbreitungsgeschwindigkeit, d. h. die Geschwindigkeit, mit der sich eine Änderung der Anregung an einem Aufpunkt bemerkbar macht, ist die *Lichtgeschwindigkeit*.
- Für die Ausbreitung ist im Feldraum *keine Materie notwendig*. Induktion und Durchflutung wirken auch im leeren Raum.
- Das von den Ladungen des Dipols hervorgerufene, elektrische Quellenfeld und das, vom Leitungsstrom des Dipols hervorgerufene, Magnetfeld bezeichnet man als *Nahfeld*.
- Die sich ablösenden Magnetfelder und elektrischen (Wirbel-) Felder bezeichnet man als *Fernfeld*.
- Im Nahfeld sind elektrische und magnetische Feldkomponenten um $\pi/2$ phasenverschoben, während sie im Fernfeld in Phase sind.
- Eine elektromagnetische Welle besitzt für Wellenausbreitung charakteristische Eigenschaften: *Interferenz, Reflexion, Brechung, Dämpfung* bzw. *Absorption, Beugung* und *Polarisierbarkeit*, vgl. 2.3.4 und 2.3.5.

Die Anordnung, durch welche die Ausbreitungserscheinung herbeigeführt wird, bezeichnet man als (Sende-) *Antenne*.

Wenn wir die Abmessungen unseres Dipols im Bezug zum betrachteten Feldraum infinitesimal klein wählen, so bezeichnen wir den Dipol als *Hertz'schen Dipol*. Er ist der einfachste Typ einer Antenne. Komplexere Antennenformen kann man sich aus einer Vielzahl Hertz'scher Dipole zusammengesetzt denken, deren Felder sich superponieren.

Heinrich Rudolf Hertz (1857 bis 1894) kam aus einem wohlhabenden Hamburger Elternhaus. Sein Vater, Rechtsanwalt und später Senator und seine Mutter förderten den hochbegabten Jungen, der neben seiner enormen Auffassungsgabe auch ein hervorragendes Gedächtnis und hohes handwerkliches Geschick besaß. „Bürgerschule“ und humanistisches Gymnasium, absolvierte er als hervorragender Schüler. Nach einem einjährigen Praktikum als Baumeister in Frankfurt, an dem er wenig Gefallen fand begann er sein Studium der Ingenieur- und Naturwissenschaften in Dresden, München und Berlin, unterbrochen von einem einjährigen Militärdienst. In Berlin war er Schüler der schon damals weltbekannten Physiker Robert *Kirchhoff* und Herrmann von *Helmholtz*, dessen Assistent er wurde. 1885 folgte Hertz einem Ruf als Nachfolger Ferdinand Brauns an die Technische Hochschule in Karlsruhe, weil er an deren physikalischen Institut optimale Arbeitsbedingungen vorfand. Dort gelang ihm 1886 erstmalig der Nachweis der von Maxwell vorhergesagten elektromagnetischen Wellen: Zwei Kugeln wurden elektrisch aufgeladen. Bei entsprechender Feldstärke sprang ein Funke über, von einer Kugel zur anderen. Das plötzliche Kurzschließen durch den leitfähigen Plasmakanal des Funkens erzeugte eine elektromagnetische Welle, die sich im Raum ausbreitete. Der erste Sender war geschaffen. In einigem Abstand stellte Hertz nochmals zwei Kugeln auf, die mit einer Drahtschleife verbunden waren. Zündete der Funke zwischen dem ersten Kugelpaar, so konnte man im abgedunkelten Raum am zweiten Kugelpaar – dem ersten Empfänger – ebenfalls einen Funkenüberschlag wahrnehmen. Dies war die Geburtsstunde der Funkübertragung, deren Namen heute noch an ihre Herkunft erinnert. In den folgenden Jahren wies Hertz mit Hilfe ähnlicher Versuchsaufbauten die für elektromagnetische Wellen typischen Eigenschaften wie Interferenz, Reflexion, Brechung und Polarisierung nach. Er konnte auch beweisen, dass sich die Wellen mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten und umgekehrt, dass es sich beim Licht um eine elektromagnetische Welle handeln muss.

Darüber hinaus gelangen Hertz noch weitere Erfolge: Sein Nachweis des Einflusses ultravioletten Lichtes auf die elektrische Entladung 1887 führte zur Entdeckung des äußeren lichtelektrischen Effektes durch Wilhelm Hallwachs. 1889 folgte Hertz einem Ruf an die Universität Bonn, wo er 1892 den Durchgang von Kathodenstrahlen durch dünne Metallschichten beobachtete, was später zur Entdeckung der Röntgenstrahlung führte. Hertz war aber nicht nur reiner Experimentator, er formulierte seine Erkenntnisse in einer Vielzahl fundierter wissenschaftlicher Arbeiten.

1894 starb Heinrich Hertz in Bonn, noch nicht einmal 37 Jahre alt. Der frühe Tod dieses großen deutschen Physikers ist insbesondere deshalb so tragisch, da es ihm so verwehrt blieb, die enormen Auswirkungen seiner Entdeckung zu erkennen. Dabei hätte er, wäre er 79 Jahre alt geworden, sogar noch die erste Fernsehübertragung erlebt.

2.3.2 Ebene Welle

Betrachtet man das Fernfeld einer so erzeugten elektromagnetischen Welle, so fällt auf, dass elektrisches und magnetisches Feld gleichzeitig auftreten, Bild 2.18 rechts. Die Feldvektoren sowohl des magnetischen als auch des elektrischen Feldes sind rechtwinklig zueinander und liegen in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Es liegt in diesem Fall eine ebene, linear polarisierte, transversale Welle vor.

Wir wollen versuchen, die Wellenausbreitung mit Hilfe der Maxwellgleichungen zu beschreiben. Für ein isotropes, lineares und homogenes Ausbreitungsmedium, z. B. den leeren Raum, in dem keine Raumladungen vorhanden sind (es liegen also reine Wirbelfelder vor), lauten sie

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt} \quad (2.85)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_L + \frac{d\vec{D}}{dt} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt}. \quad (2.86)$$

Mit Hilfe der Vektoridentität

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{A} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{A} - \Delta \vec{A}, \quad (2.87)$$

die vielleicht nicht gerade augenfällig, aber altbewährt ist, gelingt es, nach weiterer Rotationsbildung, elektrische und magnetische Feldgrößen voneinander zu entkoppeln:

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{E} = -\operatorname{rot} \mu \frac{d\vec{H}}{dt} = -\mu \left(\sigma \frac{d\vec{E}}{dt} + \varepsilon \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} \right) \quad (2.88)$$

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{H} = \operatorname{rot} \left(\sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \right) = -\sigma \mu \frac{d\vec{H}}{dt} - \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{H}}{dt^2} \quad (2.89)$$

Bei der Bildung der Gleichungen (2.88) und (2.89) durch Einsetzen der Gleichungen (2.85) und (2.86) werden Rotationsbildung und Ableitung nach der Zeit vertauscht. Das ist aufgrund der vorausgesetzten Linearität und Zeitinvarianz des Ausbreitungsmediums erlaubt.

Unter der Voraussetzung der Quellenfreiheit, also dem Vorliegen reiner Wirbelfelder, vereinfacht sich (2.87) zu

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{A} = -\Delta \vec{A}. \quad (2.90)$$

Damit erhalten wir die so genannten *Telegraphengleichungen*, die unter den genannten Voraussetzungen gelten:

$$\Delta \vec{E} = \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} + \sigma \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \quad (2.91)$$

$$\Delta \vec{H} = \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{H}}{dt^2} + \sigma \varepsilon \frac{d\vec{H}}{dt} \quad (2.92)$$

Zur einfacheren Darstellung der späteren Lösung der Differentialgleichungen verwenden wir die Abkürzung

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}}. \quad (2.93)$$

Diese Abkürzung ist nicht ganz zufällig, denn v wird sich als Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle erweisen. Außerdem vereinfachen sich die Differentialgleichungen, wenn man ein nichtleitendes Medium betrachtet, also $\sigma = 0$ setzt. Dies bedeutet, dass sich die Welle ungedämpft ausbreitet.

Wir erhalten somit

$$\Delta \vec{E} = \frac{1}{v^2} \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2}, \quad (2.94)$$

$$\Delta \vec{H} = \frac{1}{v^2} \frac{d^2 \vec{H}}{dt^2}. \quad (2.95)$$

Die so entstandenen Gleichungen vom Typ

$$\Delta \psi = \frac{1}{v^2} \frac{d^2 \psi}{dt^2} \quad (2.96)$$

heißt *Wellengleichung*. Ihre Lösung kann man in der Literatur nachschlagen. Sie lautet

$$\psi(x, t) = f(vt - x) + g(vt + x). \quad (2.97)$$

f und g sind beliebige, zwei Mal stetig differenzierbare Funktionen. f beschreibt eine, sich in positiver x -Richtung ausbreitende Welle, g eine Welle, die sich in negativer x -Richtung ausbreitet. Betrachtet man den Fall,

dass sich die Welle lediglich in eine Richtung ausbreitet – also genau den Fall, der in Bild 2.18 rechts zu sehen ist – lautet die Lösung der Wellengleichung

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{E}(\mathbf{vt} - \mathbf{x}) \\ \vec{H} &= \vec{H}(\mathbf{vt} - \mathbf{x})\end{aligned}\tag{2.98}$$

Diese Gleichungen bedeuten, dass sich elektrische bzw. magnetische Feldstärkevektoren längs der x -Achse unverzerrt und ungedämpft mit der Geschwindigkeit v ausbreiten. Dies ist ein Sonderfall der Wellenausbreitung (nämlich der einer ungedämpften, ebenen, also homogenen Welle). Im allgemeinen Fall verändert sich der Betrag des Feldstärkevektors in Abhängigkeit vom Ort, z. B. durch Dämpfung. Als Ortsvariable ist hier ohne Beschränkung der Allgemeinheit x eingesetzt.

Die bei allen Integrationen auftretende Konstante, die in der Lösung vorkommt, kann weggelassen werden, da ein eventuell vorhandenes Gleichfeld nicht von weiterem Interesse ist.

In der Literatur wird auch oft die Ausbreitungsrichtung in z -Richtung beschrieben. Das bedeutet, dass man die Koordinatenbezeichnungen zyklisch vertauschen muss: $x_{\text{hier}} \leftrightarrow z_{\text{Literatur}}$, $y_{\text{hier}} \leftrightarrow x_{\text{Literatur}}$, $z_{\text{hier}} \leftrightarrow y_{\text{Literatur}}$.

Weiter setzen wir voraus, dass es sich um eine *transversale Welle* handelt, dass also H- und E-Feldvektoren keine Komponenten in Ausbreitungsrichtung (x -Richtung) besitzen.

Es gilt daher

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} 0 \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix}, \quad \vec{H} = \begin{pmatrix} 0 \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix}.\tag{2.99}$$

Wenden wir darauf, unter Berücksichtigung von $\vec{J} = 0$, die Maxwellgleichungen

$$\text{rot } \vec{E} = \frac{d\vec{B}}{dt}, \quad \text{rot } \vec{H} = -\frac{d\vec{D}}{dt}\tag{2.100}$$

an, so erhalten wir folgenden Gleichungssatz:

$$\begin{aligned}
-\frac{\partial E_z}{\partial x} &= -\mu v \frac{\partial H_y}{\partial vt} \\
-\frac{\partial H_z}{\partial x} &= \varepsilon v \frac{\partial E_y}{\partial vt} \\
\frac{\partial E_y}{\partial x} &= -\mu v \frac{\partial H_z}{\partial vt} \\
\frac{\partial H_y}{\partial x} &= -\varepsilon v \frac{\partial E_z}{\partial vt}
\end{aligned} \tag{2.101}$$

Aus diesem Gleichungssystem kann die Ableitung nach vt formal eliminiert werden, und man erhält mit (2.93)

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial x} \left(E_y - \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} H_z \right) &= 0 \\
\frac{\partial}{\partial x} \left(E_z + \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} H_y \right) &= 0.
\end{aligned} \tag{2.102}$$

Dies bedeutet, dass die Ausdrücke in den Klammern konstant entlang der x -Achse, also der Ausbreitungsrichtung sind. Da wir eventuell überlagerte Gleichfelder nicht mitbetrachten, folgt daraus wiederum

$$\begin{aligned}
E_y &= \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} H_z \\
E_z &= -\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} H_y
\end{aligned} \tag{2.103}$$

E- und H-Feld sind also bei einer ebenen elektromagnetischen Welle mit einander verkoppelt. Der „Proportionalitätsfaktor“

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{2.104}$$

besitzt die Einheit Ohm und wird deshalb *Wellenwiderstand* genannt. Er ist lediglich vom Ausbreitungsmedium abhängig und beträgt im Vakuum bzw. in der Luft näherungsweise 377Ω . Für den Betrag der \vec{E} - und \vec{H} -Feldvektoren einer ebenen, transversalen Welle gilt an jedem Ort und zu jedem Zeitpunkt

$$E = Z \cdot H. \tag{2.105}$$

Ebene Wellen besitzen folgende Eigenschaften, die sich durch Experimente nachweisen lassen:

- Polarisierbarkeit
- Interferenz
- Reflexion
- Brechung
- Dämpfung
- Beugung.

Die Leistung, welche die Welle transportiert, fließt in Ausbreitungsrichtung. Sie wird beschrieben durch den *Energiestromdichtevektor* \vec{S} , der auch *Pointingvektor* genannt wird. Es gilt allgemein

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}. \quad (2.106)$$

2.3.3 Harmonische Welle

Eine Welle mit sinusförmiger Anregung, d.h. mit sinusförmigem Verlauf der Feldstärke über der Zeit spricht man von einer *harmonischen* Welle.

Die Anzahl der vollen Schwingungen pro Sekunde heißt *Frequenz* f .

Bei einem homogenen Ausbreitungsmedium zeigt auch eine „Momentaufnahme“ der E- bzw. H-Feldstärke längs der Ausbreitungsrichtung (x-Achse) einen sinusförmigen Verlauf. Der räumliche Abstand zwischen zwei Feldmaxima wird – wie schon erwähnt – *Wellenlänge* λ genannt.

Frequenz und Wellenlänge sind über die Ausbreitungsgeschwindigkeit v verknüpft. Es gilt

$$f = \frac{v}{\lambda}. \quad (2.107)$$

Die Frequenz f lässt sich auch in eine Winkelgeschwindigkeit

$$\omega = 2\pi f \quad (2.108)$$

umrechnen, die *Kreisfrequenz* genannt wird.

Im leeren Raum und näherungsweise in Luft beträgt die Ausbreitungsge-

schwindigkeit

$$\begin{aligned} v_{\text{Vakuum}} &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = c \\ &= 299,792 \cdot 10^6 \text{ m/s} \end{aligned} \quad (2.109)$$

also Lichtgeschwindigkeit.

Die Anzahl von Feldmaxima auf einer Strecke von 2π Längeneinheiten wird *Wellenzahl* genannt. Es gilt

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{\epsilon \mu} = \frac{\omega}{v}. \quad (2.110)$$

Der Welle kann man einen Vektor zuordnen, der in Ausbreitungsrichtung zeigt und der den Betrag k besitzt. Dieser Vektor \vec{k} wird *Wellenzahlvektor* genannt.

Die komplexen, elektrischen bzw. magnetischen Feldvektoren einer harmonischen ebenen Welle an einem Punkt mit Ortsvektor \vec{r} lauten damit

$$\begin{aligned} \vec{E}(t, \vec{r}) &= \vec{E}(\omega t - \vec{k}\vec{r}) = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})} \\ \vec{H}(t, \vec{r}) &= \vec{H}(\omega t - \vec{k}\vec{r}) = \vec{H}_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})} \end{aligned} \quad (2.111)$$

\vec{E}_0, \vec{H}_0 sind darin die elektrische bzw. magnetische Feldstärke im Ursprung.

Bei Ausbreitung längs der x -Achse gilt und E-Feld in y -Richtung gilt:

$$\begin{aligned} \vec{E}(t, x) &= E_0 e^{j(\omega t - kx)} \vec{e}_y \\ \vec{H}(t, x) &= \frac{E_0}{Z} e^{j(\omega t - kx)} \vec{e}_z \end{aligned} \quad (2.112)$$

Um die Maximalwerte (Amplituden) der Feldstärken zu erhalten, müssen, wie in der „komplexen Wechselstromrechnung“ üblich, die Beträge der komplexen Feldgrößen gebildet werden. Zum Erhalt der Momentanwerte nimmt man den Realteil.

Auch wenn die harmonische Welle einen Sonderfall darstellt, da ihr ein ganz bestimmter Zeitverlauf zugrunde liegt, lassen sich Betrachtungen, die wir für sie anstellen, verallgemeinern. Dazu kann das Mittel der *Fourier-Reihenzerlegung* bzw. *Fourier-Transformation*, siehe 2.4, angewandt wer-

den. Voraussetzung dafür ist allerdings die Linearität. D. h. im physikalischen Sinne: Es darf kein nichtlineares Ausbreitungsmedium (ϵ , μ abhängig von der Feldstärke) vorliegen.

2.3.4 Dämpfung und Absorption

In verlustbehafteten Medien ($\sigma \neq 0$) tritt eine *Dämpfung* auf, also eine Abschwächung der E- bzw. H-Feldstärke. Ist diese Dämpfung abhängig von der Frequenz, so findet neben der Abschwächung auch eine Änderung der Wellenform statt, man spricht dann von *Dispersion*.

Wird eine Welle sehr stark gedämpft und ihre Energie dabei weitgehend in Wärme umgesetzt, spricht man von *Absorption*.

Wie kann der Effekt der Dämpfung im mathematischen Modell der Wellenausbreitung abgebildet werden?

Zur Herleitung der Wellengleichungen (2.942), (2.95) haben wir nichtleitende Materie, $\sigma = 0$, vorausgesetzt. Diese Bedingung (die z.B. im Vakuum erfüllt ist) bedeutet, dass kein Leitungsstrom fließen kann. Ohne Stromfluss aber keine Entstehung von Wärmeverlusten. Jetzt geben wir diese Voraussetzung auf und rechnen mir einer endlichen elektrischen Leitfähigkeit σ . Damit springen wir zurück zu den Telegraphengleichungen (2.91), (2.92). Für das E-Feld einer harmonischen, ebenen Welle lautet Gleichung (2.91):

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} e^{j\omega t} &= \sigma \mu j \omega E_y(x) e^{j\omega t} + \epsilon \mu (-\omega)^2 E_y(x) e^{j\omega t} \\ &= (j\omega \sigma \mu - \omega^2 \epsilon \mu) E_y(x) e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.113)$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung muss eine Exponentialfunktion sein. Zu Ihrer Lösung führt man die Abkürzung

$$k = \sqrt{\epsilon \mu \omega^2 - j\omega \sigma \mu} \quad (2.114)$$

ein, vgl. (2.110). k heißt *komplexe Wellenzahl* und wird auch *Ausbreitungskonstante* γ genannt.

Die Lösung der Differentialgleichung kann wie in 2.3.3 bestimmt werden. Man erhält

$$\begin{aligned}\vec{E}(t, x) &= E_0 e^{j(\omega t - kx)} \vec{e}_y \\ \vec{H}(t, x) &= \frac{E_0}{Z} e^{j(\omega t - kx)} \vec{e}_z\end{aligned}\quad (2.115)$$

also das gleiche Ergebnis wie für die ungedämpfte harmonische Welle, lediglich mit dem Unterschied, dass k jetzt komplex wird. Der Wellenwiderstand wird ebenfalls komplex. Man erhält

$$Z = \frac{\mu\omega}{k} = \sqrt{\frac{\mu^2\omega^2}{\epsilon\mu\omega^2 - j\mu\sigma\omega}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}\quad (2.116)$$

Da der Wellenwiderstand das Verhältnis von elektrischer zu magnetischer Feldstärke beschreibt, muss es folglich bei einem komplexen Wellenwiderstand zu einer Phasenverschiebung zwischen beiden Feldgrößen kommen. Diese Phasenverschiebung wird umso größer, je größer der Imaginärteil von k wird. Wir wollen daher k in Real- und Imaginärteil zerlegen

$$k = \beta - j\alpha \quad \text{bzw.} \quad (2.117)$$

$$jk = \alpha + j\beta, \quad (2.118)$$

wobei α *Dämpfungs konstante* und β *Phasenkonstante* genannt wird. Damit erhalten wir als komplexen Feldstärkevektor

$$\vec{E}(t, x) = E_0 e^{j(\omega t - kx)} \vec{e}_y = E_0 e^{j\omega t} e^{-j\beta x} e^{-\alpha x} \vec{e}_y. \quad (2.119)$$

Darin repräsentieren

- $e^{j\omega t}$: die Schwingung mit Kreisfrequenz ω aufgrund der harmonischen Anregung. Dieser Term enthält die Zeitabhängigkeit.
- $e^{-j\beta x}$: die Phasendrehung der Welle während ihrer „Wanderbewegung“ vom Ursprung an den Ort x und
- $e^{-\alpha x}$: die Dämpfung der Welle während ihrer „Wanderbewegung“ vom Ursprung an den Ort x

Bestimmt man α und β aus k , so erhält man

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{2}} \sqrt{-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}} \quad (2.120)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}} . \quad (2.121)$$

Um eine Welle zu absorbieren, muss α maximal werden, was erreicht werden kann, indem die Leitfähigkeit und die Permeabilität maximal gewählt werden. Das Problem ist hierbei allerdings, dass ein sehr guter Leiter an seiner Grenzfläche zum umgebenden Medium (z. B. Luft) einen großen *Impedanzsprung* verursacht (siehe 2.1.6 und 2.3.5). Somit ändern sich die Ausbreitungsbedingungen derart, dass es nicht zum Eindringen und anschließender Dämpfung der Welle kommt, sondern dass die Welle reflektiert wird. Dabei wird der Welle aber kaum Energie entzogen.

Der Wunsch, Materialien zu besitzen, die eine elektromagnetische Welle absorbieren, also die Energie der Welle tatsächlich in Wärme umzuwandeln, hat zur Entwicklung von *Absorbern* geführt, 4.4.1.5. Diese Absorber weisen keinen zu hohen Impedanzsprung an der Grenzfläche auf. Die wesentlichen Bauformen sind graphitgetränkte *Pyramidenabsorber*, die eine mäßige Leitfähigkeit aufweisen und die aufgrund ihrer Bauform eine allmähliche Änderung der Impedanzverhältnisse herbeiführen sowie *Ferritabsorber* für niedrigere Frequenzen. Letztere weisen hohe Ummagnetisierungsverluste auf, d. h. der Ferrit lässt sich nur mit einer gewissen Energie ummagnetisieren, die dem äußeren Magnetfeld entzogen wird.

2.3.5 Reflexion

In Abschnitt 2.1.6 wurde das Verhalten des elektrischen und des magnetischen Feldes an Materialgrenzflächen betrachtet. Derartige Materialgrenzflächen müssen natürlich auch eine Auswirkung auf die Ausbreitung von Wellen haben.

Betrachten wir eine *einfallende*, ebene elektromagnetische Welle (Index „e“), Bild 2.19. Diese Welle trifft auf die ebene Materialgrenzfläche zwischen Medium 1 und Medium 2. An der Grenzfläche wird eine Teilwelle *reflektiert* (reflektierte Welle, Index „r“) und eine weitere Teilwelle *durchgelassen* (durchgelassene Welle, Index „d“). Dieses Verhalten rührt daher, dass die Grenzbedingungen für das elektrische und magnetische Feld an Grenzflächen eingehalten werden müssen. Dies kann aber nur dann der Fall sein, wenn zur durchgelassenen Welle auch noch eine reflektierte Welle hinzukommt. Die reflektierte Welle ist Bestandteil der Lösung der

Wellengleichung (2.97). Beispielsweise muss im Extremfall „ebene Welle trifft auf idealleitende Fläche“ an der Grenzfläche die Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke verschwinden. Dies kann nur geschehen, indem sich die tangentialen E-Feldkomponenten von einfallender und reflektierter Welle gegenseitig auslöschen. Eine durchgelassene Welle gibt es in diesem Fall nicht.

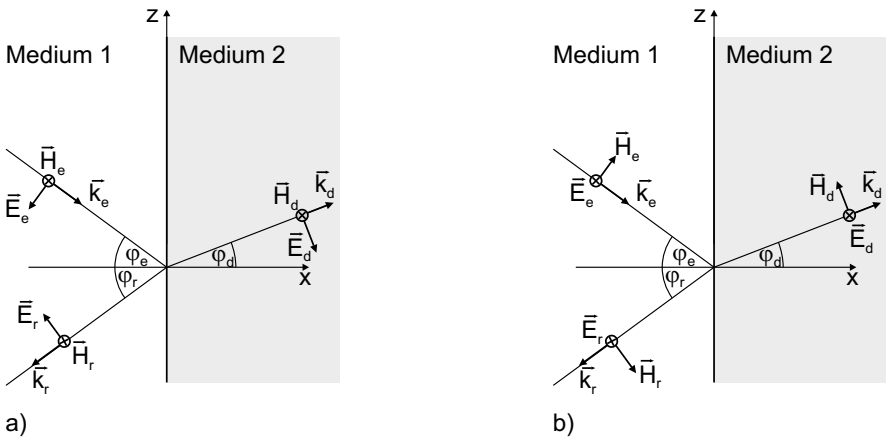


Bild 2.19 Reflexion und Transmission elektromagnetischer Wellen. a) elektrisches Feld parallel zur Einfallsebene (parallele Polarisation Fall I). b) elektrisches Feld senkrecht zur Einfallsebene (senkrechte Polarisation, Fall II).

Die *Einfallsebene* entspricht der Zeichenebene in Bild 2.19. Sie wird aufgespannt durch die Gerade, in der sich die einfallende Welle ausbreitet und dem *Einfallslot*, in unserem Beispiel die x-Achse. Der Winkel φ_e zwischen beiden heißt *Einfallswinkel*.

Im Folgenden werden zwei Fälle betrachtet: Der elektrische Feldstärkevektor ist

- parallel zur Einfallsebene gerichtet, Bild 2.19 a), **Fall I**, oder
- senkrecht zur Einfallsebene gerichtet, Bild 2.19 b), **Fall II**.

2.3.5.1 Fall I: Elektrisches Feld der einfallenden Welle parallel zur Einfallsebene

Alle Feldstärke- und Wellenzahlvektoren lassen sich in Komponenten aufspalten. Unter Einführung des *Durchlassfaktors* d und des *Reflexionsfaktors* r – indiziert mit „I“ für Fall I – können aus der Geometrie heraus

folgende Gleichungen aufgestellt werden:

$$\vec{E}_e = -E_0 \sin \varphi_e e^{-j\vec{k}_e \vec{r}} \vec{e}_x - E_0 \cos \varphi_e e^{-j\vec{k}_e \vec{r}} \vec{e}_z \quad (2.122)$$

$$\vec{H}_e = \frac{E_0}{Z_1} e^{-j\vec{k}_e \vec{r}} \vec{e}_y \quad (2.123)$$

$$\vec{k}_e = k_{ex} \vec{e}_x + k_{ez} \vec{e}_z = k_1 \cos \varphi_e \vec{e}_x - k_1 \sin \varphi_e \vec{e}_z \quad (2.124)$$

$$\vec{E}_r = -E_0 r_1 \sin \varphi_r e^{-j\vec{k}_r \vec{r}} \vec{e}_x + E_0 r_1 \cos \varphi_r e^{-j\vec{k}_r \vec{r}} \vec{e}_z \quad (2.125)$$

$$\vec{H}_r = \frac{E_0 r_1}{Z_1} e^{-j\vec{k}_r \vec{r}} \vec{e}_y \quad (2.126)$$

$$\vec{k}_r = k_{rx} \vec{e}_x + k_{rz} \vec{e}_z = -k_1 \cos \varphi_r \vec{e}_x - k_1 \sin \varphi_r \vec{e}_z \quad (2.127)$$

$$\vec{E}_d = -E_0 d_1 \sin \varphi_d e^{-j\vec{k}_d \vec{r}} \vec{e}_x - E_0 d_1 \cos \varphi_d e^{-j\vec{k}_d \vec{r}} \vec{e}_z \quad (2.128)$$

$$\vec{H}_d = \frac{E_0 d_1}{Z_2} e^{-j\vec{k}_d \vec{r}} \vec{e}_y \quad (2.129)$$

$$\vec{k}_d = k_{dx} \vec{e}_x + k_{dz} \vec{e}_z = k_2 \cos \varphi_d \vec{e}_x - k_2 \sin \varphi_d \vec{e}_z \quad (2.130)$$

Die Tangentialkomponenten (hier die z-Komponenten) der elektrischen und der magnetischen Feldstärke müssen an der Grenzfläche stetig sein. Daraus folgt, nach wegkürzen der Feldgrößen

$$-\cos \varphi_e e^{-jk_{ez}z} + r_1 \cos \varphi_r e^{-jk_{rz}z} = -d_1 \cos \varphi_d e^{-jk_{dz}z} \quad (2.131)$$

$$\frac{1}{Z_1} e^{-jk_{ez}z} + \frac{1}{Z_1} r_1 e^{-jk_{rz}z} = \frac{1}{Z_2} d_1 e^{-jk_{dz}z} . \quad (2.132)$$

Diese Bedingungen lassen sich für nur erfüllen, wenn gilt

$$k_{ez} = k_{rz} = k_{dz} = k_z, \text{ bzw.} \quad (2.133)$$

$$k_1 \sin \varphi_e = k_1 \sin \varphi_r = k_2 \sin \varphi_d . \quad (2.134)$$

Diese Beziehungen liefern uns das *Reflexionsgesetz* „Einfallswinkel = Ausfallswinkel“

$$\varphi_e = \varphi_r \quad (2.135)$$

und das Brechungsgesetz

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{\sin \varphi_d}{\sin \varphi_e} . \quad (2.136)$$

Bei nichtleitenden Medien kann für die Wellenzahl die Gleichung (2.110)

eingesetzt werden:

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1}}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}} = \frac{n_1}{n_2}, \quad (2.137)$$

mit n_1, n_2 : Optische Brechzahlen.

Reflexions- und Brechungsgesetz können wiederum in die Stetigkeitsbedingung für elektrisches und magnetisches Feld eingesetzt werden. Man erhält, wiederum nach dem Kürzen:

$$1 - r_1 = d_1 \frac{\cos \varphi_d}{\cos \varphi_e} \quad (2.138)$$

$$1 + r_1 = d_1 \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2.139)$$

Damit können schließlich Reflexions- und Brechungsfaktor nur mit Hilfe von Ein- und Ausfallswinkeln und Wellenwiderständen ausgedrückt werden, was für die Praxis sehr wertvoll ist:

$$r_1 = \frac{Z_1 \cos \varphi_e - Z_2 \cos \varphi_d}{Z_1 \cos \varphi_e + Z_2 \cos \varphi_d} \quad (2.140)$$

$$d_1 = \frac{2Z_2 \cos \varphi_e}{Z_1 \cos \varphi_e + Z_2 \cos \varphi_d} \quad (2.141)$$

Bei identischen Medien wird, unabhängig vom Einfallswinkel, $r_1=0$ und $d_1=1$, wie es sein muss. Bei idealeitendem Medium 2 wird $Z_2=0$ und damit $r_1=1$ und $d_1=0$, wie zu erwarten war. Für den Einfallswinkel $\varphi_e=0$ vereinfacht sich Gleichung (2.140) zu

$$r_1 = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.142)$$

Achtung – dies ist nicht die von der Leitungstheorie her bekannte Gleichung zur Berechnung von Reflexionen an Sprungstellen bzw. Fehlanpassungen. Diese Formel gilt, wie beschrieben, für den Fall, dass das elektrische Feld parallel zur Einfallsebene gerichtet ist. Bei Leitungen, in denen sich TEM-Wellen ausbreiten, steht der E-Feldvektor aber senkrecht auf zur Ausbreitungsrichtung. Es gelten daher die im nächsten Abschnitt beschriebenen Beziehungen (Fall II).

Schließlich sei noch angemerkt, dass es einen bestimmten Einfallswinkel φ_e gibt, bei dem keine Reflexion auftritt (*Brewster-Winkel*).

2.3.5.2 Fall II: Elektrisches Feld der einfallenden Welle senkrecht zur Einfallsebene

Die Vorgehensweise im Fall II ist analog. Auch hier werden einfallende, durchgelassene und reflektierte Wellen betrachtet und in Komponenten aufgeteilt. Den Reflexionsfaktor in diesem Fall bezeichnen wir mit r_{II} , den Durchlassfaktor mit d_{II} .

Die folgenden Gleichungen ergeben sich aus den Voraussetzungen und der Geometrie:

$$\vec{E}_e = E_0 e^{-j\vec{k}_e \vec{r}} \vec{e}_y \quad (2.143)$$

$$\vec{H}_e = \frac{E_0}{Z_1} \sin \varphi_e e^{-j\vec{k}_e \vec{r}} \vec{e}_x + \frac{E_0}{Z_1} \cos \varphi_e e^{-j\vec{k}_e \vec{r}} \vec{e}_z \quad (2.144)$$

$$\vec{k}_e = k_{ex} \vec{e}_x + k_{ez} \vec{e}_z = k_1 \cos \varphi_e \vec{e}_x - k_1 \sin \varphi_e \vec{e}_z \quad (2.145)$$

$$\vec{E}_r = E_0 r_{II} e^{-j\vec{k}_r \vec{r}} \vec{e}_y \quad (2.146)$$

$$\vec{H}_r = \frac{E_0 r_{II}}{Z_1} \sin \varphi_r e^{-j\vec{k}_r \vec{r}} \vec{e}_x - \frac{E_0 r_{II}}{Z_1} \cos \varphi_r e^{-j\vec{k}_r \vec{r}} \vec{e}_z \quad (2.147)$$

$$\vec{k}_r = k_{rx} \vec{e}_x + k_{rz} \vec{e}_z = -k_1 \cos \varphi_r \vec{e}_x - k_1 \sin \varphi_r \vec{e}_z \quad (2.148)$$

$$\vec{E}_d = E_0 d_{II} e^{-j\vec{k}_d \vec{r}} \vec{e}_y \quad (2.149)$$

$$\vec{H}_d = \frac{E_0 d_{II}}{Z_2} \sin \varphi_d e^{-j\vec{k}_d \vec{r}} \vec{e}_x + \frac{E_0 d_{II}}{Z_2} \cos \varphi_d e^{-j\vec{k}_d \vec{r}} \vec{e}_z \quad (2.150)$$

$$\vec{k}_d = k_{dx} \vec{e}_x + k_{dz} \vec{e}_z = k_2 \cos \varphi_d \vec{e}_x - k_2 \sin \varphi_d \vec{e}_z \quad (2.151)$$

Unter Verwendung der Stetigkeitsbedingung für \vec{E} und \vec{H} an der Grenzfläche $x = 0$ erhält man folgende Beziehungen für die Reflexions- und Durchlassfaktoren

$$1 - r_{II} = d_{II} \frac{Z_1 \cos \varphi_d}{Z_2 \cos \varphi_e} \quad (2.152)$$

$$1 + r_{II} = d_{II} \quad (2.153)$$

$$r_{II} = \frac{Z_2 \cos \varphi_e - Z_1 \cos \varphi_d}{Z_2 \cos \varphi_e + Z_1 \cos \varphi_d} \quad (2.154)$$

$$d_{\text{II}} = \frac{2Z_2 \cos \varphi_e}{Z_2 \cos \varphi_e + Z_1 \cos \varphi_d}. \quad (2.155)$$

Diese Beziehungen werden bei der Berechnung von elektromagnetischen Schirmen mit dem Impedanzkonzept sehr wertvoll, vgl. 3.1.4.1.

Bei identischen Medien wird auch hier, wie im Fall I, unabhängig vom Einfallswinkel $r_{\text{II}} = 0$ und $d_{\text{II}} = 1$, was unserer Erwartung entspricht. Bei idealleitendem Medium 2 wird $Z_2 = 0$ und damit $r_{\text{II}} = -1$ und $d_{\text{II}} = 0$, was einer vollständigen Reflexion an einer metallischen Oberfläche entspricht.

Für den Einfallswinkel $\varphi_e = 0$ vereinfacht sich die Gleichung (2.154) zu

$$r_{\text{II}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}. \quad (2.156)$$

Diese Beziehung ist identisch mit der Bestimmungsgleichung für den Reflexionsfaktor an Leitungsdiskontinuitäten, also an sprunghaften Änderungen des Wellenwiderstands von Leitungen.

2.4 Darstellung von Zeitverläufen im Frequenzbereich

Um elektromagnetische Felder wirksam schirmen zu können, ist die Zuordnung eines Feldes zu einem bestimmten Feldtyp erforderlich, 3.1. Nur dann kann man sich die jeweiligen Eigenschaften des Feldes zu dessen Schirmung zu Nutze machen. Für diese Zuordnung ist die *Frequenz* des Feldes das entscheidende Kriterium. Doch was bedeutet der Begriff Frequenz? Setzt er nicht einen periodischen Zeitverlauf der betrachteten Feldgröße voraus? Und wie können Felder klassifiziert werden, bei denen ein beliebiger, unperiodischer Zeitverlauf gegeben ist?

Um beliebige Zeitverläufe physikalischer Größen, in unserem Fall insbesondere Feldstärken oder Flussdichten, mittels bekannter mathematischer Funktionen darstellen zu können, greift man auf das bewährte Mittel der *Fourier-Reihenentwicklung* bzw. der *Fourier-Integralbildung* zurück. Dabei werden beliebige Zeitverläufe durch die Überlagerung einer Vielzahl trigonometrischer (also sinusförmiger) Zeitverläufe mit unterschiedlicher Frequenz und Amplitude angenähert. Sinusförmige Zeitverläufe wiederum sind periodisch, (leicht) differenzierbar und besitzen genau eine Frequenz. Sie besitzen also eine Vielzahl von „angenehmen Eigenschaf-

ten“, die weitere Betrachtungen vereinfachen.

Jean-Joseph *Fourier* (1768-1830), aus einfachen Verhältnissen stammend, begann seine akademische Karriere ausgerechnet während der Französischen Revolution, die er aber, anders als manch andere Gelehrte, unbeschadet überstand. Er begleitete Napoleon auf dessen Ägypten-Feldzug und lehrte anschließend für ein Jahr an der Pariser École Polytechnique. 1802 wurde er von Napoleon zum Präfekten des Départements Isère in Grenoble eingesetzt, wo er seine Forschungen im Bereich der Wärmelehre vorantrieb und 1807 sein Essay *Sur la propagation de la Chaleur dans les corps solides (Über die Ausbreitung von Wärme in festen Körpern)* veröffentlichte. In dieser Veröffentlichung wurde zum ersten Mal die Annäherung beliebiger Verläufe durch trigonometrische Funktionen vorgestellt. Während der Herrschaft Napoleons tat sich Fourier nicht nur als Wissenschaftler, sondern auch als pragmatischer Politiker hervor, der den Straßenbau und die Trockenlegung von Sümpfen vorantrieb. Danach arbeitete und lehrte er als Wissenschaftler in Paris bis zu seinem Tod 1830.

2.4.1 Fourier-Reihenentwicklung

2.4.1.1 Normalform

Betrachten wir zunächst einen periodischen Zeitverlauf $f(t)$ mit der Periodendauer T . Er lässt sich nach *Fourier* darstellen als

$$f(t) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega_1 t + B_n \sin n\omega_1 t), \quad (2.157)$$

wobei die Koeffizienten der überlagerten Kosinus- und Sinusfunktionen berechnet werden können:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_1 t) dt, \quad (2.158)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega_1 t) dt. \quad (2.159)$$

Vorraussetzung hierfür ist allerdings, dass sich die Sinusschwingungen linear überlagern lassen. Treten Sättigungseffekte auf – z.B. bei der Permeabilität von Eisenkernen oder bei Verstärkern im nichtlinearen Bereich – ist die Anwendung der Fourier-Reihenentwicklung nicht gestattet.

Bei einer geraden Funktion $f(t)$ (spiegelsymmetrisch zur Achse $t = 0$) sind alle Koeffizienten B_n gleich Null, bei einer rein ungeraden Funktion $f(t)$

(punktsymmetrisch zum Punkt $t = 0$) alle Koeffizienten A_n .

Der so genannte *Gleichanteil* F_0 berechnet sich mit

$$F_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt . \quad (2.160)$$

Mittels der Fourier-Reihenentwicklung ersetzen wir also einen beliebigen periodischen Zeitverlauf (mit zum Teil unangenehmen Eigenschaften, wie z. B. fehlende Differenzierbarkeit) durch eine Summe von Kosinus- und Sinusfunktionen. Diese können mit einfachen mathematischen Methoden behandelt werden. Insbesondere fällt uns hier die Ableitung nach der Zeit besonders leicht. Auch sind wir damit in der Lage, Eigenschaften elektromagnetischer Felder für einzelne Frequenzen (d. h. sinusförmige Zeitverläufe mit einer bestimmten Frequenz) zu untersuchen und die Ergebnisse auf allgemeine periodische Zeitverläufe zu übertragen.

Für $n=1$ beträgt die Frequenz der Kosinus- und der Sinusfunktion in der Summe (2.157) $f_1=1/T=\omega_1/2\pi$. Dies ist die so genannte *Grundschwingung*. Als *Oberschwingungen* bezeichnet man die nachfolgenden Glieder ($n=2,3,4,\dots$), wobei nicht jede Schwingung auch tatsächlich auftreten muss. Ob eine Oberschwingung existiert, stellt man bei der Berechnung der Koeffizienten mit (2.158) und (2.159) fest.

Die Darstellung der Fourier-Reihenentwicklung als Zeitverlauf ist wenig sinnvoll, es handelt sich ja bei den überlagerten Schwingungen immer um (bekannte) Kosinus- und Sinusfunktionen. Daher geht man dazu über, die Koeffizienten der Teilschwingungen, A_n und B_n , also deren Amplituden, über der Frequenz aufzutragen. Eine solche Darstellung über der Frequenz heißt *Spektrum*. Da jede Schwingung genau eine Frequenz enthält, wird sie als Linie dargestellt, weshalb die Darstellung einer Fourier-Reihe zu einem *Linienpektrum* führt.

Bild 2.20 zeigt die Fourier-Reihenentwicklung eines periodischen Rechtecksignals und das dazugehörige Linienpektrum.

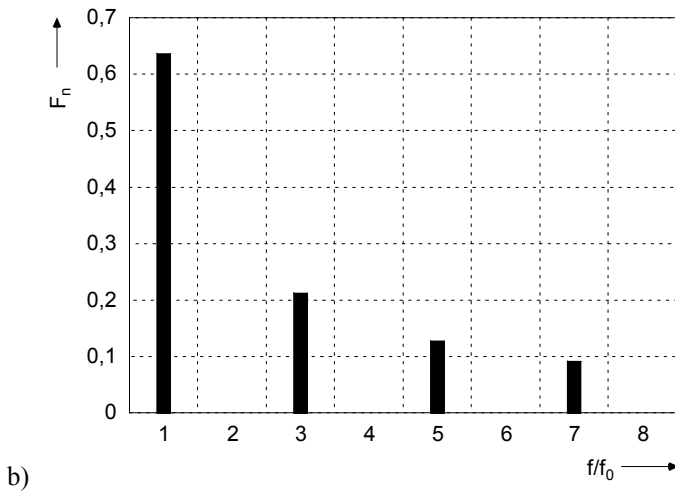
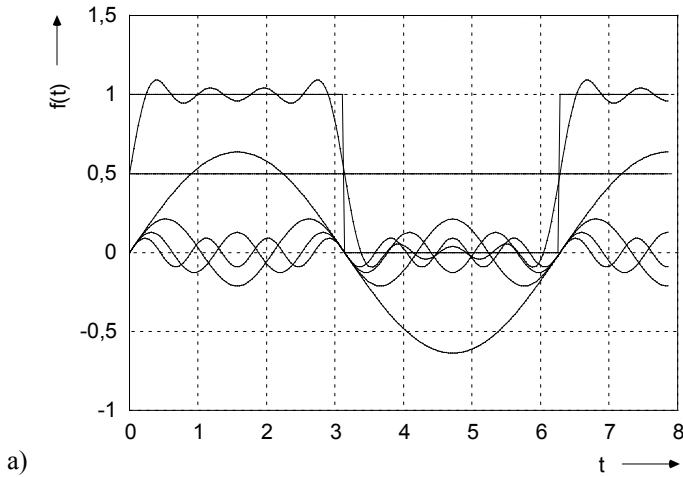


Bild 2.20 a) Darstellung im Zeitbereich: Ein periodischer Zeitverlauf (hier eine Rechteck-Funktion) wird durch eine Summe von Sinus- und Kosinusfunktionen angenähert. b). Darstellung der gleichen Funktion im Frequenzbereich: Die Amplituden (also Scheitelwerte) der Schwingungen werden über der Frequenz aufgetragen. Als Ergebnis erhält man ein Linienspektrum. In diesem Beispiel sind die Amplituden bei geradzahigen Vielfachen der Grundfrequenz gleich Null. Zu beachten ist hier, dass bei der Fourier-Reihenentwicklung (im Gegensatz zur Fourier-Transformation) die Frequenz f_n eine diskrete Variable ist. - Es treten nur ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz auf.

Die gewohnte Darstellung einer Größe als Funktion über der Zeit heißt *Darstellung im Zeitbereich*. Ein- und dieselbe Funktion kann durch die Amplituden der Fourier-Koeffizienten als Funktion über der Frequenz dargestellt werden. Man spricht dann von der *Darstellung im Frequenzbereich*.

Ein kleines Beispiel veranschaulicht, dass wir mit den Amplituden der Fourier-Reihenentwicklung rechnen können, wie wir es von der komplexen Wechselstromrechnung gewohnt sind: Eine Fourier-Zerlegung unserer Netzspannung

$$u(t) = \sqrt{2} \, 230\text{V} \sin(2\pi 50 \text{ Hz} \cdot t) \quad (2.161)$$

ergibt nur einen einzigen Koeffizienten $\neq 0$, nämlich

$$B_1 = \sqrt{2} \, 230\text{V} . \quad (2.162)$$

2.4.1.2 Darstellung mit Betrag und Phase

Bekanntlich ist $\sin(x) = \cos(x - \pi/2)$, d.h. alle Sinusfunktionen können auch durch phasenverschobene Kosinusfunktionen ausgedrückt werden. Damit kann (2.157) in eine Darstellung mit Betrag und Phase umgeformt werden:

$$f(t) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) \quad (2.163)$$

mit

$$F_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{und} \quad (2.164)$$

$$\varphi_n = \arctan\left(\frac{B_n}{A_n}\right). \quad (2.165)$$

2.4.1.3 Komplexe Form

Die *Fourier*-Reihenentwicklung kann mit der *Euler'schen* Formel

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \quad (2.166)$$

in komplexer Form dargestellt werden:

$$f(t) = F_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t} = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (C_{+n} e^{jn\omega_1 t} + C_{-n} e^{-jn\omega_1 t}), \quad (2.167)$$

wobei die komplexen Amplituden C_n mit

$$C_n(n\omega_1) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega_1 t} dt, \quad (2.168)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$$

berechnet werden. Bei der Interpretation muss allerdings beachtet werden, dass für die komplexen Amplituden C_n bzw. C_{-n} und der (physikalisch messbaren) Amplitude F_n folgender Zusammenhang gilt:

$$|C_{+n}| = |C_{-n}| = \frac{1}{2} F_n = \frac{1}{2} \sqrt{A_n^2 + B_n^2}. \quad (2.169)$$

2.4.2 Fourier-Transformation

Die im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte *Fourier*-Reihenentwicklung besitzt leider den Nachteil, nur bei periodischen Zeitverläufen anwendbar zu sein. Um auch für unperiodische Zeitverläufe eine Darstellung im Frequenzbereich zu erhalten, muss die gegebene Zeitfunktion durch unendlich viele Schwingungen aller Frequenzen angenähert werden. Aus der unendlichen Summe in (2.167) wird dann ein Integral, das *Fourier*-Integral genannt wird:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.170)$$

Jede dieser unendlich vielen harmonischen Schwingungen liefert mit ihrer komplexen Amplitude $1/(2\pi) F(j\omega)$ einen infinitesimalen Beitrag zum Gesamtsignal. Somit wird von unendlich vielen diskreten Frequenzen $n\omega_1$ zur *Frequenz als kontinuierliche Variable* übergegangen. Dieser Übergang lässt sich ebenso schwer vorstellen, wie die Tatsache, dass unperiodische Funktionen durch unendlich viele periodische Funktionen nachgebildet werden können. Der Erfolg in der Anwendung gibt dem Verfahren allerdings recht.

Zu (2.170) existiert eine Umkehrformel, die $F(\omega)$ in Abhängigkeit von $f(t)$ darstellt:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.171)$$

$F(\omega)$ wird als *Frequenzfunktion* oder *spektrale Dichte* von $f(t)$ bezeichnet, $|F(\omega)|$ als *Amplitudendichte* von $f(t)$.

Manchmal ist in der Literatur auch für (2.171) die Bezeichnung „Fourier-Integral“ zu finden und (2.170) wird als Umkehrfunktion bezeichnet.

Tabelle 2.3 Korrespondenzen der *Fourier*-Transformation

f(t)	F(ω)
1 für $-T < t < T$ 0 sonst Rechtecksignal	$2 \frac{\sin(\omega T)}{\omega}$
-t für $-T < t < T$ 0 sonst Dreiecksignal	$T \left(\frac{2}{\omega T} \sin \frac{\omega T}{2} \right)^2$
-1 für $-T < t < 0$ 1 für $0 < t < T$ 0 sonst	$-\frac{4j}{\omega} \sin^2 \frac{\omega T}{2}$
$\cos(\omega_0 t)$ für $-T < t < T$ 0 sonst Rechtecksignal $\cdot \cos(\omega_0 t)$	$\frac{\sin T(\omega + \omega_0)}{(\omega + \omega_0)} + \frac{\sin T(\omega - \omega_0)}{(\omega - \omega_0)}$
$e^{-a t }$; $a > 0$	$\frac{2a}{a^2 + \omega^2}$
$-e^{-a t }$; $a < 0$ $e^{-a t }$; $a > 0$	$-j \frac{2\omega}{a^2 + \omega^2}$

Die *Fourier*-Transformation lässt sich nur durchführen, wenn $f(t)$ absolut integrierbar im Definitionsbereich $[-\infty; \infty]$ ist. In der Praxis bedeutet dies: Der durch $f(t)$ beschriebene Zeitverlauf ist *beschränkt* und

- ist außerhalb eines endlichen Intervalls gleich Null, d. h. es handelt sich *um einen einmaligen Impuls*, oder
- $f(t)$ geht für $t \rightarrow \infty$ mindestens wie $e^{-|at|}$, $a > 0$, gegen Null, d. h. $f(t)$ klingt *exponentiell* ab.

Um die komplexe Integration zu vermeiden, wird in der Anwendung der *Fourier*-Transformation häufig auf Korrespondenz-Tabellen zurückgegriffen, die für Zeitfunktionen die dazugehörigen Spektralfunktionen enthalten und umgekehrt. Tabelle 2.3 zeigt einige wichtige Korrespondenzen.

Weitere Korrespondenzen finden sich unter anderem in [Fö 94]. Achtung, die in [Bro 91] aufgeführten Korrespondenzen müssen erst in die im Ingenieurbereich übliche Form umgerechnet werden.

2.5 Begriffe der elektromagnetischen Schirmung

2.5.1 Pegel in dB

Pegelmaße bezeichnen *logarithmierte Verhältnisse* elektrischer oder magnetischer Größen. Vorteile der Anwendung von Pegelmaßen sind

- die Darstellung eines großen Dynamikbereiches mit „handlichen“ Zahlen und
- der Ersatz von Multiplikation und Division durch Summen- bzw. Differenzbildung.

Pegelmaße sind logarithmierte Verhältnisse von Größen und damit dimensionslos. Die Angabe *dB* dient zur Kennzeichnung der Logarithmierung gemäß Gl. (2.172).

2.5.1.1 Relative Pegel

Relative Pegel drücken Verhältnisse elektrotechnischer Größen aus und dienen so zur Charakterisierung von Übertragungsfunktionen aktiver und passiver Komponenten, also z. B. der Dämpfung von Kabeln, dem Gewinn von Antennen etc. Die Definition eines relativen Pegels in dB für Ströme, Spannungen und Feldgrößen lautet:

$$x \text{ [dB]} = 20 \log \frac{X_1}{X_0}, \quad (2.172)$$

wobei X_1/X_2 ein Verhältnis der Beträge von *Feldstärken*, *Spannungen* oder *Ströme* ist und x der Pegel, der dieses Verhältnis beschreibt.

Deutlich wird die Anwendung an einem kleinen Beispiel: Ein HF-Verstärker weist eine Spannungsverstärkung von 25 dB auf. Daraus kann

das Verhältnis der Spannung U_1 am Ausgang des Verstärkers zur Spannung U_0 an seinem Eingang ermittelt werden:

$$25 \text{ dB} = 20 \log \frac{U_1}{U_0} \Rightarrow \frac{U_1}{U_0} = 10^{\frac{25}{20}} = 17,783 \quad (2.173)$$

Für das Verhältnis von *Leistungen* gilt jedoch eine andere Definition: Der relative Leistungspegel in dB wird wie folgt definiert:

$$p \text{ [dB]} = 10 \log \frac{P_1}{P_0} \quad (2.174)$$

Warum diese Ausnahmeregelung für Leistungsverhältnisse? – Betrachten wir zum Beispiel ein HF-Kabel, welches die Spannung um 6 dB dämpft, d. h., die Spannungen U_1 am Anfang und U_0 Ende des Kabels stehen im Verhältnis

$$6 \text{ dB} = 20 \log \frac{U_1}{U_0} \Rightarrow \frac{U_1}{U_0} = 10^{\frac{6}{20}} = 1,995 \approx 2. \quad (2.175)$$

Bei gleichem Verhältnis Strom / Spannung, also bei konstantem Widerstand, gilt für den Strom folglich ebenso

$$\frac{I_1}{I_0} = 1,995 \approx 2. \quad (2.176)$$

Für das Verhältnis der Leistungen gilt dann

$$\frac{P_1}{P_0} = \frac{U_1}{U_0} \cdot \frac{I_1}{I_0} = 1,995^2 \approx 4 \quad (2.177)$$

und mit der Definition (2.174):

$$10 \log \frac{P_1}{P_0} = 6 \text{ dB}, \quad (2.178)$$

also die gleiche Dämpfung in dB, die auch für Strom und Spannung vorausgesetzt war.

Mit der Definition von Pegelmaßen ist also schon berücksichtigt, dass sich die Leistung quadratisch mit Strom oder Spannung (bzw. mit magnetischer und elektrischer Feldstärke) ändert. Beim Addieren und Subtrahieren von Pegeln muss also nicht darauf geachtet werden, ob gerade Leistungen,

Feldstärken, Spannungen oder Ströme betrachtet werden. Vorausgesetzt wird dabei allerdings, dass sich die Bezugsimpedanz nicht ändert.

Tabelle 2.4 Relative Pegel und entsprechende Größenverhältnisse

relativer Pegel [dB]	Verhältnis von Spannungen, Strömen, Feldstärken	Verhältnis von Leistungen
3	1,412	1,995
6	1,995	3,981
10	3,162	10
20	10	100
40	100	10.000
60	1000	1.000.000
80	10.000	100.000.000
100	100.000	10.000.000.000

2.5.1.2 Bezogene Pegel

Relative Pegel beschreiben Verhältnisse von Größen. Oft ist aber die Angabe des Absolutwertes einer Größe gefragt, z. B. die Ausgangsleistung einer Signalquelle oder die Feldstärke an einem bestimmten Punkt des Raumes. Um auch diese Absolutwerte mit Pegelmaßen beschreiben zu können, wird in den Definitionen (2.172) und (2.174) eine feste Bezugsgröße für X_0 bzw. P_0 eingesetzt. Diese Bezugsgröße wird bei der Angabe des bezogenen Pegels als Index angefügt, wie folgende Beispiele verdeutlichen:

- Spannungspegel in $\text{dB}_{\mu\text{V}}$

Bezugsgröße: $U_0 = 1 \mu\text{V}$

Definition: $u [\text{dB}_{\mu\text{V}}] = 20 \log \frac{U}{1 \mu\text{V}}$

Beispiel: $35 \text{ dB}_{\mu\text{V}} = 20 \log \frac{U}{1 \mu\text{V}} \Rightarrow U = 10^{\frac{35}{20}} \cdot 1 \mu\text{V} = 56,23 \mu\text{V}$

- Strompegel in dB_{mA}

Bezugsgröße: $I_0 = 1 \text{ mA}$

Definition: $i [\text{dB}_{\text{mA}}] = 20 \log \frac{I}{1 \text{ mA}}$

Beispiel: $20 \text{ dB}_{\text{mA}} = 20 \log \frac{I}{1 \text{ mA}} \Rightarrow I = 10^{\frac{20}{20}} \cdot 1 \text{ mA} = 10 \text{ mA}$

- elektrischer Feldstärkepegel in $\text{dB}_{\mu\text{V}/\text{m}}$

Bezugsgröße: $E_0 = 1 \mu\text{V}/\text{m}$

Definition: $e [\text{dB}_{\mu\text{V}/\text{m}}] = 20 \log \frac{E}{1 \mu\text{V}/\text{m}}$

Beispiel: $40 \text{ dB}_{\mu\text{V}/\text{m}} = 20 \log \frac{E}{1 \mu\text{V}/\text{m}} \Rightarrow$

$$E = 10^{\frac{40}{20}} \cdot 1 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}} = 100 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$$

„Aus der Reihe tanzt“ auch hier wieder der bezogene Leistungspegel mit der Bezugsgröße 1 mW. Hier wird statt dB_{mW} nur dB_{m} geschrieben:

- Leistungspegel in dB_{m}

Bezugsgröße: $P_0 = 1 \text{ mW}$

Definition: $p [\text{dB}_{\text{m}}] = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}}$

Beispiel: $50 \text{ dB}_{\text{m}} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}} \Rightarrow P = 10^{\frac{50}{10}} \cdot 1 \text{ mW} = 100 \text{ W}$

Der Vorteil beim Rechnen mit relativen und bezogenen Pegelmaßen wird an einer kleinen Aufgabe deutlich, siehe Bild 2.21.

Eine Signalquelle liefert eine Leistung von 0 dBm. Sie ist über ein Kabel mit einer Dämpfung von 2 dB an einen Verstärker angeschlossen. Dieser besitzt eine Verstärkung von 56 dB. Über ein kurzes Kabelstück (Dämpfung 1 dB) ist am Ausgang wiederum eine Last mit einer Maximalleistung von 100 W angeschlossen.

Frage: Kann die Last so ohne Gefahr einer Überlastung betrieben werden ?

Antwort: Die Leistung an der Last beträgt

$$0 \text{ dBm} - 2 \text{ dB} + 56 \text{ dB} - 1 \text{ dB} = 53 \text{ dBm} \quad (2.179)$$

$$\approx 200 \text{ W}$$

Die Last würde also überbeansprucht und möglicherweise zerstört.

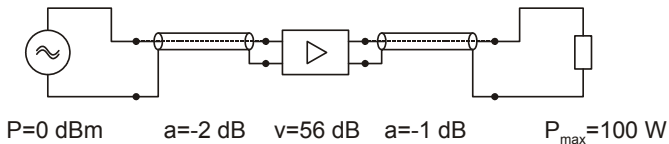


Bild 2.21 Beispiel zum Rechnen mit Pegelmaßen

Mit einem 3-dB Dämpfungsglied kann die Leistung an der Last auf ein zulässiges Maß reduziert werden.

Aber Vorsicht: Besitzt das Dämpfungsglied eine maximale Leistung von beispielsweise 10 W, so muss es zwischen Quelle und Verstärker geschaltet werden. Beim Einfügen zwischen Verstärker und Last wird es zerstört. Dies liegt daran, dass seine Dämpfung mit dem *relativen* Pegel 3 dB bezeichnet wird. Mit anderen Worten, das Dämpfungsglied halbiert die eingespeiste Leistung. Dies führt zu ganz unterschiedlichen *Absolutwerten* seiner Dämpfungsleistung. Am Ausgang der Quelle liegt eine Leistung von nur einem mW an, am Ausgang des Verstärkers jedoch über 200 W! Dementsprechend wird ein an der Signalquelle angeschaltetes Dämpfungsglied nur mit 0,5 mW belastet, am Ausgang des Verstärkers jedoch mit 100 W.

Daher Vorsicht bei relativen Pegelmaßen!

2.5.2 Schirmdämpfung, Schirmfaktor

Wie im ersten Kapitel beschrieben, dient der elektromagnetische Schirm dazu, ein elektromagnetisches Feld innerhalb oder außerhalb eines bestimmten Gebietes zu schwächen, also zu dämpfen. Mit der Charakterisierung elektrischer und magnetischer Felder, die in den vorangegangenen Abschnitten erfolgt ist, sind wir nun in der Lage, Definitionen für die Wirksamkeit, d.h. für die Felddämpfung eines Schirms zu erstellen:

Voraussetzungen:

- Ohne Anwendung eines Schirms herrschen an einem Raumpunkt die magnetische Feldstärke H_0 bzw. die elektrische Feldstärke E_0 .
- Durch den Einsatz eines Schirmes werden diese Feldstärken auf die Werte H_1 bzw. E_1 abgeschwächt, also gedämpft.

2.5.2.1 Schirmfaktor Q

Der *Schirmfaktor* Q ist gleich dem Verhältnis der gedämpften zur ungedämpften Feldstärke, also

$$Q_m = \frac{H_1}{H_0} \quad (2.180)$$

im magnetischen und

$$Q_e = \frac{E_1}{E_0} \quad (2.181)$$

im elektrischen Fall. Da durch den Schirm eine Phasenverschiebung verursacht werden kann, ist Q im Allgemeinen eine komplexe Größe. In der Praxis ist jedoch meist nur ihr Betrag von Interesse.

2.5.2.2 Schirmdämpfung a

Da Dämpfungen elektromagnetischer Größen in der Praxis oft durch Pegelmaße, siehe 2.5.1, beschrieben werden, liegt es nahe, auch die Felddämpfung, die durch einen Schirm verursacht wird, entsprechend zu beschreiben. Die *Schirmdämpfung* ist definiert als

$$a_m = 20 \log \frac{|H_0|}{|H_1|} = 20 \log \left| \frac{1}{Q_m} \right| \quad (2.182)$$

im magnetischen und

$$a_e = 20 \log \frac{|E_0|}{|E_1|} = 20 \log \left| \frac{1}{Q_e} \right| \quad (2.183)$$

im elektrischen Fall. Allgemein wird sie mit a_s bezeichnet.

Wird die *Leistung* einer Welle an einem definierten Bezugswellenwider-

stand betrachtet, definiert man die Schirmdämpfung als

$$a_s = 10 \log \frac{|P_0|}{|P_1|}. \quad (2.184)$$

Die Schirmdämpfung in dB beschreibt, wie immer bei Pegelmaßen, nur das Verhältnis der Beträge. Die Phasengang muss, wenn von Interesse, gesondert betrachtet werden.

Die Definitionen (2.180) bis (2.183) gelten für Feldstärken in einem Raumpunkt. Die Feldverteilung, z. B. in einem Schirmgehäuse, kann jedoch räumlich und mit der Frequenz stark variieren. Daher ist zur Charakterisierung eines räumlich ausgedehnten Schirms nur die Angabe einer *Mindest-Schirmdämpfung* sinnvoll, siehe 5.6.1.

Es ist schwierig, die Schirmdämpfung entsprechend ihrer Definition zu bestimmen, da die Feldstärken ohne und mit Anwesenheit eines Schirmes nicht *gleichzeitig* gemessen werden können. Daher führt man die Feldstärkemessungen meist nacheinander durch, einmal ohne und einmal mit Schirm. Weil der Schirm zwischen Feldursache und Feldmesseinrichtung eingefügt wird, spricht man von einer *Einfügungsdämpfungsmessung*, 5.2. Auf die damit verbundene Problematik wird in 5.6 eingegangen.

2.5.2.3 Reziprozitätsgesetz

Grundsätzlich spielt es für die Schirmdämpfung keine Rolle, ob das Feld im Inneren des Schirms erzeugt wird und der geschwächte Bereich außerhalb des Schirms liegt oder umgekehrt. Diese Eigenschaft elektromagnetischer Schirme, äußere Felder in ihrem Inneren im gleichen Maße zu dämpfen wie Felder aus dem Inneren im Außenraum, wird als *Reziprozitätsgesetz* bezeichnet.

Es gilt aber nur dann exakt, wenn in beiden Fällen die gleiche räumliche Feldverteilung vorliegt, was in der Praxis selten zutrifft. Vor allem die HF-Anpassung von Signalquelle und Sendeantenne hängt davon ab, ob sich letztere im Schirm oder außerhalb befindet. [Durcan 99]

Bei der Kopplung zweier identischer TEM-Zellen, vgl. 5.1.3, gilt das Reziprozitätsgesetz uneingeschränkt.

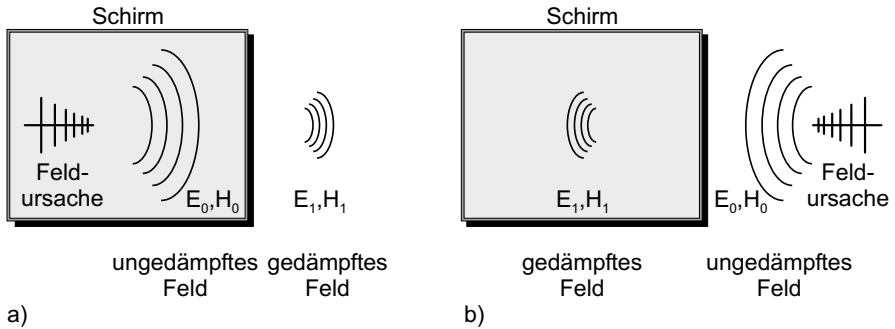


Bild 2.22 Reziprozitätsgesetz: Die von der Feldursache erzeugte Feldstärke E_0 bzw. H_0 wird vom Schirm auf die Werte E_1 bzw. H_1 reduziert, unabhängig davon, ob sich die Feldursache innerhalb oder außerhalb befindet. Die Schirmdämpfung a_e bzw. a_m ist in beiden Fällen gleich.

2.5.3 Verweis auf weitere Begriffe der elektromagnetischen Schirmung

Weitere Begriffe der elektromagnetischen Schirmung werden im Theoriekapitel ausführlich behandelt.

Dazu gehört die *Wirbelstromkonstante* k_w , siehe dazu 3.1.3.1

Auf die *Eindringtiefe*, auch *äquivalente Leitschichtdicke* genannt, wird ausführlich im Abschnitt 3.1.3.2, eingegangen.

2.5.4 Begriffe der Kabelschirmung

Die Begriffe zur Beschreibung von Kabelschirmen sind im Abschnitt 3.3 „Theorie der Kabelschirmung“ ausführlich erläutert, weshalb an dieser Stelle lediglich auf die entsprechenden Abschnitte verwiesen werden soll:

Zur *Kopplungsimpedanz* siehe Abschnitt 3.3.1.

Zur *Kopplungsadmittanz* siehe Abschnitt 3.3.2.

Zur *Kopplungsdämpfung* siehe Abschnitt 3.3.3.

3 Theorie der elektromagnetischen Schirmung

3.1 Feldtypen und deren Abschirmmechanismen

Elektrische, magnetische oder elektromagnetische Felder besitzen je nach ihrer Frequenz unterschiedliche Eigenschaften, die eine Einteilung der Felderscheinungen in verschiedene Feldtypen erlauben [Schw 98].

So können beispielsweise nur zeitlich veränderliche Magnetfelder ($f > 0$) elektrische Felder induzieren. Beim magnetischen Gleichfeld gibt es keine Induktionswirkung, siehe 2.2.3. Dies ist bereits ein wesentliches Merkmal zur Klassifizierung elektromagnetischer Felder.

Bei sehr hoher Frequenz kommt es zur Wellenausbreitung: Elektrisches und magnetisches Feld treten nur noch gekoppelt auf und breiten sich mit Lichtgeschwindigkeit im Raum aus. Auch hier ist die Frequenz bzw. die Wellenlänge im Bezug zu den Abmessungen der betrachteten Anordnung das entscheidende Kriterium zur Einteilung der Felder. Entsprechend können Ausbreitungserscheinungen vernachlässigt werden oder auch nicht.

Wenn uns die Frequenz des zu schirmenden Feldes nicht bekannt ist, weil es sich um einen nicht-sinusförmigen oder gar unperiodischen Zeitverlauf handelt, müssen wir auf das Mittel der Fourier-Reihenentwicklung oder der Fourier-Transformation, siehe 2.4, zurück greifen.

Je nach Zuordnung des zu schirmenden Feldes zu einem bestimmten Feldtyp müssen bestimmte Schirmungsmechanismen angewandt werden, bei denen man sich dessen typische Eigenschaften zur Felddämpfung zu Nutze macht. Die verschiedenen Feldtypen und ihre Schirmungsmechanismen werden in den nächsten Abschnitten vorgestellt. Mit ihrer Kenntnis können reale Schirme dimensioniert und konstruiert werden.

Tabelle 3.1 Übersicht über Feldtypen, deren Abschirmmechanismen, sowie Verweis auf die entsprechenden Abschnitte. d = maximale Abmessung des Schirms.

	Elektrostatishes Feld	Magneto- statisches Feld	Quasistationäres elektromagneti- sches Feld	Elektromagneti- sches Wellenfeld
Frequenz [Hz]	0	0	$f < c_0/d$	$f > c_0/d$
charakteristisches Merkmal	Keine Induktion, einfache Schir- mung mit Fara- day-Käfig	Keine Induktion, Schirmung nur durch hochperme- able Hülle	Induktion → Skineneffekt, keine Wellenausbrei- tung	Induktion → Skineneffekt, Wellenausbrei- tung
Schirmungsme- chanismen	Hochpermittiver elektrostatisher Schirm 3.1.1.2	Hochpermeabler magnetostatischer Schirm 3.1.2.1	elektro- dynamischer Schirm 3.1.3	elektro- dynamischer Schirm / Absorp- tion, Reflexion, Transmission 3.1.3, 3.1.4
	<i>Faraday</i> 'scher Käfig 3.1.1.1	aktiver magneti- scher Schirm 3.1.2.2		
Rechenverfahren und Rechenbei- spiele	Hohlzylinder 3.1.1.2	Hohlzylinder 3.1.2.1	Plattenschirm 3.1.3.3	Plattenschirm mit Impedanzkonzept 3.1.4.1
		Aktiver Schirm aus zwei Rech- eckspulen 3.1.2.2	Hohlzylinder 3.1.3.3	Hohlzylinder 3.1.4.2
			Hohlkugel 3.1.3.3	Hohlleiter 3.1.4.3
				Hohlraum- resonator 3.1.4.4
Praktische Um- setzung	Materialien 4.1	Materialien 4.1.1 Komponenten 4.4.7	Materialien 4.1.2 Komponenten 4.2 Gehäuse 4.3 Räume 4.4 Kabel 4.5	Materialien 4.1.2 Komponenten 4.2 Gehäuse 4.3 Räume 4.4 Kabel 4.5

3.1.1 Das elektrostatische Feld – der elektrostatische Schirm

Zur Schaffung elektrostatischer Schirme lassen sich zwei unterschiedliche physikalische Prinzipien heranziehen:

3.1.1.1 Faraday-Käfig

Beim elektrostatischen Feld findet keine zeitliche Änderung statt. Ursache des elektrostatischen Feldes sind meist getrennte Ladungen, siehe 2.2.1.

Übrigens: Auch durch Induktion lässt sich für einen begrenzten Zeitraum ein *statisches* E-Feld erzeugen: Das elektrische Feld ist ja proportional zur zeitlichen Ableitung des magnetischen Flusses, (2.55), so dass bei einem *linear* ansteigenden oder abnehmenden magnetischen Fluss ein statisches elektrisches Feld erzeugt wird. Diese lineare Änderung findet allerdings früher oder später ihre physikalischen Grenzen.

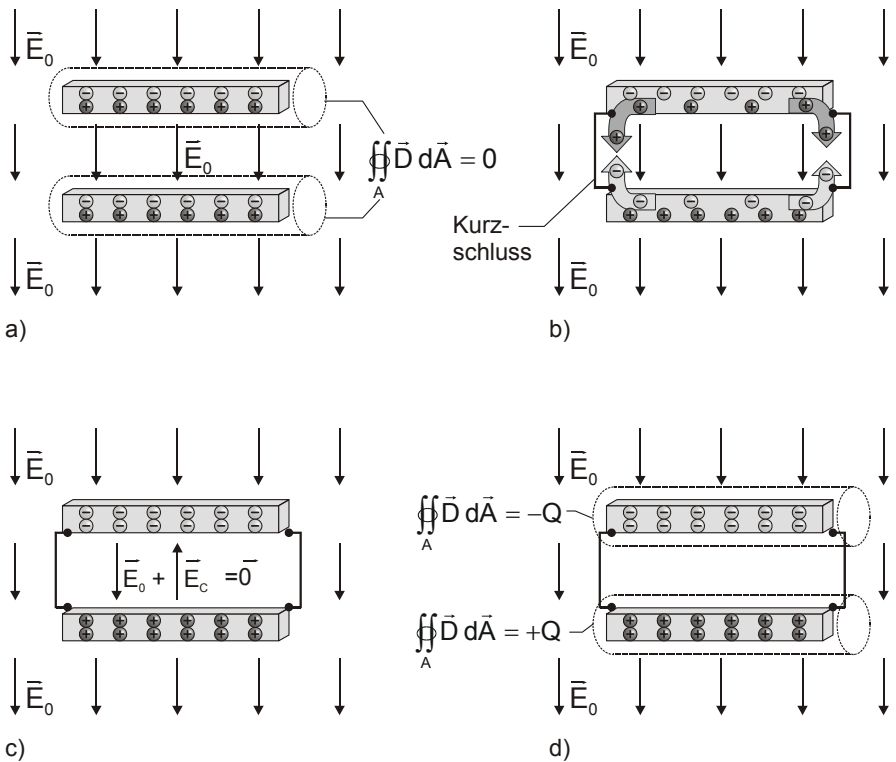


Bild 3.1 Zwei kurzgeschlossene, leitfähige Platten als *Faraday'scher Käfig*.

Gehen wir vom Vorliegen eines dauerhaften elektrischen Gleichfeldes E_0 aus, Bild 3.1.

Beim Einbringen von zwei leitfähigen Platten in das Feld werden auf der jeweiligen Plattenoberseite bzw. -unterseite Ladungen induziert. Das bedeutet, aufgrund des Feldes wandern innerhalb der leitfähigen Platten die negativen Ladungsträger auf die eine Plattenseite, die positiven Ladungsträger auf die gegenüberliegende, Bild 3.1 a). Dies geschieht auf beiden Platten unabhängig von einander. Diese Verschiebung von Ladungen hat allerdings (bei Vernachlässigung der Plattendicke) noch keinen Einfluss auf das gesamte Feld. Die getrennten Ladungen heben sich - aufgrund ihres geringen Abstands - in ihrer Feldwirkung auf (solange man nicht die Feldverteilung innerhalb der Platten betrachtet).

Nun werden die beiden Platten mit einem elektrischen Leiter verbunden, also kurzgeschlossen, Bild 3.1 b). Durch die äußere Feldstärke E_0 wandern die Ladungen von einer Platte auf die andere. Dies geschieht so lange, bis zwischen den Platten kein elektrisches Feld mehr herrscht, das Ladungen zum Übertritt auf die gegenüberliegende Platte motivieren könnte. Als Ergebnis gleichen sich die Ladungen auf den Platten derart aus, dass die Überlagerung des Feldes dieser Ladungen mit dem äußeren Feld in der Summe Null ergibt, Bild 3.1 c). Mit anderen Worten, das Volumen zwischen den Platten ist feldfrei, Bild 3.1 d).

Das Funktionsprinzip des *Faraday'schen Käfigs*: Ausgleich von Ladungsträgern in elektrisch leitfähigen Gebilden.

Diese Anordnung, bestehend aus leitfähigen Elementen, die untereinander leitfähig verbunden sind, ist die einfachste und wohl bekannteste Art eines elektromagnetischen Schirms: Er wird *Faraday'scher Käfig* (engl. *Faraday cage*) genannt.

Michael *Faraday* (1791 - 1867) wuchs in London in ärmlichen Verhältnissen auf. Trotz unzureichender Schulbildung gelang es ihm aufgrund seiner Auffassungsgabe, seines Wissensdurstes und seines Eifers zum Assistenten des bedeutenden Naturforschers Sir Humphrey Davy aufzusteigen und ihn auf seinen Reisen zu begleiten, wo er Persönlichkeiten wie Napoleon, Ampère, Volta und Alexander von Humboldt kennen lernte. Davy und Faraday erzielten Erfolge bei der Herstellung rostfreien Stahls und bei der Herstellung optischer Gläser mit hohem Brechungsindex. Insbesondere wand sich Faraday aber dem Gebiet des Elektromagnetismus zu; zum ersten Mal in der Geschichte der Menschheit schuf er eine Anordnung, bei der ein Magnet durch

elektrischen Strom in Rotation versetzt wurde: Der Beweis, dass mit Elektrizität Arbeit verrichtet werden kann. Auch den Induktionseffekt wies er durch einfache Experimente nach. Der Faraday'sche Käfig trägt seinen Namen. Er sollte nicht verwechselt werden mit dem Faraday-Effekt, einer weiteren Entdeckung Faradays, nämlich dass Licht unter dem Einfluss eines magnetischen Feldes seine Polarisationsrichtung ändert. Neben zahlreichen Entdeckungen auf dem Gebiet des Elektromagnetismus arbeitete Faraday aber auch an Themen, die wir heute den Gebieten Physik oder Chemie zuordnen würden, wie die Gasverflüssigung oder die Elektrolyse. Faraday, der Davys Nachfolger an der „Royal Institution“ geworden war, ersann unermüdlich neue Experimente, die er aufgrund seiner hervorragenden rhetorischen Fähigkeiten einem großen Zuhörerkeis verständlich machen konnte. Jedoch blieb es ihm versagt, seine grundlegenden Entdeckungen auch in mathematischer Form zu beschreiben - dies blieb Maxwell vorbehalten.

Der ideale *Faraday'sche* Käfig besteht aus ideal leitfähigem Material. Im idealen elektrischen Leiter ist die elektrische Feldstärke gleich Null. Wegen der Stetigkeitsbedingung der Tangentialkomponenten, Gleichung (2.24), muss auch die tangentiale elektrische Feldstärke im Schirminneren gleich Null sein. Es gilt daher für zwei beliebige Punkte A, B auf der Schirminnenseite

$$U_{AB} = \int_B^A \vec{E} d\vec{s} = 0, \quad (3.1)$$

wobei der Integrationsweg AB längs der Schirmwand führt. Mit anderen Worten: Alle Punkte auf der Schirminnenseite besitzen das gleiche Potential. Daraus folgt, dass innerhalb einer geschlossenen, leitfähigen, raumladungsfreien Hülle kein elektrisches Feld herrscht. Das Volumen ist feldfrei.

Der Faraday'sche Käfig darf ruhig „Löcher“ aufweisen und besitzt dennoch seine schirmende Wirkung. Im betrachteten Fall – homogenes Feld, zwei Kondensatorplatten senkrecht zum Feld – reicht sogar ein einfacher Kurzschluss aus, um den Raum zwischen den Platten völlig feldfrei werden zu lassen.

Wenn das äußere Feld allerdings nicht homogen ist, muss ein „dichter“ Käfig zur Schirmung geschaffen werden. Dies veranschaulicht Bild 3.2. Beim größeren Gitterabstand kann das inhomogene E-Feld ins Innere des Käfigs eindringen, schraffierte Fläche in Bild 3.2 a). Bei geringerem Gitterabstand wird dieses Eindringen reduziert, Bild 3.2 b).

In einer vollständig geschlossenen, leitfähigen Hülle existiert das äußere elektrische Feld nicht mehr. Deshalb geht die elektrische Schirmdämpfung gegen unendlich, solange der elektrische Widerstand des Schirmmaterials gegen Null geht. Eine Berechnung der Schirmdämpfung eines Faraday'schen Käfigs ist im Allgemeinen bei statischen und langsamveränderlichen Feldern nicht erforderlich. Bei einer sehr stark perforierten Struktur und einem stark inhomogenen Feld kann die Schirmdämpfung unter Zuhilfenahme klassischer Feldberechnungsverfahren ermittelt werden.

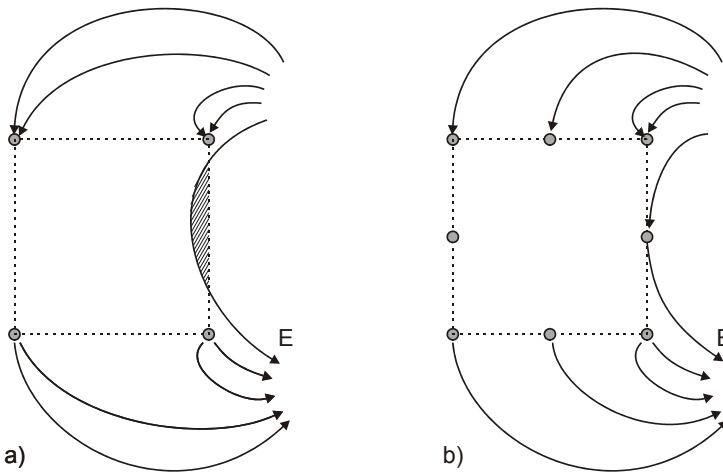


Bild 3.2 Zwei Faraday'sche Käfige, bestehend a) aus 4 und b) aus 8 Gitterstäben. Die Gitterstäbe sind vor und hinter der Zeichnungsebene leitfähig miteinander verbunden.

Der Schirmmechanismus des Faraday'schen Käfigs funktioniert nicht nur beim elektrostatischen Feld, sondern prinzipiell unabhängig von der Frequenz, also auch noch für $f \rightarrow$ unendlich. Allerdings ist bei hoher Frequenz das elektrische Feld stets mit einem magnetischen Feld gekoppelt. Dieses magnetische Feld kann in den Faraday-Käfig einkoppeln und dort wiederum elektrische Felder induzieren, bei Wellenlängen in der Größenordnung der Abmessungen des Faraday'schen Käfigs auch Hohlraumresonanzen auslösen. Die Einkopplung des Magnetfeldes ist dann der wirksame Kopplmechanismus, der auch zur Reduzierung der elektrischen Schirmdämpfung führt, 3.1.3 und 3.1.4.

Des Weiteren erlauben Inhomogenitäten im Schirm (Löcher, Bereiche mit

geringerer Leitfähigkeit) bei zunehmender Frequenz den Durchgriff des magnetischen und elektrischen Feldes (Koppelkapazitäten, Koppelinduktivitäten). Deshalb muss der Faraday-Käfig umso engmaschiger ausgeführt werden, je kürzer die Wellenlänge des äußeren Feldes ist. Auch hier sei auf die Betrachtung des elektrodynamischen Schirms in Abschnitt 3.1.3 verwiesen.

3.1.1.2 Hochpermittiver elektrostatischer (dielektrischer) Schirm

Ein weiteres Prinzip, das zur Schirmung elektrostatischer Felder angewandt werden kann, ist die Brechung elektrischer Feldlinien an Grenzflächen, 2.1.6. Eine elektrische Feldlinie wird beim Übergang von einem Material mit geringer Dielektrizitätszahl zu einem Material mit hoher Dielektrizitätszahl zur Grenzfläche hin „umgebogen“. Dies muss der Fall sein, damit die Gleichungen (2.22) und (2.24) erfüllt sind. Der elektrische Fluss wird in der Schirmwand gebündelt. Damit wird die Feldstärke im Inneren des Schirms reduziert, was durch den größeren Feldlinienabstand in Bild 3.3 veranschaulicht wird.

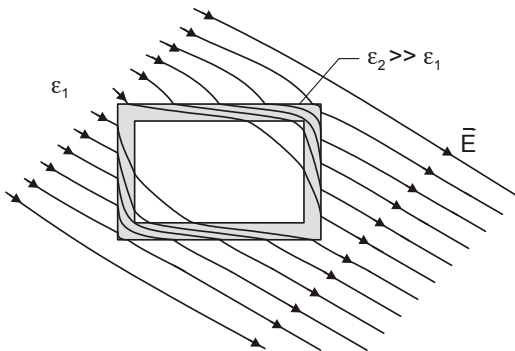


Bild 3.3 Dielektrischer Schirm, bestehend aus einer dickwandigen Hülle mit hoher Dielektrizitätszahl (Permittivität)

Das Funktionsprinzip des hochpermittiven elektrostatischen Schirms: Brechung von elektrischen Feldlinien an der Grenzfläche von Materialien mit unterschiedlichem ϵ_r .

Im Vorgriff auf 3.1.3 lässt sich die Schirmdämpfung eines dickwandigen Kugelschirms berechnen, indem man in der Gleichung (3.112) die Frequenz (und damit k_w) gegen Null gehen lässt. Unter Ausnützung der Ana-

logie der Gleichungen (2.24) und (2.25) bzw. (2.26) und (2.27) setzt man elektrische statt magnetischer Größen ein. Man erhält so die elektrische Schirmdämpfung eines Kugelschirmes mit einer Dielektrizitätszahl ϵ_r , Innendurchmesser D und Wandstärke d :

$$a_s = 20 \log \left(1 + \frac{4}{3} \epsilon_r \frac{d}{D} \right). \quad (3.2)$$

Wie Kaden gezeigt hat, liegt der Fehler den man begeht, wenn man reale Schirmgeometrien durch unterschiedliche idealisierte Schirme z. B. den Kugelschirm ersetzt, maximal bei einem Faktor 3, also bei etwa 10 dB. Man kann also Gleichung (3.2) durchaus zur Berechnung der Schirmdämpfung von quaderförmigen Schirmen heranziehen.

Ein dielektrischer Schirm muss dicke Wände aus einem Material mit hoher Permittivität besitzen, um eine nennenswerte Schirmdämpfung zu erreichen. Mineralische Baustoffe besitzen relative Dielektrizitätszahlen zwischen 4 und 50. Daher wirken Bauwerke als dielektrische Schirme und besitzen somit eine geringe Schirmdämpfung. Im elektrostatischen Fall ist diese allerdings der Schirmwirkung einer Stahlarmierung oder eines geerdeten Blechdachs weit unterlegen.

Für technische Schirme (Schirmgehäuse, geschirmte Räume, Kraftfahrzeug- und Luftfahrzeugrümpfe etc.) gilt: Die Schirmdämpfung dielektrischer Schirme ist bei gleichem Aufwand um Größenordnungen geringer als die eines *Faraday*'schen Käfig. Daher wird im Normalfall die Schirmung elektrischer Felder stets nach dem Prinzip des *Faraday*'schen Käfigs erfolgen, zumal dann ein riesiger Vorteil genutzt werden kann: Eine leitfähige Hülle wirkt gleichzeitig als elektrodynamischer Schirm und verringert magnetische Wechselfelder, wie im Abschnitt 3.1.3 gezeigt wird.

3.1.2 Das magnetostatische Feld – der magnetostatische Schirm

3.1.2.1 Hochpermeabler magnetostatischer (dimagnetischer) Schirm

Das im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte Prinzip eines hochpermittiven elektrostatischen Schirms lässt sich in vollkommener Analogie auch auf die Schirmung magnetostatischer Felder übertragen. Betrachten wir die

Gleichungen (2.20) bis (2.27), so fällt auf, dass elektrisches und magnetisches Feld an Materialgrenzen gleichartigen Gesetzen gehorchen. Bei einem dickwandigen Schirm mit hoher Permeabilität lässt sich der magnetische Fluss in der Schirmwand bündeln. Dies kann veranschaulicht werden, wenn man in Bild 3.3. E durch H und ϵ durch μ ersetzt. Man erhält die Schirmdämpfung eines dickwandigen Kugelschirmes im Vorgriff auf 3.1.3, indem man in der Gleichung (3.112) die Frequenz (und damit k_w) gegen Null gehen lässt:

$$a_s = 20 \log \left(1 + \frac{4}{3} \mu_r \frac{d}{D} \right) \quad (3.3)$$

Bekannt ist dem Elektrotechniker der Effekt der Bündelung des magnetischen Flusses auch bei der Dimensionierung von Eisenkreisen in Transformatoren und anderen elektrischen Maschinen. Dort wird genau das gleiche Prinzip angewendet: Der magnetische Fluss wird im Wicklungskern aus Weicheisen, also einem Material mit sehr hoher Permeabilität geführt. Man spricht hier vom Hauptfluss, im Gegensatz zum Streufluss, der sich außerhalb des Kernes in der Luft befindet.

Das Funktionsprinzip des hochpermeablen magnetostatischen Schirms: Brechung von magnetischen Feldlinien an der Grenzfläche von Materialien mit unterschiedlichem μ_r .

Der hochpermeable magnetostatische Schirm besitzt jedoch im Vergleich zum dielektrischen Schirm eine wesentlich größere Bedeutung: Zur Schirmung magnetischer Gleichfelder gibt es keinen physikalischen Effekt, der dem *Faraday*'schen Käfig entspricht. Dies liegt daran, dass es keine magnetischen Quellen gibt, deren Verschiebung ein vorliegendes Magnetfeld kompensieren könnte.

Zur Anwendung kommt der diamagnetische Schirm ebenfalls bei Bauwerken, darüber hinaus jedoch bei technischen Schirmhüllen, die aus hochpermeablem Material angefertigt werden. Die Anzahl hochpermeabler Werkstoffe ist wesentlich höher als die hochpermittiver: Ebenso sind die maximal erreichbaren, relativen Permeabilitätszahlen sind um Größenordnungen höher als die erreichbaren Dielektrizitätszahlen. Dies macht die Anwendung hochpermeabler Schirme eher wirtschaftlich. Insbesondere weichmagnetische Werkstoffe weisen sehr hohe Permeabilitäten auf, siehe 4.1.1. Oft angeführt wird in diesem Zusammenhang das Schirmmaterial

Mumetall[®], eine Eisenlegierung mit sehr hoher Permeabilität. Zu bedenken ist bei der Dimensionierung neben der Permeabilität in jedem Fall die Sättigung, das Hystereseverhalten und die Eigenschaften des Materials bei zunehmender Frequenz. Ausführlich behandelt wird die praktische Umsetzung im Kapitel 3.3.4.

Der Mechanismus des dimagnetischen Schirms wirkt auch bei veränderlichen Magnetfeldern; mit zunehmender Frequenz nimmt jedoch die Polarisierbarkeit der Materie und somit die Permeabilität ab, die maximal erreichbare Schirmdämpfung wird geringer.

Aufgrund des hohen Aufwandes und der vergleichsweise geringen Effizienz hochpermeabler Schirme stellt sich die Frage nach Alternativen. Bei der Schirmung statischer Felder kommt hier lediglich der im nächsten Abschnitt beschriebene aktive magnetostatische Schirm in Frage. Sobald es sich aber um ein veränderliches Magnetfeld (z. B. bei der energietechnischen Frequenz 50 Hz) handelt, bietet sich der elektrodynamische Schirm an der in Abschnitt 3.1.3 beschrieben wird.

Bei Verwendung von sowohl leitfähigen als auch hochpermeablen Materialien können die Wirkungsweisen beider Schirmmechanismen miteinander kombiniert werden.

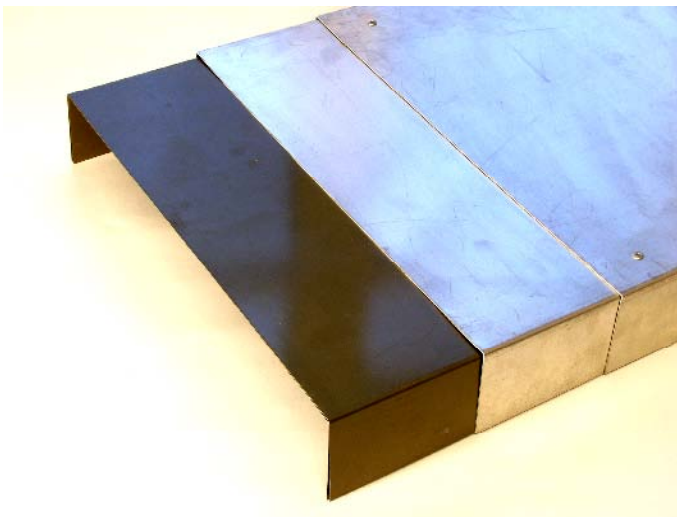


Bild 3.4 Hochpermeable Bleche zur Schirmung von Kabeltrassen, siehe Bild 4.61.

3.1.2.2 Aktiver magnetostatischer Schirm

Ein anderes Funktionsprinzip, das auch bei magnetischen Gleichfeldern wirkt, ist ein *aktiver Schirm*.

Das Funktionsprinzip des aktiven magnetostatischen Schirms: Felddauslöschung durch Erzeugung eines entgegengesetzt wirkenden Magnetfelds.

Durch Erzeugung eines Gegenfeldes mit einer stromdurchflossenen Spule wird innerhalb eines bestimmten Bereichs das störende Magnetfeld verringert, Bild 3.5.

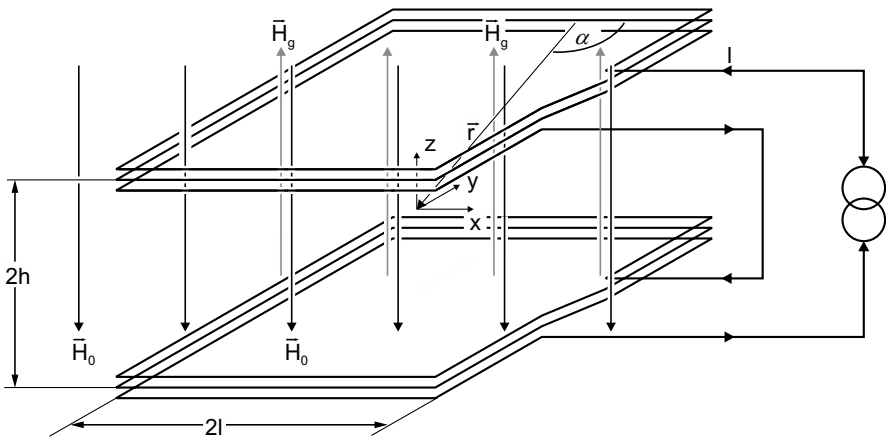


Bild 3.5 Prinzip eines aktiven Schirms: Eine Helmholtzspulen-Anordnung erzeugt ein Gegenfeld, das dem äußeren Feld entgegenwirkt. Idealerweise löschen sich beide Felder innerhalb der Spule aus.

Um das äußere Feld \vec{H}_0 zu kompensieren, ist ein Gegenfeld \vec{H}_g nötig. Dieses wird von der Helmholtzspulen-Anordnung nach Bild 3.5 in Abhängigkeit vom Strom I erzeugt. \vec{H}_g soll für den Mittelpunkt der Anordnung berechnet werden. Dazu nehmen wir das Gesetz von *Biot-Savart* zu Hilfe. Es beschreibt das Magnetfeld, das von einem Leiter hervorgerufen wird und kann aus dem Durchflutungsgesetz hergeleitet werden. Wenn die Stromverteilung innerhalb des Leiters vernachlässigt, also ein fadenartiger Stromfluss angenommen wird, lautet es:

$$d\vec{H} = I \frac{d\vec{s} \times \vec{r}}{4\pi r^2}, \quad (3.4)$$

wobei

- $d\vec{s}$ ein infinitesimales Stromfadenelement,
- $d\vec{H}$ der von ihm erzeugte Beitrag zum Magnetfeld und
- \vec{r} der Ortsvektor des Aufpunkts, an dem H ermittelt werden soll,

sind.

Diese Vektoren sind in Bild 3.6 dargestellt.

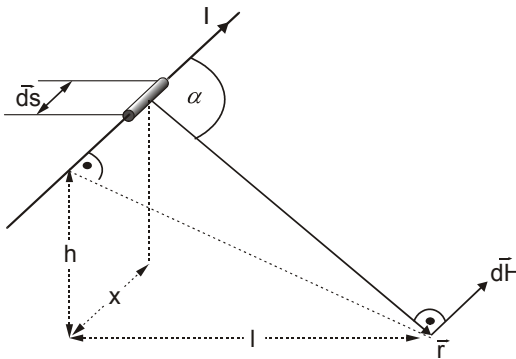


Bild 3.6 Darstellung der Geometrie bei der Anwendung des *Biot-Savart*'schen Gesetzes

Zunächst betrachten wir Leiterelemente in x -Richtung. Da wir das Magnetfeld im Mittelpunkt der Spule berechnen wollen, können wir den Vektor \vec{r} , wie in Bild 3.6 eingezeichnet, durch die Spulenabmessungen l und h , sowie der Position x auf dem Leiter beschreiben. \vec{r} zeigt in diesem Fall zum Mittelpunkt der Spule, der gleichzeitig der Ursprung des Koordinatensystems ist. Es lassen sich folgende Beziehungen aus der Geometrie ablesen:

$$\vec{r} = \begin{pmatrix} -x \\ -l \\ -h \end{pmatrix} \tag{3.5}$$

$$|\vec{r}| = r = \sqrt{x^2 + l^2 + h^2} \tag{3.6}$$

$$d\vec{s} = \begin{pmatrix} dx \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Daraus folgt

$$d\vec{s} \times \vec{r} = \begin{pmatrix} dx \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} -x \\ -l \\ -h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ h dx \\ -l dx \end{pmatrix}, \text{ bzw.} \quad (3.8)$$

$$d\vec{H} = \frac{I}{4\pi} \frac{1}{(x^2 + l^2 + h^2)} \begin{pmatrix} 0 \\ h dx \\ -l dx \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Aus Symmetriegründen kann die von einer Spulenwindung erzeugte magnetische Feldstärke im Mittelpunkt der Anordnung nur eine z-Komponente besitzen. Die x- und y-Komponenten gegenüberliegender Spulenseiten löschen sich aus.

Es gilt

$$dH_z = \frac{-I}{4\pi} \frac{1}{(x^2 + l^2 + h^2)} dx. \quad (3.10)$$

Da jede Windung insgesamt 8 Windungsabschnitte der Länge l besitzt, muss zur Ermittlung der gesamten Feldstärke, die diese Windung hervorruft, der Ausdruck (3.6) über $0 \leq x \leq l$ integriert und mit dem Faktor 8 versehen werden:

$$\begin{aligned} H_z &= 8 \int_0^l \frac{-I}{4\pi} \frac{1}{(x^2 + l^2 + h^2)} dx = -2 \frac{-I}{\pi} \frac{1}{(x^2 + l^2 + h^2)} dx \\ &= 2 \frac{-I}{\pi} \frac{1}{\sqrt{l^2 + h^2}} \arctan \frac{x}{\sqrt{l^2 + h^2}} \Big|_0^l \\ &= 2 \frac{-I}{\pi} \frac{1}{\sqrt{l^2 + h^2}} \arctan \frac{l}{\sqrt{l^2 + h^2}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Gleichung (3.11) liefert den Beitrag einer Spulenwindung zum Magnetfeld in der Mitte der Helmholtzspule. Für das Magnetfeld des Helmholtzspulenpaares muss dieser Wert noch mit 2 multipliziert werden (obere und

untere Teilspule). Außerdem geht noch die Windungszahl n als Faktor ein.

Wir erhalten also

$$H_z = -4 \frac{In}{\pi} \frac{1}{\sqrt{l^2 + h^2}} \arctan \frac{1}{\sqrt{l^2 + h^2}} . \quad (3.12)$$

Das Magnetfeld der Helmholtzspulenordnung ist weitgehend homogen. Wenn dies für das äußere Magnetfeld ebenfalls gilt, kann durch Überlagerung die Feldstärke innerhalb der Spule entsprechend reduziert werden. Um in der Praxis den Strom I geeignet einzustellen, ist entweder eine Regelung oder eine Kopplung an die äußere störende Feldursache (z. B. Transformator) erforderlich.

Die Verwendung der aktiven magnetischen Schirmung bietet sich bei Gleichfeldern und bei Feldern mit energietechnischer Frequenz an. Schwierigkeiten ergeben sich aber bei der Einhaltung der EMV-Grenzwerte, denn außerhalb des aktiv geschirmten Bereichs können sich je nach Spulenordnung und Verlauf des äußeren Magnetfelds höhere Feldstärken ergeben.

Effektiver als die Verwendung magnetostatischer Schirme ist für höhere Frequenzen der Einsatz eines *elektrodynamischen* Schirmes. Sein Funktionsprinzip wird in den nächsten Abschnitten eingehend beschrieben.

3.1.3 Das quasistationäre elektromagnetische Feld – der elektrodynamische Schirm

Wie im vorangegangenen Abschnitt gezeigt, bringt die Schirmung magnetostatischer Gleichfelder einen hohen konstruktiven Aufwand mit sich. Im Vergleich dazu ist die Effektivität, d. h. die maximal erreichbare Schirmdämpfung, gering. Dies gilt vor allem im Vergleich zum elektrischen Feld, das sich mit einem *Faraday'schen* Käfig einfach und hocheffizient schirmen lässt.

Glücklicherweise ist jedoch die Schirmung von magnetischen Gleichfeldern eher die Ausnahme. Meist liegen veränderliche Felder vor. Diese sind in der Lage, elektrische Felder zu induzieren, beschrieben durch das Induktionsgesetz, siehe 2.2.3. Diesen günstigen Umstand können wir uns, zusammen mit dem Durchflutungsgesetz, zur Schaffung eines effektiveren Schirmes zu Nutze machen.

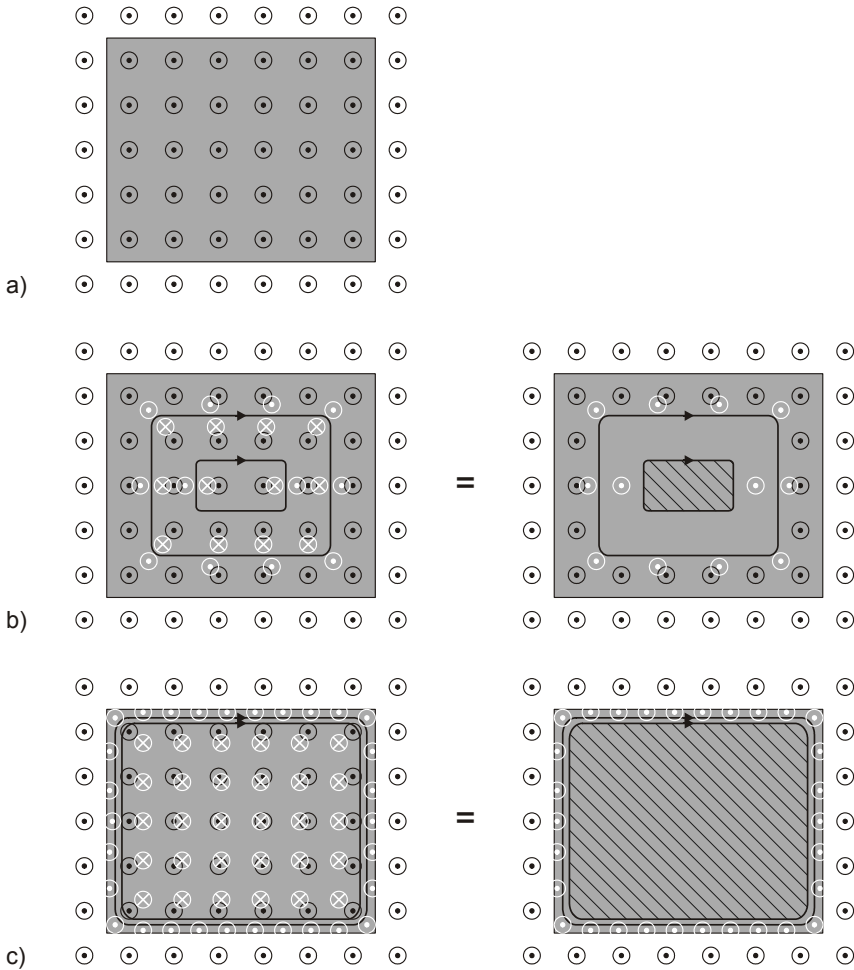


Bild 3.7 Ein elektrisch leitfähiger Block im quasistationären Magnetfeld mit von a) nach c) zunehmender Frequenz. In den Abbildungen links ist äußeres Magnetfeld (schwarz) und Rückwirkungsfeld (weiß) dargestellt, in den Abbildungen rechts die Überlagerung, also das resultierende Feld.

Betrachten wir einen massiven Block aus elektrisch leitfähigem Material mit Permeabilitätszahl 1. Er befindet sich in einem quasistationären Magnetfeld. Bei der Frequenz $f=0$ wird der Block gleichmäßig vom Magnetfeld durchdrungen, eine Schirmung findet nicht statt, Bild 3.7 a). Was passiert mit zunehmender Frequenz? Nach dem Induktionsgesetz wird innerhalb des Blocks um die magnetischen Flusslinien herum ein wirbelförmiges elektrisches Feld induziert. Da der Block leitfähig ist, treibt dieses

elektrische Feld konzentrische, ringförmige Ströme durch den Block, so genannte *Wirbelströme*, engl. *eddy currents*. Diese Wirbelströme fließen umso besser, je höher die Frequenz des Magnetfeldes und die Leitfähigkeit des Blocks ist. Die Wirbelströme müssen nach dem Durchflutungsgesetz ein Magnetfeld erzeugen, das so genannte *Rückwirkungsfeld*. Es ist im Inneren der Wirbel dem äußeren Magnetfeld entgegen gerichtet und schwächt es ab. Das ist die Wirkungsweise des elektrodynamischen Schirms.

Da im Mittelpunkt des Blocks alle Stromwirbel einen Beitrag zum Rückwirkungsfeld liefern, ist dieser Punkt schon bei niedriger Frequenz feldfrei, d. h. äußeres Feld und Rückwirkungsfeld heben sich auf, Bild 3.7 b).

Außerhalb der Stromwirbel überlagert sich das Rückwirkungsfeld konstruktiv. Mit ansteigender Frequenz wirkt die Induktion stärker, denn die Änderung des magnetischen Flusses wird größer. Schon eine geringere vom Magnetfeld durchsetzte Fläche reicht aus, um ausreichende Wirbelströme zu erzeugen. Da im Zentrum des Blocks kein magnetischer Wechselstrom mehr vorherrscht, werden dort keine Wirbelströme mehr induziert, umso mehr jedoch weiter außen. Die Stromdichte nimmt zum Rand des Blocks hin immer mehr zu, ebenso die magnetische Feldstärke, die sich aus äußerem Feld und Rückwirkungsfeld zusammensetzt. Dieser Vorgang wird *Stromverdrängung* genannt. Bei ausreichend hoher Frequenz fließt der Strom nur noch auf der Außenhaut des Blocks, weshalb man auch vom *Skinneffekt* (engl. *skin*: Haut) spricht, Bild 3.7 c). Da das Innere des Blocks strom- und feldfrei ist, können wir in diesem Gedankenexperiment den Block auch aushöhlen, ohne dass dies an den Verhältnissen etwas ändert: Schraffierte Fläche in Bild 3.7 c). Die so entstandene leitfähige geschlossene Hülle ist der Prototyp des *elektrodynamischen Schirms*.

Da sie eine möglichst hohe Leitfähigkeit besitzen muss, wirkt sie nicht nur als Schirm für magnetische Wechselfelder, sondern zugleich auch als *Faraday'scher Käfig*. Eine ideal leitfähige Hülle ohne Öffnungen schirmt elektrische und magnetische Wechselfelder sowie elektrische Gleichfelder.

Funktionsprinzip des elektrodynamischen Schirms: Das zu schirmende magnetische Wechselfeld induziert im leitfähigen Schirm Wirbelströme, die ihrerseits ein magnetisches Gegenfeld erzeugen. Zusätzlich wirkt der Schirm als *Faraday'scher Käfig*.

3.1.3.1 Wirbelströme als Voraussetzung für die Schirmung quasistationärer Magnetfelder

Bei elektrischen Maschinen (Motoren, Transformatoren usw.) sind Wirbelströme unerwünscht. Sie erzeugen im Eisenkern *Ohm*'sche Verluste und senken somit den Wirkungsgrad dieser Maschinen. Man begegnet dem Auftreten von Wirbelströmen durch den Einsatz von geblechten Eisenkernen. Diese Eisenkerne bestehen aus voneinander isolierten Blechlagen. Zwischen den Blechen können keine Ströme fließen und somit werden die Verluste verringert.

Beim elektromagnetischen Schirm jedoch ist das Auftreten von Wirbelströmen unerlässlich für seine Funktion.

Wirbelströme sind unsere Freunde!

Der Titel des wichtigsten Buchs über elektromagnetische Schirmung lautet daher auch „Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik“ von Heinrich *Kaden*.

„Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik“ erschien 1959 als zweite Auflage des bereits 1950 erschienenen Werks „Die elektromagnetische Schirmung in der Fernmelde- und Hochfrequenztechnik“. In jener Zeit war die elektrotechnische Welt noch zweigeteilt in „Schwachstromtechnik“, also Nachrichten und HF-Technik und in „Starkstromtechnik“, also elektrische Maschinen und Energieversorgung. Seitdem hat der „Schwachstrom-Zweig“ durch die enormen Fortschritte in den Bereichen Mikroelektronik und Telekommunikation an Bedeutung gewonnen. Die Prinzipien der elektromagnetischen Schirmung sind dieselben geblieben, aber die Zahl der Anwendungsfälle hat sich vervielfacht. Vielleicht würde *Kaden* sein Werk heute „Elektromagnetische Schirmung in EDV und Telekommunikation“ nennen – es hat nichts an Aktualität eingebüßt.

Kadens Verdienst ist zweifellos, für fast jedes denkbare Schirmungsproblem eine analytische Lösung gefunden zu haben. Auch heute, im Zeitalter der numerischen Feldberechnung, ist die Auswertung dieser analytischen Lösungen hinsichtlich Genauigkeit und Zeitaufwand unschlagbar. *Kaden* hat es verstanden, die Physik konsequent im mathematischen Modell abzubilden, so dass, auch wenn der Lösungsweg nicht für jeden nachvollziehbar ist, am Ende ein anwendbares Ergebnis vorliegt. Leider sind *Kadens* Bücher heute im Handel oft nicht mehr erhältlich und auch in Antiquariaten kaum zu beschaffen. In diesem Abschnitt sind daher Passagen aus *Kadens* Werk zitiert, um sie dem heutigen Publikum wieder zugänglich zu machen. Dabei wurden Schreibweise sowie Darstellung der Ergebnisse der modernen Darstellungsweise angepasst.

Wie kann die schirmende Wirkung von Wirbelströmen, wie sie oben anschaulich erklärt wird, mathematisch beschrieben werden? Im Folgenden ist die *Kaden*'sche Einführung in das Thema sinngemäß zitiert, [Kad 59]:

Das Induktionsgesetz, Gl. (2.63) kann bei homogener, linearer Materie folgendermaßen geschrieben werden:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}. \quad (3.13)$$

Auch das Durchflutungsgesetz, Gl. (2.83) können wir wie folgt umformen:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_L + \frac{d\vec{D}}{dt} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (3.14)$$

Wir haben somit zwei Beziehungen zwischen E- und H-Feld erhalten.

Im Folgenden werden Problemstellungen untersucht, bei denen die Feldgrößen einen sinusförmigen, also harmonischen Zeitverlauf besitzen. Alle Feldgrößen können daher im Frequenzbereich als komplexe Größen formuliert werden, deren Zeitverhalten durch den Faktor $e^{j\omega t}$ beschrieben wird, so wie es auch in der Netzwerktheorie üblich ist. Dieser Faktor $e^{j\omega t}$ ist allen Größen gemein und kann somit „herausgekürzt“, also weggelassen werden. Die Ableitung einer Größe nach der Zeit ist im Frequenzbereich gleichbedeutend mit der Multiplikation mit $j\omega$, siehe Abschnitt 2.4.

Damit erhält man für die Gleichungen (3.13) und (3.14)

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (3.15)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon) \vec{E}. \quad (3.16)$$

In diesem Abschnitt werden nur quasistationäre Felder betrachtet. Mit anderen Worten: Die Wellenlänge des betrachteten Feldes ist groß gegenüber den Abmessungen des Schirms. Wir vernachlässigen also die Verschiebungsstromdichte (vergleiche Abschnitt 2.3) und betrachten nur Leitungsstromdichten. Damit entfällt in Gl. (3.16) der frequenzabhängige Verschiebungsstrom-Term und die Gleichungen vereinfachen sich weiter zu

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (3.17)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \sigma \vec{E}. \quad (3.18)$$

Bei der Betrachtung von klassischen Schirmstrukturen (leerer metallischer Schirm im Luftraum) werden drei Bereiche betrachtet, Bild 3.8.

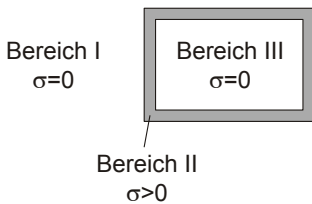


Bild 3.8 Unterteilung des Feldraums in drei Bereiche: Leitfähiger Schirm (Bereich II) mit Lufträumen außerhalb (Bereich I) und innerhalb (Bereich III) der Schirmhülle

Bereich I, das Schirmäußere: In den meisten Fällen ist der Schirm mit Luft umgeben. Hier gilt $\sigma = 0$.

Bereich II, die Schirmwand, eine leitfähige Hülle mit $\sigma > 0$ und

Bereich III, das Schirminnere, also der vom Schirm umschlossene Luftraum. Hier gilt $\sigma = 0$.

Bereiche I und III

Für die Bereiche I und III gilt, weil $\sigma = 0$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{0}. \quad (3.19)$$

Dies bedeutet, dass in den Bereichen I und III ein wirbelfreies Magnetfeld vorliegt. (Wir erinnern uns an 2.2.4: Die Ströme sind die Wirbel des Magnetfelds.) Das Magnetfeld kann also von einem skalaren Potentialfeld abgeleitet werden. Wir schreiben

$$\vec{H} = \operatorname{grad} V_m \quad (3.20)$$

und bezeichnen V_m als *magnetisches Skalarpotenzial*. Die Einführung des magnetischen Skalarpotenzials bringt den Vorteil einer skalaren statt einer vektoriellen Größe. Sie beschreibt das magnetische Vektorfeld vollständig.

Wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben, ist das Magnetfeld stets quellenfrei, es gilt also

$$\operatorname{div} \vec{H} = 0. \quad (3.21)$$

Nach Anwendung des Operators div auf Gleichung (3.20) ergibt sich mit (3.21)

$$\operatorname{div} \vec{H} = \operatorname{div} \operatorname{grad} V_m \equiv \Delta V_m = 0, \quad (3.22)$$

wobei hier der *Laplace-Operator* $\operatorname{div} \operatorname{grad} \equiv \Delta$ angewandt wird.

Gleichung 3.22 beschreibt also ein quellen- und wirbelfreies Wirbelfeld: Quellenfreiheit gilt für jedes Magnetfeld sowieso immer, siehe 2.2.2. Da die elektrische Leitfähigkeit der Bereiche I und III gleich Null ist, können dort auch keine Ströme fließen. Die Ströme sind aber die Feldursache, also die Wirbel des Magnetfeldes, vgl. 2.2.4. Diese Wirbel liegen aber außerhalb der Bereiche I und III. Dies ist auch die Voraussetzung für die Beschreibung des Magnetfeldes mit (ausschließlich) einem skalaren Potentialfeld V_m .

Im Umkehrschluss können wir daher auch feststellen, dass zur Erzeugung von Magnetfeldern immer leitfähige Materie vorhanden sein muss. Aber Vorsicht: Bei Lichtbogenbildung beispielsweise wird auch Luft leitfähig.

Bereich II

Für den Bereich II gelten oben gemachte Annahmen nicht. Hier ist die Leitfähigkeit $\sigma > 0$ und somit der Feldraum nicht mehr wirbelfrei, siehe Gleichung (3.18). Die Gleichungen (3.17) und (3.18) erlauben aber die Eliminierung einer der beiden Feldgrößen, wobei aus Gründen der Anschaulichkeit im Folgenden \vec{H} entfernt wird und \vec{E} erhalten bleibt, denn \vec{E} zeigt gleichzeitig auch die Richtung des Stromdichtevektors \vec{j} an, was die Vorstellung erleichtert. Wenn man auf Gleichung (3.17) den Operator rot anwendet und anschließend Gleichung (3.18) einsetzt, erhält man

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{E} + j\omega\mu\sigma\vec{E} &= 0 \\ \operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{E} + k_w^2\vec{E} &= 0 \end{aligned}, \quad (3.23)$$

wobei gilt

$$k_w^2 = j\omega\mu\sigma. \quad (3.24)$$

k_w wird *Wirbelstromkonstante* genannt.

Je höher der Wert ist, den die Wirbelstromkonstante annimmt, umso besser können sich Wirbelströme ausbilden und umso höher wird die Wirksam-

keit des Schirms. Die Wirbelstromkonstante enthält als Parameter die Größen Frequenz, Permeabilität und elektrische Leitfähigkeit. Wir bekommen hier also schon einen „Vorgeschmack“ darauf, wie wir bei der Konstruktion von Schirmen Einfluss auf die Schirmdämpfung nehmen können. Dies wird in den folgenden Abschnitten für einfache Schirmgeometrien (Plattenschirm, Hohlzylinder, Hohlkugel) quantifiziert werden.

Unter Beachtung der Tatsache, dass keine Ladungen im betrachteten Gebiet vorhanden sind und somit $\operatorname{div} \vec{E} = 0$ gilt, können wir die allgemeingültige vektoranalytische Beziehung

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{E} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{E} - \Delta \vec{E} \quad (3.25)$$

in Gleichung (3.23) einsetzen und erhalten so

$$\Delta \vec{E} = k_w^2 \vec{E} . \quad (3.26)$$

Wir können aber auch aus den Gleichungen (3.17) und (3.18) auch \vec{E} eliminieren und erhalten mit dem gleichen Lösungsweg

$$\Delta \vec{H} = k_w^2 \vec{H} . \quad (3.27)$$

Wenn wir für die ohmsche Leitfähigkeit σ die dielektrische Leitfähigkeit des Raumes, $j\omega\epsilon$ einsetzen, gilt für die Wirbelstromkonstante $k_w^2 = j\omega\mu\sigma$ und die Wellenzahl k (vgl. 2.3.3) folgender Zusammenhang:

$$k_w = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \sqrt{-\omega^2\epsilon\mu} = j\omega\sqrt{\epsilon\mu} = jk \quad (3.28)$$

Für sinusförmige Zeitverläufe entspricht die zweifache Ableitung nach Zeit einer Multiplikation mit ω^2 . Damit ergeben sich aus (3.26) und (3.27) die aus Abschnitt 2.3 bekannten Wellengleichungen (2.94) und (2.95) für harmonische Wellen:

$$\Delta \vec{E} = -k^2 \vec{E} \quad (3.29)$$

$$\Delta \vec{H} = -k^2 \vec{H} \quad (3.30)$$

3.1.3.2 Eindringtiefe

Ein wichtiger Begriff bei der Behandlung elektrodynamischer Schirme ist die *äquivalente Leitschichtdicke*, auch *Eindringtiefe* (engl. *skin depth*) genannt. Sie beschreibt, in welcher Entfernung eine an der Schirmoberflä-

che vorhandene Feldstärke um den Faktor $1/e$ reduziert wird, vgl. Bild 3.7. Formal ist sie definiert als

$$\delta = \frac{1+j}{k_w} \quad (3.31)$$

Mit Gleichung (3.24) ergibt sich damit

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu\sigma}} \quad (3.32)$$

Das klassische Beispiel für das Auftreten von Stromverdrängungseffekten ist ein mit Wechselstrom durchflossener, zylindrischer Draht, Bild 3.9.

Weil sich hier der Stromfluss mit zunehmender Frequenz immer stärker auf die äußere Schicht des Drahtes konzentriert, sinkt der effektive leitfähige Querschnitt des Drahtes. Daher kommt auch eine weitere Bezeichnung für die Eindringtiefe, der Begriff *äquivalente Leitschichtdicke*. Beim Auftreten von Stromverdrängung muss der Drahtquerschnitt deutlich größer dimensioniert werden, um einen bestimmten Widerstand nicht zu überschreiten.

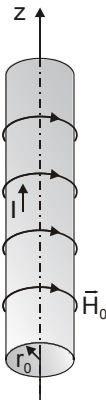


Bild 3.9 Stromdurchflossener Draht mit kreisförmigem Querschnitt, Radius r_0 . \vec{H}_0 ist die magnetische Feldstärke an der Drahtoberfläche

Nach Auswertung des Durchflutungsgesetzes (2.83)

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = \oint_S H_{\tan} \, ds = \int_0^{2\pi} H_\phi r \, d\phi = 2\pi r H_\phi = I \quad (3.33)$$

beträgt die magnetische Feldstärke an der Drahtoberfläche

$$H_0 = \frac{I}{2\pi r_0}. \quad (3.34)$$

Wenn man von starker Stromverdrängung ausgeht und die Oberfläche des Drahtes quasi „mit dem Mikroskop“ betrachtet, kann man diese in guter Näherung als metallische Halbebene ansehen. So kann die Aufgabe, nämlich die Bestimmung der Feldverteilung im Draht, auf ein ebenes Problem zurückgeführt werden:

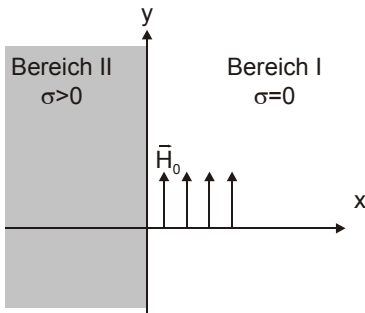


Bild 3.10 Metallische Halbebene, $x \leq 0$. \vec{H}_0 ist die magnetische Feldstärke an der Metall-Oberfläche. Die x - y -Ebene ist horizontal in Bezug auf den Draht in Bild 3.9.

Die magnetische Feldstärke ist parallel zur y -Achse gerichtet, d.h. $\vec{H} = H_y(x)\vec{e}_y$. Unter Anwendung von Gleichung (3.27) ergibt sich somit für den Bereich II

$$\frac{d^2 H_y}{dx^2} = k_w^2 H_y. \quad (3.35)$$

Diese Differentialgleichung lässt sich mit dem Ansatz

$$H_y(x) = Ae^{k_w x} + Be^{-k_w x} \quad (3.36)$$

lösen. Für $x \rightarrow -\infty$ muss die Feldstärke endlich bleiben, das heißt B muss gleich Null sein. An der Oberfläche muss $H_y(x)=H_0$ gelten, somit ist A gleich H_0 . Wir erhalten also als Lösung für $x \leq 0$

$$H_y(x) = H_0 e^{kx} = H_0 e^{(1+j)x/\delta}. \quad (3.37)$$

Wir haben also den Verlauf der magnetischen Feldstärke in einer leitenden

Halbebene unter Berücksichtigung der Stromverdrängung berechnet. Dabei spielt es keine Rolle, ob es sich beim Strom, der durch den Leiter fließt, um einen „gewöhnlichen“ Leitungsstrom handelt, oder ob dieser Strom durch ein äußeres quasistationäres Magnetfeld verursacht wird, wie das bei elektromagnetischen Schirmen der Fall ist.

Um den Feldstärkeverlauf genauer betrachten zu können, gewinnen wir aus der komplexen Feldstärke $H_y(x)$ im Frequenzbereich den Augenblickswert der Feldstärke im Zeitbereich $H_y(x,t)$ zurück, indem wir Gleichung (3.37) mit $e^{j\omega t}$ durchmultiplizieren und den Realteil nehmen. Wir erhalten dann für $x \leq 0$

$$\text{Re } H_y(x, t) = H_0 e^{x/\delta} \cos\left(\omega t + \frac{x}{\delta}\right). \tag{3.38}$$

Diese Funktion ist in Bild 3.11 für die Zeitpunkte $t = 0$ und $t = \pi/2\omega$ dargestellt.

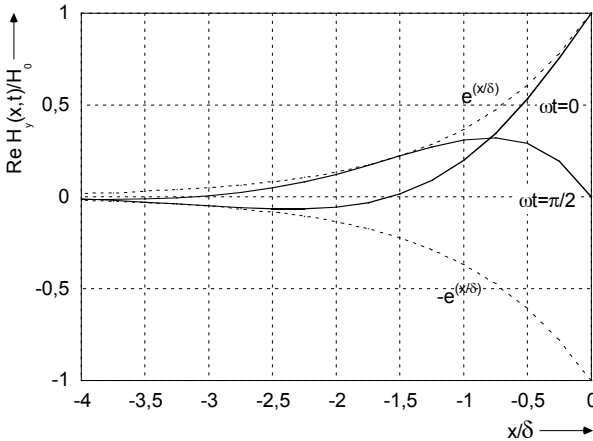


Bild 3.11 Augenblickswerte der magnetischen Feldstärke in einer leitfähigen Halbebene.

Der Feldverlauf entspricht dem einer gedämpften Welle. Für $t = 0$ wird die Feldstärke an der Oberfläche maximal und nimmt den Wert H_0 an. Für den Nulldurchgang der Anregung - also des Stromes $I(t)$ - wird auch H_y an der Oberfläche Null, wie wir es erwarten. Im Metall selbst wird das Magnet-

feld stark gedämpft. Dies ergänzt die anschauliche Herleitung der Wirkungsweise des elektrodynamischen Schirms am Anfang dieses Abschnitts.

Bemerkenswert ist die Tatsache, dass in manchen Bereichen der metallischen Halbebene das Magnetfeld dem an der Oberfläche entgegengesetzt wirkt.

Mit dem Durchflutungsgesetz, Gleichung (3.18), kann jetzt die elektrische Feldstärke ermittelt werden. Sie kann nur eine Komponente in z-Richtung haben, was beim Anwenden der Rotation in kartesischen Koordinaten sofort auffällt. Mit rot_z als z-Komponente der Rotation gilt für $x \leq 0$

$$E_z(x) = \frac{1}{\sigma} \text{rot}_z \vec{H} = \frac{1}{\sigma} \frac{dH}{dx} = \frac{1+j}{\sigma\delta} H_0 e^{(1+j)x/\delta}. \quad (3.39)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (3.34) kann die elektrische Feldstärke in Abhängigkeit vom gesamten Leitungsstrom I ausgedrückt werden. An der Drahtoberfläche erhält man für die elektrische Feldstärke

$$E_z(0) = \frac{1+j}{2\pi r_0 \sigma \delta} I. \quad (3.40)$$

Somit wird es möglich, den Impedanzbelag Z' des Drahtes, also seinen Widerstand pro Längeneinheit zu bestimmen:

$$Z' = \frac{E(0)}{I} = \frac{1+j}{2\pi r_0 \sigma \delta} \quad (3.41)$$

Der Realteil dieses Impedanzbelags entspricht dem Ohmschen Widerstand, der Imaginärteil dem induktiven Blindwiderstand des Drahtes pro Längeneinheit. Der Ohmsche Anteil

$$R' = \text{Re} \left(\frac{E(0)}{I} \right) = \frac{1}{2\pi r_0 \sigma \delta} = \frac{1}{\sigma q} \quad (3.42)$$

kann als Widerstandsbelag eines dünnwandigen Rohres mit der Querschnittsfläche $q=2\pi r_0 \delta$ (Umfang mal Dicke) angesehen werden. Ein massiver Metalldraht setzt dem Hochfrequenz-Wechselstrom den gleichen Ohmschen Widerstand entgegen, wie das dünnwandige Hohlrohr mit der Wandstärke δ einem Gleichstrom entgegensetzen würde. Daher kommt auch die Bezeichnung „äquivalente Leitschichtdicke“.

Eine genauere Formulierung für den Widerstandsbelag erhalten wir, indem wir statt des Außenradius r_0 den mittleren Radius $r_0 - \delta/2$ einsetzen, um die Querschnittsfläche q zu berechnen:

$$q = 2\pi \left(r_0 - \frac{\delta}{2} \right) \delta \approx \frac{2\pi r_0 \delta}{1 + \frac{\delta}{2r_0}}. \quad (3.43)$$

Wir können den (längenbezogenen) HF-Widerstand eines Drahtes auf seinen Gleichstromwiderstand beziehen:

$$\frac{R'}{R_0'} = \frac{R}{R_0} = \begin{cases} \frac{r_0}{2\delta} + \frac{1}{4} & \text{für } r_0 < \delta \\ 1 & \text{für } r_0 > \delta \end{cases} \quad (3.44)$$

Bei Gleichung (3.44) handelt es sich um eine Näherung, denn wie oben beschrieben, wird der zylinderförmige Draht durch eine Halbebene angenähert. Insbesondere für geringe Eindringtiefen ist diese Näherung sehr gut. Lediglich im Übergangsbereich um $r_0/\delta = 1,5$ weicht die Näherung um ca. 20% von der exakten Lösung ab, auf die hier allerdings nicht näher eingegangen wird.

Wie aus Gleichung (3.32) ersichtlich ist, hängt die Eindringtiefe neben der Frequenz von der elektrischen Leitfähigkeit und der Permeabilität des betrachteten Materials ab. Der Tabelle 4.1 können einige Materialparameter wichtiger Schirmungsmaterialien entnommen werden.

Die *Eindringtiefe* ist also ein wesentlicher Faktor für die Wirksamkeit eines elektrodynamischen Schirms. Die ausschlaggebenden Materialeigenschaften des Schirms werden durch sie repräsentiert. Sie nimmt mit zunehmender Frequenz, Leitfähigkeit und Permeabilität des Materials ab. Gleichung (3.32) beschreibt den Sachverhalt, der zu Beginn dieses Abschnitts anschaulich beschrieben wurde: Das äußere Feld induziert Wirbelströme, die wiederum ein magnetisches Rückwirkungsfeld erzeugen, welches sich dem äußeren Feld überlagert, also das Feld aus dem Schirminnenen verdrängt. Somit scheint für die Schirmung quasistationärer Magnetfelder alles klar zu sein: Um einen Schirm bei gegebenem Frequenzbereich zu dimensionieren, ist die Auswahl eines geeigneten Materials und die Bestimmung der erforderlichen Materialstärke nötig.

Öffnungen im Schirm sowie eingeschränkte Leitfähigkeit an Kontaktflä-

chen der Schirmeinzelteile wurden allerdings bisher nicht berücksichtigt. Diese *Inhomogenitäten* eines Schirms spielen aber eine wesentliche Rolle, denn sie können bei zunehmender Frequenz die Schirmdämpfung stark reduzieren und für die Schirmwirkung zum entscheidenden Kriterium werden, siehe 3.2.

Ebenfalls nicht berücksichtigt wurde bei den bisherigen Betrachtungen die *Geometrie* des Schirms, die von wesentlicher Bedeutung ist. Nur wenn die Schirmgeometrie in der Rechnung berücksichtigt wird, lässt sich ein elektrodynamischer Schirm rechnerisch dimensionieren.

Im Folgenden sind die *Kaden'schen* Lösungen für drei einfache Schirmgeometrien zitiert: Platten-, Hohlzylinder- und Kugelschirm. Diese Lösungen können auf eine Vielzahl anderer Geometrien übertragen werden, um eine näherungsweise Bestimmung der Schirmdämpfung zu erhalten. Dies ist in den meisten Fällen zur Dimensionierung eines Schirms (also zur Bestimmung von Material und Materialstärke) ausreichend.

3.1.3.3 Analytische Problemlösung nach Kaden

Im Folgenden werden drei einfache Schirmgeometrien betrachtet: Ein Schirm aus zwei parallelen Platten, ein Hohlzylinder und eine Kugel. Die Ursache des Feldes, das durch den Schirm gedämpft werden soll, wird außerhalb des Schirms angenommen. Es wird außerdem vorausgesetzt, dass es eine so niedrige Frequenz besitzt, dass die zugehörige Wellenlänge groß im Vergleich zu den charakteristischen Abmessungen des betrachteten Schirms ist. Dies bedeutet nichts weiter als dass wir ein quasistationäres magnetisches Feld betrachten – so wie im gesamten Abschnitt 3.1.3.

Plattenschirm

Wir betrachten einen Schirm, der aus zwei großflächigen, parallelen Platten der Dicke d im Abstand $2x_0$ gebildet wird, Bild 3.12. Die Leitfähigkeit der Platten beträgt σ . Sie sind in großem Abstand ($|y| \gg x_0$) zum Ursprung durch Querwände miteinander leitfähig verbunden, damit sich die schirmenden Wirbelströme schließen können.

Zur Beschreibung der Geometrie wählen wir ein kartesisches Koordinatensystem, dessen Ursprung in der Mitte zwischen den Platten liegt. Die x -Achse steht senkrecht auf die Platten.

Wir gehen vom Vorliegen eines homogenen äußeren Magnetfeldes \vec{H}_a aus, das in z-Richtung, also parallel zu den Platten gerichtet ist. Das Magnetfeld induziert ein elektrisches Feld welches einen Strom durch die Schirmwände treibt. Man kann die Platten auch als „Kurzschlusswindung“ betrachten. Elektrische Feldstärke und Stromdichte sind ebenfalls parallel zu den Platten gerichtet, allerdings in y-Richtung. Das vom induzierten Wirbelstrom erzeugte Magnetfeld ist dem äußeren Magnetfeld entgegen gerichtet und schwächt dieses. Es kommt also zu dem bei Beginn dieses Abschnitts beschriebenen Vorgang.

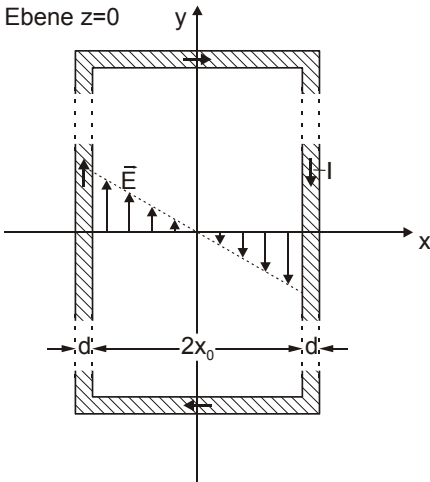
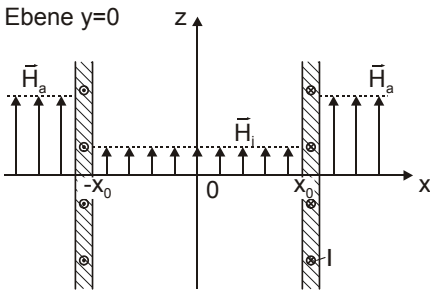


Bild 3.12 Schirmhülle aus zwei parallelen Platten der Dicke d im Abstand $2x_0$.

Unter der Voraussetzung, dass sich die Querwände in ausreichendem Abstand zum betrachteten Gebiet befinden, besitzt das magnetische Feld nur eine z-Komponente, das elektrische Feld sowie der Strom nur eine y-

Komponente. Somit liegt ein eindimensionales Problem vor, für das im Folgenden die Schirmdämpfung berechnet wird:

Es gilt $\vec{H} = H_z \vec{e}_z$ und $\vec{E} = E_y \vec{e}_y$. Ausgangspunkt für die Berechnung ist die Differentialgleichung (3.27), die in diesem Fall folgende Form annimmt:

$$\frac{d^2 H_z}{dx^2} = k_w^2 H_z. \quad (3.45)$$

Für den *inneren und äußeren Luftraum* ist $\sigma = 0$ und somit $k_w = 0$. Damit erhalten wir als allgemeine Lösung der Differentialgleichung

$$H_z = C_1 x + C_2. \quad (3.46)$$

Da die Feldstärke für zunehmende Werte von $|x|$, also in großem Abstand, endlich bleiben muss, kann C_1 nur $= 0$ sein. Da dort die Feldstärke H_a herrscht, muss im gesamten Außenraum gelten

$$H_z(x) = H_a \text{ für } |x| \geq x_0 + d. \quad (3.47)$$

Aus Symmetriegründen muss die magnetische Feldstärke im Innenraum – anders als die elektrische Feldstärke – durch eine gerade Funktion beschrieben werden, d. h. auch hier gilt $C_1 = 0$. Die Konstante C_2 im Innenraum nennen wir H_i , somit gilt:

$$H_z(x) = H_i \text{ für } |x| \leq x_0. \quad (3.48)$$

Die Ermittlung der elektrischen Feldstärke im Luftraum geschieht mittels der Gleichung (3.17), wobei bei der Rotationsbildung in kartesischen Koordinaten nur eine y -Komponente übrig bleibt:

$$\frac{dE_y}{dx} = -j\omega\mu_0 H_i \text{ für } |x| \leq x_0. \quad (3.49)$$

Damit ergibt sich als elektrische Feldstärke

$$E_y(x) = -j\omega\mu_0 H_i x = -\frac{1}{\mu_r \sigma} k_w^2 H_i x \text{ für } |x| \leq x_0. \quad (3.50)$$

Da $E_y(x)$ durch den Ursprung geht (in der Mitte zwischen den Platten muss die elektrische Feldstärke aus Symmetriegründen gleich Null sein), ist die

Integrationskonstante beim Integrieren von (3.49) gleich Null.

Innerhalb der *metallischen Wand* ist $\sigma > 0$ und somit $k_w > 0$. Die Lösung der Differentialgleichung (3.45) lautet in diesem Fall

$$H_z(x) = C_3 e^{k_w x} + C_4 e^{-k_w x} \quad \text{für } x_0 \leq x \leq x_0 + d. \quad (3.51)$$

Die elektrische Feldstärke innerhalb der Schirmwand erhält man unter Anwendung von Gleichung (3.16), wobei auch hier bei der Rotationsbildung nur eine Komponente übrig bleibt:

$$E_y(x) = \frac{1}{\sigma} \frac{dH_z}{dx} = \frac{k_w}{\sigma} (C_3 e^{k_w x} + C_4 e^{-k_w x}) \quad \text{für } x_0 \leq x \leq x_0 + d. \quad (3.52)$$

Aus den Stetigkeitsforderungen an den Grenzflächen lassen sich nun die drei unbekanntenen Konstanten C_3 , C_4 und H_i bestimmen:

An der inneren Plattenfläche ergibt die Stetigkeitsforderung an H mit den Gleichungen (3.47) und (3.51)

$$H_i = C_3 e^{k_w x_0} + C_4 e^{-k_w x_0}. \quad (3.53)$$

Aus (3.46) und (3.51) folgt

$$H_a = C_3 e^{k_w (x_0 + d)} + C_4 e^{-k_w x (z_0 + d)} \quad (3.54)$$

und aus der Stetigkeitsforderung für das elektrische Feld ergibt sich unter Verwendung von (3.50) und (3.52)

$$\frac{k_w x_0}{\mu_r} H_i = C_3 e^{k_w x_0} - C_4 e^{-k_w x_0} \quad (3.55)$$

Die Gleichungen (3.53) bis (3.55) lassen bei Verwendung der Beziehungen

$$\begin{aligned} \cosh x &= \frac{1}{2} (e^x + e^{-x}) \\ \sinh x &= \frac{1}{2} (e^x - e^{-x}) \end{aligned} \quad (3.56)$$

auf folgende Form bringen (Q = Schirmfaktor):

$$\frac{H_i}{H_a} = Q = \frac{1}{\cosh k_w d + \frac{k_w x_0}{\mu_r} \sinh k_w d}. \quad (3.57)$$

Damit ergibt sich die Schirmdämpfung des Plattenschirms

$$a_m = 20 \log \left(\frac{H_a}{H_i} \right) = 20 \log (\cosh k_w d + \mu_r k_w x_0 \sinh k_w d). \quad (3.58)$$

cosh und sinh sind für Argumente > 0 monoton wachsende Funktionen. Das bedeutet, dass die Schirmdämpfung wie erwartet mit der Wandstärke sowie mit dem Betrag der Wirbelstromkonstanten k_w wächst. Da k_w proportional zur Wurzel der Frequenz ist, steigt auch die Schirmdämpfung mit der Frequenz an. Bei der Frequenz 0 wird $Q = 1$ und somit $a_m = 0$, das heißt, Gleichfelder werden durch die Anordnung nicht abgeschirmt, auch wenn die Permeabilität des verwendeten Materials sehr hoch ist. Dies liegt daran, dass sich in unserem Modell die Querwände sehr weit entfernt vom betrachteten Bereich befinden und sich somit die H-Feldlinien im Schirm nicht schließen können, wie dies für einen magnetostatischen Schirm erforderlich wäre, vgl. 3.1.2.

Auch der Abstand der Platten $2 x_0$ geht in die Schirmdämpfung mit ein. Dies wird anschaulich dadurch klar, dass die in Leiterschleife (bestehend aus den beiden Platten und den Querwänden) vom äußeren Magnetfeld eine Spannung induziert wird, die nach dem Induktionsgesetz der durchsetzten Fläche proportional ist, siehe Abschnitt 2.2.3. Bei vergrößertem Plattenabstand wird eine größere Fläche vom äußeren Magnetfeld durchsetzt. Der ohmsche Widerstand der Platten bleibt aber unter Vernachlässigung der Querwände immer gleich. Daher kann eine höhere induzierte Spannung auch einen höheren Strom durch die Platten treiben. Dieser verursacht seinerseits wiederum ein höheres Rückwirkungsfeld. Somit wird das äußere Feld stärker geschwächt.

Die Schirmdämpfung ist also von Größen abhängig, die wir bei der Konstruktion eines Schirms berücksichtigen können:

Die Schirmdämpfung eines elektrodynamischen Schirms nimmt mit seinen *Abmessungen*, seiner *elektrischer Leitfähigkeit* und *Permeabilität* zu.

Wenn man die Wirbelstromkonstante k_w durch die Eindringtiefe δ ausdrückt und einige trigonometrische Umformungen vornimmt, lässt sich Gleichung (3.58) auch schreiben als

$$\begin{aligned}
 a_m = 10 \log & \left(\left(\frac{x_0}{\mu_r \delta} \right)^2 \left(\cosh \frac{2d}{\delta} - \cos \frac{2d}{\delta} \right) \right. \\
 & + \left(\frac{x_0}{\mu_r \delta} \right) \left(\sinh \frac{2d}{\delta} - \sin \frac{2d}{\delta} \right) \\
 & \left. + \frac{1}{2} \left(\cosh \frac{2d}{\delta} - \cos \frac{2d}{\delta} \right) \right) \quad (3.59)
 \end{aligned}$$

Gleichung (3.58) hat den Nachteil, dass sie nicht sofort mit einem herkömmlichen Taschenrechner ausgewertet werden kann, da k_w eine komplexe Zahl ist. Gleichung (3.59) ist sehr lang. Daher ist eine Näherungsbeurteilung angebracht, für die wir zwei Fälle unterscheiden:

Im ersten Fall ist die Frequenz so niedrig, dass die Eindringtiefe größer als die Plattendicke ($\delta > d$) ist. Der Strom ist nahezu gleichmäßig über die Plattendicke verteilt. In diesem Fall gilt $\cosh kd \approx 1$ und $\sinh kd \approx kd$. Diese Näherungen können von den Potenzreihenentwicklungen der hyperbolischen Funktionen abgeleitet werden.

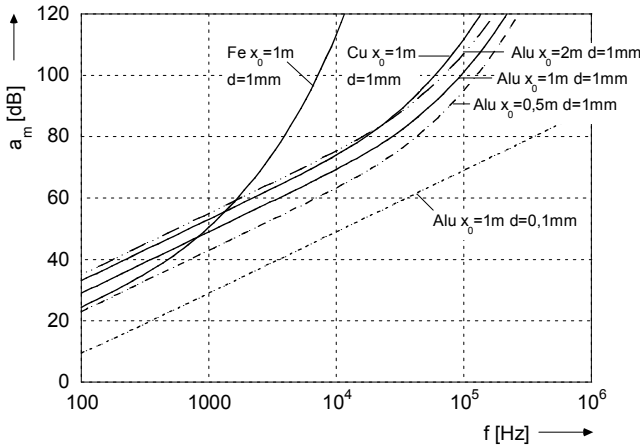


Bild 3.13 Magnetische Schirmdämpfung einiger beispielhafter Plattenschirme.

Im zweiten Fall, bei entsprechend hoher Frequenz, fließt der Strom lediglich in der Außenhaut der Platten. Es gilt $\delta < d$. Hier gilt $\cosh kd \approx \sinh kd \approx \frac{1}{2} \exp kd$. Diese Näherungen erschließen sich, wenn man die Verläufe der hyperbolischen Funktionen z. B. in [Merz 91] be-

trachtet. Bei der Betragsbildung wird außerdem noch $\mu_r x_0 / \delta \gg 1$ angenommen, was bei einem Plattenschirm wie wir ihn betrachten stets der Fall ist.

Somit ergibt sich aus Gleichung (3.58)

$$a_m = \begin{cases} 10 \log \left(1 + \left(\frac{2x_0 d}{\mu_r \delta^2} \right)^2 \right) & \text{für } \delta > d \\ \underbrace{\frac{20}{\ln 10}}_{=8,69} \frac{d}{\delta} + 20 \log \left(\frac{x_0}{\sqrt{2} \mu_r \delta} \right) & \text{für } \delta < d \end{cases} \quad (3.60)$$

Der Verlauf der Schirmdämpfung ist für einige exemplarische Plattenschirme in Bild 3.13 dargestellt.

Bei der Interpretation von Bild 3.13 stellen wir fest:

- Die magnetische Schirmdämpfung wächst mit der Frequenz.
- Die magnetische Schirmdämpfung wächst mit dem Plattenabstand. Dieser Effekt tritt bei weiter ansteigender Frequenz in den Hintergrund.
- Die Schirmdämpfung wächst mit der Leitfähigkeit und mit der Dicke des Schirmmaterials.
- Die magnetische Schirmdämpfung wächst mit der Permeabilität des Schirmmaterials. Dieser Effekt ist überproportional zur Frequenz.
- Im Megahertzbereich können auch bei dünnem Schirmmaterial sehr hohe Schirmdämpfungen erzielt werden. Allerdings ist dieses Modell idealisiert. Inhomogenitäten wie Löcher, Schlitz, Bereiche mit geringer Leitfähigkeit etc. sind nicht berücksichtigt. Diese kritischen Stellen werden mit zunehmender Frequenz zum bestimmenden Faktor für die Schirmwirkung.

Eine von Abmessungen und Frequenz unabhängige Darstellung erhält man, wenn man die Schirmdämpfung in Abhängigkeit von d / δ betrachtet und als Scharparameter die Größe $\mu_r x_0 / d$ wählt, Bild 3.14. Diese Darstellung kann leicht auf eine gegebene Problemstellung angepasst werden.

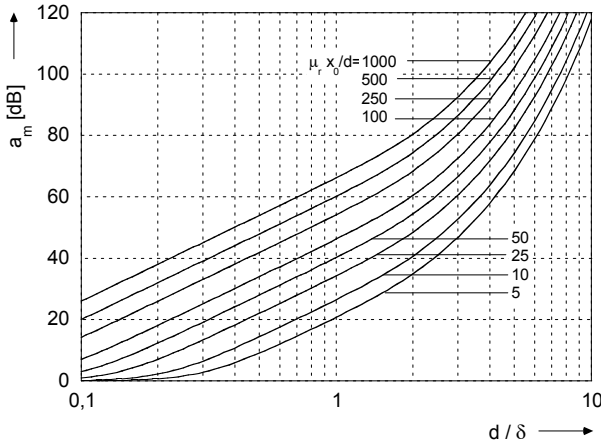


Bild 3.14 Magnetische Schirmdämpfung eines Plattenschirms in Abhängigkeit vom Verhältnis Plattenstärke zu Eindringtiefe d / δ .

In der Praxis stellt sich oft die Aufgabe, die Wandstärke d so zu bestimmen, dass bei vorgegebenem Plattenabstand $2x_0$ und vorgegebener Frequenz eine bestimmte Schirmdämpfung a_m erreicht wird. Auflösen der transzendenten Gleichungen (3.58) und (3.59) nach d ist nicht möglich.

Um sich ein Iterationsverfahren zu ersparen, ist es deshalb sinnvoll, die Näherungsformeln (3.60) anzuwenden, da diese nach d aufgelöst werden können:

$$d \approx \begin{cases} \mu_r \frac{\delta^2}{2x_0} \sqrt{10^{\frac{a_m}{10}} - 1} & \text{für } \delta > d \\ \frac{\delta}{20} \left(a_m - 20 \log \frac{x_0}{\sqrt{2\mu_r \delta}} \right) \ln 10 & \text{für } \delta < d \end{cases} \quad (3.61)$$

Da d unbekannt ist, weiß man im Voraus nicht, ob d kleiner oder größer als δ ist, also welchen Fall in Gleichung (3.61) man wählen soll. Man kann nun getrost eine der beiden Gleichungen auswählen und nach der Bestimmung von d einen Vergleich von d und δ durchführen. Hat man den falschen Fall gewählt, liefert der andere das richtige Ergebnis.

Hohlzylinder im longitudinalen magnetischen Feld

Dünnwandig Hohlzylinder begegnen uns in Form von Kabelschirmen und geschirmten Schläuchen bzw. Rohren. Wir nehmen an, dass das Magnetfeld parallel zur Zylinderachse gerichtet ist, Bild 3.15. Die Berechnung der Schirmdämpfung erfolgt in Analogie zum Plattenschirm im vorangegangenen Abschnitt.

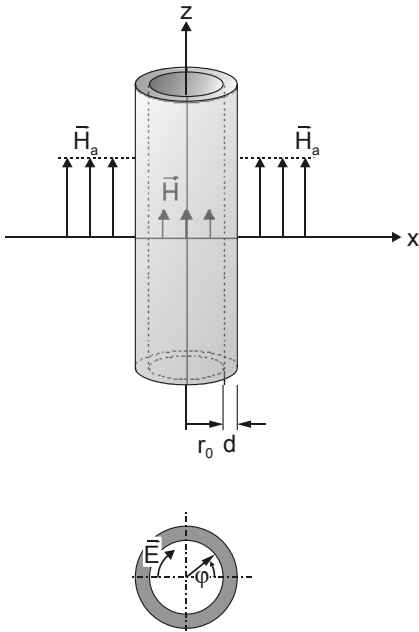


Bild 3.15 Hohlzylinder im longitudinalen Magnetfeld.

Die Ansätze für die Differentialgleichungen entsprechen genau denen beim Plattenschirm, wobei wir allerdings in Gleichung (3.49) die Rotation für Zylinderkoordinaten bilden müssen. Die elektrische Feldstärke im Inneren des Zylinders ergibt sich mit

$$\operatorname{rot} \vec{E} = \frac{1}{r} \frac{d}{dr} (rE) \vec{e}_z = -j\omega\mu_0 H_i \vec{e}_z \quad (3.62)$$

zu

$$\vec{E} = -j\omega\mu_0 H_i \frac{r}{2} = -\frac{k_w^2}{2\mu_r \sigma} H_i r \quad \text{für } 0 \leq r \leq r_0. \quad (3.63)$$

Der Feldverlauf innerhalb der metallischen Zylinderwand wird unter Verwendung von Gleichung (3.27) berechnet, die sich mit dem Δ -Operator für Zylinderkoordinaten zu folgender Differentialgleichung vereinfacht:

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{dH}{dr} \right) = k_w^2 H. \quad (3.64)$$

Die bei *Kaden* häufig auftretenden Zylinderfunktionen (*Hankel'sche* und *Besselfunktionen*) können hier unter der Annahme eines *dünnwandigen* Hohlzylinders, $d \ll r_0$, vermieden werden. Hierbei wird angenommen, dass sich r innerhalb der Wand nicht ändert. Damit lässt sich Gleichung (3.64) genauso lösen, wie Gleichung (3.45) beim Plattenschirm. Die Differentialgleichung hat die Lösung

$$H \approx C_1 e^{k_w r} + C_2 e^{-k_w r} \quad \text{für } r_0 \leq r \leq r_0 + d. \quad (3.65)$$

Die elektrische Feldstärke kann aus (3.18) berechnet werden, wobei die Rotationsbildung diesmal in Zylinderkoordinaten erfolgen muss. So erhalten wir

$$E = -\frac{dH}{\sigma dr} \approx -\frac{k_w}{\sigma} C_1 e^{k_w r} + C_2 e^{-k_w r} \quad \text{für } r_0 \leq r \leq r_0 + d. \quad (3.66)$$

Mit den Grenzbedingungen für die Feldstärken an Materialgrenzflächen erhält man nach identischer Vorgehensweise wie beim Plattenschirm eine Gleichung für den Schirmfaktor. Sie lautet

$$\frac{H_i}{H_a} = Q = \frac{1}{\cosh k_w d + \frac{k_w r_0}{2\mu_r} \sinh k_w d} \quad (3.67)$$

und entspricht damit Gleichung (3.57), wenn man an Stelle des halben Plattenabstands x_0 den halben Zylinderradius $r_0/2$ einsetzt. Damit gelten alle Betrachtungen, die für den Plattenschirm angestellt wurden, auch für den Zylinderschirm. Dies gilt insbesondere für die Berechnung der Schirmdämpfung.

Mit der Abkürzung

$$K = \frac{k_w r_0}{\mu_r} \quad (3.68)$$

ergibt sich als Schirmdämpfung

$$a_m = 20 \log \left(\cosh k_w d + \frac{1}{2} K \sinh k_w d \right). \quad (3.69)$$

Beim Vergleich der Gleichungen (3.57) und (3.67) stellt man fest dass der Schirmfaktor Q bei einem Plattenschirm mit Plattenabstand $2 x_0$ halb so groß ist, wie bei einem Zylinderschirm mit Durchmesser $2 r_0$. Der Plattenschirm besitzt also eine 6 dB höhere Schirmdämpfung.

Die Grafiken in Bild 3.13 und Bild 3.14 gelten also auch für den Hohlzylinder im longitudinalen Feld, wenn man $\frac{1}{2} r_0$ für x_0 einsetzt.

Hohlzylinder im transversalen magnetischen Feld

Betrachten wir nun den gleichen Hohlzylinder, nur dass diesmal das äußere Magnetfeld senkrecht zur Zylinderachse, parallel zu y -Achse gerichtet ist, Bild 3.16.

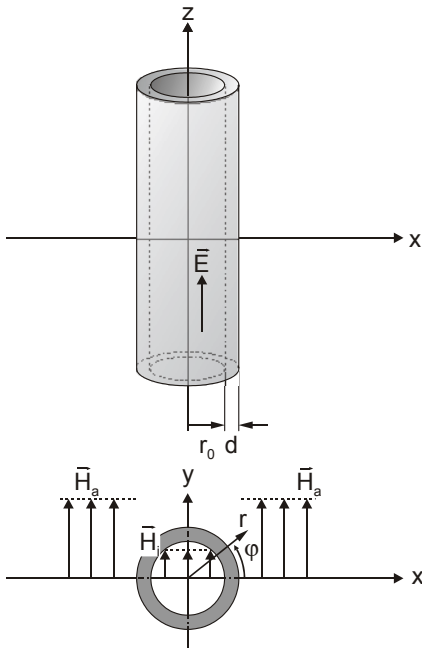


Bild 3.16 Hohlzylinder im transversalen Magnetfeld.

\vec{H}_a bezeichnet dasjenige homogene magnetische Feld, das ohne den Zylinder vorherrschen würde. Das äußere Magnetfeld induziert im Zylinder ein

elektrisches Feld, welches Wirbelströme durch den Zylinder treibt. Elektrisches Feld und damit Wirbelstromdichte haben eine lediglich axiale Komponente, sind also in z-Richtung gerichtet ($\vec{E} = E \vec{e}_z$). Im Gegensatz zum im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Fall der longitudinalen Anregung kommt es hier zu einem Rückwirkungsfeld, welches auch das Feld außerhalb des Zylinders überlagert. Für den umgebenden Luftraum $r \geq r_0 + d$ bestimmen wir die magnetische Feldstärke mittels des magnetischen Skalarpotenzials V_m . Es gehorcht der Differentialgleichung (3.22), die in Zylinderkoordinaten folgende Form annimmt:

$$\frac{\partial^2 V_m}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial V_m}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V_m}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (3.70)$$

Für große Entfernungen ($r \rightarrow \infty$) muss die Lösung dieser Differentialgleichung das anregende H-Feld ergeben, also $\vec{H} = H_a \vec{e}_y$. Es muss daher

$$\lim_{r \rightarrow \infty} V_m = H_a y = H_a r \sin \varphi \quad (3.71)$$

gelten. Für die allgemeine Lösung der partiellen Differentialgleichung (3.68) verwenden wir daher den Produktansatz [Merz 91]

$$V_m = f(r) \sin \varphi. \quad (3.72)$$

Nach Einsetzen von (3.72) in (3.70) erhalten wir eine gewöhnliche Differentialgleichung für $f(r)$:

$$f''(r) + \frac{1}{r} f'(r) - \frac{1}{r^2} f(r) = 0 \quad (3.73)$$

Diese Differentialgleichung hat zwei partikuläre Lösungen. Sie lauten:

$$f(r) = \begin{cases} C_1 r \\ \frac{C_2}{r} \end{cases} \quad (3.74)$$

Aufgrund der Forderung (3.71) kann man die Konstante C_1 sofort ablesen: Es gilt $C_1 = H_a$. Die zweite Konstante C_2 schreiben wir als $C_2 = H_a(r_0 + d)W$. Der Rückwirkungsfaktor W ist eine dimensionslose Größe, welche die oben bereits angesprochene Rückwirkung des im Zylinder induzierten Wirbelstroms beschreibt. Die Gesamtlösung der Differentialgleichung erhält man aus der Überlagerung der beiden partikulären Lösungen:

$$V_m = H_a \left(r + \frac{(r_0 + d)^2}{r} W \right) \sin \varphi. \quad (3.75)$$

Daraus können wir im wirbelfreien Bereich des Luftraums um den Zylinder mit Gleichung (3.20) $\vec{H} = \text{grad } V_m$ die Komponenten des Magnetfeldes (in Zylinderkoordinaten) bestimmen:

$$\begin{aligned} H_r &= \frac{\partial V_m}{\partial r} = H_a \left(1 - \frac{(r_0 + d)^2}{r^2} W \right) \sin \varphi \\ H_\varphi &= \frac{1}{r} \frac{\partial V_m}{\partial \varphi} = H_a \left(1 + \frac{(r_0 + d)^2}{r^2} W \right) \cos \varphi \end{aligned} \quad \text{für } r \geq r_0 + d \quad (3.76)$$

Im Innenraum ($r \leq r_0$) gilt die gleiche Differentialgleichung (3.70). Da die Feldstärke im Innenraum endlich ist, muss in der Lösung der Feldanteil verschwinden, der proportional zu $1/r$ ist – sonst würde in der Zylindermitte die Feldstärke unendlich groß werden, d. h. $C_2=0$. Die Lösung schreiben wir statt mit der Konstante C_1 gleich mit dem Schirmfaktor Q :

$$\begin{aligned} H_r &= H_i \sin \varphi = Q H_a \sin \varphi \\ H_\varphi &= H_i \cos \varphi = Q H_a \cos \varphi \end{aligned} \quad \text{für } 0 \leq r \leq r_0 \quad (3.77)$$

H_i und damit Q sind noch unbekannt. Ihre Berechnung kann nur durch Betrachtung des Feldverlaufs innerhalb der Schirmwand erfolgen. Dabei betrachtet man zweckmäßiger Weise nur die elektrische Feldstärke, da sie nur eine Komponente in Richtung der Zylinderachse besitzt ($\vec{E} = E \vec{e}_z$). Die Differentialgleichung für E in Zylinderkoordinaten lautet

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \vec{E}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial \varphi^2} = k_w^2 \vec{E} \quad (3.78)$$

und kann mit dem Produktansatz

$$E = g(r) \cos \varphi \quad (3.79)$$

gelöst werden kann. Der Faktor $\cos \varphi$ wird ein elektrisches Feld beschreiben, das mit dem Magnetfeld, Gl. (3.77) korrespondiert. Durch Einsetzen von (3.79) in (3.78) erhält man eine gewöhnliche Differentialgleichung 2. Ordnung:

$$g''(r) + \frac{1}{r}g'(r) - \left(k_w^2 + \frac{1}{r^2}\right)g(r) = 0. \quad (3.80)$$

Um Zylinderfunktionen als Lösung dieser Differentialgleichung zu vermeiden, muss die Annahme getroffen werden, dass es sich um eine dünnwandige Zylinderhülle handelt, $d \ll r_0$. Damit entfallen alle Glieder mit $1/r$ und $1/r^2$. Als Näherungslösung der Differentialgleichung ergibt sich so

$$E \approx (C_1 e^{k_w r} + C_2 e^{-k_w r}) \cos \varphi \quad \text{für } r_0 \leq r \leq r_0 + d. \quad (3.81)$$

Das Magnetfeld wird wieder mit (3.15) bestimmt:

$$\begin{aligned} H_r &= -\frac{1}{j\omega\mu r} \frac{\partial \vec{E}}{\partial \varphi} = \frac{1}{j\omega\mu r} (C_1 e^{k_w r} + C_2 e^{-k_w r}) \sin \varphi \\ H_\varphi &= \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial \vec{E}}{\partial r} = \frac{k}{j\omega\mu} (C_1 e^{k_w r} + C_2 e^{-k_w r}) \cos \varphi \end{aligned} \quad (3.82)$$

Unbekannt sind noch die Konstanten C_1 , C_2 und Q , die aus den Grenzbedingungen an der inneren Zylinderoberfläche ($r = r_0$) und an der äußeren Oberfläche ($r = r_0 + d$) bestimmt werden müssen. Zur Vereinfachung werden dabei zwei neue Konstanten C_3 und C_4 eingeführt:

$$C_3 = \frac{1}{H_a} \frac{C_1 e^{k_w r_0}}{j\omega\mu_0 r_0}, \quad C_4 = \frac{1}{H_a} \frac{C_2 e^{-k_w r_0}}{j\omega\mu_0 r_0}. \quad (3.83)$$

Die Normalenkomponente der magnetischen Flussdichte μH_r muss an den Oberflächen stetig bleiben, d. h. es gilt nach Vergleich mit (3.76) und (3.77) für die äußere Zylinderfläche

$$1 - W = C_3 e^{k_w d} + C_4 e^{-k_w d} \quad (3.84)$$

und für die innere Zylinderfläche

$$Q = C_3 + C_4. \quad (3.85)$$

Eine weitere Grenzbedingung ist die Stetigkeit der tangentialen magnetischen Feldstärke H_φ . Sie ergibt für die äußere Oberfläche die Beziehung

$$1 + W = \frac{k_w r_0}{\mu_r} (C_3 e^{k_w d} - C_4 e^{-k_w d}) \quad (3.86)$$

und für die Zylinderinnenfläche

$$Q = \frac{k_w r_0}{\mu_r} (C_3 - C_4). \quad (3.87)$$

Aus den Gleichungen (3.84) bis (3.87) lassen sich die Konstanten C_3 und C_4 entfernen. Mit der Abkürzung

$$K = \frac{k_w r_0}{\mu_r} \quad (3.88)$$

ergibt sich

$$Q = \frac{1}{\cosh k_w d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh k_w d} \quad (3.89)$$

$$W = \frac{\frac{1}{2} \left(K - \frac{1}{K} \right) \sinh k_w d}{\cosh k_w d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh k_w d}. \quad (3.90)$$

Als Schirmdämpfung ergibt sich somit

$$a_m = 20 \log \left(\cosh k_w d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh k_w d \right). \quad (3.91)$$

Im Vergleich zum longitudinalen äußeren Feld (3.69) unterscheidet sich die Schirmdämpfung nur durch das zusätzliche Auftreten des Terms $1/K$.

Im Falle eines unmagnetischen Zylindermaterials ist $1/K$ betragsmäßig sehr klein und kann vernachlässigt werden. Unmagnetische Hohlzylinder besitzen daher für beide Ausrichtungen des äußeren Feldes die gleiche Schirmdämpfung.

Anders beim magnetischen Zylinder: Da hier $1/K$ nicht mehr vernachlässigt werden kann, kommt man rechnerisch auf größere Schirmdämpfungswerte. Da aber im Allgemeinen die Mindest-Schirmdämpfung von Interesse ist, kann in der Praxis oft mit (3.69) gerechnet werden.

Für den Fall eines transversalen äußeren Feldes ist in Bild 3.17 der Verlauf der Schirmdämpfung einiger exemplarischer Zylinderschirme dargestellt.

Zylinderförmige Gehäuse kommen in der Praxis vor (z. B. Kameragehäuse), sind aber eher die selten. Allerdings lassen sich rechteckige Gehäuse

mit guter Näherung durch Zylinder annähern. Die oben hergeleiteten Formeln eignen sich somit gut zur Dimensionierung von *Gehäuseschirmen*.

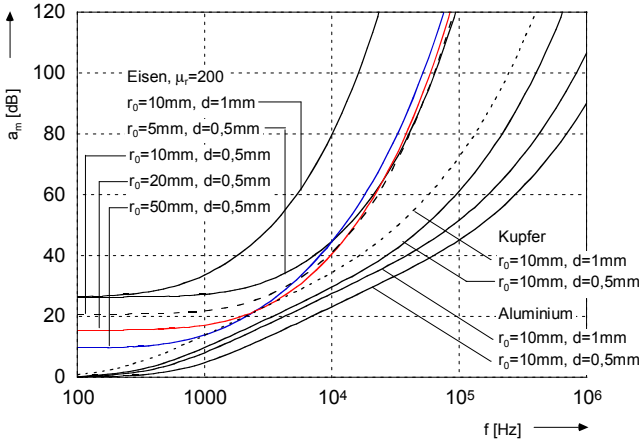


Bild 3.17 Schirmdämpfung einiger Zylinderschirme bei transversalem äußeren Magnetfeld.

Grundsätzlich ist es auch möglich, *Kabelschirme* als Zylinder aufzufassen und so ihre Schirmdämpfung zu berechnen. Allerdings weichen reale Kabelschirme durch ihren Aufbau (Geflechschirm, Folienschirm) vom idealen Metallzylinder meistens stark ab. Darüber hinaus ist es nur sehr schwer möglich, die oben berechnete Schirmdämpfung in der Praxis zu bestimmen. Für Kabel kommen daher andere Begriffe und Verfahren zur Anwendung, die im Abschnitt 3.3 (Theorie) und im Kapitel 4 (Praxis) beschrieben sind.

Hohlkugel

Als letztes Beispiel für die analytische Berechnung eines Schirms nach *Kaden* wollen wir eine dünnwandige Hohlkugel betrachten, Bild 3.18. Sie ist der einfachste Vertreter eines „dreidimensionalen“ Schirms, also einer Struktur, die in allen drei Raumachsen mathematisch beschrieben werden kann. Praktische Bedeutung hat die Hohlkugel, da sie alle Schirmgeometrien annähert, die in allen drei Raumachsen ungefähr gleiche Abmessungen haben. Sie eignet sich so zur Dimensionierung quaderförmiger Schirmgehäuse. Der bei rechteckigen Geometrien auftretende „Eckeneff-

feldt“, also die Überhöhung der Feldstärke in Raumkanten bleibt allerdings dabei unberücksichtigt. Er kann durch analytische Überlegungen [Kad 59], abgeschätzt oder durch numerische Feldberechnung bestimmt werden.

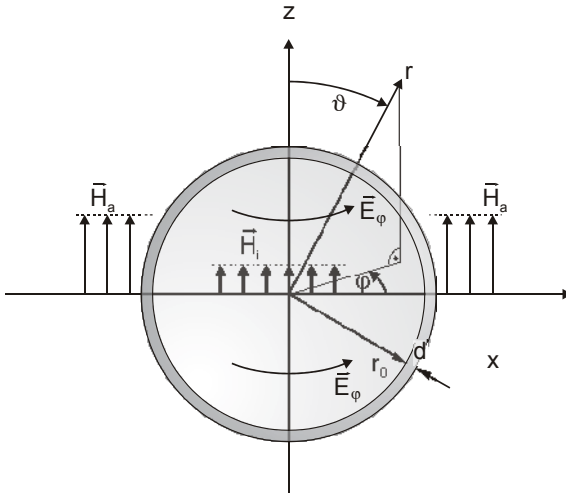


Bild 3.18 Dünwandige Hohlkugel im homogenen Magnetfeld

Zur Beschreibung der Geometrie verwenden wir Kugelkoordinaten entsprechend Bild 3.18. Das äußere Magnetfeld \vec{H}_a ist parallel zur z-Achse gerichtet. Aus Symmetriegründen müssen alle Feldgrößen rotations-symmetrisch zu z-Achse sein.

Zunächst drücken wir das äußere homogene Magnetfeld \vec{H}_a (welches den gesamten Raum erfüllen würde, wenn die Kugel nicht da wäre) mit dem magnetischen Skalarpotenzial aus:

$$V_{ma} = H_a z = H_a r \cos \vartheta \quad (3.92)$$

Diesem Magnetfeld überlagert sich ein Rückwirkungsfeld X_w , welches durch die Wirbelströme in der Kugel erzeugt wird. Das resultierende Feld außerhalb der Kugel ($r > r_0 + d$) wird durch das Potenzial

$$V_m = V_{ma} + V_{mw} \quad (3.93)$$

beschrieben. Mit $\text{div} \vec{H} = \Delta V_m = 0$ in Kugelkoordinaten gilt:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial V_m}{\partial r} \right) + \frac{1}{\sin \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{\partial V_m}{\partial \vartheta} \right) = 0 \quad (3.94)$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung erfolgt wieder mit dem Produktansatz

$$V_m = f(r) \cos \vartheta. \quad (3.95)$$

Einsetzen von (3.95) in (3.94) ergibt eine gewöhnliche Differentialgleichung 2. Ordnung:

$$(r^2 f'(r))' - 2f(r) = 0. \quad (3.96)$$

Ihre beiden Lösungen erhält man durch den Ansatz

$$f(r) = r^n. \quad (3.97)$$

Sie lauten

$$f(r) = \begin{cases} C_1 r \\ C_2 \\ r^2 \end{cases}. \quad (3.98)$$

Für $r \rightarrow \infty$ muss das Rückwirkungsfeld verschwinden und somit das Potenzial V_m den Wert V_{ma} annehmen, vgl. (3.92).

Daher gilt

$$C_1 = H_a. \quad (3.99)$$

Die noch unbekanntene Konstante C_2 kann mit dem Rückwirkungsfaktor W_a (Index a für den Außenraum) ausgedrückt werden:

$$C_2 = H_a (r_0 + d)^3 W_a. \quad (3.100)$$

Somit ergibt sich als Lösung von (3.94)

$$V_m = H_a \left(r + \frac{2(r_0 + d)^3}{r^2} W_a \right) \cos \vartheta \quad \text{für } r \geq r_0 + d. \quad (3.101)$$

Mit $\vec{H} = \text{grad } V_m$ ergeben sich folgende magnetische Feldkomponenten im Außenraum:

$$\begin{aligned}
 H_r &= H_a \left(1 - \frac{2(r_0 + d)^3}{r^3} W_a \right) \cos \vartheta \\
 H_\vartheta &= -H_a \left(1 + \frac{(r_0 + d)^3}{r^3} W_a \right) \sin \vartheta
 \end{aligned}
 \quad \text{für } r \geq r_0 + d. \quad (3.102)$$

Im Innenraum muss die gleiche Differentialgleichung (3.94) erfüllt sein. Allerdings fallen in der Lösung die Glieder mit $1/r^3$ weg, da das Feld in der Kugelmittle $r = 0$ nicht unendlich werden darf.

Mit dem Schirmfaktor Q gilt für die Feldkomponenten im Kugellinneren

$$\begin{aligned}
 H_r &= H_i \cos \vartheta = Q H_a \cos \vartheta \\
 H_\vartheta &= -H_i \sin \vartheta = Q H_a \sin \vartheta
 \end{aligned}
 \quad \text{für } r \leq r_0. \quad (3.103)$$

Innerhalb der Schirmwand ($r_0 \leq r \leq r_0 + d$) muss wieder zunächst die elektrische Feldstärke berechnet werden. Sie hat nur eine E_φ -Komponente, da sich aus Symmetriegründen die Wirbelströme um die z -Achse schließen müssen. Mit (3.23) in Kugelkoordinaten gilt

$$\frac{1}{r} \frac{\partial^2}{\partial r^2} (r E_\varphi) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left(\frac{1}{\sin \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} (\sin \vartheta E_\varphi) \right) - k_w^2 E_\varphi = 0. \quad (3.104)$$

Zur Lösung dient wiederum ein Produktansatz

$$E_\varphi = g(r) \sin \vartheta, \quad (3.105)$$

der in die Differentialgleichung (3.104) eingesetzt werden muss. In guter Näherung kann wieder (wie beim Hohlzylinder) von einer dünnwandigen Hohlkugel ($d \ll r_0$) ausgegangen werden, weshalb alle Glieder mit $1/r$ und $1/r^2$ entfallen.

Damit erhält man

$$g''(r) = k_w^2 g(r). \quad (3.106)$$

Als Näherungslösung von (3.104) erhält man somit

$$E_\varphi \approx (C_3 e^{k_w r} + C_4 e^{-k_w r}) \sin \vartheta \quad \text{für } r_0 \leq r \leq r_0 + d. \quad (3.107)$$

Daraus kann mit (3.15) das magnetische Feld innerhalb der Kugelschale ($r_0 \leq r \leq r_0 + d$) bestimmt werden:

$$\begin{aligned}
 H_r &\approx -\frac{1}{j\omega\mu r_0 \sin \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} (\sin \vartheta E_\varphi) = -\frac{2}{j\omega\mu r_0} (C_3 e^{k_w r} + C_4 e^{-k_w r}) \cos \vartheta \\
 H_\vartheta &\approx \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial E}{\partial r} \varphi = \frac{k_w}{j\omega\mu} (C_3 e^{k_w r} - C_4 e^{-k_w r}) \sin \vartheta
 \end{aligned} \tag{3.108}$$

Die Grenzbedingungen (Stetigkeit der Normalkomponente der Flussdichte und der Tangentialkomponente der Feldstärke an Materialgrenzflächen) liefern vier Gleichungen, mit denen die vier Unbekannten C_3 , C_4 , W_a und Q bestimmt werden können.

Mit der gewohnten Abkürzung

$$K = \frac{k_w r_0}{\mu_r} \tag{3.109}$$

ergibt sich

$$Q = \frac{1}{\cosh k_w d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{2}{K} \right) \sinh k_w d} \tag{3.110}$$

$$W_a = \frac{\frac{1}{3} \left(\frac{K}{2} - \frac{2}{K} \right) \sinh k_w d}{\cosh k_w d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{2}{K} \right) \sinh k_w d} \tag{3.111}$$

Die Schirmdämpfung berechnet sich aus der Gleichung

$$a_m = 20 \log \left(\cosh k_w d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{2}{K} \right) \sinh k_w d \right) \tag{3.112}$$

Bild 3.19 zeigt die Auswertung dieser Gleichung für einige Kugelschirme aus Eisen, Kupfer und Aluminium.

Die in diesem Abschnitt hergeleiteten Gleichungen für die Schirmdämpfung von Plattenschirmen, Zylinder- und Kugelschirmen sind in der Praxis gut brauchbar, um die Mindest-Materialstärke der Schirmwände zu ermitteln. Welche Schirmgeometrie zur Annäherung verwendet wird, ist dabei gar nicht so entscheidend. Für den Fall unmagnetischen Schirmmaterials ergibt ein Vergleich der Gleichungen (3.57), (3.89) und (3.110)

$$Q_{\text{Plattenschirm}} : Q_{\text{Zylinderschirm}} : Q_{\text{Kugelschirm}} = 1 : 2 : 3, \quad (3.113)$$

das heißt, der maximale Fehler, der hier begangen werden kann beträgt ca. 10 dB.

Die vorstehend zitierten, analytischen Herleitungen für die Schirmdämpfungberechnung werden den meisten Anwendern umständlich und schwer nachvollziehbar erscheinen. Im Zeitalter der numerischen Feldberechnung ist die Kunst der analytischen Lösung, also der Suche nach expliziten Lösungen von Differentialgleichungen, immer mehr in den Hintergrund getreten. Es zeigt sich allerdings häufig, dass der Aufwand bei der numerischen Problemlösung zu hoch ist: Ein geeignetes Feldberechnungsprogramm muss vorhanden sein, und dessen Anwender muss einige Erfahrung besitzen. Die Konturen der betrachteten Anordnung müssen diskretisiert werden, eine geeignete Anregung muss gewählt, die Berechnung muss durchgeführt und die Ergebnisse müssen ausgewertet sowie auf Plausibilität geprüft werden. Um diesen Aufwand zu vermeiden, wenn beispielsweise lediglich die Materialstärke eines rechteckigen Schirmgehäuses bestimmt werden soll, sind die *Kaden*'schen Formeln unübertroffen. Dabei muss der Anwender ihre Herleitung nicht unbedingt nachvollziehen. Eine Auswertung mit dem Taschenrechner (der *Kaden* übrigens in den 50er-Jahren noch nicht zur Verfügung stand) genügt.

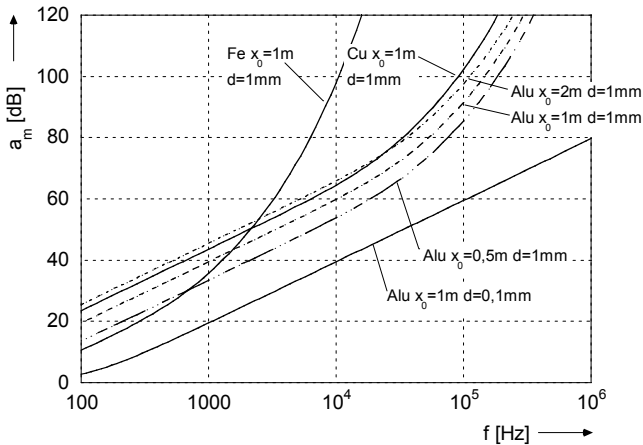


Bild 3.19 Magnetische Schirmdämpfung einiger beispielhafter Kugelschirme

Wie schon erwähnt beziehen die angestellten Betrachtungen auf quasistationäre Magnetfelder. Dies entspricht dem „Kilohertz-Bereich“ bei Abmessungen des Schirms im „Meter-Bereich“, also Schirmgehäuse, Schränke und geschirmte Räume. Die Schirmung des elektrischen Feldes muss in diesem Frequenzbereich nicht zusätzlich betrachtet werden – die leitfähige Hülle wirkt als nahezu idealer *Faraday*-Käfig, dessen elektrische Schirmdämpfung gegen unendlich geht.

In der Praxis wird die Schirmdämpfung allerdings nicht nur von Material und Materialstärke, sondern auch von „Inhomogenitäten“, also Öffnungen, Materialverbindungsstellen usw. abhängen. Mit zunehmender Frequenz gilt dies umso mehr.

Wenn zudem die Wellenlänge des anregenden Feldes in die Größenordnung der Schirmabmessungen kommt, dann treten Resonanzerscheinungen im Schirm auf. Darüber hinaus besitzen elektromagnetische Wellen besondere Eigenschaften, die sie von quasistationären Feldern unterscheiden und die wir uns bei der Berechnung von Schirmen zu Nutze machen können. Damit befasst sich der nächste Abschnitt 3.1.4.

3.1.4 Elektromagnetische Wellen: Absorption, Reflexion und Transmission

Bei elektromagnetischen Wellen finden Ausbreitungsvorgänge statt: Eine Änderung der Feldstärke am Ort der Feldursache wirkt sich an anderen Orten erst mit Verzögerung aus, also nach einer Laufzeit. Mit der Feldausbreitung wird Energie transportiert, d.h. aus dem Volumen um die Feldursache herum tritt Energie aus – anders als beim ortsfesten (quasistationären) Feld, dessen Energiegehalt konstant ist, solange keine Energie zu- oder abgeführt wird (beispielsweise durch Verlustwärme). Elektrisches und magnetisches Feld treten bei elektromagnetischen Wellen immer gepaart auf. Bei der ebenen Welle – die im leeren Raum bei ausreichend großer Entfernung zur Feldursache vorliegt – stehen elektrischer und magnetischer Feldvektor senkrecht zueinander und sind phasengleich. Sie liegen in einer Ebene. Diese ist senkrecht zur Ausbreitungsrichtung, in welche die Energie strömt. Der Verlauf der Feldlinien ist ein weiterer Unterschied zum quasistatischen Feld – im Fernfeld von Sendeantennen liegen reine Wirbelfelder ohne Quellenfeldkomponente vor.

Die elektromagnetische Wellenausbreitung ist im Abschnitt 2.3 ausführ-

lich beschrieben.

Worin besteht der grundlegende Unterschied zwischen der Schirmung quasistationärer Felder und elektromagnetischer Wellenfelder? Die einfache Antwort: Es gibt keinen! Elektrische und magnetische Felder können nach den gleichen Prinzipien abgeschirmt werden wie quasistationärer Felder. Das im vorangegangenen Abschnitt 3.1.3 vorgestellte Prinzip des elektrodynamischen Schirms lässt sich ohne Abwandlung auch zur Schirmung elektromagnetischer Wellenfelder anwenden. Es macht nämlich keinen grundlegenden Unterschied, ob es sich bei einem elektrischen oder magnetischen Feld, das am Ort des Schirms herrscht, um ein ortsfestes (quasistationäres) Feld oder um ein Wellenfeld handelt.

Sollen beispielsweise mit einem Schirmgehäuse Störungen abgeschirmt werden, die ein Langwellensender – ca. 200 kHz – erzeugt, so liegt ein elektromagnetisches Wellenfeld mit einer Wellenlänge von ca. 1,5 km vor. Die Ausbreitung der Feldgrößen – also das zeitversetzte Auftreten von Feldstärken gleicher Phasenlage – im Bereich des Schirmgehäuses (Ausdehnung ca. 0,5 m) kann vernachlässigt werden. Die magnetischen Komponenten der elektromagnetischen Welle können, wie in 3.1.3 beschrieben, geschirmt werden. In diesem Beispiel verschwinden die elektrischen Komponenten des Wellenfeldes im Inneren des Schirms dank seiner Wirkung als Faraday-Käfig ohnehin.

Wenn die Abmessungen des Schirms allerdings in die Größenordnung der Wellenlänge kommen, müssen Besonderheiten berücksichtigt werden. Mit zunehmender Frequenz darf die elektrische Komponente der Anregung nicht mehr vernachlässigt werden. Das anregende elektrische Feld induziert Ausgleichsströme auf dem Schirm, die sich als Verschiebungsströme innerhalb und außerhalb des Schirms fortsetzen. Mit anderen Worten, es kommt zu einem elektrischen Rückwirkungsfeld, welches auf beiden Seiten des Schirms wirkt. Es findet also eine Kopplung des elektrischen Feldes durch die Schirmhülle hindurch statt. Der Schirm wirkt nicht mehr als idealer Faraday'scher Käfig, sondern er besitzt eine endliche elektrische Schirmdämpfung. Zu diesem Effekt kommt es genau dann, wenn der Schirm elektrisch kurz wird, wenn also Hohlraumresonanzen, 3.1.4.4, auftreten. Man kann auch sagen, der Schirm selbst wird zu elektrischen Schwingungen angeregt (ähnlich wie ein Geigenkasten), er wird so selbst zur Antenne.

Das charakteristische Merkmal elektromagnetischer Wellen – im Gegensatz zu den stationären oder quasistationären Feldern – ist die oben erwähnte *Ausbreitungserscheinung*. Sie drückt sich in den Wellengleichungen (2.94) und (2.95) aus. Eine Änderung in der Feldstärke wirkt sich nicht sofort auf alle Bereiche des betrachteten Raumes aus, sondern sie erreicht einen bestimmten Raumpunkt erst nach einer Laufzeit Δt . Ob also eine Ausbreitungserscheinung vorliegt, hängt nicht nur von der Frequenz der Anregung, sondern auch von den Abmessungen des betrachteten Bereichs ab.

Mit der Wellenausbreitung sind die Begriffe *Absorption*, *Reflexion* und *Transmission* verbunden. Diese Effekte treten nur in Zusammenhang mit Ausbreitungserscheinungen auf.

Trifft eine ebene Welle auf eine Materialgrenzfläche, muss das *magnetische Feld* der einfallenden Welle selbstverständlich die Grenzbedingungen, Gleichungen (2.21) und (2.25), erfüllen. Dies kann nur geschehen, in dem es zur im Abschnitt 2.3.5 beschriebenen Reflexion kommt. Bei Materialien mit endlicher Leitfähigkeit wird eine Teilwelle an der Grenzfläche durchgelassen. Ein Teil der Energie, welche die Welle transportiert, wird in Wärme umgewandelt, also absorbiert.

Man kann die Einhaltung dieser Bedingung bzw. das Auftreten der Reflexion mit dem Prinzip „Gegenfeld durch Wirbelströme“ beschreiben, das im vorangegangenen Abschnitt vorgestellt wurde. Das Magnetfeld der einfallenden Welle induziert im leitfähigen Medium einen Wirbelstrom, der ein magnetisches Gegenfeld erzeugt. Bei einer idealen Reflexion – an einem Material dessen Leitfähigkeit gegen unendlich geht – geht die Eindringtiefe gegen Null. Die Wirbelströme bilden sich nur an einer infinitesimalen Schicht an der Oberfläche aus. Das magnetische Gegenfeld ist betragsmäßig genauso groß wie das Magnetfeld der einfallenden Welle, in seiner Richtung allerdings entgegen gerichtet. Es ist Bestandteil der reflektierten Welle.

Für das *elektrische Feld* gilt ebenso: Die Grenzbedingungen müssen erfüllt sein. Beim Einfall einer elektromagnetischen Welle müssen die Tangentialkomponenten der elektrischen Feldstärke an Grenzflächen stetig sein. An einer idealleitenden Fläche müssen sie daher verschwinden. Diese Bedingung kann nur durch das Auftreten einer reflektierten Welle eingehalten werden. Die reflektierte Welle ist Teil der Lösung der Wellengleichung

(2.94). Die Tangentialkomponenten der einfallenden und der reflektierten Welle löschen sich gegenseitig aus, so dass die Grenzbedingung für das elektrische Feld erfüllt ist. Bei Materialien mit endlicher Leitfähigkeit wird eine Teilwelle an der Grenzfläche durchgelassen. Ein Teil der Energie, welche die Welle transportiert, wird ebenfalls in Wärme umgewandelt.

Die Grenzbedingungen manifestieren sich beim statischen und quasistationären elektrischen Feld in Form des Faraday'schen Käfigs, 3.1.1. Mit dessen Prinzip lässt sich auch die Reflexion bzw. Transmission und Absorption der elektrischen Komponente einer Welle erklären: Die tangential elektrische Feldstärke influenziert in der obersten Schicht des leitfähigen Materials eine Ladungsverschiebung. Diese erzeugt ein elektrisches Gegenfeld, welches das Feld der einfallenden Welle destruktiv überlagert und so eine reflektierte Welle auslöst.

Der Vorgang „ebene Welle trifft auf Materialgrenzfläche“ ist ausführlich in Abschnitt 2.3.5 beschrieben.

Reflexion und Transmission einer elektromagnetischen Welle sind also Auswirkungen der in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Schirmungsmechanismen. Beim Vorliegen elektromagnetischer Wellenfelder lässt sich die Schirmwirkung von Mediengrenzflächen und Materialschichten mit den Begriffen „Reflexion, Transmission und Absorption“ leichter beschreiben. Hier kommt das „Impedanzkonzept“ von *Schelkunoff* ins Spiel.

3.1.4.1 Das Impedanzkonzept

Schelkunoffs Impedanzkonzept

Bei klassischen Schirmungsproblemen – und auf diese ist das Impedanzkonzept anwendbar – liegt mindestens eine Materialgrenzfläche vor. Meistens handelt es sich dabei um die Oberfläche eines metallischen Schirms im leeren (luftgefüllten) Raum.

Das Problem „ebene Welle trifft auf Materialgrenzfläche“ ist in Bild 3.20 vereinfacht für senkrechten Einfall dargestellt.

Von der einfallenden Welle wird ein Teil an der Grenzfläche reflektiert (Index r), ein Teil durchgelassen (Index d), so wie in 2.3 ausführlich beschrieben. Handelt es sich bei Medium 2 um ein verlustbehaftetes Medi-

um, so findet dort außerdem eine Dämpfung (Absorption) der Welle statt. Bei Schirmungsproblemen sind die Feldstärken jenseits der Grenzfläche von Interesse. Mit den Gleichungen aus den Abschnitten 2.3.4 und 2.3.5 können diese Feldstärken berechnet werden, wenn die Anregung (Feldstärken bzw. Leistungsdichte der einfallenden Welle) bekannt ist.

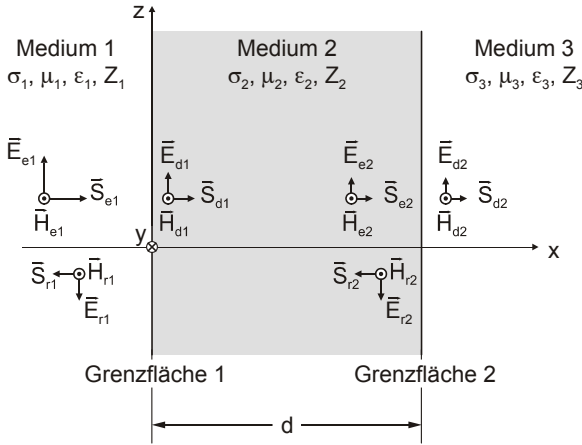


Bild 3.20 Ebene Welle trifft auf Materialgrenzfläche, senkrechter Einfall.

Führt man diese Berechnung durch, so fällt auf, dass Reflexion, Transmission und Absorption bei homogenen Medien und senkrechtem Einfallswinkel lediglich von den Materialparametern σ , μ und ϵ sowie von der Frequenz ω abhängen. Diese Parameter sind jedoch in der Größe „Wellenwiderstand“ erhalten.

Reflexions- und Durchlassfaktoren und die Dämpfung einer Welle können mit Hilfe des Wellenwiderstandes ausgedrückt werden.

Es liegt also nahe, mit Hilfe der Wellenwiderstände die Feldschwächung durch Grenzflächen und im verlustbehafteten Medium zu beschreiben. Dies ist – in Worten – die Kernaussage des *Impedanzkonzepts*, [Schel 38], [Imo 94].

Das Impedanzkonzept gründet sich auf der Idee, dass zwischen der Ausbreitung einer ebenen Welle im freien Raum und der Wellenausbreitung in einer elektrisch langen Leitung kein grundlegender Unterschied besteht. Im letzteren Fall wird die Ausbreitung durch den Wellenwiderstand der

Leitung, die Reflexion und Transmission an Stoßstellen durch den „Sprung“ des Wellenwiderstandes beschrieben. Auch die Dämpfung längs einer Leitung lässt sich durch den Wellenwiderstand beschreiben, der dann komplex wird. Dies ist vollständig analog zur Darstellung von Reflexion, Absorption und Transmission bei ebenen Wellen im freien Raum wie sie oben und in 2.3 beschrieben ist. Wie schon erwähnt ist z. B. (2.154) identisch mit der Berechnungsgleichung für Reflexionen an Stoßstellen.

Die Beschreibung durch Wellenwiderstände vereinfacht die Berechnung wesentlich, vor allem bei mehrschichtigen Strukturen. Beim Vorliegen von mehr als einer Materialgrenzfläche, wie das bei einer Schirmwand mit endlicher Dicke der Fall ist, kann das Impedanzkonzept seinen Vorteil voll ausspielen.

Im Folgenden betrachten wir eine Schirmwand der Dicke d , wie sie in Bild 3.20 zu sehen ist, dort bezeichnet mit „Medium 2“. Im Medium 1, Luft, trifft eine ebene Welle auf die Grenzfläche 1. Es wird ein senkrechter Einfall angenommen also $\varphi_d = \varphi_e = 0$.

Tabelle 3.2 Übersicht über Wellenwiderstände nach [Schw 07], auch für kapazitive und induktive Felder im Abstand r zur Sendeantenne.

Ebene Welle, Fernfeld	Kapazitives Feld	Induktives Feld	Materie
$Z_0 = 377 \Omega$	$Z = Z_0 \frac{\lambda}{2\pi r}$	$Z = Z_0 \frac{2\pi r}{\lambda}$	$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$

An der Grenzfläche 1 wird die Welle teilweise reflektiert, ein Anteil wird durchgelassen. Die elektrische Feldstärke unmittelbar hinter der Grenzfläche beträgt mit dem Durchlassfaktor d_{11} , (2.155):

$$E_{d1} = E_{e1}d_{11} = E_{e1} \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \tag{3.114}$$

Aufgrund der Reflexion an der Grenzfläche erfährt die Welle eine Dämpfung, die als *Reflexionsdämpfung* bezeichnet wird. Sie beträgt

$$a_{r,1-2} = 20 \log \left| \frac{E_{e1}}{E_{d1}} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{d_{11}} \right| = 20 \log \left| \frac{Z_2 + Z_1}{2Z_2} \right| \tag{3.115}$$

Bei der Transmission durch die Schirmwand – Medium 2 – erfährt die Welle eine Dämpfung gemäß (2.119), da jede Materie absorbierende Eigenschaften aufweist. Die Dämpfungskonstante α nimmt für leitfähige Materie den Wert

$$\alpha = \sqrt{\pi f \mu \sigma} = \frac{1}{\delta} \quad (3.116)$$

an. (δ : Eindringtiefe, siehe 3.1.3.2). Diese Dämpfung heißt *Absorptionsdämpfung* und beträgt

$$a_{a,2} = 20 \log \left| \frac{E_{d1}}{E_{e2}} \right| = 20 \log e^{\alpha d}. \quad (3.117)$$

An der Grenzfläche 2 erfährt die durchlaufende Welle wiederum eine Reflexion. Die Reflexionsdämpfung beträgt hier

$$a_{r,2-3} = 20 \log \left| \frac{E_{e2}}{E_{d2}} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{d_{11}} \right| = 20 \log \left| \frac{Z_3 + Z_2}{2Z_3} \right|. \quad (3.118)$$

Allerdings wird der an Grenzfläche 2 reflektierte Anteil wiederum an Grenzfläche 1 reflektiert usw. Das heißt, es kommt zu Vielfachreflexionen, welche die Gesamtdämpfung beeinflussen. Diese Beeinflussung wird mit einem Korrekturterm berücksichtigt, der die Auswirkung der multiplen Reflexionen zusammenfasst:

$$a_{\text{mult}} = 20 \log \left| 1 - \frac{\left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1 \right)^2}{\left(\frac{Z_2}{Z_3} + 1 \right)^2} e^{-2\gamma d} \right| \quad (3.119)$$

Mit $Z_1 = Z_3 = Z_0$ (Medien 1 und 3: Luft) und $\alpha = \beta = \sqrt{\pi f \mu \sigma}$ (Medium 2: Leiter) kann (3.115) zu

$$a_{\text{mult}} = 20 \log \left| 1 - e^{-(1+j)2d\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \right| \quad (3.120)$$

vereinfacht werden. Bei hoher Transmissionsdämpfung kann dieser Term vernachlässigt werden.

Damit sind wir in der Lage, die Schirmdämpfung einer unendlich ausgedehnten Schirmwand im ebenen Wellenfeld anzugeben:

$$a_{em} = a_{r,1-2} + a_{a,2} + a_{r,2-3} + a_{mult} \quad (3.121)$$

Für den Fall $Z_1 = Z_3 = Z_0$ können wir diesen Term zusammenfassen zu

$$a_{em} = \underbrace{20 \log \left| \frac{(Z_0 + Z_2)^2}{4Z_0Z_2} \right|}_{a_{r,gesamt}} + \underbrace{20 \log e^{\sqrt{\pi} \mu \sigma d}}_{a_{a,2}} + \underbrace{20 \log \left| 1 - e^{-(1+j)2d\sqrt{\pi} \mu \sigma} \right|}_{a_{mult}}. \quad (3.122)$$

Wir haben hiermit ein sehr einfaches Berechnungsverfahren zur Verfügung. Die Vereinfachungen haben allerdings Ihren Preis: Im Allgemeinen kann nämlich die Rückwand des Schirms nicht vernachlässigt werden, ebenso wenig wie der Einfluss der Ecken eines Schirms sowie eventuell vorhandene Öffnungen. Das Impedanzkonzept liefert dann stark abweichende Ergebnisse.

Das erweiterte Impedanzkonzept

Insbesondere der Einfluss der Rückwand ist entscheidend für die Feldstärke im Schirm: Bei niedriger Frequenz (Eindringtiefe größer als die Wandstärke) bestimmt der Abstand der Rückwand die Schirmdämpfung maßgeblich, vgl. 3.1.3.3. Die Berücksichtigung der Rückwand bei der Anwendung des Impedanzkonzepts ist deshalb nötig, um seine Gültigkeit auch für niedrige Frequenzen zu gewährleisten.

Sobald die Eindringtiefe kleiner wird als die Wandstärke, schwindet dieser Einfluss. Wenn allerdings die Wellenlänge in die Größenordnung der Schirmabmessungen kommt, treten bei bestimmten Frequenzen Vielfachreflexionen auf, die identisch sind mit den in Abschnitt 3.1.4.4 beschriebenen Hohlraumresonanzen. Sie beeinflussen die Schirmdämpfung des Schirms, sobald dieser elektrisch kurz wird. Dies ist ein weiterer Grund, weshalb die Rückwand berücksichtigt werden sollte. Dies gelingt mit dem *erweiterten Impedanzkonzept*, [Imo 94].

Mit Hilfe der *Wellenmatrixmethode* können hinlaufende und rücklaufende Wellen einer mehrfach geschichteten Struktur (Parallelplattenschirm: Luft-Schirmwand-Luft-Schirmwand-Luft) beschrieben werden, allerdings ohne den Einfluss der Seitenwände zu erfassen.

Zur Anwendung des erweiterten Impedanzkonzeptes benötigen wir ein wenig Vierpol-Theorie: Jedes passive *Zweitor*, auch Vierpol (engl. *quadrupole*) genannt, ist eine „Black Box“ mit vier Anschlüssen, an denen

eine Spannung oder Feldstärke anliegen kann. Es kann durch eine Matrix beschrieben werden. Bekannt sind beispielsweise aus der Schaltungstechnik Impedanz- oder Admittanzmatrizen.

In der Hochfrequenztechnik werden Zweitore üblicherweise durch *Streumatrizen* (engl. *scattering matrix*) beschrieben, welche die hin- und rücklaufenden Wellen ins Verhältnis setzen. Dabei werden die Feldstärken der Welle auf die Wurzel des Wellenwiderstandes normiert, so dass durch Quadrieren leicht die Leistung ermittelt werden kann. Die Streumatrix gibt an, welcher Anteil der Welle reflektiert und welcher Anteil durchgelassen wird. Auch Verluste lassen sich mit der Streumatrix darstellen. Die Elemente der Streumatrix heißen *Streuparameter*. Da die Streuparameter komplexe Zahlen sind, lässt sich elegant auch die Phasenverschiebung darstellen, die eine Welle bei Reflexion oder Transmission erfährt. Es liegt daher nahe, Reflexion und Transmission von Wellen an Grenzflächen und die Absorption in Medien mit Streumatrizen zu beschreiben.

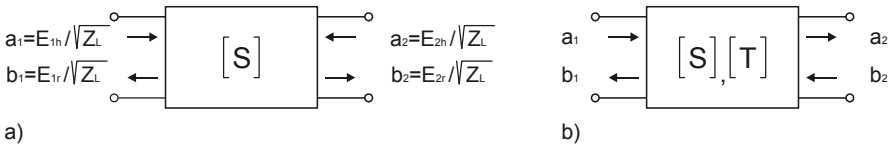


Bild 3.21 Zählpfeilkonventionen bei Streu- und Wellenkettensystemen. a) Symmetrische Zählpfeile, b) Zählpfeile bei Kettenschaltung

Die Definition der Streumatrix, vgl. Bild 3.21 a) lautet

$$\vec{b} = [S] \cdot \vec{a}, \tag{3.123}$$

oder ausführlich

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \tag{3.124}$$

Links stehen also die reflektierten (oder gestreuten) Wellen, rechts die einfallenden Wellen. Diese Konvention hat aber einen Nachteil: Mehrere Zweitore können nicht hintereinander geschaltet werden, da die Zählpfeile nicht zusammen passen. Gerade dieses ist aber für unseren Zweck unbedingt wünschenswert. Wenn wir die Zählpfeilkonvention entsprechend abändern, siehe Bild 3.21 b), wird dies möglich. Die Streumatrix [S] bleibt die selbe, aber die Vorzeichen der Wellen ändern sich.

Um die Reihenschaltung von Vierpolen bequem berechnen zu können, eignen sich Streumatrizen jedoch nicht. Dazu müssen die Streumatrizen in *Transmissionsmatrizen*, auch *Wellenkettentransmissionen* genannt, umgeformt werden, damit mittels Matrixmultiplikation die gesamte Reihenschaltung beschrieben werden kann.

Die Transmissionsmatrix, beschrieben durch in- und rücklaufenden Wellen, lautet

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}. \quad (3.125)$$

Die Umformung einer Streumatrix [S] in eine Transmissionsmatrix [T] geschieht mittels folgender Gleichung:

$$[T] = \begin{bmatrix} S_{12} - S_{11}S_{21}^{-1}S_{22} & S_{11}S_{21}^{-1} \\ -S_{21}^{-1}S_{22} & S_{21} \end{bmatrix}. \quad (3.126)$$

Die Transmissionsmatrizen können miteinander multipliziert werden, um eine Gesamt-Transmissionsmatrix zu erhalten. Diese kann mit

$$[S] = \begin{bmatrix} T_{12}T_{22}^{-1} & T_{11} - T_{12}T_{22}^{-1}T_{21} \\ T_{22}^{-1} & -T_{22}^{-1}T_{21} \end{bmatrix}. \quad (3.127)$$

wieder zu einer Streumatrix umgewandelt werden.

Natürlich kann auch sofort eine Transmissionsmatrix aufgestellt werden, ohne den „Umweg“ über die Streumatrix zu machen.

Für eine *Grenzfläche* mit Durchlassfaktor d_{II} und Reflexionsfaktor r_{II} (in Richtung Medium 1 nach Medium 2) lautet die Transmissionsmatrix

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{d_{II}} \begin{bmatrix} 1 & r_{II} \\ r_{II} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}. \quad (3.128)$$

Wir erinnern uns: Der Index II steht für den Fall II: \vec{E} senkrecht zur Einfallsebene. Zur Definition von d_{II} und r_{II} siehe 2.3.5.2. Achtung: d_{II} und r_{II} sind für das *elektrische* Feld der Welle definiert.

Es gilt (bei senkrechtem Einfall)

$$r_{II} = r_{II,e} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad (3.129)$$

$$d_{II} = d_{II,e} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}. \quad (3.130)$$

Für die magnetische Komponente einer Welle gelten von (2.154) und (2.155) abweichende Reflexions- und Durchlassfaktoren, denn es muss an allen Orten $E=H \cdot Z$ gelten. Sie lauten

$$r_{II,m} = -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad (3.131)$$

$$d_{II,m} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1}. \quad (3.132)$$

Beim Durchlaufen eines *homogenen Mediums* der Dicke d erfährt die Welle, wie schon erwähnt, eine Dämpfung und Phasenverschiebung. Die Transmissionsmatrix lautet für diesen Fall

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{kd} & 0 \\ 0 & e^{-kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}. \quad (3.133)$$

Diese besondere Form der Transmissionsmatrix wird auch *Propagator-matrix* (lat.: propagare – voranschreiten) genannt.

Mit diesem „Rüstzeug“ sind wir in der Lage, den Parallelplattenschirm mit Transmissionsmatrizen zu beschreiben.

Die zugehörigen Vierpole sind in Bild 3.22 eingezeichnet. Die Propagator-matrizen sind mit $[P]$ bezeichnet, so dass die übrigen Transmissionsmatrizen mit den gleichen Nummern wie die Grenzflächen indiziert werden können.

Zunächst berechnen wir mittels Matrizenmultiplikation die gesamte Kettenschaltung, also die Welle a_5 , die „hinter dem Schirm“ wieder austritt.

Da wir voraussetzen, dass der Raum hinter dem Schirm vollständig leer ist, gibt es dort keine Reflexionen, d. h., $b_5 = 0$:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = [T_1][P_2][T_2][P_3][T_3][P_4][T_4] \begin{bmatrix} a_5 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.134)$$

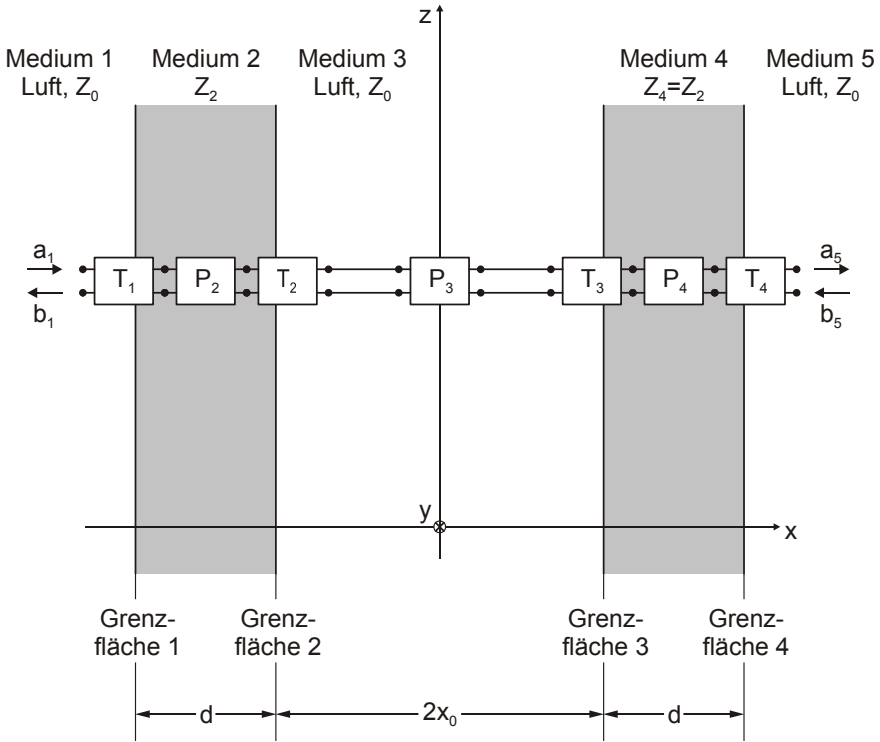


Bild 3.22 Parallelschirm mit Wellenmatrizen.

Die abschreckend wirkende Matrixgleichung (3.134) lässt sich aufgrund des einfachen Aufbaus der einzelnen Matrizen relativ leicht lösen:

Einsetzen von (3.128) und (3.133) ergibt

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{d_{II,1}} \begin{bmatrix} 1 & r_{II,1} \\ r_{II,1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{k_2 d} & 0 \\ 0 & e^{-k_2 d} \end{bmatrix} \\
 &\frac{1}{d_{II,2}} \begin{bmatrix} 1 & r_{II,2} \\ r_{II,2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{2k_3 x_0} & 0 \\ 0 & e^{-2k_3 x_0} \end{bmatrix} \\
 &\frac{1}{d_{II,3}} \begin{bmatrix} 1 & r_{II,3} \\ r_{II,3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{k_2 d} & 0 \\ 0 & e^{-k_2 d} \end{bmatrix} \\
 &\frac{1}{d_{II,4}} \begin{bmatrix} 1 & r_{II,4} \\ r_{II,4} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_5 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.135}$$

Im Folgenden gilt die Annahme, dass es sich um einen Schirm aus zwei

gleichen metallischen Platten im Luftraum handelt. Damit vereinfachen sich die Ausbreitungskonstanten nach (2.114) zu $k_2 = k_4 = (1 + j)\sqrt{\pi f \mu \sigma}$ und $k_0 = k_3 = \beta = 2\pi f \sqrt{\epsilon \mu}$. Mit $d_{II,1} = d_{II,3}$, $r_{II,1} = r_{II,3} = -r_{II,2} = -r_{II,4} = r_{II}$ erhält man

$$\frac{a_5}{a_1} = \frac{d_{II,1}^2 d_{II,2}^2}{\left(e^{k_2 d} - r_{II}^2 e^{-k_2 d}\right)^2 e^{j2\beta x_0} - r_{II}^2 \left(e^{k_2 d} - e^{-k_2 d}\right)^2 e^{-j2\beta x_0}}. \quad (3.136)$$

Wir haben somit berechnet, welcher Anteil der einfallenden Welle a_1 hinter dem Parallelplattenschirm wieder austritt. Meist ist jedoch die Schirmdämpfung des Schirms interessant, also die Feldstärke der einfallenden Welle im Verhältnis der Feldstärke im Mittelpunkt des Schirms. Die Wellen im Mittelpunkt werden mit a_m (rechtslaufend) und b_m (linkslaufend) bezeichnet, die Transmissionsmatrizen im Medium 3 bis zum Mittelpunkt mit P_{3m} .

Zur Berechnung dient folgender Ansatz:

$$\begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} = [P_{2m}][T_3][P_4][T_4] \begin{bmatrix} a_5 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\beta x_0} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta x_0} \end{bmatrix} [T_3][P_4][T_4] \begin{bmatrix} a_5 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.137)$$

Somit lassen sich a_m und b_m in Abhängigkeit von a_5 ausdrücken. Unter Verwendung von (3.136) erhält man

$$\frac{a_m}{a_1} = d_{II,1} d_{II,2} \frac{\left(e^{k_2 d} - r_{II}^2 e^{-k_2 d}\right) e^{j\beta x_0}}{\left(e^{k_2 d} - r_{II}^2 e^{-k_2 d}\right)^2 e^{j2\beta x_0} - r_{II}^2 \left(+e^{k_2 d} - e^{-k_2 d}\right)^2 e^{-j2\beta x_0}}. \quad (3.138)$$

$$\frac{b_m}{a_1} = d_{II,1} d_{II,2} \frac{r_{II} \left(e^{k_2 d} - e^{-k_2 d}\right) e^{j\beta x_0}}{\left(e^{k_2 d} - r_{II}^2 e^{-k_2 d}\right)^2 e^{j2\beta x_0} - r_{II}^2 \left(+e^{k_2 d} - e^{-k_2 d}\right)^2 e^{-j2\beta x_0}}. \quad (3.139)$$

Die Überlagerung der hin- und der rücklaufenden Welle am Schirmmittelpunkt, d. h. die Addition der Gleichungen (3.138) und (3.139) ergibt:

$$\frac{a_m + b_m}{a_1} = d_{II,1} d_{II,2} \frac{1}{\left(e^{k_2 d} - r_{II}^2 e^{-k_2 d}\right)^2 e^{j\beta x_0} - r_{II} \left(e^{k_2 d} - e^{-k_2 d}\right) e^{-j\beta x_0}}. \quad (3.140)$$

Wenn man die Reflexions- und Durchlassfaktoren für das elektrische Feld gemäß (3.129) und (3.130) einsetzt und die komplexen e-Funktionen in trigonometrische aufspaltet, erhält man als elektrischen Schirmfaktor

$$\begin{aligned}
 Q_e &= \frac{E_m}{E_1} \\
 &= \frac{1}{\sinh k_2 d \left(\left(\frac{Z_0}{Z_2} \cos \beta x_0 + j \frac{Z_2}{Z_0} \sin \beta x_0 \right) + \coth k_2 d (\cos \beta x_0 + j \sin \beta x_0) \right)} \quad (3.141)
 \end{aligned}$$

und somit als elektrische Schirmdämpfung

$$\begin{aligned}
 a_e &= 20 \log |\cosh k_2 d + k_2 x_0 \sinh k_2 d| \\
 &+ 20 \log \left| \frac{\left(\frac{Z_0}{Z_2} \cos \beta x_0 + j \frac{Z_2}{Z_0} \sin \beta x_0 \right) + \coth k_2 d (\cos \beta x_0 + j \sin \beta x_0)}{\coth k_2 d + k_2 x_0} \right|. \quad (3.142) \\
 &= a_s + \Delta a_e
 \end{aligned}$$

Beim Durchlaufen unserer Anordnung von links nach rechts treten unterschiedliche Wellenwiderstände auf. Das heißt, das Verhältnis von elektrischer zu magnetischer Feldstärke ändert sich. Damit muss sich aber die magnetische Schirmdämpfung von der elektrischen unterscheiden. Dieser Umstand zeigt sich auch in den für das magnetische Feld abweichenden Reflexions- und Transmissionsfaktoren (3.131) und (3.132). Wenn wir diese in Gl. (3.140) einsetzen, erhalten wir als magnetischen Schirmfaktor

$$\begin{aligned}
 Q_m &= \frac{H_m}{H_1} \\
 &= \frac{1}{\sinh k_2 d \left(\left(\frac{Z_2}{Z_0} \cos \beta x_0 + j \frac{Z_0}{Z_2} \sin \beta x_0 \right) + \coth k_2 d (\cos \beta x_0 + j \sin \beta x_0) \right)} \quad (3.143)
 \end{aligned}$$

und damit die magnetische Schirmdämpfung

$$\begin{aligned}
 a_m &= 20 \log |\cosh k_2 d + k_2 x_0 \sinh k_2 d| \\
 &+ 20 \log \left| \frac{\left(\frac{Z_2}{Z_0} \cos \beta x_0 + j \frac{Z_0}{Z_2} \sin \beta x_0 \right) + \coth k_2 d (\cos \beta x_0 + j \sin \beta x_0)}{\coth k_2 d + k_2 x_0} \right|. \quad (3.144) \\
 &= a_s + \Delta a_m
 \end{aligned}$$

Die so gewonnenen Gleichungen für die Schirmdämpfung erscheinen zwar umständlich, sind aber sogar mit dem Taschenrechner auswertbar. Sie beschreiben den Parallelplattenschirm vollständig, inklusive aller Resonanzerscheinungen, die man in der grafischen Auswertung an den Polen

des Schirmdämpfungsverlaufs erkennt.

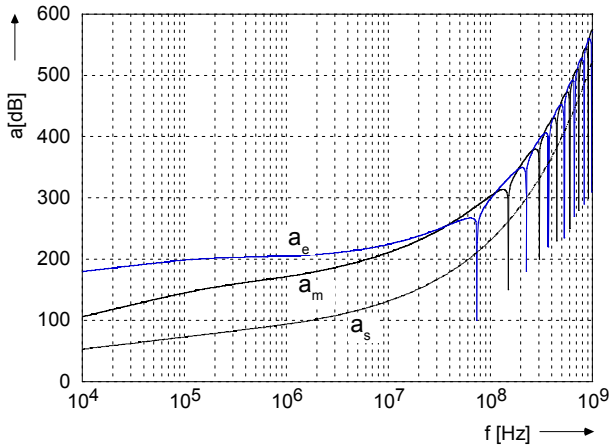


Bild 3.23 Elektrische und magnetische Schirmdämpfung eines Parallelplattenschirms, ermittelt mit dem erweiterten Impedanzkonzept. Plattenabstand: $2x_0 = 2\text{ m}$, Wanddicke: $d = 0,1\text{ mm}$, Material: Kupfer.

Der Abstand zwischen den Minima der Dämpfungsverläufe in Bild 3.23 beträgt ca. 150 MHz und entspricht genau einer Wellenlänge von 2 m, also dem Plattenabstand. Bei ca. 750 MHz kommt es im Raummittelpunkt zum ersten Mal zur konstruktiven Überlagerung der hin- und der rücklaufenden Welle. Als Folge bricht die Schirmdämpfung ein. Dies gilt allerdings nur für Punkte genau in der Mitte zwischen den Platten. An anderen Punkten treten die Minima der Schirmdämpfung bei anderen Frequenzen auf.

Aufgrund der Wellenausbreitung im Schirm kommt es also zu Resonanzeffekten: Zur geometrieabhängigen Ausbildung von Feldstärkemaxima und -minima. Man spricht daher vom Schirm als *Hohlraumresonator*, vgl. 3.1.4.4. Die Beachtung von Resonanzerscheinungen ist sehr wichtig für die Interpretation von Schirmdämpfungsverläufen, denn ein Minimum der Schirmdämpfung aufgrund von konstruktiver Überlagerung der im Schirm reflektierten Wellen ist kein Anzeichen für einen konstruktiven Mangel des Schirms. Dies von einer schmalbandigen Einkopplung durch z. B. einen Schlitz in der Schirmwand zu unterscheiden, ist die eigentliche Schwierigkeit.

Bei der Betrachtung von Bild 3.23 fällt allerdings auf, dass das Impedanz-

konzept sehr hohe Schirmdämpfungswerte liefert. Oberhalb von 10 kHz betragen diese weit mehr als 100 dB, sowohl für das magnetische als auch für das elektrische Feld. Ist das Impedanzkonzept deshalb fehlerhaft? – Nein. Wie so oft wird hier lediglich die Wirklichkeit durch das Modell nicht ausreichend genau beschrieben. Gelänge es, einen Parallelplattenschirm aus Kupfer ohne die geringste Inhomogenität herzustellen, wären die Rechenergebnisse zutreffend, wobei dann immer noch das Problem besteht, diese durch Messung zu verifizieren. Schirmdämpfungswerte > 150 dB nachzuweisen selbst mit größtem Aufwand nur schwer möglich. Immerhin liegt hier ein Verhältnis von Sende- zu Empfangsleistung von $1:10^{15}$ vor! Die Berücksichtigung von Öffnungen und Bereichen reduzierter elektrischer Leitfähigkeit (Materialverbindungsstellen) ist somit die Aufgabe, die für Frequenzen im Mega- und Gigahertzbereich gelöst werden muss, siehe 3.2.

Bei geringeren Frequenzen spielen Öffnungen noch nicht die entscheidende Rolle. Wichtig sind tatsächlich Materialstärke, Permeabilität und Leitfähigkeit des Schirmmaterials. Hier kann das Impedanzkonzept voll zur Anwendung kommen. In den Gleichungen (3.143) und (3.144) kann man die komplizierten Terme, welche die Reflexionen beschreiben, weggelassen und stattdessen nur die quasistationäre Schirmdämpfung

$$a_s = 20 \log |\cosh k_2 d + k_2 x_0 \sinh k_2 d| \quad (3.145)$$

berechnen.

Für den quasistationären Fall haben wir jedoch bereits den Parallelplattenschirm nach *Kaden* berechnet, 3.1.3.3. Welches Verfahren soll nun zur Schirmberechnung herangezogen werden? Ein Vergleich mit der *Kaden*-Lösung (3.58) zeigt, dass beide Ergebnisse identisch sind: Sie unterscheiden sich lediglich in der Darstellung, da bei *Kaden* mit der Wirbelstromkonstanten k_w und beim Impedanzkonzept mit der Wellenzahl k gerechnet wird. Im Falle hoher Leitfähigkeit (im Leiter) gilt für diese beiden Größen der Zusammenhang $k = -k_w$. Aufgrund der ungeraden \sinh -Funktion „hebt“ sich jedoch das Minus-Zeichen „weg“ und wegen der geraden \cosh -Funktion spielt es dort im Argument keine Rolle. Zur Bestimmung der Wandstärke bei vorgegebener Schirmdämpfung kann also getrost weiterhin (3.61) verwendet werden. Diese Gleichung ist folgt sowohl aus der *Kaden*-Rechnung als auch aus dem Impedanzkonzept.

3.1.4.2 Analytische Problemlösung nach Kaden am Beispiel des Hohlzylinders im elektromagnetischen Wellenfeld

Auch für Schirmungsprobleme elektromagnetischer Wellenfelder ist eine analytische Problemlösung möglich, wenngleich auch mit einem immensen mathematischen Aufwand. Diesen Aufwand werden im Zeitalter numerischer Feldberechnung die meisten Anwender scheuen. Dennoch soll im Folgenden für den Fall des Hohlzylinders im elektromagnetischen Wellenfeld die *Kaden*-Lösung wiedergeben werden. Erstens, weil sie durchaus das Verständnis der Schirmung von Wellenfeldern erhöht und zweitens weil ihr Ergebnis durchaus in der Praxis anwendbar ist, ohne dass die Herleitung verstanden sein muss.

Die *Kaden*-Lösung ist extrem anspruchsvoll und sehr schwer nachzuvollziehen. Wer sich beim Anblick komplizierter Formeln mit Grausen abwendet, wird wenig Freude daran haben. Wer es dennoch versucht, wird Ehrfurcht vor dem zur Herleitung notwendigem Wissen und Können entwickeln.

Die Problemstellung lautet: Eine ebene Welle trifft auf einen metallischen, unmagnetischen Hohlzylinder (Leitfähigkeit σ , Permeabilität $\mu = \mu_0$). Der Zylinderradius ist *nicht* klein im Vergleich zur Wellenlänge. Wie lauten die Felder im Zylinderinneren (transmitierte Wellen) und -äußeren (reflektierte Wellen)? Zwei Fälle lassen sich unterscheiden:

1. Fall: Elektrischer Vektor der einfallenden Welle parallel zur Zylinderachse

Die einfallende Welle breitet sich längs der x -Achse aus. In die Zylinderachse legen wir die z -Achse eines kartesischen Koordinatensystems. Der elektrische Vektor der Welle liegt parallel zur Zylinderachse und somit zur z -Achse. Der magnetische Vektor ist folglich parallel zur y -Achse gerichtet, Bild 3.24.

Zunächst wird die Anwesenheit des Zylinders vernachlässigt: Die Feldstärken der einfallenden Welle werden entsprechend (2.112) durch folgende Gleichungen beschrieben:

$$H^{(e)} = H_a e^{-jk_0 x} \quad (3.146)$$

$$E^{(e)} = -Z_0 H_a e^{-jk_0 x} \quad (3.147)$$

Der Index (e) steht für „einfallend“. Die Zeitfunktion $e^{j\omega t}$ ist bereits abgespalten und wird weggelassen. Weiter bedeuten $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = 2\pi/\lambda_0$ Wellenzahl (mit der Wellenlänge λ_0) und $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 377\Omega$ Wellenwiderstand des leeren Raumes.

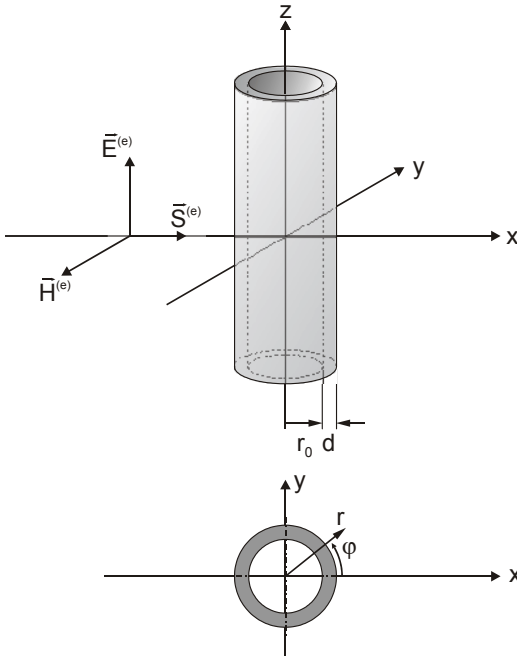


Bild 3.24 Eine ebene Welle trifft auf einen Holzylinder. E-Vektor und Zylinderachse sind parallel.

Die Gleichungen (3.146) und (3.147) sind in kartesischen Koordinaten formuliert. Um die Randbedingungen an der Zylinderoberfläche ansetzen zu können, muss das äußere Feld jedoch in Zylinderkoordinaten dargestellt werden. Dazu setzen wir $x = r \cos\varphi$.

Dies reicht aber noch nicht aus: Um die Randbedingungen zu erfüllen, stellt man die einfallende Welle als Überlagerung von Partikulärlösungen der Wellengleichung $\Delta E + k_0^2 E = 0$ in Zylinderkoordinaten dar. Dazu muss man die Exponentialfunktion in eine *Fourier*-Reihe entwickeln, wobei die Fourier-Koeffizienten *Besselfunktionen* n-ter Ordnung sind:

$$e^{-jk_0x} = e^{-jk_0r\cos\varphi} = J_0(k_0r) + 2\sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n J_n(k_0r) \cos n\varphi \quad (3.148)$$

Man erhält (3.148) aber auch einfach durch Nachschlagen, z. B. in [Bro 91].

Die Zylinderfunktionen als Lösungen *Bessel*'scher Differentialgleichungen werden allgemein auch *Besselfunktionen* genannt. Sie besitzen eine Ordnungszahl (bezeichnet mit dem Index n) und werden außerdem in verschiedene Gattungen aufgeteilt. Zusätzlich besitzt die Besselfunktion dritter Gattung, die auch als *Hankel*'sche Zylinderfunktion bezeichnet wird, zwei unterschiedliche Formen, bezeichnet mit $H_n^{(1)}$ und $H_n^{(2)}$.

Um hier ein wenig Licht ins Dunkel mathematischer Bezeichnungen zu bringen, ist Tabelle 3.3 angebracht.

Tabelle 3.3 Übersicht über die Bezeichnungen von Zylinderfunktionen

Zylinderfunktionen (Besselfunktionen)		
Gattung	Schreibweisen n: Ordnungszahl	Bezeichnungen
1. Gattung	$J_n(z)$	<i>Besselfunktion</i> 1. Gattung n-ter Ordnung
2. Gattung	$Y_n(z)$ oder $N_n(z)$	<i>Besselfunktion</i> 2. Gattung n-ter Ordnung oder <i>Weber</i> 'sche Funktion n-ter Ordnung oder <i>Neumann</i> 'sche Funktion n-ter Ordnung
3. Gattung	$H_n^{(1)}(z)$	<i>Besselfunktion</i> 3. Gattung n-ter Ordnung 1. Art oder <i>Hankel</i> 'sche Funktion n-ter Ordnung 1. Art
	$H_n^{(2)}(z)$	<i>Besselfunktion</i> 3. Gattung n-ter Ordnung 2. Art oder <i>Hankel</i> 'sche Funktion n-ter Ordnung 2. Art

Bild 3.25 zeigt die graphische Auswertung des Betrags der Zylinderfunktionen 1. und 2. Gattung.

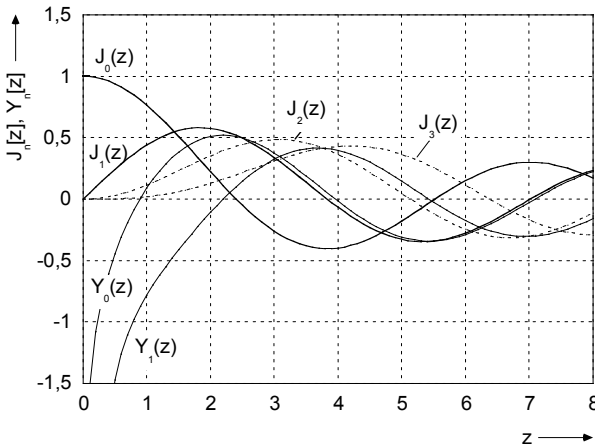


Bild 3.25 Grafische Darstellung der Besselfunktionen 1. und 2. Gattung für reelle Argumente z .

Im Folgenden werden die Feldverhältnisse im Außenraum, innerhalb der Schirmwand sowie im Zylinderinneren unter Zuhilfenahme von Zylinderfunktionen berechnet.

Resultierendes Feld im Außenraum ($r \geq r_0$), Überlagerung von einfallender und reflektierter Welle:

Beim Auftreffen der elektromagnetischen Welle kommt es zu den gleichen Vorgängen wie im quasistatischen Fall: Das einwirkende elektrische Feld influenziert Ladungen, die ihrerseits ein elektrisches Gegenfeld schaffen, so wie das einwirkende magnetische Wechselfeld Wirbelströme induziert, die ihrerseits ein magnetisches Gegenfeld erzeugen. In diesem Falle führen beide Vorgänge zur Erregung einer reflektierten Welle, wie eingangs von 3.1.4 bereits erwähnt.

Das rückwirkende elektrische Feld genügt der Beziehung

$$E^{(r)} = Z_0 H_a [b_0 H_0^{(2)}(k_0 r)] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n b_n H_n^{(2)}(k_0 r) \cos n\varphi \quad (3.149)$$

Die resultierende Feldstärke, die sich aus der Überlagerung der einfallenden und der reflektierten Welle ergibt, muss an der Zylinderoberfläche verschwinden. (Das elektrische Feld ist ja voraussetzungsgemäß immer

parallel zur Zylinderoberfläche gerichtet). D. h. es muss

$$E = E^{(e)} + E^{(r)} = 0 \quad (3.150)$$

für $r = r_0$ gelten.

Damit lassen sich die Konstanten b_n zu

$$b_n = \frac{J_n(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} \quad (3.151)$$

bestimmen.

Das resultierende elektrische Feld (der überlagerten Wellen) lautet

$$E = E_z = Z_0 H_a \left(b_0 H_0^{(2)}(k_0 r) - J_0(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n (b_n H_n^{(2)}(k_0 r) - J_n(k_0 r)) \cos n\varphi \right). \quad (3.152)$$

Daraus kann mit $\text{rot} \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$ die magnetische Feldstärke bestimmt werden:

$$H_\varphi = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial \vec{E}}{\partial r} = jH_a \left(J'_0(k_0 r) - b_0 H_0'^{(2)}(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n (J'_n(k_0 r) - b_n H_n'^{(2)}(k_0 r)) \cos n\varphi \right) \quad (3.153)$$

$$H_r = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial \vec{E}}{\partial \varphi} = \frac{2jH_a}{k_0 r} \sum_{n=1}^{\infty} n (-j)^n (J_n(k_0 r) - b_n H_n^{(2)}(k_0 r)) \sin n\varphi, \quad (3.154)$$

wobei $J'(n) = dJ(k_0 r)/d(k_0 r)$ bedeutet.

Aufgrund der als ideal angenommenen Leitfähigkeit des Zylindermaterials herrscht vollständige Feldverdrängung: Das elektrische Feld verschwindet, ebenso die Normalkomponente des magnetischen Feldes. Das Magnetfeld verläuft vollständig parallel zur Zylinderoberfläche, also tangential.

Dies ist auch im quasistationären Wechselfeld der Fall, wenn der Rückwirkungsfaktor $W = 1$ beträgt siehe, vgl. 3.1.3.3. Wenn man die Zylinder-

funktionen der Gleichungen (3.153) und (3.154) in Potenzreihen entwickelt und nur das erste Glied stehen lässt, gehen diese für $\lambda \gg r$ in Gleichung (3.76) über, die für den quasistationären Fall gilt. Dieses Feld entspricht dem, was wir als Nahfeld kennen gelernt haben.

Um das Fernfeld, also die Feldstärken der reflektierten Welle in hinreichend großem Abstand (in negativer x-Richtung) zum Zylinder zu berechnen, lassen wir das Argument $k_0 r$ in (3.152) – (3.154) gegen ∞ gehen. Für große $k_0 r$ Argumente gilt für die *Hankel*'schen Funktionen

$$H_n^{(2)}(k_0 r) \approx \sqrt{\frac{2j}{\pi k_0 r}} j^n e^{-jk_0 r} \tag{3.155}$$

Für das Verhältnis der Feldstärken von reflektierter zu einfallender Welle gilt somit betragsmäßig

$$\left| \frac{E_{\varphi=\pi}^{(r)}}{E^{(e)}} \right| = \left| \frac{H_{\varphi=\pi}^{(r)}}{H^{(e)}} \right| = \frac{1}{\pi} \left| \frac{J_0}{H_0^{(2)}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{J_n}{H_n^{(2)}} \right| \sqrt{\frac{\lambda_0}{r}} = e(r_0 / \lambda_0) \sqrt{\frac{\lambda_0}{r}}, \tag{3.156}$$

wobei $e(r_0/\lambda_0)$ Echofunktion genannt wird und dem Betrag des Reflexionsfaktors entspricht.

Resultierendes Feld in der Zylinderwand ($r_0 \geq r \geq r_0 - d$):

Eine wichtige Beziehung zwischen *Bessel*'schen und *Hankel*'schen Funktionen (mit Argument z) lautet:

$$\begin{aligned} J_{n-1} H_n^{(1)} - J_n H_{n-1}^{(1)} &= J_n' H_n^{(1)} - J_n H_n^{(1)'} \\ &= J_n H_{n-1}^{(2)} - J_{n-1} H_n^{(2)} \\ &= J_n H_n^{(2)'} - J_n' H_n^{(2)} \\ &= \frac{2}{j\pi z} \end{aligned} \tag{3.157}$$

Damit kann aus (3.153) das tangentielle Magnetfeld an der Zylinderaußenwand bestimmt werden:

$$H_{\varphi} \Big|_{r=r_0} = -\frac{2H_a}{\pi k_0 r_0} \left(\frac{1}{H_0^{(2)}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{\cos n\varphi}{H_n^{(2)}} \right) \tag{3.158}$$

Mit (3.27), $\Delta \vec{H} = k_w^2 \vec{H}$, gilt die Differentialgleichung

$$\frac{dH_\varphi}{dr^2} = k_w^2 H_\varphi \quad (3.159)$$

Unter den Randbedingungen $H_\varphi(r_0) = H_\varphi|_{r=r_0}$ und $H_\varphi(r_0 - d) = 0$ hat sie die Lösung

$$H_\varphi = -\frac{\sinh k_w(d - r_0 + r)}{\sinh k_w d} H_\varphi|_{r=r_0}. \quad (3.160)$$

Mit (3.18), $\text{rot}\vec{H} = \sigma\vec{E}$ kann daraus das elektrische Feld an der Innenfläche des Zylinders zu

$$E_i = \left(\frac{dH_\varphi}{dr} \right)_{r=r_0-d} = \frac{k_w}{\sigma \sinh k_w d} H_\varphi|_{r=r_0} = \frac{j\omega\mu_0 r_0}{2} Q_Z H_\varphi|_{r=r_0} \quad (3.161)$$

bestimmt werden. In den Gleichungen (3.160) und (3.161) sind genug Informationen enthalten, um den Schirmfaktor Q_Z der Zylinderwand (Index „Z“) zu bestimmen. Er beschreibt das Verhältnis der Feldstärke auf der Innenseite zur Feldstärke auf der Außenseite der Zylinderwand und lautet näherungsweise

$$Q_Z = \frac{2}{k_w r_0 \sinh k_w d}. \quad (3.162)$$

Einsetzen von (3.161) in (3.158) ergibt schließlich die Beziehung

$$E_i = -\frac{j}{\pi} Q_Z Z_0 H_a \left(\frac{1}{H_0^{(2)}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{\cos n\varphi}{H_n^{(2)}} \right), \quad (3.163)$$

die wir für die Bestimmung der Felder im Innenraum als Randwert benötigen.

Resultierendes Feld im Zylinderinneren ($r_0 \leq r_0 - d$):

Wir beginnen mit der Bestimmung des elektrischen Feldes, da es auch im Inneren des Zylinders nur eine Komponente in z-Richtung (parallel zur Zylinderachse) besitzt. Dazu wählen wir analog zu (3.148) den Ansatz

$$E = E_z = c_0 J_0(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n c_n J_n(k_0 r) \cos n\varphi. \quad (3.164)$$

Achtung: c_0 ist nicht die Lichtgeschwindigkeit, sondern eine der noch un-

bekannten Konstanten c_n , die so bestimmt werden müssen, dass (3.164) an der Zylinderinnenfläche ($r = r_0 - d \approx r_0$) stetig in (3.163) übergeht. Man erhält somit

$$c_n = -\frac{jQ_z Z_0 H_a}{\pi H_n^{(2)} J_n} \quad (3.165)$$

und durch Einsetzen in (3.164)

$$E = E_z = -\frac{j}{\pi} Q_z Z_0 H_a \left(\frac{J_0(k_0 r)}{H_0^{(2)} J_0} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{J_n(k_0 r)}{H_n^{(2)} J_n} \cos n\varphi \right). \quad (3.166)$$

Mit (3.15), $\text{rot} \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H}$, kann daraus die magnetische Feldstärke bestimmt werden:

$$\begin{aligned} H_\varphi &= \frac{1}{j\omega \mu_0} \frac{\partial E}{\partial r} \\ &= -\frac{j}{\pi} Q_z H_a \left(\frac{J'_0(k_0 r)}{H_0^{(2)} J_0} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{J'_n(k_0 r)}{H_n^{(2)} J_n} \cos n\varphi \right) \end{aligned} \quad (3.167)$$

$$\begin{aligned} H_r &= -\frac{1}{j\omega \mu_0 r} \frac{\partial E}{\partial \varphi} \\ &= -\frac{2Q_z H_a}{\pi k_0 r} \sum_{n=1}^{\infty} n (-j)^n \frac{J_n(k_0 r)}{H_n^{(2)} J_n} \sin n\varphi \end{aligned} \quad (3.168)$$

wobei der Strich an den *Besselfunktionen* wieder die Ableitung nach dem Argument ($k_0 r$) bedeutet.

Für niedrige Frequenzen gehen die Gleichungen (3.167) und (3.168) in die Gleichung (3.27) über, wenn man für den Grenzfall $k_0 \rightarrow 0$ nur das erste Glied der Summe stehen lässt und außerdem Näherungsformeln für *Besselfunktionen* bei kleinen Argumenten anwendet. – Das gefundene Ergebnis (3.167), (3.168) ist also mit Abschnitt 3.1.3.3 konsistent – es ist die Verallgemeinerung für Wellenlängen λ_0 , die in die Größenordnung des Zylinderradius r_0 kommen.

Die magnetische Feldstärke in der Zylinderachse ($r = 0$) besitzt nur eine y -Komponente. Sie lautet

$$H_y \Big|_{r=0} = H_y \Big|_{r=0, \varphi=0} = \frac{j}{\pi} \frac{Q_z H_a}{H_1^{(2)} J_1}. \quad (3.169)$$

Damit sind wir in der Lage, die magnetische Schirmdämpfung in der Zylinderachse anzugeben:

$$a_m = \underbrace{-20 \log|Q_z|}_{a_s} + \underbrace{20 \log \pi |H_1^{(2)} J_1|}_{\Delta a_m}, \quad (3.170)$$

wobei gilt

$$\Delta a_m = 20 \log \frac{|Q_z H_a|}{|H_y|_{r=0}}. \quad (3.171)$$

Die magnetische Schirmdämpfung setzt sich also, wie bereits vom erweiterten Impedanzkonzept her bekannt, aus zwei Anteilen zusammen: Die quasistationäre Schirmdämpfung a_s , die sich für den Grenzfall $\lambda_0 \rightarrow \infty$ ergibt, ist schon aus 3.1.3.3 bekannt. Der Term Δa_m repräsentiert den Wellencharakter des äußeren Feldes. Er wird negativ, wenn aufgrund konstruktiver Überlagerung der von der Zylinderwand reflektierten Wellen eine Feldstärkeüberhöhung stattfindet. Bei den Nullstellen der *Besselfunktion* J^1 strebt der Logarithmus in Δa_m gegen $-\infty$, d. h. die Schirmdämpfung weist eine Polstelle auf. M. a. Worten, es kommt zu einer Eigenresonanz.

Die elektrische Schirmdämpfung lässt sich auf die gleiche Weise wie die magnetische bestimmen. Aus Gleichung (3.166) erhält man

$$E_z|_{r=0} = \frac{j}{\pi} \frac{Q_z Z_0 H_a}{H_0^{(2)} J_0}. \quad (3.172)$$

und

$$a_e = \underbrace{-20 \log|Q_z|}_{a_s} + \underbrace{20 \log \pi |H_0^{(2)} J_0|}_{\Delta a_e}, \quad (3.173)$$

wobei hier gilt

$$\Delta a_e = 20 \log \frac{|Z_0 Q_z H_a|}{|E_z|_{r=0}}. \quad (3.174)$$

Auch hier repräsentiert wieder der erste Term a_s die quasistationäre Schirmdämpfung, der zweite Term, Δa_e , den Einfluss der Wellennatur. Bemerkenswert ist außerdem die Tatsache, dass das Produkt $|H_0^{(2)} J_0|$ in

(3.173) für $\lambda_0 \rightarrow \infty$ gegen unendlich strebt. Dies spiegelt die Tatsache wider, dass die Dämpfung statischer elektrischer Felder durch eine geschlossene leitfähige Hülle, zumindest in der Theorie, unendlich hoch ist, siehe 3.1.1.

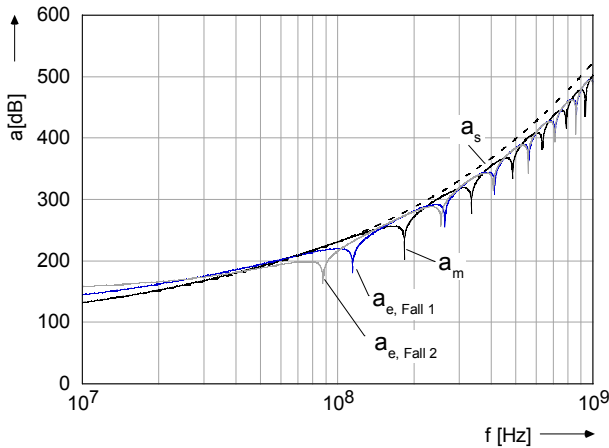


Bild 3.26 Elektrische und magnetische Schirmdämpfung eines Hohlzylinders im elektromagnetischen Wellenfeld: Innendurchmesser $2r_0 = 2\text{m}$, Wanddicke: $d = 0,1\text{ mm}$, Material: Kupfer. Die elektrische Schirmdämpfung a_e unterscheidet sich für Fall 1 (elektrischer Feldvektor der einfallenden Welle parallel zur Zylinderachse) und Fall 2 (magnetischer Feldvektor der einfallenden Welle parallel zur Zylinderachse).

Bild 3.26 zeigt den Verlauf von a_s , a_e und a_m über der Frequenz. Dieser Verlauf ist uns bereits vom erweiterten Impedanzkonzept, Abschnitt 3.1.4.1, bekannt. Ein Vergleich von Bild 3.23 mit Bild 3.26 zeigt, dass sich Impedanzkonzept und *Kaden*-Rechnung gegenseitig bestätigen. Allerdings benötigt man für die Berechnung nach *Kaden* eine in der Einfallsebene geschlossene Struktur wie sie der Hohlzylinder darstellt, während sich das erweiterte Impedanzkonzept für ebene oder geschichtete Platten eignet.

Die Polstellen der Schirmdämpfung, die durch konstruktive Überlagerung der im Inneren des Zylinders reflektierten Wellen zustande kommen, sind zwecks besserer Lesbarkeit in Tabelle 3.4 aufgelistet.

Des Weiteren gelten zur Interpretation von Bild 3.26 die gleichen Anmerkungen, die auch für das erweiterte Impedanzkonzept gültig sind: Die sehr

hohen Schirmdämpfungswerte sind korrekt, aber in der Praxis nicht nachweisbar. Tatsächlich wird bei hohen Frequenzen die Schirmdämpfung nicht durch die Materialstärke, sondern durch die Inhomogenitäten (Schlitze, Löcher, Kabeldurchführungen) begrenzt.

Tabelle 3.4 Polstellen der Schirmdämpfung eines Hohlzylinders im Wellenfeld.

	r_0/λ_0		
a_m	0,61	1,117	1,619
$a_e, \text{Fall 1}$	0,293	0,849	1,395
$a_e, \text{Fall 2}$	0,383	0,878	1,377

2. Fall: Magnetischer Vektor der einfallenden Welle parallel zur Zylinderachse

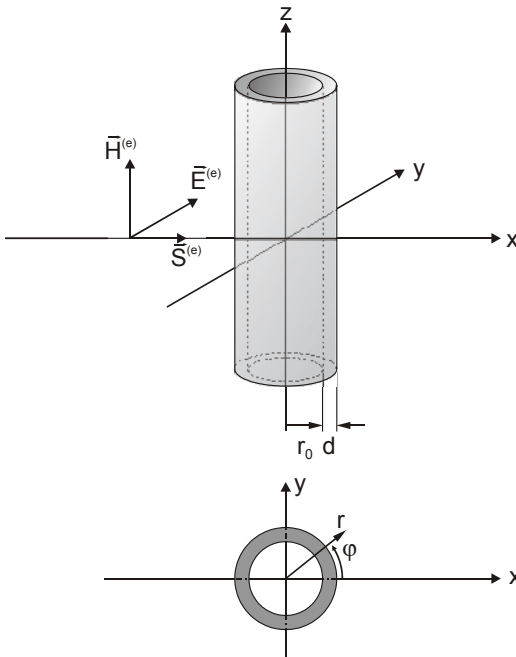


Bild 3.27 Eine ebene Welle trifft auf einen Hohlzylinder. H-Vektor und Zylinderachse sind parallel.

Diesmal ist der magnetische Vektor der einfallenden Welle parallel zur

Hohlzylinderachse (z-Achse) gerichtet, Bild 3.27.

Es gilt für die Felder der einfallenden Welle

$$H^{(e)} = H_a e^{-jk_0 x} \quad (3.175)$$

$$E^{(e)} = Z_0 H_a e^{-jk_0 x}, \quad (3.176)$$

wobei H_a die Feldstärke der magnetischen Komponente der einfallenden Welle ist.

Resultierendes Feld im Außenraum ($r \geq r_0$), Überlagerung von einfallender und reflektierter Welle:

Das weitere Vorgehen ist unter Vertauschung elektrischer und magnetischer Größen analog zum ersten Fall.

Diesmal muss das rückwirkende magnetische Feld der Beziehung

$$H^{(r)} = H_a \left[b_0 H_0^{(2)}(k_0 r) \right] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n b_n H_n^{(2)}(k_0 r) \cos n\varphi \quad (3.177)$$

genügen. An der Zylinderaußenfläche muss

$$E = E_\varphi = E^{(e)} + E^{(r)} = 0 \quad \text{für } r = r_0 \quad (3.178)$$

mit $E_\varphi \approx \partial H / \partial r$ gelten.

Damit lassen sich die Konstanten b_n zu

$$b_n = - \frac{J'_n(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} \quad (3.179)$$

bestimmen.

Das resultierende magnetische Feld lautet somit

$$H = H_z = H_a \left(\begin{array}{l} J_0(k_0 r) + b_0 H_0^{(2)}(k_0 r) \\ + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n (J_n(k_0 r) + b_n H_n^{(2)}(k_0 r)) \cos n\varphi \end{array} \right) \quad (3.180)$$

und das elektrische Feld

$$E_\varphi = -\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \frac{\partial H}{\partial r}$$

$$= jZ_0 H_a \left(J'_0(k_0 r) + b_0 H_0^{(2)}(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n (J'_n(k_0 r) + b_n H_n^{(2)}(k_0 r)) \cos n\varphi \right) \quad (3.181)$$

$$E_r = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial H}{\partial \varphi}$$

$$= \frac{2jZ_0 H_a}{k_0 r} \sum_{n=1}^{\infty} n (-j)^n (J_n(k_0 r) + b_n H_n^{(2)}(k_0 r)) \sin n\varphi \quad (3.182)$$

Im Vergleich zu Fall 1 haben sich die Rollen von \vec{E} und \vec{H} vertauscht. Außerdem besitzen die Konstanten b_n jetzt ein negatives Vorzeichen und enthalten die *Ableitungen der Bessel-* bzw. *Hankelfunktionen*.

Mit (3.155) erhalten wir für die Echofunktion

$$\left| \frac{E_{\varphi=\pi}^{(r)}}{E^{(e)}} \right| = \left| \frac{H_{\varphi=\pi}^{(r)}}{H^{(e)}} \right| = \frac{1}{\pi} \left| \frac{J'_0}{H_0^{(2)}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{J'_n}{H_n^{(2)}} \right| \sqrt{\frac{\lambda_0}{r}} = e(r_0 / \lambda_0) \sqrt{\frac{\lambda_0}{r}} \quad (3.183)$$

Resultierendes Feld in der Zylinderwand ($r_0 \geq r \geq r_0 - d$):

Das Magnetfeld an der Zylinderoberfläche ist nach (3.180)

$$H|_{r=r_0} = \frac{2H_a}{j\pi k_0 r_0} \left(\frac{1}{H_0^{(2)}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{1}{H_n^{(2)}} \cos n\varphi \right) \quad (3.184)$$

Analog zum 1. Fall erhält man hier für das Magnetfeld innerhalb der Schirmwand

$$H = H_z = \frac{\sinh k_w (d - r_0 + r)}{\sinh k_w d} H|_{r=r_0} \quad (3.185)$$

Mit der Maxwellgleichung (3.18) $\text{rot} \vec{H} = \sigma \vec{E}$ kann daraus wiederum das elektrische Feld an der Innenfläche des Zylinders zu

$$\begin{aligned}
 E_i &= E_\varphi \Big|_{r=r_0-d} = - \left(\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} \right) \Big|_{r=r_0-d} \\
 &= - \frac{k_w}{\sigma \sinh k_w d} H_\varphi \Big|_{r=r_0} \\
 &= - \frac{j\omega\mu_0 r_0}{2} Q_Z H_\varphi \Big|_{r=r_0}
 \end{aligned} \tag{3.186}$$

bestimmt werden. Q_Z ist wiederum der quasistationäre Schirmfaktor der Zylinderwand der (Index „Z“). Einsetzen von (3.184) und Umstellen ergibt

$$E_i = - \frac{1}{\pi} Q_Z Z_0 H_a \left(\frac{1}{H_0^{(2)}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{\cos n\varphi}{H_n^{(2)}} \right), \tag{3.187}$$

eine Gleichung, die und die Randwerte liefert, die wir für die Berechnung des Felds im Zylinderinneren benötigen.

Resultierendes Feld im Zylinderinneren ($r_0 \leq r_0-d$):

Diesmal gehen wir davon aus, dass die Magnetfeldstärke auch im Inneren des Zylinders nur eine Komponente in z-Richtung (parallel zur Zylinderachse) besitzt.

$$H = H_z = c_0 J_0(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n c_n J_n(k_0 r) \cos n\varphi. \tag{3.188}$$

Die Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke (3.187) muss an der Zylinderinnenwand, $r = r_0-d \approx r_0$ verschwinden. Für $r = r_0$ gilt

$$\begin{aligned}
 E_\varphi \Big|_{r=r_0} &= - \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\frac{\partial H}{\partial r} \right) \Big|_{r=r_0} \\
 &= jZ_0 \left(c_0 J'_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n c_n J'_n \cos n\varphi \right),
 \end{aligned} \tag{3.189}$$

Auch hier sei darauf hingewiesen, dass es sich bei c_0 nicht um die Lichtgeschwindigkeit, sondern um eine der noch unbekanntenen Konstanten c_n handelt. In Analogie zu Fall 1 erhält man somit

$$c_n = \frac{jQ_Z H_a}{H_n^{(2)} J'_n} \tag{3.190}$$

und somit

$$H = H_z = -\frac{j}{\pi} Q_Z H_a \left(\frac{J_0(k_0 r)}{H_0^{(2)} J'_0} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{J_n(k_0 r)}{H_n^{(2)} J'_n} \cos n\varphi \right), \quad (3.191)$$

$$E_\varphi = -\frac{Q_Z Z_0 H_a}{\pi} \left(\frac{J'_0(k_0 r)}{H_0^{(2)} J'_0} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{J'_n(k_0 r)}{H_n^{(2)} J'_n} \cos n\varphi \right), \quad (3.192)$$

$$E_r = -\frac{2Q_Z Z_0 H_a}{\pi k_0 r} \sum_{n=1}^{\infty} n (-j)^n \frac{J_n(k_0 r)}{H_n^{(2)} J'_n} \sin n\varphi. \quad (3.193)$$

Die daraus resultierende, magnetische Schirmdämpfung in der Zylinderachse ist identisch mit der in Fall 1, Gl. (3.170):

$$a_m = \underbrace{-20 \log |Q_Z|}_{a_s} + \underbrace{20 \log \pi |H_1^{(2)} J_1|}_{\Delta a_m}, \quad (3.194)$$

wobei gilt

$$\Delta a_m = 20 \log \frac{|Q_Z H_a|}{|H_y|_{r=0}}. \quad (3.195)$$

Dies bedeutet, dass die magnetische Schirmdämpfung eines Hohlzylinders unabhängig von der Polarisationsrichtung der einfallenden Welle ist. Anders jedoch die elektrische Schirmdämpfung, die wir aus (3.191) und (3.192) mit $|E_y|_{r=0} = |E_r|_{\varphi=\frac{\pi}{2}; r=0}$ ermitteln können:

$$a_e = \ln \frac{Z_0 H_a}{|E_y|_{r=0}} = \underbrace{-20 \log |Q_Z|}_{a_s} + \underbrace{20 \log \pi |H_1^{(2)} J_1|}_{\Delta a_e} \quad (3.196)$$

Die elektrische Schirmdämpfung ist ebenfalls in Bild 3.26 dargestellt. Auch hier gilt wieder die Anmerkung, dass die ermittelten Schirmdämpfungswerte richtig, aber in der Praxis nicht nachweisbar sind. Wie bereits erwähnt, sind bei hoher Frequenz die unvermeidlichen Schwachstellen eines Schirms (Löcher, Schlitze, Kabeldurchführungen etc.) entscheidend, während die Bedeutung der Materialstärke abnimmt. Daher sind die in diesem Abschnitt gewonnenen Ergebnisse zur Dimensionierung von Schirmwänden nicht notwendig – hier genügen die Formeln nach 3.1.3.3. Dennoch sind sie von großem Wert, denn sie zeigen uns, wie sich die Feldverteilung im Inneren und Äußeren eines Schirms mit zunehmender

Frequenz ändert, insbesondere, bei welchen Frequenzen und an welchen Orten im Schirm Feldstärkeüberhöhungen auftreten. Dies führt uns hin zur Betrachtung von Hohlraumresonanzen, siehe 3.1.4.3 und 3.1.4.4.

3.1.4.3 Hohlleiter

Wellenausbreitung im Hohlleiter und kritische Frequenz

In Abschnitt 2.3.2 wurde die ebene elektromagnetische Welle vorgestellt, die sich im leeren Raum ausbreitet. Wie wir gelernt haben, werden elektromagnetische Wellen an idealleitenden Flächen verlustfrei reflektiert, vgl. 2.3.5. Dies legt die Konstruktion eines *Hohlleiters* nahe, also eines geschlossenen Wellenleiters, an dessen leitfähigen Wänden die Wellen reflektiert werden. Einen Hohlleiter (engl. *waveguide*) mit Rechteckquerschnitt zeigt Bild 3.28.

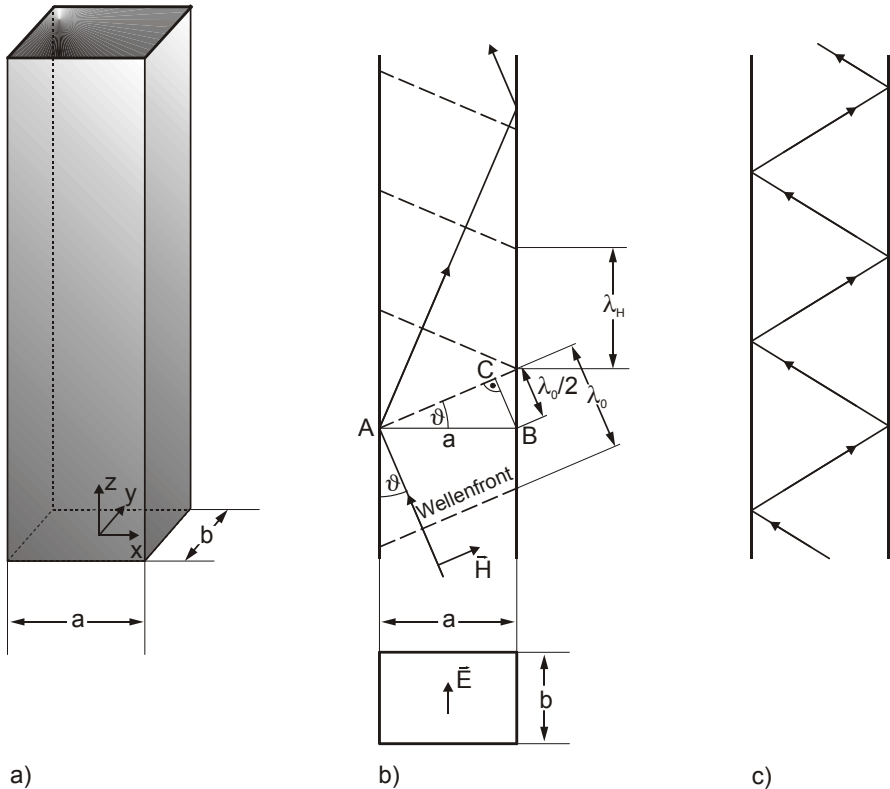


Bild 3.28 Rechteckhohlleiter, a) in isometrischer Darstellung, b) Längsschnitt mit einer Welle höherer Frequenz, c) niedrigere Frequenz.

In [Mei 92] ist sehr verständlich beschrieben, unter welchen Bedingungen sich Wellen in Hohlleitern ausbreiten können. Hier noch einmal eine Zusammenfassung:

In einen Rechteckhohlleiter nach Bild 3.28 b) wird eine Welle mit einer *Freiraumwellenlänge* λ_0 „eingespeist“, deren \vec{E} - und \vec{H} -Vektoren jeweils parallel zu den Seitenwänden gerichtet sind. Die Welle trifft im Winkel ϑ auf eine Seitenwand und wird reflektiert. Betrachten wir die Wellenfront, die gerade durch den Punkt A verläuft: Sie weist zum Punkt B einen *Gangunterschied* von $\lambda_0/2$ auf. Das bedeutet, die im Punkt B eine halbe Periodendauer zuvor reflektierten Wellenanteile überlagern sich konstruktiv. Dies ist nur für ganz bestimmte Winkel ϑ der Fall. Die Ausbreitungsbedingung lautet daher

$$\sin \vartheta = \frac{n\lambda_0}{2a}, \quad (3.197)$$

wobei n eine ganze Zahl sein muss. Deshalb spricht man von Modenausbreitung (lat. *modus*: Art und Weise, Takt). Die Welle für $n = 1$ wird als *Grundwelle* (engl. *fundamental mode*) bezeichnet, Wellen mit $n > 1$ als *höhere Wellentypen* (engl. *high order modes*).

Die Freiraumwellenlänge λ_0 ist der Abstand zwischen zwei Wellenfronten, also Ebenen konstanter Phase. Die Schnittpunkte der Wellenfronten mit der Hohlleiterwand kehren in regelmäßigem Abstand wieder. Dieser Abstand wird *Hohlleiterwellenlänge* λ_H genannt. Es gilt

$$\lambda_H = \frac{\lambda_0}{\cos \vartheta}. \quad (3.198)$$

Mit sinkender Frequenz der Anregung, also größer werdendem λ_0 vergrößert sich nach (3.197) auch ϑ . Damit kommt es zu einer häufigeren Anzahl von Reflexionen, Bild 3.28 c), die Hohlleiterwellenlänge wird ebenfalls länger, bis schließlich der Winkel $\vartheta = 90^\circ$ erreicht ist. Die Hohlleiterwellenlänge wird dann unendlich. Unterhalb einer gewissen Frequenz ist also keine Wellenausbreitung im Hohlleiter mehr möglich – im Beispiel für $\lambda_0 = 2a$. Diese Frequenz, bei der die Hohlleiterwellenlänge unendlich wird, bezeichnet man als *kritische Frequenz* f_k (engl. *cut-off frequency* f_c). Die dazugehörige Wellenlänge, die eine ebene Welle mit der Frequenz f_k im freien Raum haben würde, wird als *kritische Wellenlänge* oder *Grenzwel-*

lenlänge bezeichnet, wobei $\lambda_k = c_0/f_k$ gilt.

Die kritische Frequenz besitzt in der Schirmungstechnik wesentliche Bedeutung. Sie muss bei allen kaminförmigen Öffnungen in der Schirmhülle, also bei der Dimensionierung von Rohrdurchführungen und Wabenkaminfiltern, bestimmt werden.

Bild 3.28 zeigt eine Hohlleiterwelle, bei der die \vec{E} -Komponente senkrecht zur Ausbreitungsrichtung ist. Die Welle wird daher *TE-Welle* (transversale elektrische Welle) genannt. Ihre \vec{H} -Komponente besitzt einen Anteil längs zur Ausbreitungsrichtung, weshalb derartige Wellentypen auch als *H-Wellen* bezeichnet werden. Wie erwähnt, können sie als Grundwelle ($n=1$) und mit höheren Ordnungszahlen n auftreten. Dabei kann der transversale Anteil in beiden Koordinatenrichtungen quer zur Ausbreitungsrichtung weisen. Die Wellentypen werden deshalb mit zwei Indizes versehen, welche die Anzahl der Maxima in der jeweiligen Koordinatenrichtung angeben, z. B. H_{11} -Welle.

Darüber hinaus gibt es aber noch Wellentypen mit transversaler \vec{H} -Komponente und longitudinaler \vec{E} -Komponente, die als *TM-Wellen* oder *E-Wellen* bezeichnet werden. Sie können ebenfalls mit höherer Ordnungszahl in beiden Richtungen quer zur Ausbreitungsrichtung auftreten.

Vorsicht: Nicht alle Wellentypen sind ausbreitungsfähig. Um festzustellen, ob ein Wellentyp ausbreitungsfähig ist, sei wiederum auf [Mei 92] verwiesen.

Dämpfung eines Hohlleiters unterhalb der kritischen Frequenz

Unterschiedliche Wellentypen besitzen unterschiedliche kritische Frequenzen. Für schirmungstechnische Anwendungen interessant ist meist die *niedrigste kritische Frequenz*, da darunter keine Wellenausbreitung im Hohlleiter stattfindet und dieser somit als schirmendes Element eingesetzt werden kann. In diesem Fall, $f < f_k$, wird die in den Hohlleiter einfallende Welle aperiodisch gedämpft.

Es gilt für die Dämpfungskonstante α

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_k} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_k}{\lambda_0}\right)^2} = \frac{2\pi f_k}{c_0} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_k}\right)^2}, \quad (3.199)$$

und somit für die Dämpfung a [dB] eines Hohlleiters der Länge l

$$a[\text{dB}] = 20 \log(e^{\alpha l}) \approx 8,686 \alpha l. \quad (3.200)$$

In der Schirmungstechnik wird oft bei vorgegebener Dämpfung die Länge l eines Hohlleiters gesucht, die sich folglich mit

$$l = a[\text{dB}] \cdot \frac{c_0}{54,575 f_k \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_k}\right)^2}} \quad (3.201)$$

berechnen lässt.

(3.199) bis (3.201) gelten nur für Frequenzen $< 0,8 f_k$. Deshalb sollte man die Grenzfrequenz, die man in (3.201) für f einsetzt, deutlich größer wählen als die spezifizizierte Maximalfrequenz der Schirmung.

Die niedrigste kritische Frequenz eines Hohlleiters (in einer Schirmung) muss oberhalb der Maximalfrequenz des Feldes liegen, das geschirmt werden soll.

Wellenausbreitung im Hohlleiter oberhalb der kritischen Frequenz

Bei einem als idealleitend angenommenen Wellenleiter breitet sich eine Hohlleiterwelle verlustfrei aus. Im Gegensatz zu Koaxialkabeln, die zwangsläufig ein verlustbehaftetes Dielektrikum besitzen, sind die Dämpfungen, die bei metallischen Hohlleitern erzielt werden, tatsächlich sehr gering, weshalb sie bei Frequenzen im Multi-GHz-Bereich gerne eingesetzt werden. Für Hohlleiter oberhalb der kritischen Frequenz gelten folgende Beziehungen:

Hohlleiterwellenlänge

$$\lambda_H = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_k}\right)^2}} = \frac{\lambda_k}{\tan\left(\arccos\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_k}\right)\right)}, \quad (3.202)$$

Phasengeschwindigkeit

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_k}\right)^2}} = c_0 \frac{\lambda_H}{\lambda_0}, \quad (3.203)$$

Gruppengeschwindigkeit

$$v_g = c_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_k}\right)^2} = c_0 \frac{\lambda_0}{\lambda_H} \quad (3.204)$$

Rechteckhohlleiter

Der Hohlleiter mit Rechteckquerschnitt nach Bild 3.28 besitzt in Luft eine kritische Wellenlänge von

$$\lambda_k = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (3.205)$$

a und b sind die Querabmessungen des Hohlleiters, wie in Bild 3.28 eingezeichnet.

Die kritische Frequenz beträgt also

$$f_k = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.206)$$

Für m und n werden ganze (Moden-)zahlen eingesetzt. Wenn eine Modenzahl 0 ist, so bedeutet dies, dass der jeweilige Mode unabhängig von der entsprechenden Seite ist.

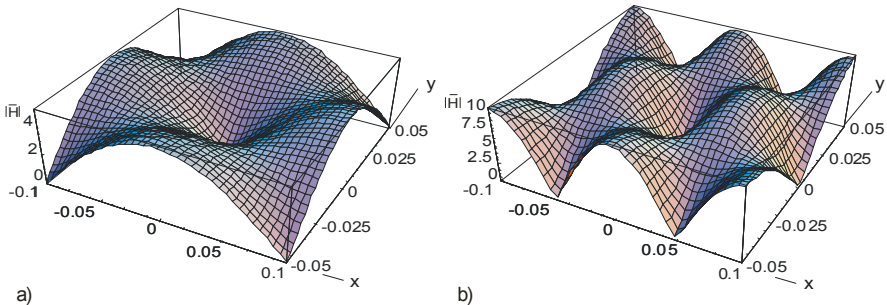


Bild 3.29 Betrag der magnetischen Feldstärke in der Hohlleiterquerschnittsebene, a) für den H_{11} -Mode (ein Maximum in jeder Querrichtung) und b) für den H_{21} -Mode (zwei Maxima in x-Richtung, 1 Maximum in y-Richtung)

(3.205) und (3.206) gelten für E-Wellen wie für H-Wellen.

Die niedrigste kritische Frequenz des Rechteckhohlleiters ist die der magnetischen Grundwelle H_{10} . Sie beträgt $\lambda_k = 2a$.

Eine elektrische Welle E_{10} ist nicht ausbreitungsfähig, denn die Randbedingungen ($E_{\tan} = 0$) können bei einem Maximum längs der x -Richtung und keinem Maximum längs der y -Richtung nicht eingehalten werden. Die elektrische Grundwelle ist die E_{11} -Welle.

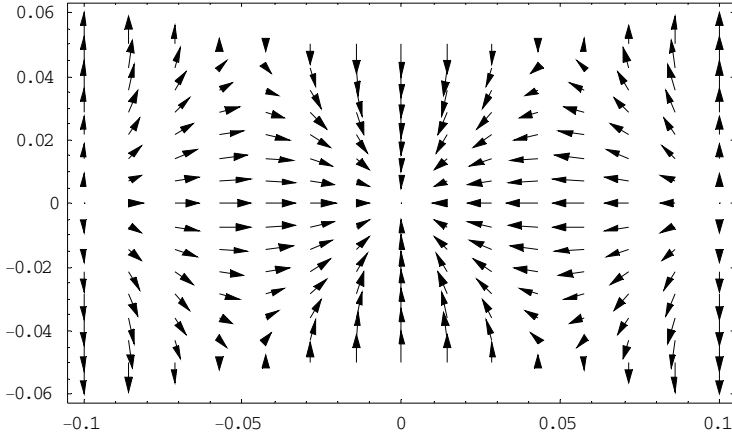


Bild 3.30 Magnetische Feldstärke einer H_{21} -Welle in der Hohlleiterquerschnittsebene (x - y -Ebene).

Rundhohlleiter

Die kritischen Wellenlängen der H-Wellen des Rundhohlleiters betragen

$$\lambda_k = \frac{\pi D}{j_{mn}} \tag{3.207}$$

j_{mn} ist die n -te Nullstelle >0 der Besselfunktion m -ter Ordnung, vgl. 3.1.4.2. Die magnetische Grundwelle ist die H_{11} -Welle mit einer kritischen Wellenlänge von $\lambda_k \approx 1,71 D$.

Bei den E-Wellen des Rundhohlleiters berechnen sich die kritischen Wellenlängen mit

$$\lambda_k = \frac{\pi D}{j'_{mn}} \tag{3.208}$$

j'_{mn} ist die n -te Nullstelle >0 der ersten Ableitung der Besselfunktion m -ter

Ordnung, vgl. 3.1.4.2.

Die niedrigste kritische Frequenz des Rundhohlleiters ist die der elektrischen Grundwelle, der E_{01} -Welle, mit einer kritischen Wellenlänge von $\lambda_k \approx 1,31 D$.

Sie ist bei niedrigerer Frequenz als die magnetische Grundwelle ausbreitungsfähig und somit für die Dimensionierung von Hohlleiter-Durchführungen in Schirmen (z. B. für Lichtwellenleiter) maßgeblich.

Sechseck-Hohlleiter

Da die einzelnen Waben von Wabenkaminfenstern, vgl. 4.2.4, meist einen sechseckigen Querschnitt besitzen, spielt der Sechseckhohlleiter in der Schirmungstechnik ein gewisse Rolle. Von Interesse ist allerdings wieder nur die magnetische Grundwelle H_{10} -Welle mit der niedrigsten kritischen Frequenz. Diese ist von den Seitenverhältnissen der Querschnittsfläche abhängig. In guter Näherung kann der Sechseckhohlleiter als Rechteckhohlleiter mit der niedrigsten kritischen Wellenlänge

$$\lambda_k = 2a \quad (3.209)$$

angesehen werden, wobei a der Abstand der zwei am weitesten auseinander liegenden Seiten ist. Für Schirmungsanwendungen ist man dann auf der „sicheren Seite“.

3.1.4.4 Der elektromagnetische Schirm als kurzgeschlossener Hohlleiter / Hohlraumresonanzen

Wird ein Hohlleiter am Ende kurzgeschlossen, also mit einer leitfähigen Wand versehen, so wird die Hohlleiterwelle an der Wand reflektiert, weil dort elektrische und magnetische Felder den Randbedingungen genügen müssen.

Beispielsweise muss die transversale elektrische Komponente einer H-Welle an der Wand verschwinden. Dies geschieht durch Auslösen einer H-Welle mit umgekehrter Ausbreitungsrichtung und entgegengesetzt gerichtetem E-Vektor. Wird der Hohlleiter beidseitig kurzgeschlossen, so kommt es bei entsprechender Anregungsfrequenz zur konstruktiven Überlagerung der hin- und rücklaufenden Hohlleiterwelle. Der Hohlleiter wird zum *Hohlraumresonator*.

Das Auftreten von Stehwellen im Hohlraumresonator kann bei geringen Anregungsenergien sehr hohe Feldstärken bewirken.

Dieser Effekt wird bei Modenverwirblungskammern ausgenutzt, 4.4.1.5. Voraussetzung für das Auftreten von Hohlraumresonanzen ist, dass die Frequenz der Anregung mit der Resonanzfrequenz des Resonators übereinstimmt. Außerdem muss der Resonator eine hohe Güte besitzen. Dies wird durch hohe Leitfähigkeit und geometrische Regelmäßigkeit erreicht.

Für die Schirmungstechnik ist das Auftreten von Hohlraumresonanzen sehr bedeutend, denn bei Anregung in der Resonanzfrequenz bricht die Schirmdämpfung eines Schirms scheinbar zusammen. Deshalb kann es sinnvoll sein, die Resonanzen durch den Einsatz von absorbierenden Materialien zu bedämpfen. In jedem Fall ist aber die Kenntnis der Resonanzfrequenzen wichtig, um Hohlraumresonanzen von anderen, den Schirm beeinflussenden Effekten, z. B. dem Felddurchgriff durch Löcher oder Schlitze, unterscheiden zu können.

Die Resonanzfrequenzen eines Quaders, also eines kurzgeschlossenen Rechteckhohlleiters, bestimmen sich nach der Gleichung

$$f_R = \frac{c_0}{\lambda_R} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}, \quad (3.210)$$

wobei m, n, p ganze Zahlen – so genannte Modenzahlen – und a, b, c die Innenabmessungen eines leitfähigen Quaders [Jack 02] sind. Auch hier sind, wie beim Wellenleiter nicht alle Kombinationen m, n, p möglich, denn die Randbedingungen müssen eingehalten werden. Die tiefste Resonanzfrequenz ist die H_{101} -Resonanz, die tiefste E-Resonanz ist die E_{110} -Resonanz, welche unabhängig von der Längsabmessung c ist.

Die rechnerische Bestimmung der maximal auftretenden Feldstärke in Hohlraumresonatoren ist schwierig, da sie außer von der Anregung auch von der Güte des Resonators abhängt. Die sich im Resonanzfall einstellende Feldverteilung ist jedoch berechenbar.

Es gilt für H_{mnp} -Resonanzen [Kü 02]

$$\begin{aligned}
 E_x(x, y, z) &= E_0 \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 E_y(x, y, z) &= -E_0 \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 E_z(x, y, z) &= 0
 \end{aligned} \tag{3.211}$$

$$\begin{aligned}
 H_x(x, y, z) &= -\frac{1}{j\omega\mu} \frac{E_0}{Z_0} \frac{m\pi}{a} \frac{p\pi}{c} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 H_y(x, y, z) &= -\frac{1}{j\omega\mu} \frac{E_0}{Z_0} \frac{n\pi}{b} \frac{p\pi}{c} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 H_z(x, y, z) &= \frac{1}{j\omega\mu} \frac{E_0}{Z_0} \left(\omega^2 \varepsilon \mu - \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2 \right) \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{c}\right)
 \end{aligned} \tag{3.212}$$

und für E_{mnp} -Resonanzen

$$\begin{aligned}
 E_x(x, y, z) &= -\frac{1}{j\omega\mu} E_0 \frac{m\pi}{a} \frac{p\pi}{c} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 E_y(x, y, z) &= -\frac{1}{j\omega\mu} E_0 \frac{n\pi}{b} \frac{p\pi}{c} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{c}\right)
 \end{aligned} \tag{3.213}$$

$$\begin{aligned}
 E_z(x, y, z) &= \frac{1}{j\omega\mu} E_0 \left(\omega^2 \varepsilon \mu - \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2 \right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 H_x(x, y, z) &= \frac{E_0}{Z_0} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 H_y(x, y, z) &= -\frac{E_0}{Z_0} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \\
 H_z(x, y, z) &= 0
 \end{aligned} \tag{3.214}$$

Eine Auswertung der Gleichungen (3.211) und (3.212) zeigt Bild 3.31.

Beim Betrachten der Feldverteilung wird klar, warum die Hohlraumresonanzen nur bei diskreten Frequenzen auftreten. Die stehenden Wellen müssen mit ihrer Wellenlänge genau in die Abmessungen des Schirms „hineinpassen“. Im Gegensatz zur Ausbreitung von Hohlleiterwellen ist keine Variation des Winkels ϑ möglich, die Resonanzfrequenz hängt nur von den Abmessungen des Schirms ab.

Je höher die Güte des Schirms ist, umso schmalbandiger werden die Resonanzen und umso höhere Maximalfeldstärken treten auf.

Hohlraumresonanzen können selbstverständlich nicht nur bei den hier beschriebenen quaderförmigen Schirmen auftreten. Auch bei zylindrischen und koaxialen Formen treten Resonanzen auf, die sich berechnen lassen

[Koch 98]. Je unregelmäßiger die Form eines Schirms wird, umso geringer wird seine Güte – zusätzliche Ecken und Kanten wirken als Diffusoren.

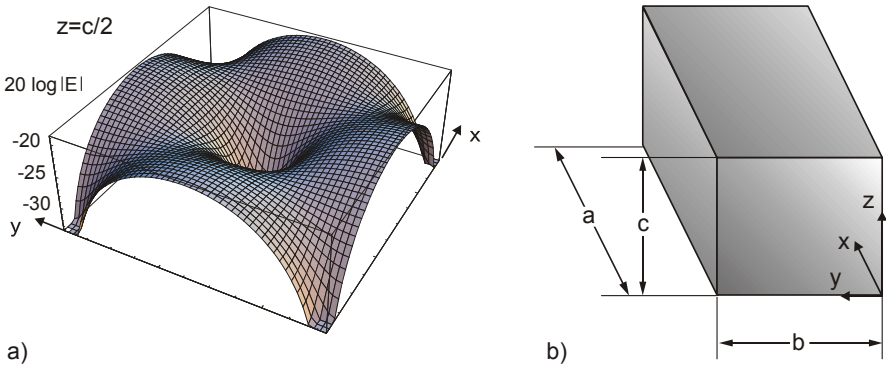


Bild 3.31 a) H_{111} -Resonanz, Betrag der elektrischen Feldstärke in der x - y -Ebene bei $z = c/2$. b) Koordinatenvereinbarung für die Gleichungen (3.211) - (3.214).

Das Auftreten von Hohlraumresonanzen ist Voraussetzung für die Funktion der Modenverwirbelungskammer, vgl. 4.4.1.5.

3.2 Feldeinkopplung durch Öffnungen

Der elektromagnetische Schirm ist in seiner technischen Anwendung eine Komponente, die oft neben der Schirmung zusätzliche Aufgaben erfüllen muss. So soll z.B. der Gehäuseschirm für die Unterbringung der eingebauten Komponenten, deren Schutz vor Umwelteinflüssen und für ein ansprechendes und ergonomisches Äußeres sorgen. Der Kabelschirm dient oft als Rückleiter und als zusätzlicher mechanischer Schutz. Nicht vergessen werden sollte in diesem Zusammenhang, dass manchmal auch Fahrzeugkarosserien, Rumpfe von Flugzeugen und Flugkörpern etc. als elektromagnetische Schirme dienen. Dabei ist die Schirmwirkung nur eine von einer Vielzahl von Funktionen.

Aufgrund dieser Multifunktionalität kann nie ausschließlich die Schirmwirkung technischer Schirme optimiert werden, da dies die anderen Funktionen des Schirms beeinträchtigen würde. Ein *idealer* elektrodynamischer Schirm, siehe 3.1.3, besteht aus einer Hülle mit maximaler Leitfähigkeit, die keinerlei Öffnungen besitzt.

Ein *technischer Schirm* unterscheidet sich davon beispielsweise in folgenden Punkten:

- Das Innere eines Gehäuseschirms oder eines geschirmten Raums muss meist zugänglich sein. Es sind daher Türen oder entfernbare Wände erforderlich, an deren Auflageflächen Spalte entstehen können, zumindest aber eine Minderung der elektrischen Leitfähigkeit auftritt.
- Aus fertigungstechnischen Gründen verbietet sich ein Gehäuse „aus einem Guss“. Die Elemente, aus denen das Gehäuse besteht, sind oft nur an einzelnen Punkten leitfähig verbunden.
- Bei Gehäuseschirmen werden zur Wärmeabfuhr oft Lüftungslöcher angebracht. Bedienelemente wie Knöpfe, Schalter etc. und Anzeigeelemente erfordern Durchbrüche durch die Schirmhülle.
- Die Lackierung von Gehäuseteilen sorgt an den Verbindungsstellen oft für schlechten elektrischen Kontakt. Ebenso können Dichtungen, die das Eindringen von Feuchtigkeit verhindern sollen, den elektrischen Kontakt verschlechtern.
- Bei geschirmten Räumen sind oft Mediendurchführungen für Wasser, Belüftung, Druckluft etc. erforderlich. Auch werden oft geschirmte Fenster eingebaut.
- Von Kabeln wird meist eine gewisse Flexibilität gefordert, weshalb der Kabelschirm oft aus einem Geflecht besteht, welches nur einen begrenzten Bedeckungsgrad aufweist. Durch den Einsatz von Folienschirmen kann dieser zwar gesteigert werden, hier tritt aber das Problem der zuverlässigen Kontaktierung der gewickelten Folienlagen auf.

Zusammenfassend kann man sagen, dass sich der reale technische Schirm vom idealen durch seine *Inhomogenitäten* unterscheidet. Seine Schirmdämpfung wird mit zunehmender Frequenz durch diese Inhomogenitäten bestimmt: Elektro- oder magnetostatische Schirme dürfen durchaus Öffnungen aufweisen und erreichen dennoch hohe Schirmdämpfungswerte. Ein Schirm mit einer Öffnung in der Größe der betrachteten Wellenlänge besitzt im Gegensatz dazu in der Umgebung dieser Öffnung gar keine Schirmdämpfung mehr. Wird die Öffnung in Resonanz versetzt, kann es sogar zu Feldstärkeüberhöhungen und so zu einer negativen Schirmdämpfung kommen. Öffnungen im Schirm sind also durchaus einer besonderen Betrachtung wert, die in den folgenden Abschnitten vorgenommen werden soll.

3.2.1 Beschreibung der Feldeinkopplung mit Ersatzdipolen

Die kapazitive und induktive Feldeinkopplung durch Öffnungen, deren Abmessungen klein im Verhältnis zur Wellenlänge sind, kann mit Hilfe elektrischer und magnetischer *Ersatzdipole* beschrieben werden, [Beth 44], [Beck 53], [Kad 59], [Wo 01].

Befindet sich in einer leitenden Wand eine solche Öffnung, setzt sich das resultierende Feld aus zwei Anteilen zusammen: Aus dem Feld, das sich einstellen würde, wenn keine Öffnung vorhanden wäre und den Feldern eines elektrischen und eines magnetischen Dipols. Ersterer repräsentiert die Einkopplung des anregenden elektrischen Feldes, letzterer des magnetischen Feldes. Die beiden Dipole befinden sich in der Mitte der Öffnung; der elektrische Dipol ist senkrecht zur Wand, der magnetische parallel zur Wand gerichtet. Die Ausrichtung des letzteren in der Wandebene wird durch die Polarisationsrichtung des anregenden Magnetfeldes vorgegeben, Bild 3.32.

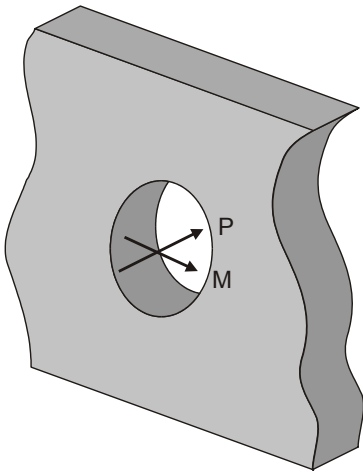


Bild 3.32 Lage des elektrischen Dipols P und des magnetischen Dipols M in der Apertur.

Die *Polarisierbarkeit* der Ersatzdipole, also die Abhängigkeit ihres Dipolmomentes von der Feldstärke des anregenden Feldes, hängt von der Größe und Form der Öffnung sowie von der Materialstärke des Wandmaterials ab.

Eine mögliche Definition für die elektrische Polarisierbarkeit α_e und die magnetische Polarisierbarkeit α_m lautet nach [Lee 86]:

$$\alpha_e = \frac{p}{2\epsilon E_0} \quad (3.215)$$

$$\alpha_m = \frac{m}{2H_0} \quad (3.216)$$

mit

p, m : elektrisches bzw. magnetisches Dipolmoment
 E_0, H_0 : elektrische bzw. magnetische Feldstärke des anregenden Feldes am Ort der Öffnung, wenn diese nicht vorhanden wäre.

Bei diesen Betrachtungen wird die leitende Wand als unendlich ausge dehnt angenommen. Randbedingungen, die durch eine geänderte Geometrie der Anordnung – z.B. ein Gehäuse statt einer Wand – vorgegeben werden, müssen selbstverständlich in einer Rechnung berücksichtigt werden.

Das Dipolmoment eines elektrischen Ersatzdipols für ein kreisrundes Loch mit dem Radius r_0 beträgt nach Kaden

$$p = \frac{4}{3} \epsilon r_0^3 E_0 \quad (3.217)$$

und besitzt somit die Polarisierbarkeit

$$\alpha_e = \frac{2}{3} r_0^3. \quad (3.218)$$

Analog gilt für das Dipolmoment eines magnetischen Ersatzdipols

$$m = \frac{8}{3} r_0^3 H_0 \quad (3.219)$$

und besitzt somit die Polarisierbarkeit

$$\alpha_m = \frac{8}{3} r_0^3. \quad (3.220)$$

Sowohl auf analytischem als auch auf numerischem Wege wurden Polarisierbarkeiten verschiedener Aperturgeometrien bereits errechnet [Meu 77],

[Oko 81]. Grundlegende Messungen wurden bereits in den 50er Jahren von Cohn [Cohn 51] mit dem elektrolytischen Trog durchgeführt.

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung von Polarisierbarkeiten besteht in der Messung mit einer Doppel-Koaxial-TEM-Zelle, vgl. 5.1.3.

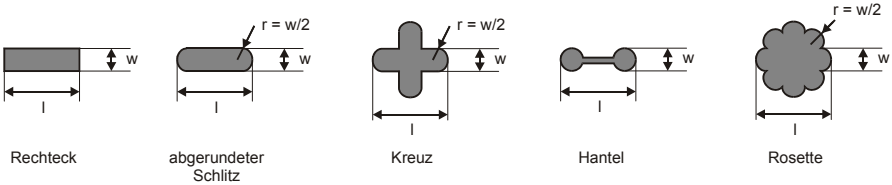


Bild 3.33 Aperturgeometrien.

Bild 3.33 zeigt „klassische“ Geometrien, die aus der Literatur bekannt sind.

Für diese Öffnungen wurden mit der Doppel-Koaxial-TEM-Zelle Polarisierbarkeiten bestimmt. Sie sind den Tabellen 3.6 und 3.7 zu entnehmen.

Tabelle 3.5 Elektrische Polarisierbarkeit, normiert auf l^3

w/l	abgerundeter Schlitz	Hantel	Kreuz	Rechteck, H parallel	Rechteck, H senkrecht	Rosette
0,1	0,002	0,002	0,0023	0,002	0,002	0,007
0,15	0,0029	0,0018	0,006	0,004	0,004	0,017
0,2	0,0058	0,0026	0,011	0,006	0,006	0,023
0,25	0,0089	0,0043	0,016	0,009	0,009	0,043
0,3	0,012	0,0051	0,021	0,013	0,013	0,052
0,35	0,016	0,0078	0,031	0,017	0,017	
0,5	0,028	0,022	0,047	0,032	0,032	
0,75	0,051	0,049	0,067	0,061	0,061	
1	0,073	0,073	0,073	0,096	0,096	

Tabelle 3.6 Magnetische Polarisierbarkeit, normiert auf l^3

w/l	abgerundeter Schlitz	Hantel	Kreuz	Rechteck, H parallel	Rechteck, H senkrecht	Rosette
0,1	0,076	0,0843	0,0665	0,0895	0,003	0,125
0,15	0,0883	0,085	0,086	0,106	0,006	0,152
0,2	0,096	0,095	0,101	0,118	0,011	0,158
0,25	0,106	0,111	0,107	0,132	0,018	0,167
0,3	0,115	0,118	0,12	0,148	0,027	0,168
0,35	0,124	0,124	0,134	0,16	0,036	
0,5	0,142	0,156	0,151	0,192	0,068	
0,75	0,182	0,173	0,19	0,252	0,163	
1	0,208	0,208	0,208	0,314	0,314	

Die Polarisierbarkeit ist zur dritten Potenz des Lochdurchmessers proportional. Deshalb sind die Polarisierbarkeiten in den Tabellen 3.6 und 3.7 auf l^3 normiert. Bei gegebener Gesamtfläche, beispielsweise zur Lüftung, ist daher mit mehreren kleinen Löchern eine höhere Schirmdämpfung zu erreichen, als mit wenigen großen.

3.2.2 Berechnung der Feldverteilung in perforierten Schirmen durch Dipol-Spiegelung

Die Schirmdämpfung eines Schirms mit Löchern oder Schlitzten ist allerdings neben Form und Größe der Öffnungen wesentlich von der Geometrie des Schirms abhängig. Sowohl *Bethe* [Beth 44] als auch *Kaden* [Kad 59] betrachten den Felddurchgriff durch Aperturen in einer unendlich ausgedehnten Wand. Bei der Berechnung der Feldeinkopplung in dreidimensionale Schirmstrukturen tritt jedoch die Schwierigkeit auf, die durch die Schirmwände vorgegebenen Randbedingungen einzuhalten. Insbesondere quaderförmige Schirme entziehen sich einer einfachen analytischen Berechnung. Es gibt zahlreiche Methoden zur Lösung des Problems „Schirmdämpfung eines quaderförmigen Schirms mit einer Öffnung“ [But 78], [Chen 95], [Gra 76], [Mön 95]. Insbesondere Hybridverfahren, die analytische Ansätze in numerische Verfahren integrieren, führen zum

Erfolg, denn eine rein numerische Lösung ist aufgrund der feinen Diskretisierung im Bereich der Öffnungen und aufgrund der hohen Feldstärkeunterschiede oft schwierig. Im Folgenden soll ein analytisches Verfahren mit numerischer Auswertung vorgestellt werden: Das Dipol-Spiegelungsverfahren. Durch Spiegelung der Originaldipole an den Schirmwänden wird hier die Einhaltung der Randbedingungen erreicht [Sti 77].

3.2.2.1 Das elektromagnetische Feld elektrischer und magnetischer *Hertz'scher* Dipole

Wie in Abschnitt 3.2.1 beschrieben, setzt sich das elektromagnetische Feld vor und hinter einer leitfähigen Wand aus zwei Anteilen zusammen: Aus dem Feld, das sich ohne Vorhandensein einer Öffnung einstellen würde, sowie dem Feld eines elektrischen bzw. magnetischen Dipols am Ort dieser Öffnung. Betrachten wir zunächst einen elektrischen Dipol, Bild 3.34 a), der längs der z-Achse ausgerichtet ist und einen magnetischen Dipol, Bild 3.34 b). Nach Bild 3.32 muss der magnetische Dipol senkrecht zum elektrischen gerichtet sein, d. h. seine Stromschleife muss in der Ebene des elektrischen Dipols liegen. Bild 3.1. b) zeigt die Ausrichtung des magnetischen Dipols in der y-Achse.

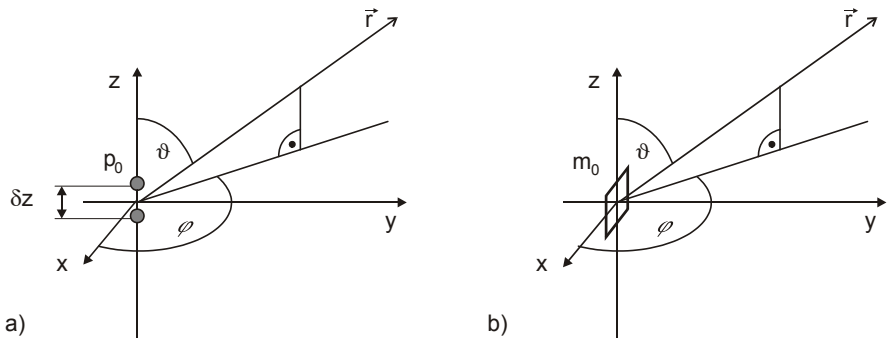


Bild 3.34 Ausrichtung a) des elektrischen und b) des magnetischen Dipols im sphärischen Koordinatensystem.

Elektrischer Dipol

Das magnetische Vektorpotenzial des elektrischen Dipols nach Bild 3.34 a) lautet [Mly 93], [Mei 92]:

$$\vec{A} = \frac{j p_0 k^2}{4\pi\epsilon\omega} \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)}, \quad (3.221)$$

das elektrische Skalarpotenzial

$$V = \frac{j p_0}{4\pi\epsilon} \frac{kr - j}{r^2} \cos\vartheta e^{j(\omega t - kr)}, \quad (3.222)$$

mit einem zeitabhängigen elektrischen Dipolmoment

$$p = p_0 e^{j\omega t}. \quad (3.223)$$

mit

$$k = \omega\sqrt{\epsilon\mu} \quad \text{Wellenzahl}$$

r Betrag des Ortsvektors des Aufpunkts.

Daraus ergeben sich mit

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \text{grad } V \quad (3.224)$$

und

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot}\vec{A} \quad (3.225)$$

die Feldkomponenten in sphärischen Koordinaten:

$$E_r(r, \vartheta) = \frac{p_0 k^2}{2\pi\epsilon} \cos\vartheta \left(\frac{1}{k^2 r^2} + \frac{j}{kr} \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.226)$$

$$E_\vartheta(r, \vartheta) = -\frac{p_0 k^2}{4\pi\epsilon} \sin\vartheta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.227)$$

$$H_\varphi(r, \vartheta) = \frac{j p_0 \omega k}{4\pi} \sin\vartheta \left(\frac{1}{kr} + j \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.228)$$

Magnetischer Dipol

Beim magnetischen Dipol sind die Feldkomponenten in sphärischen Koordinaten in der Literatur [Mei 92], [Mly 93], [Sti 77] üblicherweise nur für den Fall zu finden, dass der Dipol in der z-Achse liegt. Sie lauten:

$$H_r(r, \vartheta) = \frac{m_0 k^2}{2\pi} \cos \vartheta \left(\frac{1}{k^2 r^2} + \frac{j}{kr} \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.229)$$

$$H_\vartheta(r, \vartheta) = -\frac{m_0 k^2}{4\pi} \sin \vartheta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.230)$$

$$E_\varphi(r, \vartheta) = \frac{j\mu m_0 \omega k}{4\pi} \sin \vartheta \left(\frac{1}{kr} + j \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.231)$$

Für die Lage in der y -Achse, Bild 3.34 b) werden die Felder mit Hilfe des elektrischen Vektorpotenzials berechnet. Es besitzt nur eine y -Komponente:

$$\vec{F} = \frac{j m_0 k^2}{4\pi \omega} \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \vec{e}_y = F_y \quad (3.232)$$

mit dem zeitabhängigen magnetischen Dipolmoment

$$m = m_0 e^{j\omega t} \quad (3.233)$$

Wird \vec{F} in sphärische Komponenten

$$\vec{F} = \frac{j m_0 k^2}{4\pi \omega} \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \vec{e}_y (\sin \vartheta \sin \varphi \vec{e}_r + \cos \vartheta \sin \varphi \vec{e}_\vartheta + \cos \varphi \vec{e}_\varphi) \quad (3.234)$$

zerlegt, kann daraus

$$\operatorname{div} \vec{F} = -\frac{j m_0 k^2}{4\pi \omega} \frac{jkr + 1}{r^2} e^{j(\omega t - kr)} \sin \vartheta \sin \varphi \quad (3.235)$$

bestimmt werden. Durch Anwendung der *Lorentz*-Eichung [Schw 98]

$$\operatorname{div} \vec{F} + \varepsilon \mu \frac{\partial V_m}{\partial t} = 0 \quad (3.236)$$

ergibt sich das magnetische Skalarpotenzial V_m

$$V_m = \frac{j m_0}{4\pi} \frac{kr - j}{r^2} e^{j(\omega t - kr)} \sin \vartheta \sin \varphi \quad (3.237)$$

Um aus \vec{F} und V_m die Feldkomponenten zu bestimmen, wenden wir

$$\vec{H} = -\operatorname{grad} V_m - \frac{\partial \vec{F}}{\partial t} \quad (3.238)$$

$$\vec{E} = -\frac{1}{\varepsilon} \operatorname{rot} \vec{F} \quad (3.239)$$

an. Es ergeben sich als sphärische Feldkomponenten des magnetischen Dipols in der y -Achse:

$$E_{\vartheta}(r, \vartheta, \varphi) = -\frac{j m_0 k^2}{4\pi \varepsilon \omega} \left(\frac{j k}{r} + \frac{1}{r^2} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \varphi \quad (3.240)$$

$$E_{\varphi}(r, \vartheta, \varphi) = -\frac{j m_0 k^2}{4\pi \varepsilon \omega} \left(\frac{j k}{r} - \frac{1}{r^2} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \vartheta \sin \varphi \quad (3.241)$$

$$H_r(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{2\pi} \left(\frac{j k}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right) e^{j(\omega t - kr)} \sin \vartheta \sin \varphi \quad (3.242)$$

$$H_{\vartheta}(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{4\pi} \left(-\frac{j k}{r^2} + \frac{k^2}{r} - \frac{1}{r^3} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \vartheta \sin \varphi \quad (3.243)$$

$$H_{\varphi}(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{4\pi} \left(-\frac{j k}{r^2} + \frac{k^2}{r} - \frac{1}{r^3} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \varphi. \quad (3.244)$$

3.2.2.2 Berechnung der Feldverteilung in einem quaderförmigen Gehäuse

Um die Einhaltung der Randbedingungen an einer leitenden ebenen Fläche zu erreichen, bietet es sich an, den Feldverlauf diesseits dieser Fläche durch die Überlagerung der elektrischen und magnetischen Felder von Spiegeldipolen zu berechnen. Diese Spiegeldipole liegen außerhalb des betrachteten Feldraumes, in welchem sich die gesuchte Feldverteilung aus der Überlagerung der einzelnen Felder gewinnen lässt. Die so ermittelte Feldverteilung ist nur diesseits der Spiegelfläche korrekt. Für den Feldraum hinter der leitfähigen Wand kann das Berechnungsverfahren nicht verwendet werden. Der Einsatz des Spiegelungsverfahrens ist auch im Bereich der elektrostatischen Feldberechnung üblich, wo sich z. B. Leiter über einer geerdeten Fläche befinden.

Im Folgenden wird die Feldeinkopplung durch Diffusion, d. h. das Eindringen des magnetischen Feldes aufgrund der endlichen Leitfähigkeit der Schirmwände vernachlässigt, und nur die Lochkopplung betrachtet. D. h., die Schirmwände werden als ideal leitfähig angenommen. Bei hohen Frequenzen (also bei Gehäusen im MHz-Bereich) ist die Lochkopplung der dominierende Effekt. Daher ist diese Annahme auch zulässig.

Um eine Einhaltung der Randbedingungen an allen sechs Wänden eines quaderförmigen Gehäuses zu erreichen, werden die Dipole in einem dreidimensionalen Gitterraster angeordnet. Da die Spiegeldipole wiederum an den (gedachten) Verlängerungen der Gehäusewände gespiegelt werden müssen und ihre Bilder wiederum Urbilder für eine erneute Spiegelung sein. So erhält man eine unendlich ausgedehnte Matrix von Dipolen, Bild 3.35.

Bei der Anordnung ist zu beachten, dass elektrische Dipole, die senkrecht auf Wände stehen und magnetische Dipole, die parallel zu Wänden liegen, auch nach der Spiegelung in die gleiche Richtung zeigen (d. h. die Spiegelung ist tatsächlich eine Verschiebung). In den anderen Fällen dreht sich die Ausrichtung der Dipole bei der Spiegelung um 180° .

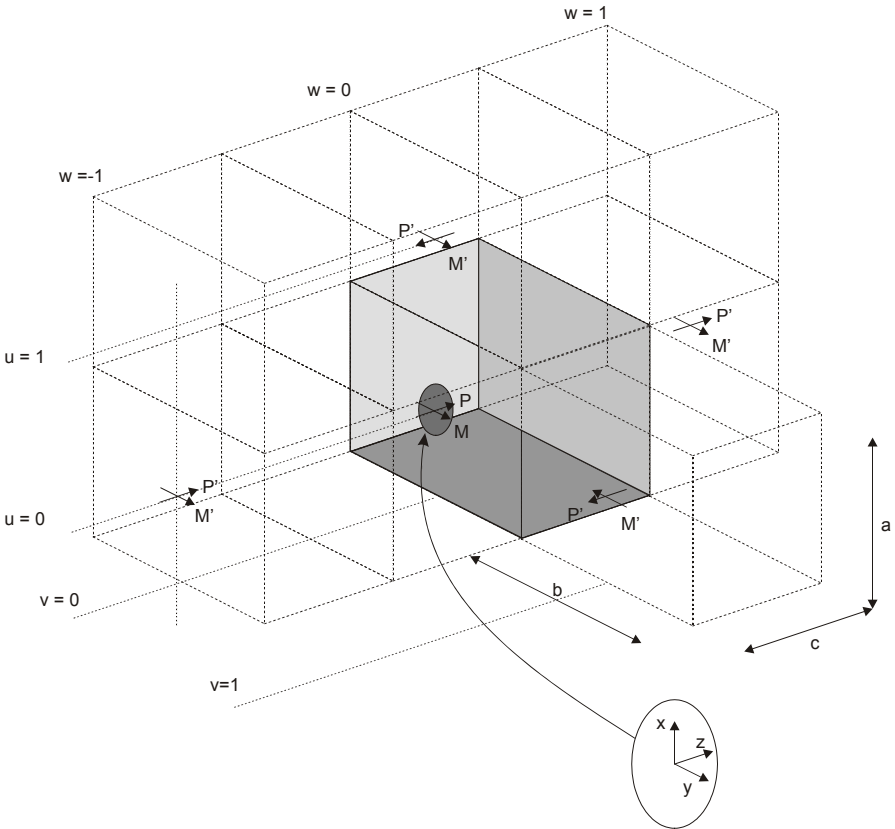


Bild 3.35 Anordnung der Spiegeldipole zur Berücksichtigung der sechs Wände eines quaderförmigen Gehäuses.

Mathematisch können wir das Feld durch die Überlagerung der Vektorfelder beschreiben.

Es gilt

$$\vec{E}_{e,res}(x, y, z) = \sum_{u=-\infty}^{\infty} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \sum_{w=-\infty}^{\infty} (-1)^u (-1)^v \vec{E}_e \left(\vec{r} - \begin{bmatrix} au \\ bv \\ 2cw \end{bmatrix} \right) \quad (3.245)$$

$$\vec{H}_{e,res}(x, y, z) = \sum_{u=-\infty}^{\infty} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \sum_{w=-\infty}^{\infty} (-1)^u (-1)^v \vec{H}_e \left(\vec{r} - \begin{bmatrix} au \\ bv \\ 2cw \end{bmatrix} \right) \quad (3.246)$$

für das überlagerte Feld der elektrischen Dipole und

$$\vec{E}_{m,res}(x, y, z) = \sum_{u=-\infty}^{\infty} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \sum_{w=-\infty}^{\infty} (-1)^v \vec{E}_m \left(\vec{r} - \begin{bmatrix} au \\ bv \\ 2cw \end{bmatrix} \right) \quad (3.247)$$

$$\vec{H}_{m,res}(x, y, z) = \sum_{u=-\infty}^{\infty} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \sum_{w=-\infty}^{\infty} (-1)^v \vec{H}_m \left(\vec{r} - \begin{bmatrix} au \\ bv \\ 2cw \end{bmatrix} \right) \quad (3.248)$$

für das überlagerte Feld der magnetischen Dipole

mit

$u, v, w \in Z$ Laufvariablen und

a, b, c Gehäuseabmessungen.

Eine geschlossene Form für die Gleichungen (3.245) bis (3.248) zu finden, ist eine Aufgabe, die noch gelöst werden muss.

Diese Gleichungen können jedoch numerisch ausgewertet werden, was allerdings einigen Aufwand mit sich bringt.

Ein Ergebnis der numerischen Auswertung zeigt Bild 3.36. Dargestellt ist der Betrag der elektrischen Feldstärke in einer waagrechten Ebene durch den Mittelpunkt eines Gehäuses. Das quaderförmige Gehäuse ist eingezeichnet; nur dort ist die ermittelte Feldverteilung korrekt.

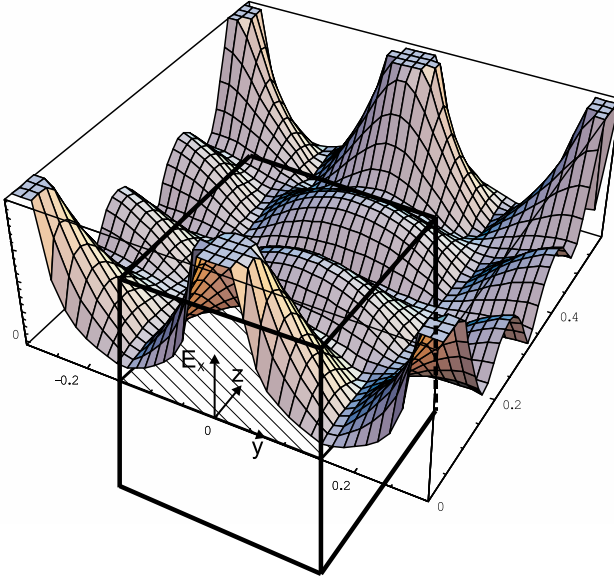


Bild 3.36 x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der y-z-Ebene, schraffierte Fläche. Der Abstand d der Wände beträgt 0,3 m, die Frequenz 999,2 MHz.

Bild 3.37 zeigt die elektrische Schirmdämpfung im Gehäusemittelpunkt bei magnetischer Einkopplung. Siehe dazu auch Bild 5.20.

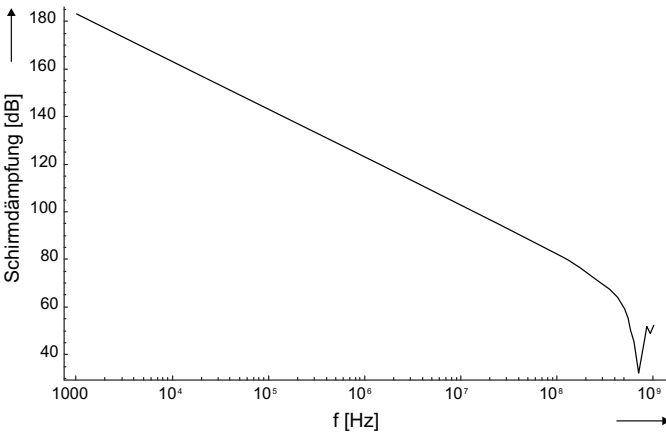


Bild 3.37 Elektrische Schirmdämpfung im Gehäusemittelpunkt bei magnetischer Einkopplung, berechnet durch Dipol-Spiegelung.

Die auftretenden Hohlraumresonanzfrequenzen berechnen sich nach

$$f_{mnp} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (3.249)$$

mit

$m, n, p \in \mathbb{Z}$ Modenzahlen und
 a, b, c Gehäuseabmessungen.

Beim betrachteten Gehäuse liegen die ersten beiden Resonanzfrequenzen bei 706 MHz und 865 MHz.

3.2.2.3 Integration der Lochkopplung in das Impedanzkonzept

Betrachten wir den Einfall einer ebenen Welle $\vec{E} \times \vec{H}$ auf die Frontseite einer unendlich ausgedehnten Wand, vgl. Bild 3.38. Der \vec{H}_0 -Vektor und die y -Achse des Koordinatensystems sind ohne Beschränkung der Allgemeinheit parallel gerichtet.

Die den elektrischen Dipol anregende Feldstärke beträgt

$$E_z = E_0 = E \cos \alpha, \quad (3.250)$$

die den magnetischen Dipol anregende Magnetfeldstärke

$$H_y = H_0 = H \sin \beta. \quad (3.251)$$

E_0 bzw. H_0 können wieder durch die Polarisierbarkeiten α_e, α_m (3.215), (3.216) ausgedrückt werden:

$$\alpha_e = \frac{P}{2\epsilon E_0}, \text{ elektrische Polarisierbarkeit,} \quad (3.252)$$

$$\alpha_m = \frac{m}{2H_0}, \text{ magnetische Polarisierbarkeit.} \quad (3.253)$$

Nehmen wir zunächst an, dass die Lochkopplung der dominierende Effekt ist und die Transmission der Welle durch die Schirmwand mit nahezu idealer Leitfähigkeit σ zu vernachlässigen ist. Dies ist für hohe Frequenzen auch tatsächlich der Fall.

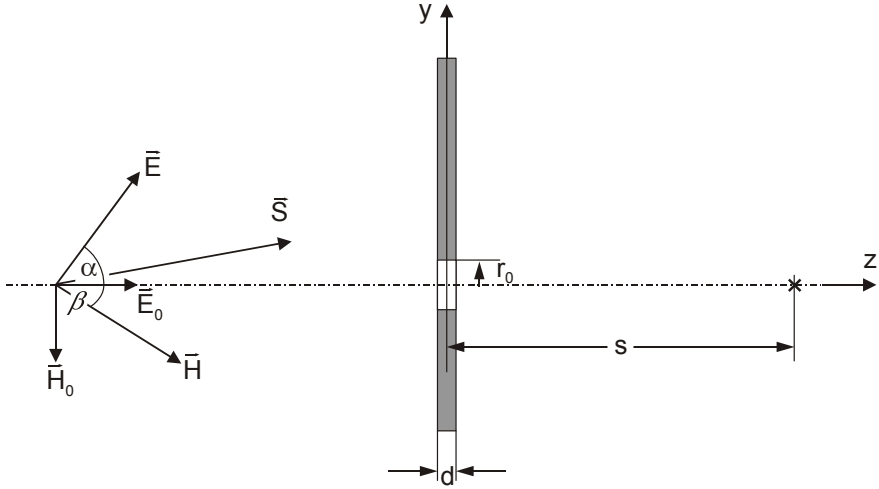


Bild 3.38 Eine ebene Welle $\vec{E} \times \vec{H}$ trifft auf eine metallische Wand (Dicke d) mit einem kreisrunden Loch (Radius r_0).

Die Schirmdämpfung für einen Punkt innerhalb des Gehäuses mit einer Entfernung s zur Wand kann unter der Voraussetzung hinreichend großen Abstandes (Fernfeldbedingungen) berechnet werden:

Der Pointingvektor der einfallenden ebenen Welle lautet

$$\vec{S}_{\text{einfallend}} = \vec{E} \times \vec{H} . \tag{3.254}$$

Sie besitzt somit die Leistungsdichte

$$S_{\text{einfallend}} = E \cdot H = \frac{E_0}{\cos \alpha} \frac{H_0}{\sin \beta} \tag{3.255}$$

mit

$$\frac{E_0}{H_0} = \frac{E}{H} \frac{\cos \alpha}{\sin \beta} = Z_0 \frac{\cos \alpha}{\sin \beta} \approx 377 \Omega \frac{\cos \alpha}{\sin \beta} . \tag{3.256}$$

Die mittlere Leistung der Dipole beträgt

$$\bar{P}_{\text{elektrisch}} = \frac{|p|^2 \omega^4 \sqrt{\epsilon^3 \mu^3}}{\epsilon 12 \pi} \tag{3.257}$$

bzw.

$$\bar{P}_{\text{magnetisch}} = \frac{\mu |m|^2 \omega^4 \sqrt{\epsilon^3 \mu^3}}{12\pi}. \quad (3.258)$$

Jeder Dipol strahlt Leistung sowohl vor als auch hinter die Frontwand des Gehäuses ab. Uns interessiert die Leistungsdichte hinter der Wand, weshalb wir die Strahlungsleistung des elektrischen und magnetischen Dipols halbieren und auf eine gedachte Kugelfläche um den Dipol beziehen müssen. Es gilt also

$$\begin{aligned} S_{\text{transmittiert, Loch}} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{4\pi s^2} (\bar{P}_{\text{elektrisch}} + \bar{P}_{\text{magnetisch}}) \right) \\ &= \frac{\omega^4}{96\pi^2 s^2} \left(|p|^2 \sqrt{\epsilon \mu^3} + |m|^2 \sqrt{\epsilon^3 \mu^5} \right). \end{aligned} \quad (3.259)$$

Somit erhalten wir die elektromagnetische Schirmdämpfung einer unendlich ausgedehnten Wand mit einer Öffnung:

$$\begin{aligned} a_{\text{Öffnung}} &= 10 \log \left(\frac{S_{\text{einfallend}}}{S_{\text{transmittiert}}} \right) \\ &= 10 \log \left(\frac{E_0 H_0}{\cos \alpha \sin \beta \frac{\omega^4}{96\pi^2 s^2} \left(|2\alpha_e \epsilon^2 E_0|^2 \sqrt{\epsilon \mu^3} + |2\alpha_m H_0|^2 \sqrt{\epsilon^3 \mu^5} \right)} \right) \\ a_{\text{Öffnung}} &= 10 \log \left(\frac{24\pi^2 s^2}{\omega^4 \left(|\alpha_e \cos \alpha|^2 Z_0 \sqrt{\epsilon^5 \mu^3} + |\alpha_m \sin \beta|^2 \frac{1}{Z_0} \sqrt{\epsilon^3 \mu^5} \right)} \right) \quad (3.260) \\ &= 10 \log \left(\frac{24\pi^2 s^2}{\omega^4 \epsilon^2 \mu^2 (\alpha_e^2 \cos^2 \alpha + \alpha_m^2 \sin^2 \beta)} \right) \end{aligned}$$

Nun betrachten wir eine massive leitfähige Wand der Dicke d mit der Leitfähigkeit σ und der Permeabilität μ , allerdings ohne Loch:

Der Wellenwiderstand des leeren Raumes beträgt

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega \quad (3.261)$$

und der Wellenwiderstand der Schirmwand

$$Z_S = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon_0}}. \quad (3.262)$$

Die Schirmdämpfung der Wand beträgt nach *Schelkunoff*

$$a_{\text{Wand}} = a_{\text{Reflexion}} + a_{\text{Absorption}} + a_{\text{mult}}, \quad (3.263)$$

mit der Reflexionsdämpfung

$$a_{\text{Reflexion}} = 20 \log \frac{|(Z_0 + Z_S)^2|}{|4Z_0Z_S|} \quad (3.264)$$

der Absorptionsdämpfung,

$$a_{\text{Absorption}} = 20 \log e^{\alpha d} = 20 \log e^{\sqrt{\pi f \mu \sigma} d}, \quad (3.265)$$

also die Dämpfung der Welle, die sie während der Transmission durch die Wand erfährt und mit dem Korrekturterm

$$a_{\text{mult}} = 20 \log \left| 1 - e^{-2d\sqrt{\pi f \mu \sigma}} e^{-j2d\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \right|, \quad (3.266)$$

der die Mehrfachreflexionen innerhalb der Wand beschreibt.

Dieser letzte Term a_{mult} kann weggelassen werden, da im vorliegenden Fall $e^{-2d\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \rightarrow 0$ gilt.

Aus (3.263) – (3.265) erhält man

$$a_{\text{Wand}} = 20 \log \left(\frac{|(Z_0 + Z_S)^2|}{|4Z_0Z_S|} e^{\sqrt{\pi f \mu \sigma} d} \right) = 10 \log \left| \frac{S_{\text{einfallend}}}{S_{\text{transmittiert, Wand}}} \right|. \quad (3.267)$$

Damit ergibt sich als Verhältnis der Leistungsdichten von einfallender und durchgelassener Welle

$$\frac{S_{\text{einfallend}}}{S_{\text{transmittiert, Wand}}} = \frac{(Z_0 + Z_S)^2}{4Z_0Z_S} e^{2\sqrt{\pi f \mu \sigma} d}. \quad (3.268)$$

Um nun die gesamte Schirmdämpfung der Wand mit dem Loch zu bestimmen, müssen wir die gesamte Leistung bestimmen, die durch Wand und Loch hindurch tritt und diese auf die Leistung der einfallenden Welle beziehen. So erhält man mit (3.255), (3.259) und (3.268) den Schirmfaktor

$$\begin{aligned}
 & \frac{S_{\text{transmittiert, Loch}}}{S_{\text{einfallend}}} + \frac{S_{\text{transmittiert, Wand}}}{S_{\text{einfallend}}} \\
 &= \frac{\omega^4 \epsilon^2 \mu^2 (\alpha_e^2 \cos^2 \alpha + \alpha_m^2 \sin^2 \beta)}{24\pi^2 s^2} + \frac{4Z_0 Z_S}{(Z_0 + Z_S)^2} e^{-2\sqrt{\pi\mu\sigma}d} \quad (3.269) \\
 &= Q_S^2
 \end{aligned}$$

und kann daraus mit

$$a_{\text{em}} = 20 \log \left| \frac{1}{Q_S} \right| = 10 \log \left| \frac{1}{Q_S^2} \right| \quad (3.270)$$

die elektromagnetische Schirmdämpfung berechnen.

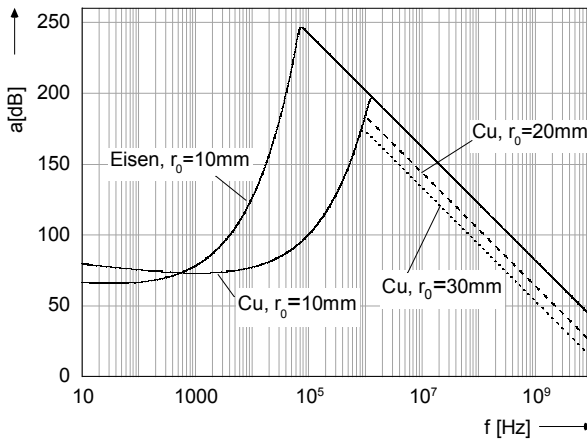


Bild 3.39 Schirmdämpfung einer metallischen Wand (Dicke d) mit einem einzelnen Loch (Radius r_0) berechnet für einen Punkt im Abstand $s = 1$ m hinter der Schirmwand. Für Eisen wurde eine relative Permeabilität von $\mu_r = 200$ angenommen.

Bei der Betrachtung von Bild 3.39 stellen wir fest:

- Die Schirmdämpfung besitzt ein Maximum bei einer bestimmten Frequenz.
- Unterhalb dieser Frequenz kann der Einfluss eines (einzelnen) Loches vernachlässigt werden und die Schirmdämpfung ist nur von den Materialeigenschaften (Leitfähigkeit, Permeabilität) der Wand abhängig.

- Oberhalb der Frequenz dominiert der Einfluss des Loches und die Materialeigenschaften treten in den Hintergrund: *Lochkopplung*.
- Die Schirmdämpfung bei Lochkopplung fällt um 40 dB / Dekade.
- Die Schirmdämpfung bei Lochkopplung ist proportional $10\log(1/r_0^6) = 20\log(1/r_0^3) = 60\log(1/r_0)$. Das heißt, eine Verdopplung des Lochdurchmessers verringert die Schirmdämpfung um 18 dB.

Bei diesen Betrachtungen wurde lediglich eine Wand (die Frontwand) eines Gehäuses betrachte. Rückwand sowie Seitenwände wurden vernachlässigt. Wenn man diese mit in Betracht zieht, stellt man fest, dass es im Gehäuse, angeregt durch die Einkopplung durch das Loch, zu starken Resonanzerscheinungen bei diskreten Frequenzen kommt, vgl. 3.1.4.4. Die dann auftretenden hohen Feldstärken können die Schirmdämpfung gleich Null oder sogar negativ werden lassen, je nach Güte des Resonators.

Eine zusätzliche Rückwand macht sich im Mittel durch eine Reduktion der Schirmdämpfung um 6 dB bemerkbar.

Ein Vergleich mit zwischen Rechnung und Messung ist dem Praxiskapitel zu entnehmen, vgl. Bild 4.33.

3.2.3 Schirmwirkung von Lochblechen und Drahtgeweben

In den letzten Jahren werden geschirmte Räume in verstärktem Umfang zum Abhörschutz, Abstrahlenschutz und in der Medizintechnik eingesetzt. Diese Anwendungen erfordern im Gegensatz zu klassischen Messkabinen eine freundliche Innenausstattung. Wenn in diesen Räumen Dauerarbeitsplätze eingerichtet werden sollen, benötigen sie Tageslicht. Daher kommen vermehrt elektromagnetisch geschirmte Fenster zum Einsatz. Die gleichzeitig bestehende Forderung nach relativ hohen Schirmdämpfungswerten (z. B. >60 dB, 10 MHz bis 3 GHz) kann jedoch durch bedampfte oder beschichtete Glasscheiben nicht erreicht werden, da die zur Schirmung erforderlichen Schichtdicken keine Transparenz mehr besitzen. Deshalb setzt man feine Gewebe aus geschwärztem Kupfer oder aus Edelstahl ein, die zwischen zwei Glasscheiben einlaminert werden. Im Bereich des Fensterrahmens wird das Gewebe mit der umgebenden Schirmung verbunden, siehe 4.4.2.3.

In diesem Abschnitt soll ein Berechnungsverfahren vorgestellt werden, das die Bestimmung der elektromagnetischen Schirmdämpfung solcher Gewebe sowie von Lochblechen erlaubt.

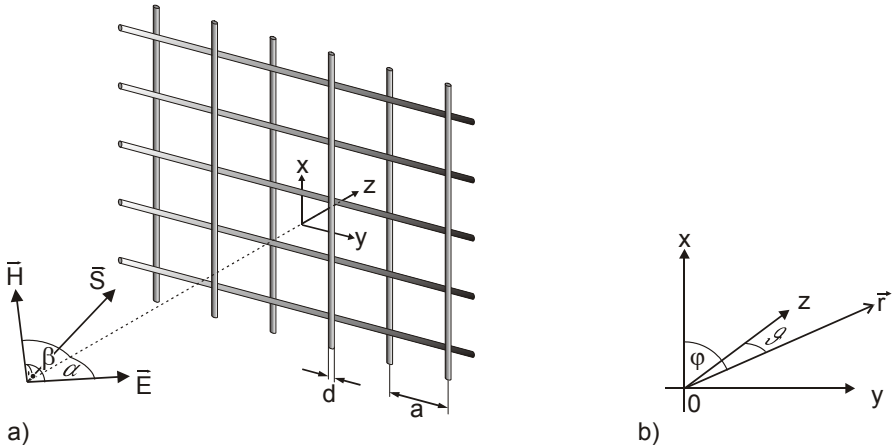


Bild 3.40 a) Unendlich ausgedehntes Drahtgitter mit einfallender Welle. Zum Koordinatensystem und der Dipolausrichtung, siehe auch Bild 3.34.

Um das Problem zu vereinfachen und um Randeffekte auszuschließen, gehen wir von einem unendlich ausgedehnten ebenen Drahtgitter aus. Der Drahtabstand ist a , der Drahtdurchmesser ist d . Auf dieses Drahtgitter trifft eine ebene elektromagnetische Welle, Bild 3.40.

Außerdem sollen die folgenden Voraussetzungen gelten:

- Der Abstand der Löcher (bzw. die Maschenweite) und somit natürlich auch der Lochdurchmesser ist klein im Vergleich zur betrachteten Wellenlänge.

$$a \ll \lambda \quad (3.271)$$

- Die Eindringtiefe des magnetischen Feldes innerhalb des Drahtes ist klein im Vergleich zum Drahtdurchmesser. (Diese Voraussetzung werden wir später sogar aufheben können)

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{2f\mu\sigma}} \ll d \quad (3.272)$$

In der Praxis sind für den Frequenzbereich, der uns interessiert, beide Bedingungen erfüllt. Bedingung (3.272) impliziert, dass die Feldeinkopplung

durch die Drähte hindurch gegenüber der Einkopplung durch die Löcher vernachlässigt werden kann.

Die magnetische Schirmdämpfung eines Drahtkäfigs wurde bereits von *Kaden* für quasistationäre Magnetfelder berechnet, [Kad 59]. Er betrachtete das magnetische Rückwirkungsfeld, das durch die Wirbelströme erzeugt wird, welche vom äußeren Magnetfeld induziert werden. Für diese Berechnungen benötigt *Kaden* eine „Rückwand“, bestehend aus Drähten. Die elektrische Schirmdämpfung kann man im betrachteten quasistationären Fall als unendlich annehmen, da die Anordnung als nahezu idealer *Faraday*'scher Käfig wirkt.

Der Durchgriff des elektrischen bzw. des magnetischen Feldes durch die Löcher zwischen den Drähten wird bei *Kadens* Betrachtungen nicht berücksichtigt. Dieser Effekt wird bei zunehmenden Frequenzen jedoch dominant (bei Löchern in der Größenordnung 1 mm ist das im GHz-Bereich der Fall.) Im Folgenden nehmen wir an, dass bei unserem unendlich ausgedehnten Drahtgitter (oder auch Lochblech) die Eindringtiefe des magnetischen Feldes sehr gering ist. Die Feldverdrängung geschieht also schon in der Drahtoberfläche. Folglich benötigen wir auch keine Rückwand für unsere Betrachtungen (so lange wir reflektierte Wellen außer Betracht lassen.) Da die einfallende Welle sowohl eine elektrische als auch eine magnetische Komponente besitzt, müssen wir elektrische und magnetische Einkopplung gleichzeitig betrachten. Jede Komponente erzeugt ein elektromagnetisches Feld hinter dem Drahtgewebe.

3.2.3.1 Beschreibung der Einkopplung mit Hilfe von Dipolen

Auch hier soll die Einkopplung durch die Löcher bzw. Gewebemaschen mit Hilfe von Ersatzdipolen beschrieben werden. Jedes Loch wirkt als elektrischer und / oder magnetischer Dipol, der in beide Halbsphären, vor und hinter dem Gewebe strahlt.

Der elektrische Dipol repräsentiert die Einkopplung der elektrischen Komponente der einfallenden Welle. Um die Randbedingungen zu erfüllen, muss er senkrecht auf die leitfähige Ebene stehen, in unserem Beispiel zeigt er in Richtung der z-Achse. Der magnetische Dipol, der die Einkopplung der magnetischen Komponente der einfallenden Welle repräsentiert, ist parallel zur leitfähigen Ebene gerichtet, liegt also in der x-y-Ebene. In

unserem Beispiel weist er, ohne Beschränkung der Allgemeinheit, in die y -Richtung.

Wir nehmen weiter an, dass sich in jedem Loch in der leitfähigen Ebene, also in jeder Masche des Drahtgewebes, sowohl eine elektrischer als auch ein magnetischer Dipol befindet. Aufgrund der Regelmäßigkeit der Struktur erhalten wir eine Matrix aus Dipolen, Bild 3.41.

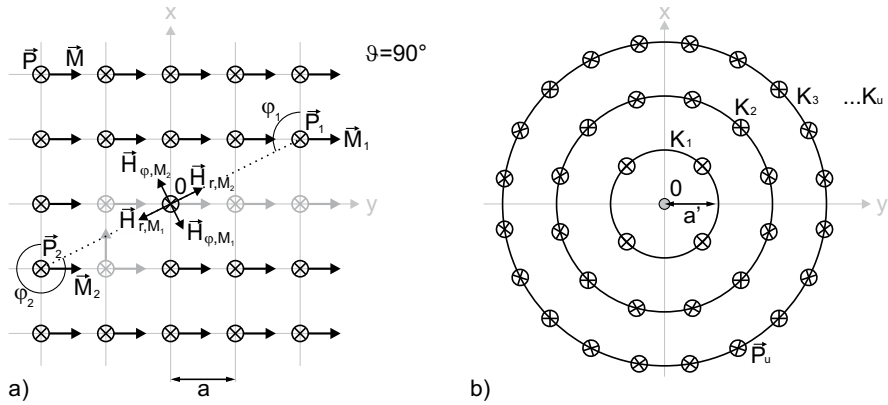


Bild 3.41 a) Dipol-Matrix in der Drahtgitter-Ebene (x,y -Ebene, $\vartheta=90^\circ$). Die elektrischen Dipole zeigen in z -Richtung, die magnetischen in y -Richtung. b) Geänderte Anordnung der Dipole auf konzentrischen Kreisen.

Die sphärischen Feldkomponenten eines elektrischen Dipols, der in z -Richtung zeigt, lauten [Mly 93], [Mei 92]

$$E_r(r, \vartheta) = \frac{p_0 k^2}{2\pi\epsilon} \cos \vartheta \left(\frac{1}{k^2 r^2} + \frac{1}{kr} \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.273)$$

$$E_\vartheta(r, \vartheta) = -\frac{p_0 k^2}{4\pi\epsilon} \sin \vartheta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.274)$$

$$H_\varphi(r, \vartheta) = \frac{j p_0 k}{4\pi} \sin \vartheta \left(\frac{1}{kr} + j \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)}. \quad (3.275)$$

Die Feldkomponenten eines magnetischen Dipols, der in y -Richtung ausgerichtet ist, lauten [Wo 01]

$$E_r(r, \vartheta) = \frac{p_0}{2\pi\epsilon} \frac{1}{r^3} \cos \vartheta e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.276)$$

$$E_{\varphi}(r, \vartheta, \varphi) = -\frac{j m_0 k^2}{4\pi \epsilon \omega} \left(\frac{j k}{r} - \frac{1}{r^2} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \vartheta \sin \varphi \quad (3.277)$$

$$H_r(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{2\pi} \left(\frac{j k}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \vartheta \sin \varphi \quad (3.278)$$

$$H_{\vartheta}(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{4\pi} \left(\frac{j k}{r^2} + \frac{k^2}{r} - \frac{1}{r^3} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \vartheta \sin \varphi \quad (3.279)$$

$$H_{\varphi}(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{4\pi} \left(-\frac{j k}{r^2} + \frac{k^2}{r} - \frac{1}{r^3} \right) e^{j(\omega t - kr)} \cos \varphi. \quad (3.280)$$

Die Dipole werden durch die einfallende Welle $\vec{E} \times \vec{H}$ angeregt, wobei allerdings die Einfallswinkel beachtet werden müssen. Wir erhalten E_0 (senkrecht zum Drahtgewebe) und H_0 (parallel zum Drahtgewebe), siehe Bild 3.38 bzw. Bild 3.40:

$$\vec{E}_0 = E_0 \vec{e}_z = |\vec{E}| \cos \alpha \vec{e}_z \quad (3.281)$$

$$\vec{H}_0 = H_0 \vec{e}_y = |\vec{H}| \sin \beta \vec{e}_y \quad (3.282)$$

3.2.3.2 Berechnung der rückwirkenden Feldstärken

Die Dipole weisen eine gegenseitige Rückwirkung auf. Um die rückwirkenden Feldstärken zu berechnen, betrachten wir den elektrischen bzw. magnetischen Dipol im Ursprung des Koordinatensystems.

Um das Problem zu vereinfachen, nehmen wir an, dass die Rückwirkung nur im quasistationären Nahfeld der umgebenden Dipole stattfindet. Diese Vereinfachung ist deshalb zulässig, da die Fernfeldanteile weiter entfernter Dipole klein sind gegen die Nahfeldanteile der umgebenden Dipole, die alle phasengleich schwingen. Wegen der Phasenverschiebung löschen sich die Fernfeldkomponenten der weiter entfernten Dipole gegenseitig aus, während sich die Felder der Dipole im Nahfeld konstruktiv überlagern. Diese Überlegung ist aber nur dann gültig, solange sich mehrere Dipole innerhalb eines Abstandes von einer Wellenlänge befinden. Anderenfalls läge eine Array-Antenne von sich selbst verstärkenden Dipolen vor. Aber dies ist durch die Voraussetzung (3.270) ausgeschlossen.

Die Nahfeld-Komponenten eines elektrischen Dipols im Ursprung lauten

$$E_r(r, \vartheta) = \frac{p_0}{2\pi\epsilon} \frac{1}{r^3} \cos \vartheta e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.283)$$

$$E_\vartheta(r, \vartheta) = \frac{p_0}{4\pi\epsilon} \frac{1}{r^3} \sin \vartheta e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.284)$$

$$H_\varphi(r, \vartheta) = j \frac{p_0 \omega}{4\pi} \frac{1}{r^2} \sin \vartheta e^{j(\omega t - kr)}, \quad (3.285)$$

und die Nahfeld-Komponenten eines magnetischen Dipols

$$E_\vartheta(r, \vartheta, \varphi) = \frac{j m_0 k^2}{4\pi\epsilon\omega} \frac{1}{r^2} \cos \vartheta e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.286)$$

$$E_\varphi(r, \vartheta, \varphi) = \frac{j m_0 k^2}{4\pi\epsilon\omega} \frac{1}{r^2} \cos \vartheta \sin \varphi e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.287)$$

$$H_r(r, \vartheta, \varphi) = \frac{m_0}{2\pi} \frac{1}{r^3} \sin \vartheta \sin \varphi e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.288)$$

$$H_\vartheta(r, \vartheta, \varphi) = -\frac{m_0}{4\pi} \frac{1}{r^3} \cos \vartheta \sin \varphi e^{j(\omega t - kr)} \quad (3.289)$$

$$H_\varphi(r, \vartheta, \varphi) = -\frac{m_0}{4\pi} \frac{1}{r^3} \cos \vartheta \sin \varphi e^{j(\omega t - kr)}. \quad (3.290)$$

Berechnung des elektrischen Rückwirkungsfeldes

Zunächst wollen wir die rückwirkende Feldstärke der elektrischen Dipole berechnen.

Die E_r -Komponente ist für $\vartheta = 90^\circ$ gleich Null, kann also außer Acht gelassen werden. Für die verbleibenden Komponenten lässt folgende Überlegung anstellen: Betrachtet wird der elektrische Dipol im Ursprung. Auf ihn wirkt das Feld des Dipols P_1 . Gleichzeitig wirkt aber auch das Feld des punktsymmetrisch zum Ursprung angeordneten Dipols P_2 . Da die H_φ -Komponenten von P_1 und P_2 den gleichen Betrag besitzen, aber entgegengesetzt gerichtet sind, heben sie sich einander auf. Es verbleiben die E_ϑ -Komponenten: Sie besitzen ebenfalls den gleichen Betrag, zeigen aber in die gleiche Richtung. Es gilt daher für das gemeinsame Rückwirkungsfeld der beiden Dipole (mit Dipolmoment p)

$$E_\vartheta(\mathbf{r} = \mathbf{r}_{10}, \vartheta = 90^\circ)_{,P_1, P_2} = E_z(\mathbf{r})_{,P_1, P_2} = 2 \frac{p}{4\pi\epsilon} \frac{1}{r_{10}^3}, \quad (3.291)$$

wobei r_{10} die Entfernung des Dipols P_1 zum Ursprung ist.

Um das gesamte Rückwirkungsfeld zu bestimmen, müsste nun die Feldanteile der Dipole längs der x- und der y-Achse aufsummiert werden, was zu einer Doppelsumme führt. Um hier zu einem geschlossenen Ausdruck zu gelangen, verwenden wir ein anderes Summationsverfahren: Die Dipole legen wir auf konzentrische Kreise K_u um 0 mit Abstand a' , Bild 3.41 b). Die Fläche dieser Kreise ist

$$A_u = \pi (ua')^2. \quad (3.292)$$

Die Anzahl der Dipole pro Flächeneinheit muss konstant bleiben, daher gilt (unter der Voraussetzung, dass K_1 4 Dipole besitzt) für die Anzahl der in einem Kreis K_u enthaltenen Dipole

$$n_{\text{ges}} = 4 u^2. \quad (3.293)$$

Die Anzahl der Dipole, die sich genau auf dem Kreis K_u befinden, ist

$$n_u = 4 (2u - 1). \quad (3.294)$$

Da die Anzahl der Dipole pro Flächeneinheit mit unserer ursprünglichen Anordnung identisch sein muss, gilt für die Abstände a und a' :

$$\left(\frac{n_{\text{ges}}}{A} \right) = \frac{4u^2}{\pi(ua')^2} = \frac{4}{\pi a'^2} = \frac{1}{a^2} \Rightarrow a' = \frac{\sqrt{\pi}}{2} a \quad (3.295)$$

Somit können wir die Beiträge der Dipole auf jedem Kreis unter Verwendung von (3.291) und (3.294) aufsummieren. Da alle Dipole als phasengleich schwingend angenommen werden und nur ihr quasistationäres Feld betrachtet wird, kann der Faktor $e^{j(\omega t - kr)}$ weggelassen werden.

$$\begin{aligned} \left| \vec{E}_{\text{Rückwirkung}} \right| &= E_{z, \text{Rückwirkung}} \\ &= \frac{p}{4\pi\epsilon} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{4(2u-1)}{(ua')^3} \\ &= \frac{p}{\pi\epsilon} \frac{1}{a'^3} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{2}{u^2} - \sum_{u=1}^{\infty} \frac{1}{u^3} \\ &= \frac{p}{\pi\epsilon} \frac{1}{a'^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \zeta(3) \right) \\ &\approx \frac{p}{\pi\epsilon} \frac{1}{a'^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) \end{aligned} \quad (3.296)$$

Somit wird der betrachtete Dipol im Ursprung mit der elektrischen Feldstärke

$$E_z = E_{z,\text{Rückwirkug}} + E_0 \quad (3.297)$$

angeregt.

Berechnung des magnetischen Rückwirkungsfeldes

Die Komponenten der magnetischen Dipole in der Umgebung des Ursprungs, vgl. (3.275) – (3.279), können in ähnlicher Weise behandelt werden. Wiederum wählen wir ein Paar symmetrischer Dipole, M_1 and M_2 , Bild 3.41 a).

Die Winkel φ_1 and φ_2 gehorchen den Beziehungen

$$\sin \varphi_1 = \sin \varphi_2 \quad (3.298)$$

$$\cos \varphi_1 = -\cos \varphi_2 . \quad (3.299)$$

Betrachten wir nun die Nahfeld-Komponenten des Dipol-Paares im Einzelnen.

Es gilt:

$$E_{\vartheta,M_1} = E_{\vartheta,M_2} \text{ wegen (3.276), aber}$$

$$\vec{E}_{\vartheta,M_1} = -\vec{E}_{\vartheta,M_2}, \text{ also } \vec{E}_{\vartheta,M_1} + \vec{E}_{\vartheta,M_2} = \vec{0} \quad (3.300)$$

$$E_{\varphi,M_1} = E_{\varphi,M_2} = 0 \text{ wegen } \cos \vartheta = \cos 90^\circ = 0 \quad (3.301)$$

$$H_{r,M_1} = H_{r,M_2} \text{ wegen (3.276), aber}$$

$$\vec{H}_{r,M_1} = -\vec{H}_{r,M_2}, \text{ also } \vec{H}_{r,M_1} + \vec{H}_{r,M_2} = \vec{0} \quad (3.302)$$

$$H_{\vartheta,M_1} = H_{\vartheta,M_2} = 0 \text{ wegen } \cos \vartheta = \cos 90^\circ = 0 . \quad (3.303)$$

Somit verbleibt H_φ .

Es gilt wegen (3.287)

$$H_{\varphi,M_1} = -H_{\varphi,M_2}, \text{ aber}$$

$$\vec{H}_{\varphi,M_1} = \vec{H}_{\varphi,M_2}, \text{ also } \vec{H}_{\varphi,M_1} + \vec{H}_{\varphi,M_2} = 2\vec{H}_{\varphi,M_1} . \quad (3.304)$$

Transformiert man dies in kartesische Koordinaten, erhält man

$$H_{x,M_1+M_2} = -2H_{\varphi,M_1} \sin \varphi_1 = \frac{m_0}{2\pi} \frac{1}{r^3} \cos \varphi_1 \sin \varphi_1, \quad (3.305)$$

$$H_{y,M_1+M_2} = +2H_{\varphi,M_1} \cos \varphi_1 = -\frac{m_0}{2\pi} \frac{1}{r^3} \cos^2 \varphi_1. \quad (3.306)$$

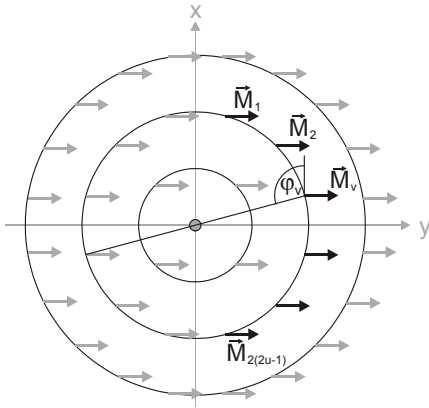


Bild 3.42 Magnetische Dipole auf dem Kreis u.

Wir sind lediglich an der y-Komponente (3.306) interessiert, die den Dipol M_0 im Ursprung anregt. Diese Komponente ist von $\cos^2 \varphi$ abhängig. Um eine Doppelsumme, die nicht in eine geschlossene Form überführt werden kann, zu vermeiden, müssen wir die φ -Abhängigkeit eliminieren. Betrachten wir einen einzelnen Kreis K_u , Bild 3.42: u ist die Nummer des Kreises, wobei die Nummerierung mit $u = 1$ begonnen wird. Auf ihm befinden sich $4(2u-1)$ Dipole, siehe (3.294). Der Winkel φ_v des v -ten Dipols im Bezug auf den Ursprung ist

$$\varphi_v = \left(v - \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2(2u-1)}. \quad (3.307)$$

Hier starten wir mit einem halben Winkelschritt, um Dipole auf der x- und y-Achse zu vermeiden, welche bei der Berechnung Probleme verursachen. Der Mittelwert von \cos^2 auf jedem Kreis ist

$$\overline{\cos^2 \varphi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2 \varphi d\varphi = \frac{1}{2}. \quad (3.308)$$

Ist es wirklich zulässig, die y-Komponente eines jeden Dipols auf dem Kreis einfach mit dem Mittelwert zu gewichten?

$$u = 1 \quad \varphi_v = \pi \left(\frac{3}{4} - \frac{1}{8} \right), \pi \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{8} \right), \pi \left(\frac{3}{4} - \frac{1}{8} \right), \pi \left(1 - \frac{1}{8} \right)$$

$$\overline{\cos^2 \varphi_v} = \frac{1}{2} \checkmark$$

$$u = 2 \quad \varphi_v = \pi \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{24} \right), \dots, \pi \left(\frac{v}{12} - \frac{1}{24} \right), \dots, \pi \left(1 - \frac{1}{24} \right)$$

$$\overline{\cos^2 \varphi_v} = \frac{1}{2} \checkmark$$

Für $u = 1, 2$ ist die Annahme also gerechtfertigt. Durch vollständige Induktion kann gezeigt werden, dass stets

$$\overline{\cos^2 \varphi_v} = \frac{1}{4(2u-1)} \sum_{v=1}^{4(2u-1)} \cos^2 \left(\left(v - \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2(2u-1)} \right) = \frac{1}{2}. \quad (3.309)$$

gilt. Damit kann die Summe der y -Komponenten aller magnetischen Dipole bestimmt werden:

$$\begin{aligned} \left| \bar{H}_{\text{Rückwirkung}} \right| &= H_{y, \text{Rückwirkung}} = -\frac{m}{2\pi} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{4(2u-1)}{(ua')^3} \underbrace{\overline{\cos^2 \varphi_v}}_{=\frac{1}{2}} \\ &= -\frac{m}{\pi} \frac{1}{a'^3} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{2}{u^2} - \sum_{u=1}^{\infty} \frac{1}{u^3} \\ &= -\frac{m}{\pi} \frac{1}{a'^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \zeta(3) \right) \\ &\approx -\frac{m}{\pi} \frac{1}{a'^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) \end{aligned} \quad (3.310)$$

Der magnetische Dipol im Ursprung wird mit der Feldstärke

$$H_y = H_{y, \text{Rückwirkung}} + H_0. \quad (3.311)$$

angeregt.

3.2.3.3 Berechnung der Schirmdämpfung

Unter Verwendung von (3.296) und (3.297) kann die anregende Feldstärke des elektrischen Dipols im Ursprung folgendermaßen formuliert werden:

$$E_z = \frac{p}{\pi \epsilon} \frac{1}{a'^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) + E_0, \quad (3.312)$$

Ebenso kann mit (3.310) und (3.311) die Anregung des magnetischen Dipols angeschrieben werden:

$$H_y = -\frac{m}{\pi} \frac{1}{a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) + H_0. \quad (3.313)$$

Das weitere Vorgehen ist analog zu 3.2.2.3:

Wir entfernen wieder E_z bzw. H_y unter Verwendung der Polarisierbarkeiten α_e , α_m (3.225), (3.226), die das Verhältnis von Dipolmoment zu anregender Feldstärke beschreiben.

$$\alpha_e = \frac{p}{2\epsilon E_z}, \text{ elektrische Polarisierbarkeit} \quad (3.314)$$

$$\alpha_m = \frac{m}{2H_y}, \text{ magnetische Polarisierbarkeit} \quad (3.315)$$

Einsetzen von (3.314) in (3.312) ergibt

$$E_0 = \frac{p}{\epsilon} \left(\frac{1}{2\alpha_e} - \frac{1}{\pi a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) \right) \quad (3.316)$$

und (3.315) in (3.313)

$$H_0 = m \left(\frac{1}{2\alpha_m} + \frac{1}{\pi a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) \right). \quad (3.317)$$

Die Polarisierbarkeit einer Öffnung hängt von deren Größe und Form ab. Für kreisrunde Löcher gilt

$$\alpha_{e, \text{Kreis}} = \frac{1}{3} r_0^3, \quad (3.318)$$

$$\alpha_{m, \text{Kreis}} = \frac{4}{3} r_0^3. \quad (3.319)$$

Bei quadratischen Öffnungen müssen wir diese Polarisierbarkeiten mit 1,5 multiplizieren [Cohn 51], so dass für quadratische Löcher mit der Seitenlänge (a-d) gilt:

$$\alpha_{e, \text{Quadrat}} = \frac{1}{16} (a-d)^3, \quad (3.320)$$

$$\alpha_{m, \text{Quadrat}} = \frac{1}{4}(a-d)^3. \quad (3.321)$$

Einsetzen von (3.320) in (3.316) ergibt

$$E_0 = \frac{p}{\epsilon} \left(\frac{8}{(a-d)^3} - \frac{8}{\sqrt{\pi^5} a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) \right) \Rightarrow$$

$$p = \epsilon E_0 \frac{1}{\frac{8}{(a-d)^3} - \frac{8}{\sqrt{\pi^5} a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right)} = \epsilon E_0 G_e \quad (3.322)$$

und von (3.321) in (3.317) ergibt

$$H_0 = m \left(\frac{2}{(a-d)^3} + \frac{8}{\sqrt{\pi^5} a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right) \right) \Rightarrow$$

$$m = H_0 \frac{1}{\frac{2}{(a-d)^3} + \frac{8}{\sqrt{\pi^5} a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right)} = H_0 G_m. \quad (3.323)$$

Um diese Ausdrücke abzukürzen, werden die Geometriefaktoren G_e und G_m verwendet.

Die Schirmdämpfung kann unter Betrachtung der einfallenden und der durchgelassenen Leistungsdichte bestimmt werden.

Der Pointingvektor der einfallenden ebenen Welle lautet

$$\vec{S}_{\text{einfallend}} = \vec{E} \times \vec{H}. \quad (3.324)$$

Sie besitzt somit die Leistungsdichte

$$S_{\text{einfallend}} = E \cdot H = \frac{E_0}{\cos \alpha} \frac{H_0}{\sin \beta} \quad (3.325)$$

mit

$$\frac{E_0}{H_0} = \frac{E}{H} \frac{\cos \alpha}{\sin \beta} = Z_0 \frac{\cos \alpha}{\sin \beta} \approx 377 \Omega \frac{\cos \alpha}{\sin \beta}. \quad (3.326)$$

Die mittlere Leistung jedes Dipols beträgt

$$\bar{P}_{\text{elektrisch}} = \frac{|p|^2 \omega^4 \sqrt{\epsilon^3 \mu^3}}{12\pi\epsilon} \quad (3.327)$$

bzw.

$$\bar{P}_{\text{magnetisch}} = \frac{\mu|m|^2 \omega^4 \sqrt{\epsilon^3 \mu^3}}{12\pi} . \quad (3.328)$$

Jeder Dipol strahlt Leistung in die beiden Halbräume vor und hinter dem Gitter ab. Da wir an der durchgelassenen Leistungsdichte jenseits des Drahtgitters interessiert sind, müssen wir die halbe Strahlungsleistung jedes elektrischen und magnetischen Dipols aufsummieren:

$$\begin{aligned} S_{\text{transmittiert}} &= \frac{1}{2} \left(\lim_{n \rightarrow \infty, \Lambda \rightarrow \infty} \frac{n}{A} (\bar{P}_{\text{elektrisch}} + \bar{P}_{\text{magnetisch}}) \right) \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{a^2} (\bar{P}_{\text{elektrisch}} + \bar{P}_{\text{magnetisch}}) \\ &= \frac{\omega^4}{24\pi a^2} \left(|p|^2 \sqrt{\epsilon \mu^3} + |m|^2 \sqrt{\epsilon^3 \mu^5} \right) \end{aligned} \quad (3.329)$$

Somit erhalten wir aus (3.22), (3.23), (3.25) und (3.29) den elektromagnetischen Schirmfaktor Q_{em} als

$$\begin{aligned} Q_{\text{em}} &= \sqrt{\frac{S_{\text{transmittiert}}}{S_{\text{einfallend}}}} \\ &= \sqrt{\frac{\omega^4 \epsilon^2 \mu^2}{24\pi a^2} (\cos \alpha G_e^2 + \sin \beta G_m^2)} , \end{aligned} \quad (3.330)$$

bzw. die elektromagnetische Schirmdämpfung als

$$\begin{aligned} a_{\text{em}} &= 20 \log \left| \frac{1}{Q_{\text{em}}} \right| = 10 \log \left| \frac{1}{Q_{\text{em}}^2} \right| \\ &= 10 \log \left(\frac{S_{\text{einfallend}}}{S_{\text{transmittiert}}} \right) , \\ &= 10 \log \left(\frac{24\pi a^2}{\omega^4 \epsilon^2 \mu^2} \frac{1}{\cos \alpha G_e^2 + \sin \beta G_m^2} \right) \end{aligned} \quad (3.331)$$

mit den Geometriefaktoren

$$G_e = \frac{1}{\frac{8}{(a-d)^3} - \frac{8}{\sqrt{\pi^5} a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right)} \quad (3.332)$$

und

$$G_m = \frac{1}{\frac{2}{(a-d)^3} + \frac{8}{\sqrt{\pi^5} a^3} \left(\frac{\pi^2}{3} - \frac{6}{5} \right)}. \quad (3.333)$$

Dieses Ergebnis kann in der Praxis nie erreicht werden, weil die Kreuzungspunkte des Gewebes keine idealen elektrischen Kontakte bilden und weil die Einzeldrähte keine idealen Leiter sind. Letztgenannter Umstand wird im nächsten Abschnitt berücksichtigt.

3.2.3.4 Berücksichtigung der Leitfähigkeit des Drahtgitters

Bis hier wurde die endliche Leitfähigkeit der Drähte vernachlässigt, d. h. wir haben eine ideale leitende Fläche mit Löchern betrachtet. Für niedrigere Frequenzen ist jedoch die Lochkopplung nicht der dominierende Effekt, vielmehr wird die Schirmdämpfung durch die endliche Leitfähigkeit und Dicke der Gitterstruktur begrenzt. Um diese Größen zu berücksichtigen, könnte das im vorherigen Abschnitt betrachteten Verfahren mit dem Impedanzkonzept nach *Schelkunoff*, [Wo 04], kombiniert werden. Allerdings zeigt sich dabei, dass das Impedanzkonzept die Struktur des Drahtgewebes, in dem induzierte Wirbelströme faktisch nur entlang der Drähte fließen können, nicht ausreichend genau modelliert. Daher bietet sich die Anwendung der genaueren *Kaden*-Lösung für Drahtgitter an, von der im Folgenden lediglich die Ergebnisse zitiert werden, um sie mit den Ergebnissen aus Abschnitt 3.2.3.3 zu kombinieren.

Kaden beschreibt die Schirmdämpfung eines Parallelplattenschirms, siehe Bild 3.12, der allerdings aus Drahtgewebe (Drahtdurchmesser d , Drahtabstand a , Plattenabstand $2x_0$) besteht. Der magnetische Schirmfaktor für diesen Drahtkäfig lautet

$$\begin{aligned}
 Q_m &= \frac{H_{\text{innen}}}{H_{\text{außen}}} \\
 &= \frac{\rho_i + j \left(\frac{d}{2\delta_i} \right)^2 \left(\lambda_i + \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 W - \ln \left(2 \sinh \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \right) \right)}{\rho_i + j \left(\frac{d}{2\delta_i} \right)^2 \left(\frac{2\pi x_0}{a} + \lambda_i - \ln \left(2 \sinh \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \right) - \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 W \right)} \quad (3.334)
 \end{aligned}$$

Darin ist die Eindringtiefe im Draht δ_i

$$\delta_i = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}}, \quad (3.335)$$

die Widerstandsfunktion eines Drahtes ρ_i

$$\rho_i \approx \frac{d}{4\delta_i} + \frac{1}{4} + \frac{3}{16} \frac{\delta_i}{d} \quad (\text{für } d \geq 3\delta_i) \quad (3.336)$$

und die Widerstandsfunktion des Drahtes λ_i

$$\lambda_i = \frac{\delta_i}{d} \left(1 - \frac{3}{4} \left(\frac{\delta_i}{d} \right)^2 \dots \right) \quad (\text{für } d \geq 4\delta_i). \quad (3.337)$$

Diese Funktionen beschreiben die Änderung des ohmschen Widerstands sowie der Induktivität aufgrund der Stromverdrängung im Draht.

Die Wechselwirkung der Drähte untereinander beschreibt der Rückwirkungsfaktor W ,

$$W = - \frac{J_2 \left(\frac{1}{2} j \mathbf{k}_w d \right)}{J_0 \left(\frac{1}{2} j \mathbf{k}_w d \right)}. \quad (3.338)$$

Zu den *Bessel*-Funktionen J_0 und J_2 vgl. 3.1.4.2.

Der magnetische Schirmfaktor Q_m beschreibt die Einkopplung des magnetischen Feldes, die aufgrund der Gitterstruktur höher ist als beim Plattenschirm, in dessen Wand sich die Wirbelströme frei ausbreiten können. Die elektrische Einkopplung wird zunächst gegenüber der magnetischen vernachlässigt, da wir davon ausgehen, dass der Drahtkäfig auch als perfekter *Faraday*'scher Käfig wirkt und die elektrische Schirmdämpfung gegen unendlich strebt.

Die elektromagnetische Einkopplung durch die Löcher selbst wird durch den Schirmfaktor Q_{em} aus (3.330) beschrieben, wobei die Dämpfung der elektrischen und der magnetischen Komponente der einfallenden Welle gleich groß ist, wie oben bereits gezeigt wurde.

Die resultierende magnetische Feldstärke im inneren des Drahtkäfigs ergibt sich aus Überlagerung beider Fälle, so dass der resultierende magnetische Schirmfaktor

$$Q_s = Q_{em} + Q_m, \quad (3.339)$$

beträgt. Dabei behalten wir im Hinterkopf, dass der Schirmfaktor auch die Phasenlage der Feldstärke berücksichtigt und somit auch eine destruktive Überlagerung beschreiben kann.

Daraus erhalten wir als magnetische Schirmdämpfung

$$a_s = 20 \log \left| \frac{1}{Q_s} \right|. \quad (3.340)$$

Sie geht für hohe Frequenzen, also bei dominierender Lochkopplung, in die elektromagnetische Schirmdämpfung über. In diesem Fall beschreibt sie die Dämpfung der elektrischen und magnetischen Komponenten einer Welle, die beide gleich stark gedämpft werden. Dann wird die Schirmdämpfung auch unabhängig vom Abstand der Rückwand, also von $2x_0$. Bild 3.43 zeigt den Verlauf der Schirmdämpfung über der Frequenz.

Unter der in diesem Abschnitt beschriebenen Berücksichtigung der endlichen Leitfähigkeit des Drahtgewebes erzielt man Rechenergebnisse, die recht nah an die Wirklichkeit heran reichen. Die theoretischen Schirmdämpfungswerte liegen nach Erfahrungswerten maximal 10 - 20 dB über den praktisch erreichbaren.

Zur Interpretation der Ergebnisse gelten die gleichen Aussagen wie beim Einzelloch, 3.2.2.3, Bild 3.39.

Drahtgewebe bringen das Problem mit sich, dass die Einzeldrähte an den Kreuzungspunkten keinen zuverlässigen, sondern eher sporadischen Kontakt aufweisen und somit die effektive Lochgröße über der Gitterweite liegt. Dieser Effekt wird durch Einlaminiertwerden des Drahtgewebes zwischen zwei Glasscheiben beim Herstellen von Schirmfenstern verringert, da die Glasscheiben das Gewebe zusammenpressen, vgl. 4.4.2.3.

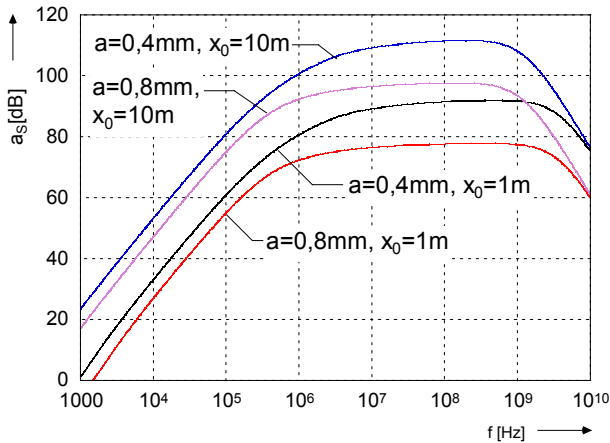


Bild 3.43 Schirmdämpfung von Kupferdrahtgewebe im Abstand x_0 zur Schirmebene. a : Drahtabstand, $d = 0,1$ mm: Drahtdurchmesser. Berechnung unter Berücksichtigung von Stromverdrängungseffekten.

3.2.4 Einkopplung von Feldern durch lange Schlitz

Solange Schlitz deutlich kürzer sind als die Wellenlänge der einfallenden Welle, können sie als elektrisch kurz betrachtet und behandelt werden, wie es in den vorangegangenen Abschnitten beschrieben ist. In Abschnitt 3.2.1 ist die Polarisierbarkeit kurzer Schlitz angegeben.

Sobald allerdings die Schlitzlänge in die Größenordnung der Wellenlänge gerät, ändern sich die Verhältnisse grundlegend. Der Schlitz gerät in Resonanz und wirkt – entsprechend dem *Babinet*'schen Prinzip wie ein $\lambda/2$ -Dipol. Bei Anregung von außen strahlt dieser in Resonanz versetzte Dipol in den Schirm ab. Die Schirmdämpfung wird so wesentlich verringert.

Im ungünstigsten Fall treten Schlitzresonanz und eine Hohlraumresonanz des Schirms bei der gleichen Frequenz auf. Die so geschaffene Anordnung gleicht dann einer Schlitzantenne. Der *Gewinn einer Schlitzantenne* beträgt nach [Mei 92] 5,1 dB. Dieser Gewinn beschreibt – im Falle einer Empfangsantenne – die Erhöhung der Antennenspannung aufgrund ihrer Richtwirkung im Vergleich zu einer isotropen Antenne, die in alle Raumrichtungen die gleiche Empfindlichkeit besitzt.

Ein als Schlitzantenne wirkendes Gehäuse kann also bei äußerer Feldursache die Energie in seinem Inneren bündeln.

Bei innerer Feldursache strahlt das Gehäuse gerichtet über den Schlitz Energie ab. In beiden Fällen kann die Schirmdämpfung bis zu -5 dB betragen.

Anhand dieser Betrachtung lässt sich erahnen, wie wichtig HF-Dichtungen bei Schirmgehäusen und geschirmten Räumen sind. Beispielsweise besitzt ein dicht verschweißtes Gehäuse, dessen Deckel nur aufgesetzt ist, keine nennenswerte Schirmdämpfung. Die Ausstattung mit einer geeigneten HF-Dichtung ermöglicht beim selben Gehäuse Schirmdämpfungen oberhalb der Nachweisgrenze.

Vorsicht, auch überlackierte Verbindungsstellen, Haarrisse in leitfähigen Beschichtungen und Oxidschichten wirken als elektrischer Schlitz. Oft sind diese Unterbrechungen der Leitfähigkeit mit bloßem Auge nicht zu erkennen.

Für den Frequenzgang der Schirmdämpfung bei Schlitzkopplung gibt es Berechnungsverfahren. Einen guten Überblick erhält man in [Rei 08]. Bei Betrachtung eines quaderförmigen Schirms lässt sich mit der Berechnungsgleichung nach *Robinson* die beste Übereinstimmung von mathematischem Modell und Messung erzielen. Allerdings läuft es auch hier darauf hinaus, dass bei Schlitzkopplung die Schirmdämpfung negative Werte annehmen kann.

Nach Robinson gilt für die Schirmdämpfung eines quaderförmigen Gehäuses mit einem Schlitz der Länge l

$$a_e = 20 \log \left| \frac{(\cos k_g x_0 + j \frac{Z_1}{Z_g} \sin k_g x_0)(Z_2 + Z_3)(Z_0 + Z_{AP})}{2Z_3 Z_{AP}} \right| \quad (3.341)$$

mit

- a Gehäuseabmessung parallel zum Schlitz
- c Gehäusetiefe hinter dem Schlitz
- x_0 Messentfernung hinter dem Schlitz

Z_0 Freiraum-Wellenwiderstand

$$k_g = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$$

$$Z_g = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$$

$$Z_{AP} = \frac{1}{2a} jZ_{0s} \tan \frac{\pi l}{\lambda}$$

$$Z_1 = Z_0 Z_{AP} / (Z_0 + Z_{AP})$$

$$Z_2 = \frac{Z_1 + jZ_g \tan k_g x_0}{1 + j(Z_1 / Z_g) \tan k_g x_0}$$

$$Z_3 = jZ_g \tan k_g (c - x_0)$$

Zur Herleitung sei auf [Rob 98] bzw. [Rei 08] verwiesen.

3.3 Theorie der Kabelschirmung

Das Thema *Kabelschirmung* ist vor allem bei EMV-Betrachtungen relevant – neben den einzelnen Geräten oder Komponenten selbst sind die verbindenden Kabel oft in hohem Maße für HF-Emissionen oder die mangelnde Störfestigkeit eines Systems mitverantwortlich.

Umfangreiche Betrachtungen zu diesem Thema finden wir, wie so oft, bei *Kaden* [Kad 51], [Kad 59], bei Vance [Van 78] und Tsaliovich [Tsal 99].

3.3.1 Die Kopplungsimpedanz

In den vorangegangenen Abschnitten wurden elektromagnetische Schirme stets als „viereckige Kästen“ dargestellt. Damit assoziiert man Gehäuseschirme, Schaltschränke, geschirmte Räume etc. Eine weitere Form des elektromagnetischen Schirms ist jedoch der Kabelschirm, der sich vom Gehäuseschirm vor allem durch seine Form unterscheidet: Eine langgestreckte, meist zylindrische Schirmhülle in der einer oder mehrere Leiter verlaufen.

Sehr oft nimmt der Kabelschirm auch die Funktion eines Leiters („Rückleiter“, „Masse“) wahr.

Prinzipiell könnte man die Wirksamkeit eines Kabelschirms ebenfalls mit

Größe „Schirmdämpfung“ beschreiben, vgl. 2.5.2.2. In der Praxis kann diese aber nicht durch Einfügungsdämpfungsmessung bestimmt werden, denn die Feldmessung innerhalb des Kabelschirms ist aufgrund seiner geringen Querabmessungen mit großen Schwierigkeiten verbunden: Wir können keine „Empfangsantenne“ in den Kabelschirm einbauen.

Man hat daher die Definition der *Kopplungsimpedanz* (oder auch *Kopplungswiderstand*, *Transferimpedanz*, engl. *transfer impedance*) gefunden, die sich einfach messtechnisch umsetzen lässt: Anstatt eines ungedämpften Feldes außerhalb des Kabelschirms betrachtet man ein Störstrom, der auf dem Kabelschirm fließt, Bild 3.44.

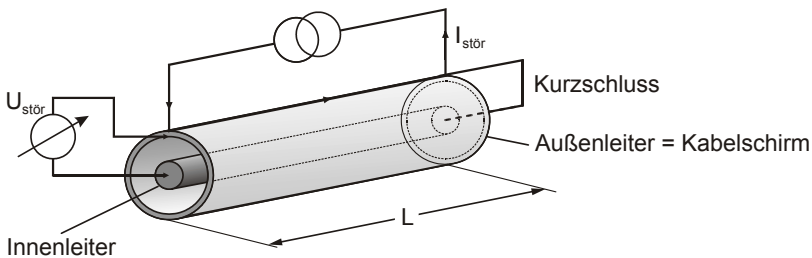


Bild 3.44 Ein eingprägter Störstrom bewirkt eine Störspannung im Innenleiter eines Koaxialkabels. Das Verhältnis aus beiden, bezogen auf die Länge L des Kabels, ergibt die Kopplungsimpedanz.

Dieser Störstrom „simuliert“ die von einem äußeren, störenden Magnetfeld induzierten Ströme im Außenleiter, vgl. 3.1.3. Aufgrund des eingespeisten Störstroms entsteht eine Spannung zwischen Anfang und Ende des Kabelschirms. Diese Spannung lässt sich mittels des Innenleiters abgreifen und messen. Der Quotient aus dieser Spannung und dem Störstrom, bezogen auf die Länge L des Kabels, ergibt eine Impedanz: die Kopplungsimpedanz.

Je höher die Kopplungsimpedanz, umso schlechter der Schirm.

Es gilt also

$$Z_K = \frac{U_{\text{stör}}}{I_{\text{stör}} L}. \quad (3.342)$$

Im Gleichstromfall nimmt die Kopplungsimpedanz den Wert des ohmschen Widerstands des Kabelschirms an. Mit zunehmender Frequenz

nimmt die Kopplungsimpedanz aufgrund der einsetzenden Stromverdrängung ab. (Wirbelströme sind unsere Freunde!)

Bei Inhomogenitäten im Kabelschirm (Löcher, Schlitzte etc.) wird durch das eindringende Magnetfeld eine Störspannung induziert, welche die Kopplungsimpedanz erhöht.

3.3.1.1 Die Kopplungsimpedanz eines homogenen Kabelschirms

Betrachten wir zunächst einen Kabelschirm ohne Inhomogenitäten, also ein Rohr mit dem Innenradius r_a und der Wandstärke d . Der Index „a“ soll kennzeichnen, dass es sich um den Außenleiter eines (Koaxial-) Kabels handelt.

Bei einem solchen Rohr ohne Löcher oder Schlitzte, lässt sich die Kopplungsimpedanz nach *Kaden* berechnen:

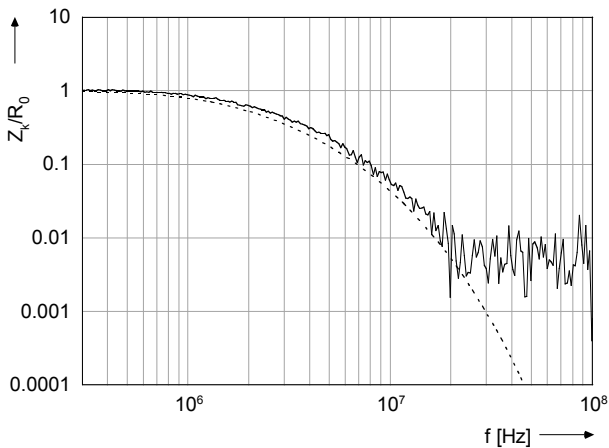


Bild 3.45 Auf den Gleichstromwiderstand bezogene Kopplungsimpedanz eines homogenen Rohres, Durchmesser 16 mm, Wandstärke 0,3 mm, Material Zinnbronze, Leitfähigkeit 10^6 $1/\Omega\text{m}$. Vergleich zwischen Rechnung und Messung. Wie zu erkennen ist, wird die Realität sehr gut durch die Theorie beschrieben. Bei ca. 20 MHz wird die Messgrenze erreicht.

Für das Magnetfeld an der Rohroberfläche gilt nach (3.34) entsprechend dem Durchflutungsgesetz:

$$H(r_a + d) = \frac{I_{\text{Stör}}}{2\pi r_a} \quad (3.343)$$

Auf der Innenseite der Rohrwand muss

$$H(r_a) = 0 \quad (3.344)$$

gelten, da hier keine Ströme eingeschlossen werden.

Für die Felder in der Schirmwand gilt entsprechend (3.26) die bereits bekannte Differentialgleichung

$$\frac{d^2 E}{dr^2} = k_w^2 E, \quad (3.345)$$

die mit dem Ansatz

$$E = Ae^{k_w r} + Be^{-k_w r} \quad (3.346)$$

gelöst werden kann. Das Magnetfeld gehorcht entsprechend (3.26) der Gleichung:

$$H = \frac{dE}{j\omega\mu dr} = \frac{k_w}{j\omega\mu} (Ae^{k_w r} + Be^{-k_w r}) \quad (3.347)$$

Damit können die Konstanten A und B bestimmt werden:

$$Ae^{k_w r_a} = Be^{-k_w r_a} = \frac{j\omega\mu I_{\text{Stör}}}{4\pi k_w r_a \sinh(k_w d)} \quad (3.348)$$

Einsetzen in (3.346) ergibt für die elektrische Feldstärke an der Rohrinne-
seite

$$E(r_a) = \frac{j\omega\mu I_{\text{Stör}}}{2\pi k_w r_a \sinh(k_w d)} = \frac{k_w I_{\text{Stör}}}{2\pi r_a \sigma \sinh(k_w d)} \quad (3.349)$$

und an der Rohraußenseite

$$E(r_a + d) = \frac{j\omega\mu I_{\text{Stör}}}{2\pi k_w r_a} \coth(k_w d) = \frac{k_w I_{\text{Stör}}}{2\pi r_a \sigma} \coth(k_w d). \quad (3.350)$$

Unter Verwendung von (3.349) und unter Beachtung von $R_0 = 1/2\pi dr_a \sigma$ ergibt sich die Kopplungsimpedanz eines homogenen Rohres zu

$$Z_{k,hom} = \frac{E(r_0)L}{I_{Stör}L} = \frac{k_w}{2\pi r_a \sigma \sinh(k_w d)} = \frac{k_w d}{\sinh(k_w d)} R_0. \quad (3.351)$$

Die Kopplungsimpedanz eines homogenen Rohres ist in Bild 3.45 in ihrem typischen Verlauf über der Frequenz dargestellt.

3.3.1.2 Die Kopplungsimpedanz eines inhomogenen Kabelschirms

Besitzt der Kabelschirm Inhomogenitäten, also Löcher, Schlitzte oder Bereiche mit geringer elektrischer Leitfähigkeit, kommt es zur Einkopplung des magnetischen Feldes. Dieser Effekt nimmt mit der Frequenz zu. Das magnetische Feld induziert im Kabel eine zusätzliche Störspannung.

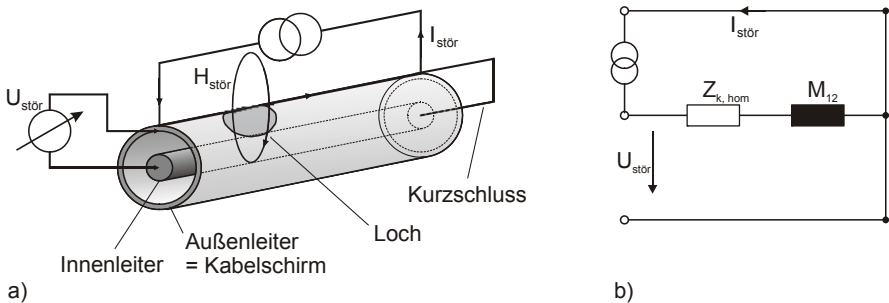


Bild 3.46 a) Magnetische Einkopplung in den Kabelschirm durch Inhomogenitäten. b) Zugehöriges Ersatzschaltbild.

Unter Verwendung des Ersatzschaltbildes Bild 3.46 b) erhalten wir für die Kopplungsimpedanz des inhomogenen Kabelschirmes

$$Z_k(j\omega) = R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + j\omega M_{12} \frac{1}{L} \quad (3.352)$$

$$= Z_{k,hom} + Z_{k,in\,hom}$$

Den typischen Verlauf der Kopplungsimpedanz eines inhomogenen Kabelschirms zeigt Bild 3.47.

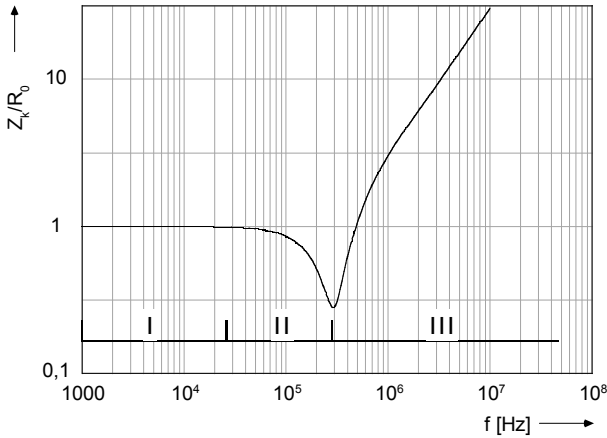


Bild 3.47 Typischer Verlauf der Kopplungsimpedanz eines realen (inhomogenen) Kabelschirms. I: Ohmscher Widerstand dominiert, II: Skineffekt, III: induktive Einkopplung.

M_{12}/L lässt sich als Induktivitätsbelag interpretieren, der allerdings nicht nur vom Kabel selbst, sondern auch von der Rückleiteranordnung abhängt.

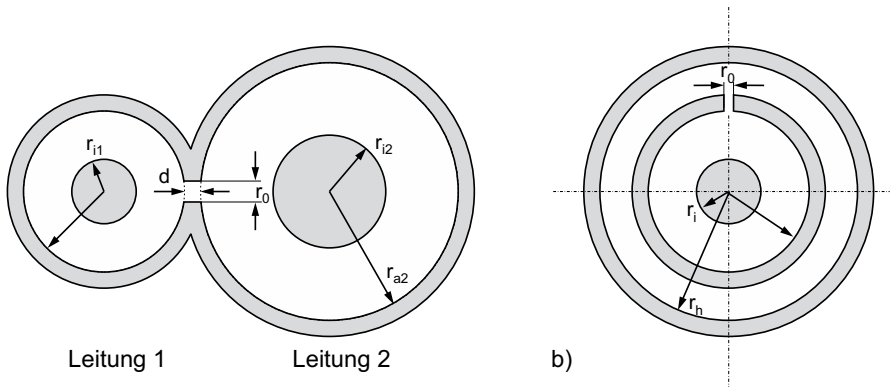


Bild 3.48 Lochkopplung zwischen zwei koaxialen Leitungen.

Die Berechnung von M_{12} für einzelne Löcher finden wir bei Kaden [Kad 59]: Für die Rückleiteranordnung nach Bild 3.48 a) gilt

$$M_{12} = \frac{\mu r_0^3}{3\pi^2} \frac{1}{r_{a1} r_{a2}} \tag{3.353}$$

und für Bild 3.48 b)

$$M_{12} = \frac{\mu r_0^3}{3\pi^2} \frac{1}{r_a^2}. \quad (3.354)$$

Üblicher Weise sind Kabelschirme als *Geflechtschirme* aufgebaut, also über ihre gesamte Länge und ihren gesamten Umfang perforiert. Die induzierten Spannungen überlagern sich – solange das Kabel elektrisch kurz ist – konstruktiv.

Es gilt daher für n Löcher

$$\begin{aligned} Z_k(j\omega) &= R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + j\omega M_{12} \frac{n}{L} \\ &= R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + j\omega \frac{\mu r_0^3}{3\pi^2} \frac{1}{r_a^2} \frac{n}{L} \end{aligned} \quad (3.355)$$

Der *Perforationsgrad* P

$$P = \frac{r_0^2}{2r_a} \frac{n}{L} \quad (3.356)$$

ist das Verhältnis der perforierten Fläche zur gesamten Lochoberfläche. Für die *optische Bedeckung* B gilt $B = 1 - P$. Damit gilt

$$\begin{aligned} Z_k(j\omega) &= R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + \frac{2}{3\pi^2} j\omega \mu P \frac{r_0}{r_a} \\ &= R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + \frac{2}{3\pi^2} j\omega \mu (1 - B) \frac{r_0}{r_a}. \end{aligned} \quad (3.357)$$

Diese Gleichungen gelten für runde Löcher. Für Spalte lässt sich die Berechnung mit Hilfe konformer Abbildungen durchführen, solange der Spalt nicht elektrisch lang wird.

Bei Geflechtschirmen lässt schon der Begriff „optische Bedeckung“ erahnen, dass diese von der elektrisch wirksamen Bedeckung abweicht. Ein Geflechtschirm unterscheidet sich wesentlich durch die kleinen Kontaktflächen zwischen den Einzeldrähten von einem perforierten Rohr.

Berechnungsverfahren für die Kopplungsimpedanz von Seilschirmen und geschichteten Kabelschirmen finden wir ebenfalls bei *Kaden* [Kad 59],

deren anschauliche Deutung bei *Tsalioich* [Tsa 95]. Die Ergebnisse sind in Tabelle 3.7 zusammengefasst.

Tabelle 3.7 Berechnete Kopplungsimpedanzen einiger Kabelschirme.

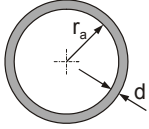
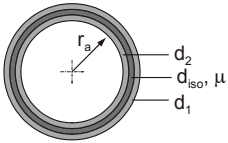
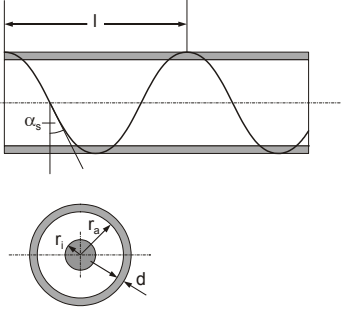
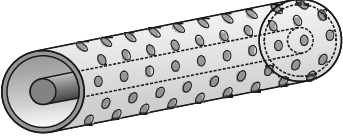
<p>homogenes Rohr (massiver Außenleiter eines Koaxialkabels)</p>		$Z_{k, \text{hom}} = \frac{k_w}{2\pi r_a \sigma \sinh(k_w d)} = \frac{k_w d}{\sinh(k_w d)} R_0$
<p>mehrschichtiges homogenes Rohr (Schirm eines Koaxialkabels aus mehreren isolierten Schichten)</p>		$Z_k = \frac{Z_{k1, \text{hom}} Z_{k2, \text{hom}}}{R_{\text{HF1}} + R_{\text{HF2}} + j\omega L_{\text{iso}}}$ <p style="text-align: center;">mit</p> $L_{\text{iso}} = \frac{\mu d_{\text{iso}}}{2\pi r_a} : \text{Induktivität der isolierenden Schicht}$ $R_{\text{HF1}} = R_{01} k_{w1} d_1 \coth k_{w1} d_1 : \text{HF-Widerstand von Schicht 1}$ $R_{\text{HF2}} = R_{02} k_{w2} d_2 \coth k_{w2} d_2 : \text{HF-Widerstand von Schicht 2}$ <p style="text-align: center;">$Z_{k1, \text{hom}}, Z_{k2, \text{hom}} :$ homogene Kopplungsimpedanzen der Schichten 1 u. 2</p> <p style="text-align: center;">$R_{01}, R_{02} :$ Gleichstromwiderstände der Schichten 1 u. 2</p> <p style="text-align: center;">$k_{w1}, k_{w2} :$ Wirbelstromkonstanten der Schichten 1 u. 2</p>

Tabelle 3.7 (Fortgesetzt): Berechnete Kopplungsimpedanzen einiger Kabelschirme.

<p>Koaxialkabel mit gewendelttem Außenleiter (Koaxialkabel mit Seilschirm)</p>		$Z_k = \frac{k_{wa}}{2\pi r_a \sigma_a \sinh k_{wa} d} + \frac{2\pi k_{wa} r_a}{l^2 \sigma_a} \coth k_{wa} d - \frac{2\pi j k_{wi} r_i}{l^2 \sigma_i} \frac{J_1(jk_{wi} r_i)}{J_0(jk_{wi} r_i)} + \frac{j\omega\pi\mu(r_a^2 - r_i^2)}{l^2}$ <p>k_{wi}, k_{wa} : Wirbelstromkonstanten innen / außen σ_i, σ_a : Leitfähigkeiten innen / außen μ : Permeabilität des Zwischenraums (Dielektrikum)</p>
<p>Perforiertes Rohr (Geflechschirm mit gleichmäßig verteilten Öffnungen)</p>		$Z_k(j\omega) = R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + \frac{2}{3\pi^2} j\omega\mu P \frac{r_0}{r_a}$ $= R_0 \frac{k_w d}{\sinh k_w d} + \frac{2}{3\pi^2} j\omega\mu (1 - B) \frac{r_0}{r_a}$ <p>R_0 : Gleichstromwiderstand r_0 : Lochdurchmesser P : Perforationsgrad B : optische Bedeckung</p>
<p>Eindringtiefe</p>	$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu\sigma}}$	
<p>Wirbelstromkonstante</p>	$k_w = \frac{1+j}{\delta}$	

Die Einkopplung des elektrischen Feldes lassen haben wir bisher bei der Betrachtung der Kopplungsimpedanz außer Acht gelassen. Sie wird bei erst bei sehr hohen Frequenzen bzw. bei sehr schlechten Kabelschirmen wesentlich.

Beschrieben wird sie mit Hilfe der Kopplungsadmittanz, 3.3.2.

3.3.2 Die Kopplungsadmittanz

Die Kopplungsimpedanz beschreibt die Einkopplung magnetischer Felder in den Schirm. Analog zur Kopplungsimpedanz lässt sich für den Fall der elektrischen Einkopplung eine *Kopplungsadmittanz* (auch Kopplungsleitwert, Durchgriffsleitwert oder Transferadmittanz, engl. *transfer admittance*) bestimmen. Hierfür liegt eine Anordnung zu Grunde, die in Bild 3.49 schematisiert dargestellt ist.

Zwischen dem Kabelschirm und einem weiteren, koaxial angebrachten zusätzlichen Außenleiter wird eine Störspannung angelegt, die je nach Qualität des Kabelschirms Ladungen im Innenleiter influenziert, welche sich über den einen Störstrom ausgleichen.

Hier gilt analog zu (3.342) für die Kopplungsadmittanz:

$$Y_K = \frac{I_{\text{stör}}}{U_{\text{stör}} L}. \quad (3.358)$$

Da die kapazitive Einkopplung erst bei sehr hohen Frequenzen oder sehr schlechten Schirmen die Größenordnung der induktiven Kopplung erreicht, kann die Kopplungsadmittanz oft gegenüber der -impedanz vernachlässigt werden.

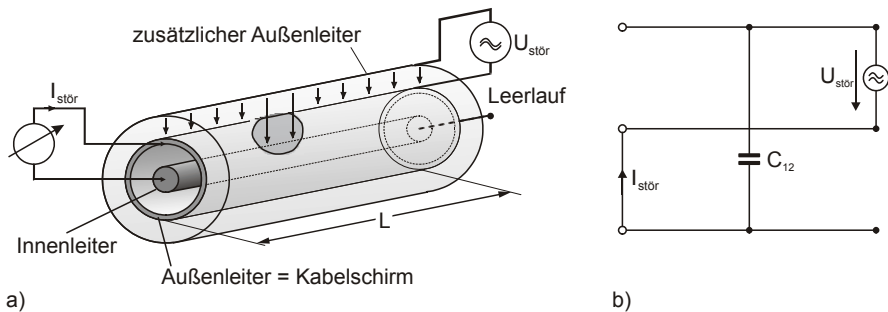


Bild 3.49 Eine eingeprägte Störspannung zwischen einem zusätzlichen Außenleiter und dem Kabelschirm bewirkt einen Störstrom im Innenleiter eines Koaxialkabels. Das Verhältnis aus beiden, bezogen auf die Länge L des Kabels, ergibt die Kopplungsadmittanz.

Der in Bild 3.49 eingezeichnete Leerlauf am fernen Ende des Kabels ist diskussionswürdig. Gemäß Ersatzschaltbild ist er nötig, um am nahen Ende den gesamten Störstrom, der durch die Kopplungskapazität influenziert

wird, zu messen. Oft wird in der Literatur der Aufbau zur Bestimmung der Kopplungsadmittanz aber auch mit Kurzschluss am fernen Ende dargestellt, was zur Halbierung des am nahen Ende gemessenen Störstroms führt.

Wir erhalten als Kopplungskapazität bei einzelnen Löchern für die Rückleiteranordnung in Bild 3.48 a)

$$C_{12} = \frac{C_1 C_2 r_0^3}{6\pi^2 \epsilon} \frac{1}{r_{a1} r_{a2}} \quad (3.359)$$

und für Bild 3.48 b)

$$C_{12} = \frac{C_1 C_2 r_0^3}{6\pi^2 \epsilon} \frac{1}{r_a^2} \quad (3.360)$$

Dabei sind C_1 , C_2 die Kapazitätsbeläge der beiden Koaxialleitungen, die sich mit

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \quad (3.361)$$

berechnen lassen.

3.3.3 Die Kopplungsdämpfung

Wir betrachten zwei Leitungen, die weitgehend parallel verlaufen, Bild 3.50. Ob sich zwischen diesen Leitungen ein Schirm befindet, ist zunächst unmaßgeblich. Die Leitung 1 wird an ihrem „nahen Ende“ von einer Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand Z_i gespeist. In der Leitung fließt dementsprechend ein Strom I_1 und an nahem sowie am fernen Ende der Leitung sind die Spannungen U_{1n} und U_{1f} messbar,

Aufgrund des Durchflutungsgesetzes erzeugt der Strom I_1 ein magnetisches Feld, welches - je nach Geometrie und Material der Anordnung - wiederum in der Leiterschleife der Leitung 2 ein elektrisches Feld induziert. Dies bezeichnet man als *magnetische* oder *induktive Kopplung* zwischen den beiden Leitungen.

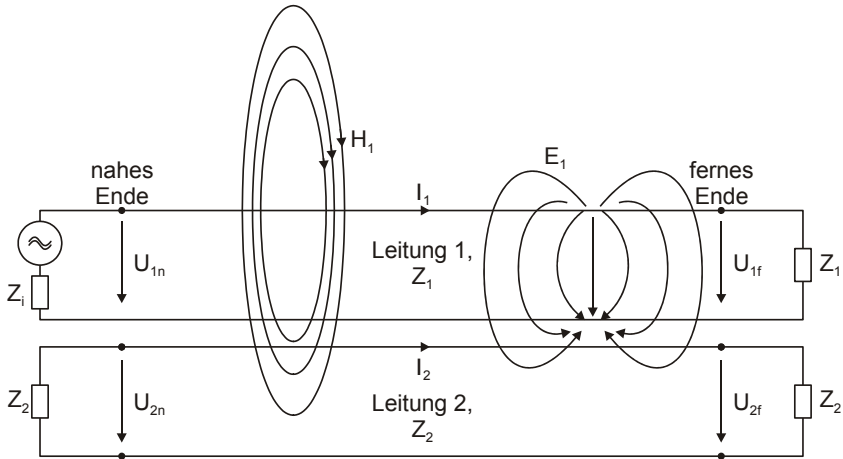


Bild 3.50 Induktive und kapazitive Kopplung zwischen zwei parallel verlaufende Leitungen mit Wellenwiderstand Z_1 bzw. Z_2 .

Außerdem herrscht längs der Leitung 1 ein elektrisches Feld, welches ebenfalls geometrie- und materialabhängig, auch die Leitung 2 durchsetzt. Dieses elektrische Feld influenziert in Leitung 2 Ladungen, welche als Strom durch Leitung 2 fließen. Dieser Kopplungsmechanismus wird als *elektrische* oder *kapazitive Kopplung* bezeichnet.

Beide Kopplungsmechanismen erzeugen in Leitung 2 sowohl am nahen und auch am fernen Ende Spannungen, deren Höhe vom Ausmaß der Kopplung abhängt. Als *Kopplungsdämpfung* (engl. *crosstalk attenuation*) bezeichnet man deshalb

$$a_{kn} = 20 \log \left(\frac{U_{2n}}{U_{1n}} \right) \quad (3.362)$$

bzw.

$$a_{kf} = 20 \log \left(\frac{U_{2f}}{U_{1n}} \right). \quad (3.363)$$

Oft ist diese Kopplung unerwünscht. Wenn beispielsweise auf der Leitung 1 Sprachsignale übertragen werden, so können diese auch in Leitung 2 gemessen bzw. gehört werden. Daher bezeichnet man auch die Kopplung nach (3.366) als *Nahnebensprechen*, die Kopplung der Leitungen nach (3.367) als *Fernebensprechen*. Die Nahnebensprechdämpfung zwischen

zwei Leitungen wird im Englischen und gemäß [ISO/IEC-11801 02] als *near end crosstalk* bezeichnet und mit *NEXT* abgekürzt. Das Fernnebensprechen heißt *far end crosstalk*, *FEXT*.

Die Kopplungsdämpfung kann alternativ auch über die Leistungen in den beiden Leitungen definiert werden, was insbesondere bei der Betrachtung elektrisch langer Leitungen mittels S-Parameter-Messung zweckmäßig ist.

Für die Kopplungsdämpfung gilt dann

$$\begin{aligned} a_s &= 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{U_1^2}{U_2^2} \frac{Z_2}{Z_1} \\ &= 20 \cdot \log \left| \frac{U_1}{U_2} \right| + 10 \cdot \log \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right), \end{aligned} \quad (3.364)$$

wobei der Ort des Auftretens der Spannungen U_1 , U_2 festgelegt werden muss.

Die Anordnungen zur Definition der Kopplungsdämpfung nach Bild 3.50 und nach Bild 3.44 sind weitgehend identisch. Allerdings werden bei der Definition der Kopplungsdämpfung auch die Eigenschaften des „Rückleiters“ betrachtet: Der Störstrom fließt nicht „irgendwie“, sondern in einer definierten Weise zurück. Mit anderen Worten: Es liegt ein Paar gekoppelter Leitungen vor, deren Geometrie mittels ihres Wellenwiderstandes beschrieben ist.

Kopplungsdämpfung und Kopplungsimpedanz lassen sich für elektrisch lange Leitungen ineinander umrechnen: Für die Leistungen auf Leitung 1 ($i = 1$) bzw. Leitung 2 ($i = 2$) gilt:

$$P_i = I_i^2 \cdot Z_i = U_i^2 / Z_i. \quad (3.365)$$

Damit lässt sich die Kopplungsdämpfung schreiben als

$$a_s = 10 \cdot \log \frac{U_1^2 / Z_1}{I_2^2 \cdot Z_2} = 20 \cdot \log \frac{U_1 / \sqrt{Z_1}}{I_2 \cdot \sqrt{Z_2}}. \quad (3.366)$$

Mit der Definition der Kopplungsimpedanz (3.342) erhält man daraus schließlich den gesuchten Zusammenhang:

$$a_s = -20 \cdot \log \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_k}. \quad (3.367)$$

Diese Gleichung gilt im übrigen auch für den elektrisch kurzen Bereich, wobei wir hier für Z_1 , Z_2 die „Lastwiderstände“ am Ende der Leitungen einsetzen müssen.

Da die Kopplungsdämpfung auch für elektrisch lange Leitungen definiert ist, bewirken die Laufzeiten der Spannungs- bzw. Stromwellen konstruktive oder destruktive Interferenzen der Signale auf beiden Leitungen. Diese sind abhängig von der Leitungslänge und dem Messort. Sie sind keine Eigenschaft des Kabelschirms.

3.3.4 Kopplungsimpedanz und Kopplungsdämpfung versus Schirmdämpfung

Bei der Bewertung der *Kopplungsimpedanz* stellt sich in der Praxis die Frage der entsprechenden Schirmdämpfung. Oft wird zu Kabeln der gemessene Verlauf der Kopplungsimpedanz angegeben. Der Praktiker interessiert sich jedoch meist für den Spannungs- oder Leistungspegel, der bei Beaufschlagung mit einer äußeren Feldstärke im Kabel auftritt. Oder er möchte die Emissionen bestimmen, die bei Einspeisung in das Kabel auftreten. Mit anderen Worten, ihn interessiert die *Schirmdämpfung*. Diese ist jedoch als Einfügungsdämpfungsmessung nicht messbar. Als Antenne innerhalb des Kabelschirms könnte zwar der Innenleiter dienen, aber nach Entfernen des Kabelschirms fehlt der Rückleiter – es liegen völlig andere Verhältnisse vor.

Für Zylinderschirme lassen sich magnetische Schirmdämpfung, vgl. 3.1.3.3, und Kopplungsimpedanz formal in einander umrechnen. Bei [Ber 97] finden wir als Näherung für die Beziehung zwischen magnetischem Schirmfaktor und Kopplungsimpedanz

$$Q = \frac{2}{\left(\frac{r_0}{d}\right)(k_w d)^2} \frac{Z_k}{R_0}. \quad (3.368)$$

Damit erhält man für die Schirmdämpfung

$$a_m = 20 \log \left(\frac{1}{2} \left(\frac{r_0}{d} \right) (k_w d)^2 \frac{R_0}{Z_k} \right). \quad (3.369)$$

Diese Umrechnung ist jedoch mit Vorsicht zu genießen, denn obige Beziehung gilt zunächst für Zylinderschirme und nicht für Koaxialkabel! In deren Inneren herrschen wiederum andere Feldverhältnisse.

Bei realen Koaxialkabeln mit Inhomogenitäten hängen Kopplungsimpedanz und Schirmdämpfung wesentlich vom Aufbau des Schirms ab – Geflechschirme, Folienschirme, gewendelte Schirme etc.: Die vom idealen Rohr abweichende Bauart führt zu Abweichungen vom theoretischen Verlauf. In [Tsal 95], [Tsal 99] findet man hierzu Berechnungen und Messergebnisse.

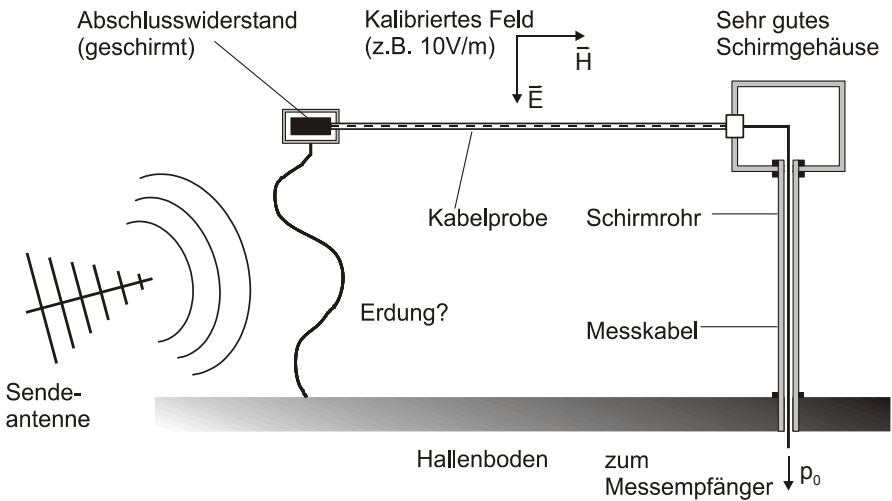


Bild 3.51 Ein Kabel der Länge l wird einem definierten Wellenfeld (z.B. 10 V/m) ausgesetzt. Dazu ist es notwendig, dieses Feld vorher bei Abwesenheit des Kabels zu kalibrieren, beispielsweise mit einer Feldsonde. Als Messgelände kann z. B. eine Absorberhalle dienen.

Die *Kopplungsdämpfung* – das Nebensprechen – ist eine Größe, die sich unmittelbar verwenden lässt, weil sie die Kopplung zwischen zwei parallelen Leitungen beschreibt. Messen wir die Kopplungsdämpfung mit einem Aufbau nach Bild 3.48, bei dem die gekoppelten Leitungen einen gemeinsamen Leiter besitzen (Triaxialverfahren, Paralleldrahtverfahren, vgl. 5.5), so lässt sich die Kopplungsdämpfung im weiteren Sinn als Schirmdämpfung interpretieren.

Um einen Zusammenhang zwischen den leitungsgebundenen Größen *Kopplungsimpedanz / Kopplungsdämpfung* und der feldgebundenen Größe *Schirmdämpfung* herzustellen, müssen wir auf messtechnische Methoden zurückgreifen.

Betrachten wir den Aufbau nach Bild 3.51: Das definierte äußere Feld löst im Kabel eine TEM-Welle aus, die sich in Richtung Abschlusswiderstand und in Richtung Messempfänger ausbreitet. Dort wird Ihre Amplitude in Form eines Leistungspegels gemessen.

Um die Schirmdämpfung zu erhalten fehlt uns allerdings eine Referenz, also ein Messwert bei Abwesenheit des Kabelschirms. Eine Möglichkeit zur Bestimmung dieser Referenz ist die Vermessung einer ungeschirmten Zweidrahtleitung, deren Wellenwiderstand ungefähr dem des untersuchten Kabels entspricht. Diese Messung entspricht der Bestrahlung einer ungeschirmten Empfangsantenne bei der Schirmdämpfungsmessung von geschirmten Räumen oder Gehäusen. Die Schirmdämpfung erhalten wir durch Bildung der Pegeldifferenz:

$$a_s = 10 \log \left(\frac{P_{\text{Zweidrahtleitung}}}{P_{\text{Kabel}}} \right) = P_{\text{Zweidrahtleitung}} - P_{\text{Kabel}} \quad (3.370)$$

Die so erhaltene Schirmdämpfung vergleichen wir mit der Kopplungsdämpfung, Bild 3.52.

Die Kopplungsdämpfung kann auch mit (3.367) aus der Kopplungsimpedanz bestimmt werden (rechte Skala an der Ordinate des Diagramms).

Wir stellen fest, dass

- die Kopplungsdämpfung Resonanzstellen zeigt, die aus der Tatsache resultieren, dass das untersuchte Kabel elektrisch lang ist.
- die Schirmdämpfung ebenfalls Resonanzen aufweist, allerdings nicht bei den gleichen Frequenzen. Dies liegt daran, dass im vorliegenden Fall – Kabel quer zur Einfallrichtung – die Anregung auf der gesamten Kabellänge phasengleich erfolgt, während bei der Kopplungsimpedanzmessung die Anregung längs des Kabels phasenverschoben stattfindet.
- im Frequenzbereich > 200 MHz eine gute Übereinstimmung von Schirmdämpfung und Kopplungsdämpfung erreicht wird, insbesonde-

re, wenn die Messergebnisse um die Resonanzextrema bereinigt werden. In diesem Frequenzbereich herrschen beim verwendeten Messgelände (Absorberhalle) auch gute reflexionsarme „Fernfeldbedingungen“, was für die tieferen Frequenzen nicht gewährleistet werden kann.

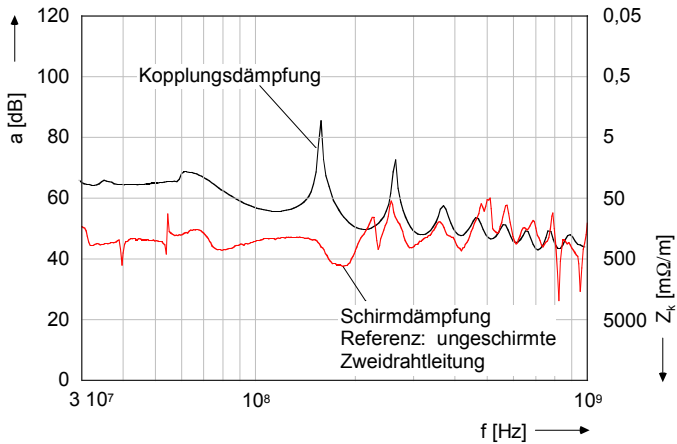


Bild 3.52 Schirmdämpfung eines Koaxialkabels (RG 213), untersucht mit dem Messaufbau nach Bild 3.51. Dazu die mit dem Paralleldrahtverfahren gemessene Kopplungsdämpfung. Der Frequenzbereich 30 MHz – 1 GHz entspricht dem bei genormten Störfestigkeitsprüfungen nach EN 61000-4-3. Die angegebene Kopplungsimpedanz gilt für den Bezugswellenwiderstand 50Ω .

Zumindest im elektrisch langen Frequenzbereich führen Kopplungsdämpfungs- und Schirmdämpfungsmessungen zu ähnlichen Resultaten. Dieses Ergebnis wurde in [Ber 97] durch umfangreiche Messreihen bestätigt.

4 Praxis der elektromagnetischen Schirmung

In diesem Kapitel soll die Praxis, d. h. die technische Realisierung von Schirmungskonzepten, im Vordergrund stehen.

Durch die konsequente Anwendung der Theorie, die im vorangegangenen Kapitel vorgestellt wurde, lassen sich sehr gute elektromagnetische Schirme herstellen. Zusammengefasst sollte ein Schirm

- zur Schirmung langsamveränderlicher Magnetfelder aus Material mit möglichst hoher Permeabilität bestehen,
- zur Schirmung elektromagnetischer Wechselfelder eine möglichst hohe elektrische Leitfähigkeit besitzen, wobei mit zunehmender Frequenz der Einfluss von Öffnungen in der Schirmhülle eine immer größere Rolle spielt, während der Einfluss der Materialstärke abnimmt und somit
- im Idealfall eine „wasserdichte“ elektrisch leitfähige Hülle zur Schirmung hochfrequenter Felder bilden.

So weit die Theorie. Die Praxis sieht jedoch anders aus: Fast jeder elektromagnetische Schirm benötigt Kabeldurchführungen, Lüftungsöffnungen, Medienzuführungen, Türen oder abnehmbare Deckel. Diese *Inhomogenitäten* der Schirmhülle sind entscheidend für deren Schirmwirkung. Außerdem ist die elektromagnetische Schirmung oft nur *eine* Eigenschaft neben vielen anderen, die ein elektromagnetischer Schirm besitzen muss: Gehäuseschirme dienen beispielsweise dem Schutz ihrer Einbauten vor Umwelteinflüssen und der elektrischen Sicherheit. Sie sorgen für eine einfache Handhabung und sollen dabei auch meist ein ansprechendes Äußeres besitzen. Oft ist das Gehäuse die einzige Komponente eines Systems, die der Benutzer – also der Kunde – betrachten und anfassen kann. Die Technik

bleibt im Inneren des Gehäuses verborgen.

Über alledem steht jedoch die Frage der Kosten und der Wirtschaftlichkeit. Beispielsweise ließen sich oft Schrankgehäuse in Ihrer Schirmwirkung durch zusätzliche Schraubverbindungen wesentlich verbessern. Aber jede Schraube verteuert den Schrank ein wenig. Diese Mehrkosten summieren sich bei hohen Stückzahlen zu erheblichen Beträgen. Ebenso Schweiß- und Lötverbindungen: Oft wären sie ideale Mittel, um einen Schirm „dicht“ zu bekommen, aber wegen ihrer hohen Kosten kommen sie in der Großserienfertigung kaum zum Einsatz.

Die Herausforderung für den Ingenieur besteht darin, ohne wesentliche Zusatzkosten oder Funktionseinschränkungen aus einem schlechten Schirm einen guten zu machen.

Im diesem Kapitel sollen konkrete Vorschläge zur Bewältigung dieser Herausforderung gemacht werden.

Die Industrie bietet alle erdenklichen Komponenten zur Verbesserung der Schirmungseigenschaften an: HF-Dichtungen, leitfähige Beschichtungen und Klebstoffe, beschichtete Displays, geschirmte Glasscheiben etc. Dabei stellt sich oft die Frage, ob diese Komponenten ihre zugesagten Eigenschaften auch wirklich besitzen. Wichtiger aber noch ist ihr Zusammenfügen zu einem wirksamen Schirm. Zumindest im HF-Bereich führen Einzelmaßnahmen höchstens zufällig zum Erfolg – oft wirken sie sogar kontraproduktiv. Der Schirm muss stets als ein ganzes, dreidimensionales Gebilde betrachtet – womit wir wieder bei der leitfähigen Hülle wären.

4.1 Materialien und Materialeigenschaften

Für die Schirmdämpfung des **magnetostatischen Schirms** ist die *Permeabilität* sowie die *Materialstärke* maßgeblich, vgl. 3.1.2.1. Die Schirmung magnetischer Gleichfelder ist jedoch die absolute Ausnahme, denn schon bei energietechnischen Frequenzen wirkt das Rückwirkungsfeld der Wirbelströme, die im Schirm fließen, vgl. 3.1.3.1. Dazu ist eine ausreichend hohe elektrische Leitfähigkeit des Schirmmaterials erforderlich. Deshalb wird bei Frequenzen von 0 Hz bis in den kHz-Bereich oft elektrisch leitfähiges Material mit hoher Permeabilität verwendet, um beide Effekte zu kombinieren. Mit zunehmender Frequenz und abnehmender Eindringtiefe nimmt die Bedeutung der Permeabilität und der Materialstärke ab.

Rein **elektrostatische Schirme** sind eher die Ausnahme – beim Faraday-Käfig spielt lediglich die *Leitfähigkeit* eine Rolle, während bei dielektrischen Schirmen nur die Dielektrizitätszahl sowie die Materialdicke maßgeblich ist, vgl. 3.1.1.

Tabelle 4.1 Materialparameter verschiedener Stoffe. *Werte abhängig von der Art der Legierung. **ferromagnetische Stoffe, Permeabilität abhängig von Vormagnetisierung bzw. Hysterese, Temperatur sowie Kohlenstoffgehalt.

Material	Zeichen	relative Permeabilitätszahl μ_r	Spezifischer Widerstand ρ [Ωm]	Spezifische Leitfähigkeit σ [$1/(\Omega\text{m})$]	Eindringtiefe δ/\sqrt{f} [mm]	Normalpotenzial [V]
Aluminium	Al	1	$28 \cdot 10^{-9}$	$35,7 \cdot 10^6$	$84,2 \cdot 10^{-3}$	-1,67
Blei	Pb	1	$210 \cdot 10^{-9}$	$4,76 \cdot 10^6$	$230 \cdot 10^{-3}$	-0,14
Eisen	Fe	200	$100 \cdot 10^{-9}$	$10,0 \cdot 10^6$	$11,3 \cdot 10^{-3}$	-0,44
		2000**	$670 \cdot 10^{-9}$	$1,5 \cdot 10^6$	$9,2 \cdot 10^{-3}$	-0,44
amagnetischer Edelstahl*		1,02	$70 \cdot 10^{-9}$	$14 \cdot 10^6$	$133 \cdot 10^{-3}$	+0,6 ... +0,9
Kupfer	Cu	1	$17,5 \cdot 10^{-9}$	$57,1 \cdot 10^6$	$66,7 \cdot 10^{-3}$	+0,34
Messing*		1	$75 \cdot 10^{-9}$	$13,3 \cdot 10^6$	$138 \cdot 10^{-3}$	+0,05 ... +0,26
Nickel	Ni	bis 10000**	$70 \cdot 10^{-9}$	$14,3 \cdot 10^6$	$149 \cdot 10^{-3}$	-0,26
Silber	Ag	1	$16 \cdot 10^{-9}$	$62,5 \cdot 10^6$	$50,3 \cdot 10^{-3}$	+0,80
Zink	Zn	1	$60 \cdot 10^{-9}$	$16,7 \cdot 10^6$	$123 \cdot 10^{-3}$	-0,76
Zinn	Sn	1	$120 \cdot 10^{-9}$	$8,33 \cdot 10^6$	$174 \cdot 10^{-3}$	-0,14

Beim **elektrodynamischen Schirm**, vgl. 3.1.3 und 3.1.4, gilt: Die Eigenschaft eines Materials, elektromagnetische Felder zu schwächen, ist abhängig von der *Materialstärke* sowie von seinen Materialeigenschaften,

Leitfähigkeit, Permeabilität. Im Ergebnis unterscheiden sich die Materialien in ihrer *spezifischen Schirmdämpfung*, auch *Intrinsic-Schirmdämpfung* genannt. Zur Bestimmung der Intrinsic-Schirmdämpfung vgl. Abschnitt 5.1. Eine Übersicht über die Eigenschaften einiger Schirmungsmaterialien gibt Tabelle 4.1.

Die spezifische Schirmdämpfung eines Materials ist aber nur „die halbe Miete“, denn die Verbindung der Gehäuseteile besitzt entscheidende Bedeutung für die Wirksamkeit eines Schirms. Das Oberflächenverhalten eines Materials spielt ebenfalls eine wichtige Rolle. Eine Korrosionsschicht wirkt als Isolator und kann somit zu elektrischen Schlitzten führen. Hier müssen die Materialpaarungen betrachtet werden, denn zu große Unterschiede des Normalpotentials von Metallen fördern die Bildung solcher isolierenden Oxidschichten, vgl. 4.1.6.

Bei leitfähigen Kunststoffen tritt die Schwierigkeit auf, einen flächigen elektrischen Kontakt zu den Metallpartikeln an der Oberfläche herzustellen. Somit ist eine hohe spezifische Schirmdämpfung allein noch keine Gewähr für eine hohe Dämpfung des realisierten Schirms.

4.1.1 Materialien mit hoher Permeabilität zur Schirmung magnetostatischer Felder

Zur Schirmung statischer oder quasistatischer Magnetfelder werden Werkstoffe mit hoher Permeabilität verwendet. Die einzigen Metalle mit $\mu_r > 1$ sind Eisen, Kobalt und Nickel. Sehr hohe Permeabilitäten ($\mu_r > 100$) werden mit *ferromagnetischen* Stoffen erzielt. Dazu gehören weiches Eisen, weichmagnetischer Nickel sowie verschiedene eisen-, nickel- und kobalthaltige Legierungen, z. B. Mumetall. Die Permeabilität ferromagnetischer Stoffe ist allerdings abhängig von der „Vorgeschichte“: Mit ansteigender Magnetfeldstärke H muss der Stoff erst magnetisiert werden, je nach Vormagnetisierung geschieht das unterschiedlich. Beim Umpolen des Magnetfeldes ist der remanente (d. h. der verbleibende) Magnetismus des Stoffes ebenfalls wieder zu überwinden. Dieses Verhalten wird als *Hysterese* bezeichnet: B und H sind nicht proportional und somit ist μ_r nicht konstant.

Diejenige magnetische Feldstärke $H_{\text{koerzitiv}}$, die auf das entgegengesetzt vormagnetisierte Ferromagnetikum einwirken muss, damit die Flussdichte $B = 0$ erreicht wird, heißt *Koerzitivfeldstärke*. Wirkt kein äußeres Magnetfeld mehr ein, so verbleibt dennoch eine gewisse Flussdichte, die *Rema-*

renz oder Remanenzflussdichte genannt wird. Falls das Ferromagnetikum unmagnetisiert ist – dieser Zustand kann durch die Einwirkung von Wärme oder starken mechanischen Stößen hergestellt werden – wird es erstmalig gemäß der so genannten *Neukurve* magnetisiert. Bei sehr hohen äußeren Feldstärken lässt sich keine höhere Magnetisierung, d. h. keine höhere Flussdichte mehr erreichen – der Stoff geht in die Sättigung.

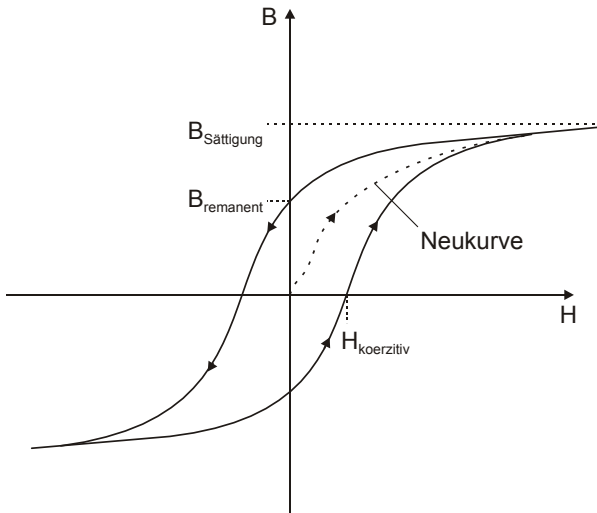


Bild 4.1 Typische Hysteresekurve eines Ferromagnetikums.

Dieses Hystereseverhalten ist für die Schirmung langsamveränderlicher Felder unerwünscht. Durch die Remanenz erzeugt der Schirm ein statisches Magnetfeld, ohne dass ein äußeres Feld vorhanden wäre. Dieses wird erst durch überschreiten der (äußeren) Koerzitivfeldstärke gleich Null. Für die Schirmung quasistationärer Felder sollten deshalb Materialien mit geringer Koerzitivfeldstärke bei gleichzeitig hoher Anfangspermeabilität verwendet werden. Sättigungseffekte spielen bei der Schirmung nur bei sehr hohen Feldstärken, wie sie beispielsweise in unmittelbarer Umgebung von Starkstromkabeln entstehen, eine Rolle.

Des Weiteren ist die Permeabilität von Ferromagnetika nicht isotrop, d. h. nicht in allen Richtungen gleich stark. Außerdem ist sie abhängig von der Temperatur sowie von der Weiterverarbeitung des Grundmaterials (Kaltverformung). Die Permeabilität nimmt stark mit der Frequenz ab.

Eisen ist ein Werkstoff, der unterschiedliche Erscheinungsformen besitzt:

Weiches Eisen ist ferromagnetisch und besitzt oben erwähnte, magnetische Eigenschaften. Der remanente Magnetismus weichen Eisens ist aber nicht so stark ausgeprägt, wie beim Dauermagneten (hartes Eisen), weshalb es prinzipiell als Schirmungsmaterial in Frage kommt. Insbesondere als Reineisen besitzt es eine sehr niedrige Koerzitivfeldstärke bei mäßiger elektrischer Leitfähigkeit. Die mechanischen Eigenschaften machen allerdings eine Gehäusefertigung aufwendig (keine Möglichkeit der Kaltverformung). Reineisen ist sehr anfällig gegen Korrosion. Begegnet uns Eisen in Form von Stahl ist die Permeabilität sehr vom Kohlenstoffgehalt sowie möglicher Legierungen abhängig. Auf Stahl wird im nächsten Abschnitt 4.1.2 ausführlicher eingegangen.

Tabelle 4.2 Magnetostatische Eigenschaften einiger ferromagnetischer Stoffe (Herstellerangaben Vacuumschmelze, Hanau). Achtung, die magnetostatischen Eigenschaften variieren stark mit der Weiterverarbeitung / Verformung. Mit der Frequenz nimmt die Permeabilität deutlich ab.

Material	relative Anfangspermeabilität μ_4	Maximale Permeabilität μ_{\max}	Koerzitivfeldstärke $H_{\text{koerzitiv}}$ [A/m]	Sättigungsflussdichte $B_{\text{Sättigung}}$ [T]	Spezifischer Widerstand ρ [Ωm]	Spezifische Leitfähigkeit σ [$1/(\Omega\text{m})$]
Reineisen	2.000	40.000	6	2,15	$0,10 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^6$
Mumetall	6.000	250.000	1,5	0,8	$0,55 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^6$
Vaco-perm 100	200.000	350.000	1	0,74	$0,60 \cdot 10^{-6}$	$1,6 \cdot 10^6$
Trafo-perm N3	1.000	80.000	20	2,03	$0,40 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^6$

Reines *Nickel* und reiner *Kobalt* sind aufgrund ihrer mechanischen Eigenschaften nicht als Schirmungsmaterialien interessant, wohl aber Legierungen aus Eisen und Nickel oder Kobalt, die sehr hohe Permeabilitäten erreichen. Im englischen Sprachraum sind diese Legierungen als *Permalloy* bekannt. Bekanntester Vertreter dieser Legierungen für Schirmungszwecke ist *Mumetall*[®] (ca. 80% Nickel, ca. 15% Eisen, der Rest Kupfer und Molybdän). Ferromagnetische Legierungen für Schirmungszwecke zeichnen sich durch höchste Permeabilität bei gleichzeitig niedriger Koerzitiv-

feldstärke und Remanenz aus.

Eine Übersicht über gängige ferromagnetische Legierungen zu Schirmungszwecken gewährt uns Tabelle 4.2.

4.1.2 Materialien mit hoher elektrischer Leitfähigkeit zur Schirmung von magnetischen Wechselfeldern und elektromagnetischen Wellen

Die klassischen Schirmungsmaterialien für elektromagnetische Schirme sind nach wie vor Metalle. Für rein elektrodynamische Schirme eignet sich *Aluminium*. Es wird in der Gehäusefertigung wegen seines geringen Gewichtes und der einfachen Bearbeitung ohnehin gern verwendet. Seine elektrische Leitfähigkeit ist sehr hoch (es wird sogar für die Herstellung von Energieversorgungsleitungen eingesetzt). Aluminium ist allerdings unmagnetisch, es lässt sich auch nicht magnetisieren. Die Schirmwirkung statischer Felder ist also gleich Null. Ein weiterer Nachteil von Aluminium ist die Tatsache, dass es sich nicht so einfach verschweißen lässt wie Stahlblech. Auch besitzt es nicht dessen Festigkeit. Die Hauptschwierigkeit beim Einsatz von Aluminium ist allerdings seine Eigenschaft, eine $0,1\ \mu\text{m}$ - $0,5\ \mu\text{m}$ dicke *Passivschicht* an der Oberfläche auszubilden. Dieser Oxidschicht verdankt Aluminium seine Korrosionsbeständigkeit. Für Schirmungsanwendungen ist die Oxidschicht allerdings hinderlich, denn sie wirkt isolierend. Durch *Eloxierung* wird sie auch noch auf $5\ \mu\text{m}$ - $25\ \mu\text{m}$ vergrößert. Bei der Verbindung von Aluminiumkomponenten muss diese Passivschicht überwunden werden. Die einfachste Möglichkeit hierzu ist der Einsatz mechanisch aggressiver Dichtungen, welche die Passivschicht beim Anpressen zerkratzen. Dazu ist allerdings ein ausreichender Druck erforderlich. Wenn der Druck auf die Dichtung im Lauf der Zeit nachlässt und die Dichtung verrutscht, ist die anfänglich ausreichende Leitfähigkeit der Verbindung verloren. Das Langzeitverhalten von Aluminiumschirmen ist daher von ihrer Konstruktion abhängig. Eine andere Möglichkeit zur Überwindung der Passivschicht besteht in deren Entfernung mit chemischen Mitteln oder auf mechanischem Wege (Schleifen). Das freiliegende Aluminium muss allerdings sofort vor der erneuten Bildung einer Passivschicht bewahrt werden. Dies kann z. B. durch das Auftragen einer leitfähigen Farbschicht oder das Aufkleben leitfähig beschichteter Textilien geschehen.

Im Gegensatz zu Aluminium begegnet uns *Eisen* bzw. *Stahl* in den unterschiedlichsten Erscheinungsformen. Weiches Eisen mit sehr hoher Permeabilität wurde bereits im vorangegangenen Abschnitt behandelt. Beim elektrodynamischen Schirm kommt jedoch oft Stahl zum Einsatz, entweder unlegiert oder als hochlegierter, rostfreier Edelstahl. Unlegierte Stähle weisen bei niedrigen Magnetfeldstärken – und diese sind bei Schirmungsanwendungen meist interessant – relative Permeabilitätszahlen von ca. 200 bis 2000 auf. Die Permeabilität ist jedoch in hohem Maße unlinear. Sie steigt mit der Magnetfeldstärke an und erreicht ihr Maximum bei Feldstärken im kA/m-Bereich. Außerdem spielt die Verarbeitung eine Rolle: gehärtete Stähle besitzen eine geringere Permeabilität als normalgeglühte. Den maßgeblichen Einfluss hat jedoch der Kohlenstoffanteil. Mit zunehmendem Kohlenstoffanteil nimmt die Permeabilität ab. Dies ist neben der geringeren Remanenz auch der Grund, weshalb in elektrischen Maschinen Reineisen statt Stahl für die Kerne verwendet wird. Aufgrund der sehr unterschiedlichen relativen Permeabilitätszahlen sollte man für den verwendeten Stahl auf Herstellerangaben zurückgreifen. Einen guten Überblick erhält man in [Hue 03]. Die elektrische Leitfähigkeit von Stahl ist ebenfalls sehr vom Kohlenstoffanteil abhängig. Sie liegt zwischen 10^6 und 10^7 $1/(\Omega\text{m})$.

Problematisch beim Einsatz von Stahl ist freilich die geringe Korrosionsbeständigkeit. Deshalb ist Stahl oft verzinkt. Zink ist ein unedles Metall, das aber – wie Aluminium – eine Oxidschicht bildet, die es vor weiterer Oxidation bewahrt. Hier stehen wir vor einem ähnlichen Problem wie beim Aluminium: Die Oxidschicht muss entfernt oder durchstoßen werden, um eine hochleitfähige Verbindung zu schaffen. Dies ist in der Praxis bei der Verzinkung leichter möglich als beim Aluminium. Problematisch bei Zink ist allerdings der Kontakt zu edleren Metallen, insbesondere zu Kupfer. Diese beiden Stoffe liegen in der Spannungsreihe sehr weit voneinander entfernt – es kommt somit bei Anwesenheit eines Elektrolyts zu starken Korrosionserscheinungen.

Hochlegierter *nichtrostender Stahl* weist praktisch keine Korrosion auf. Diese Eigenschaft verdankt er wie das Aluminium einer Passivschicht. Sie besteht aus Chromdioxid und wirkt nicht isolierend, so dass sie bei Schirmungsanwendungen unproblematisch ist. V4A-Stahl ist selbst bei ständiger Anwesenheit eines Elektrolyts (Salzwasser) rostbeständig. Nichtrostender Stahl weist eine recht gute elektrische Leitfähigkeit auf. Diese güns-

tigen Eigenschaften machen ihn zu einem bevorzugten Material für elektrodynamische Schirme. Die Nachteile von nichtrostendem Stahl sind sein hoher Preis, sein hohes Gewicht und die schwierigere Verarbeitung mit spanenden Werkzeugen. Da er im Gegensatz zu unlegierten Stählen keine hohe relative Permeabilität besitzt – die meisten Edelstähle sind nahezu unmagnetisch – ist er bei der Schirmung niederfrequenter Felder unlegiertem Stahl unterlegen.

Der Klassiker unter den Schirmungsmaterialien ist *Kupfer*. Bei höchster Leitfähigkeit besitzt Kupfer keine störenden Oxidschichten. Allerdings ist Kupfer sehr weich, also für selbsttragende Schirmkonstruktionen ungeeignet. Es wird daher meist in geringer Materialstärke zur Auskleidung eines Gehäuses oder Raumes verwendet. Da sich Kupfer leicht weichlöten lässt, kann relativ einfach ein im wahrsten Sinne des Wortes „wasserdichter“ Schirm geschaffen werden. Dieser Aufwand ist allerdings in der Serienproduktion nicht mehr vertretbar, zumal Kupfer sehr teuer ist. Deshalb wird Kupfer meist nur bei Einzelstücken oder bei der architektonischen Schirmung eingesetzt, 4.4.1.5.

Messing ist eine Kupfer-Zink-Legierung mit mindestens 50 % Kupfer. Es besitzt wie Kupfer ebenfalls ein positives Normalpotential und damit sehr gute Korrosionsbeständigkeit. Das schwarze „Anlaufen“ ist eher ein kosmetisches Problem. Allerdings ist die Leitfähigkeit von Messing mit zunehmendem Zinkanteil wesentlich geringer als die von Kupfer. Messing ist deutlich härter als Kupfer, was z. B. die spahnende Bearbeitung zur Anfertigung von Drehteilen ermöglicht. Neben hohem Gewicht und im Vergleich zu Stahl oder Aluminium ungünstigeren mechanischen Eigenschaften ist Messing ebenfalls sehr teuer. Es wird daher eher für kleine Dreh- und Verbindungsteile verwendet.

Reines *Zinn* kommt aufgrund seiner Weichheit im Allgemeinen nicht als Material zur Konstruktion von Schirmen in Betracht. Allerdings ist es Bestandteil vieler Legierungen und dient auch als Korrosionsschutz, insbesondere für Kupfer und kupferbeschichtete Textilien

4.1.3 Alternative Schirmungsmaterialien

Als alternative Schirmungsmaterialien hinzugekommen sind *Kunststoffe* die durch die Einarbeitung leitfähiger Partikel, Fasern oder sogenannter Flakes, leitfähig gemacht werden. Problematisch ist dabei in der Praxis

aber, dass bei der Herstellung von Kunststoff-Gussteilen während des Erstarrens die Oberflächenspannung der flüssigen Kunststoffmasse die leitfähigen Partikel nicht an die Oberfläche lässt. Das bedeutet: Um beim fertigen Kunststoffteil eine leitfähige Verbindung herzustellen, muss die Kontaktfläche erst abgefräst werden.

Mit gutem Erfolg können durch Einbringen leitfähiger Partikel auch *Elastomere* elektrisch leitfähig gemacht werden, die sich so als Grundmaterial für HF-Dichtungen anbieten. Auf sie wird im Abschnitt 4.2.1.3 näher eingegangen.

Bewährt zur Herstellung HF-dichter Materialverbindungen, die auch mechanische Festigkeit aufweisen müssen, haben sich *Klebstoffe*, die mittels einer hohen Konzentration von Silberpartikeln leitfähig gemacht werden. Meist handelt es sich um Zwei-Komponenten-Klebstoffe auf Kunstharzbasis. Aufgrund des hohen Silberanteils sind diese Materialien allerdings recht teuer und kommen so für die Massenproduktion nur bedingt in Frage.

Eine weitere Möglichkeit besteht im Einsatz von *metallbeschichteten Kunststoffen*. Die erreichten Schichtdicken betragen typischer Weise 100 μm bis 150 μm und bieten für Frequenzen ab ca. 10 MHz gute Schirmdämpfungswerte (>80 dB). Das Problem hier besteht eher darin, die beschichteten Halbschalen eines Gehäuses leitfähig miteinander zu verbinden, ohne dass die Beschichtung an der Kontaktstelle auf Dauer beschädigt wird.



Bild 4.2 Metallbeschichtetes Kunststoffgehäuse

Die *Beschichtung von Glas- oder Displayscheiben* verspricht nur im hohen GHz-Bereich Erfolg, da hier extrem dünne Schichten zum Einsatz kommen. Typische Bedampfungsmaterialien sind z. B. Silber oder Indium-Zinn-Oxid (engl. ITO) in Kombination mit Siliziumdioxid (SiO_2). Die Schichtdicken liegen je nach verwendetem Beschichtungsmaterial bei ca. 100 nm. Die so erreichten Leitfähigkeiten betragen mehr als $10 \Omega/\square$. (Der spezifische Flächenwiderstand besitzt die Einheit Ω . Um ihn aber als Flächenwiderstand zu kennzeichnen, hat sich die Bezeichnung Ω/\square etabliert). Eine erhöhte Schichtdicke vergrößert die elektrische Leitfähigkeit, bringt jedoch eine Verminderung oder den Verlust der Transparenz mit sich. Von den Herstellern werden Schirmdämpfungswerte um die 30 dB bei 1 GHz bei einem Lichttransmissionsgrad von ca. 50% spezifiziert.

Einen weiten Anwendungskreis bei der Schirmung hochfrequenter Felder (ca. ab 10 MHz) erschließen *leitfähige Textilien*. Dafür kommen Vliesstoffe oder Gewebe aus Nylon oder Polyester in Frage, die mit einer ca. 50 μm dicken Lage Kupfer, Silber, Aluminium oder einer Legierung beschichtet sind. Beschichtungsverfahren sind u. a. Kathodenzerstäubung (Sputtern) und thermisches Verdampfen. Flächenwiderstände $< 0,1 \Omega/\square$ werden erreicht. Die Hauptproblematik besteht in der Wahl der geeigneten Dicke der metallischen Schicht: Ist sie zu gering, ist die elektrische Leitfähigkeit reduziert. Wird sie zu groß gewählt, besteht die Gefahr der Rissbildung bei Biegebeanspruchung. Obwohl diese Risse unsichtbar sind, wirken sie als elektromagnetische Schlitze und führen zum Zusammenbruch der Schirmwirkung. Die leitfähige Schicht ist zusätzlich mit einer sehr dünnen Korrosionsschutzschicht aus Kunststoff (Kohlenstoff-PU), Zinn oder Nickel versehen. Textilien besitzen keine glatte Oberfläche, sondern sind fasrig – die Korrosionsschutzschicht wird so von den Fasern durchstoßen. Sie können daher mit größerem Erfolg mit Klebstoffen verarbeitet werden, als das bei glatten Metallfolien möglich ist. Die Fasern durchstoßen auch die isolierende Klebstoffschicht. Bei ausreichender Überlappung sind so sehr niedrige Übergangswiderstände möglich. Bedeutung haben leitfähige Textilien vor allem beim Bau geschirmter Räume, 4.4.1.5, oder geschirmter Zelte, 4.4.4. Auch zur Herstellung von HF-Dichtungen werden sie eingesetzt, 4.2.1.4.

4.1.4 Materialstärke

Die ausreichende Materialstärke ist eine fundamentale Eigenschaft jedes elektromagnetischen Schirms, vom aktiven Schirm abgesehen. Sie ist eine Grundvoraussetzung für dessen Funktion.

Wird die notwendige Materialstärke nicht erreicht, kann durch keine anderen Maßnahmen die gewünschte Schirmdämpfung erzielt werden.

Eine einfache Berechnung der Materialstärke kann für den elektrodynamischen Schirm über die Eindringtiefe erfolgen, vgl. Abschnitt 3.1.3.2. Durch Betrachtung des Parallelplattenschirms lässt sich eine genauere Berechnung durchführen.

Für den elektrostatischen und den magnetostatischen Schirm bietet sich die Abschätzung nach Abschnitt 3.1.1.2 bzw. 3.1.2.1 an. Für den magnetischen Fall sind die dort angegebenen Gleichungen in nachstehender Tabelle ausgewertet:

Tabelle 4.3 Verhältnis Materialstärke zu Wandabstand (d/D) für einen magnetostatischen Schirm ($f = 0$ Hz), berechnet nach 3.1.2.1.

Schirm- dämpfung [dB]	Alu, Kupfer, V2A usw. $\mu_r = 1$	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	Mumetall® $\mu_r = 6000$
20	keine Schirm- wirkung bei $f = 0$ Hz.	$3,38 \cdot 10^{-3}$	0,0338	$1,13 \cdot 10^{-3}$
40		0,0375	0,375	0,0125
60		0,375	3,75	0,125
80		3,75	37,5	1,25

Aus Tabelle 4.3 ist ersichtlich, wie aufwändig eine rein magnetostatische Schirmung ist. Um 80 dB zu erreichen, müssen selbst bei einem Mumetallschirm die Wände dicker sein als ihr lichter Abstand.

In den Tabellen 4.4 bis 4.11 ist für unterschiedliche Wandabstände die Materialstärke eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms aufgeführt, die notwendig ist, um eine vorgegebene Schirmdämpfung zu erreichen. Jede Tabelle gilt für eine Frequenz. Um sicher zu gehen, sollte man

immer die niedrigste in Frage kommende Frequenz betrachten, da bei homogenen Schirmen die Schirmdämpfung mit der Frequenz zunimmt.

Anzumerken ist außerdem, dass die in den Tabellen aufgelisteten Schirmdämpfungswerte für einen Punkt in der *Mitte* zwischen den Schirmwänden gelten.

Man erkennt, dass die Schirmdämpfung stark von den Abmessungen des betrachteten Schirms abhängt, was sich auch in der Praxis immer wieder bestätigt.

Beim elektrodynamischen Schirm gilt: Je größer der Wandabstand, desto höher die Schirmwirkung.

Diese Tatsache bleibt oft unberücksichtigt. Im quasistationären Magnetfeld besitzt ein großer Schirm eine höhere „Gegeninduktivität“, d. h. bei gleichem äußeren Feld wird ein stärkeres Gegenfeld erzeugt, welches sich destruktiv überlagert.

Dieser Effekt nimmt mit zunehmender Frequenz und abnehmender Eindringtiefe ab, das heißt, die Schirmdämpfung wird unabhängig von den Abmessungen des Schirms. Auch dies kann man aus den Tabellen ablesen. Allerdings beginnen dann die Inhomogenitäten des Schirms eine dominierende Rolle zu spielen. Auch hier sind große Schirme den kleinen überlegen, zumindest bei einzelnen Öffnungen, denn die eindringende Energie kann sich auf ein größeres Raumvolumen verteilen, bzw. wird auf einer größeren Wandfläche reflektiert und zum Teil absorbiert.

Für weitgehend homogene Schirme kann man also feststellen:

Größere Schirme besitzen (bei gleichen Materialeigenschaften) höhere Schirmdämpfungswerte als kleinere.

In der Anwendung sind die Schirmabmessungen meistens vorgegeben, d. h. eine Erhöhung der Schirmdämpfung durch Vergrößerung des Schirms scheidet oft aus. Man sollte den Zusammenhang zwischen Abmessungen und Schirmwirkung allerdings bei der Interpretation von Messergebnissen nicht unberücksichtigt lassen.

Tabelle 4.4 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 50$ Hz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	41,9	30,9	11,6	10,8	75,8	78,3
	0,1	14,1	8,8	8,6	7,2	32,0	33,3
	1	1,4	0,9	5,6	3,5	3,6	3,8
	10	0,14	0,09	2,6	0,5	0,36	0,38
40	0,01	69,3	52,6	14,5	14,5	119,6	123,2
	0,1	41,9	30,9	11,6	10,8	75,8	78,3
	1	14,4	8,8	8,6	7,2	32,0	33,3
	10	1,4	0,9	5,6	3,5	3,6	3,8
60	0,01	96,8	74,3	17,6	18,2	163,4	168,2
	0,1	69,3	52,6	14,5	14,5	119,6	123,2
	1	41,9	30,9	11,6	10,8	75,8	78,3
	10	14,4	9,2	8,6	7,2	32,0	33,3
80	0,01	124,2	96,0	20,5	21,8	207,2	213,1
	0,1	96,8	74,3	17,6	18,2	163,4	168,2
	1	69,3	52,6	14,5	14,5	119,6	123,2
	10	41,9	30,9	11,6	10,8	75,8	78,3
100	0,01	151,1	117,7	23,5	25,5	251,0	258,0
	0,1	124,2	96,0	20,5	21,8	207,2	213,1
	1	96,8	74,3	17,6	18,2	163,4	168,2
	10	69,3	52,6	14,5	14,5	119,6	123,2
Eindring- tiefe δ [mm]		11,9	9,4	1,3	1,6	19,0	19,5

Tabelle 4.5 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 1$ kHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	5,4	3,8	2,2	1,9	10,6	11,0
	0,1	0,7	0,4	1,5	1,1	1,8	1,9
	1	0,07	0,04	0,8	0,3	0,2	0,2
	10	$7 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	0,2	0,03	0,02	0,02
40	0,01	11,5	8,6	2,8	2,7	20,4	21,0
	0,1	5,4	3,8	2,2	1,9	10,6	11,0
	1	0,7	0,4	1,5	1,1	1,8	1,9
	10	0,07	0,04	0,8	0,3	0,2	0,2
60	0,01	17,6	13,5	3,5	3,5	30,2	31,1
	0,1	11,5	8,6	2,8	2,7	20,4	21,0
	1	5,4	3,8	2,2	1,9	10,6	11,0
	10	0,7	0,4	1,5	1,1	1,8	1,9
80	0,01	23,8	18,3	4,2	4,3	40,0	41,1
	0,1	17,6	13,5	3,5	3,5	20,4	31,1
	1	11,5	8,6	2,8	2,7	10,6	21,0
	10	5,4	3,8	2,2	1,9	1,8	11,0
100	0,01	30,0	23,2	4,8	5,2	49,8	51,2
	0,1	23,8	18,3	4,2	4,3	40,0	41,1
	1	17,6	13,5	3,5	3,5	20,4	31,1
	10	11,5	8,6	2,8	2,7	10,6	21,0
Eindring- tiefe δ [mm]		2,7	2,1	0,3	0,4	4,3	4,4

Tabelle 4.6 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 10$ kHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	0,7	0,4	0,6	0,5	1,8	1,8
	0,1	0,07	0,04	0,4	0,2	0,2	0,2
	1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,2	0,03	0,02	0,02
	10	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	0,02	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,89 \cdot 10^{-3}$
40	0,01	2,7	2,0	0,8	0,7	4,9	5,1
	0,1	0,7	0,4	0,6	0,5	1,8	1,8
	1	0,07	0,04	0,4	0,2	0,2	0,2
	10	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,2	0,03	0,02	0,02
60	0,01	4,6	3,5	1,0	1,0	8,0	8,2
	0,1	2,7	2,0	0,8	0,7	4,9	5,1
	1	0,7	0,4	0,6	0,5	1,8	1,8
	10	0,07	0,04	0,4	0,2	0,2	0,2
80	0,01	6,5	5,0	1,2	1,2	11,1	11,4
	0,1	4,6	3,5	1,0	1,0	8,0	8,2
	1	2,7	2,0	0,8	0,7	4,9	5,1
	10	0,7	0,4	0,6	0,5	1,8	1,8
100	0,01	8,4	6,6	1,4	1,5	14,2	14,6
	0,1	6,5	5,0	1,2	1,2	11,1	11,4
	1	4,6	3,5	1,0	1,0	8,0	8,2
	10	2,7	2,0	0,8	0,7	4,9	5,1
Eindring- tiefe δ [mm]		0,8	0,7	0,1	0,1	1,3	1,4

Tabelle 4.7 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 100$ kHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	0,07	0,04	0,1	0,1	0,2	0,2
	0,1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,08	0,03	0,02	0,02
	1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	0,02	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
40	0,01	0,7	0,4	0,2	0,2	1,1	1,1
	0,1	0,07	0,04	0,1	0,1	0,2	0,2
	1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,08	0,03	0,02	0,02
	10	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	0,02	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
60	0,01	1,2	0,9	0,3	0,3	2,0	2,1
	0,1	0,5	0,4	0,2	0,2	1,1	1,1
	1	0,07	0,04	0,1	0,1	0,2	0,2
	10	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,08	0,03	0,02	0,02
80	0,01	1,8	1,3	0,3	0,4	3,0	3,1
	0,1	1,2	0,9	0,3	0,3	2,0	2,1
	1	0,5	0,4	0,2	0,2	1,1	1,1
	10	0,07	0,04	0,1	0,1	0,2	0,2
100	0,01	2,4	1,8	0,4	0,4	4,0	4,1
	0,1	1,8	1,3	0,3	0,4	3,0	3,1
	1	1,2	0,9	0,3	0,3	2,0	2,1
	10	0,5	0,4	0,2	0,2	1,1	1,1
Eindring- tiefe δ [mm]		0,26	0,21	0,03	0,03	0,43	0,44

Tabelle 4.8 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 1$ MHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,04	0,02	0,02	0,02
	0,1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	0,02	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	10	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
40	0,01	0,07	0,04	0,05	0,05	0,2	0,2
	0,1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,04	0,02	0,02	0,02
	1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	0,02	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
60	0,01	0,3	0,2	0,07	0,07	0,5	0,5
	0,1	0,07	0,04	0,06	0,05	0,2	0,2
	1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,04	0,02	0,02	0,02
	10	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	0,02	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
80	0,01	0,5	0,3	0,1	0,1	0,8	0,8
	0,1	0,3	0,2	0,08	0,07	0,5	0,5
	1	0,07	0,04	0,05	0,05	0,2	0,2
	10	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,04	0,02	0,02	0,02
100	0,01	0,7	0,5	0,1	0,01	1,1	1,1
	0,1	0,5	0,3	0,1	0,01	0,8	0,8
	1	0,3	0,2	0,8	0,07	0,5	0,5
	10	0,07	0,04	0,06	0,05	0,2	0,2
Eindring- tiefe δ [mm]		0,1	0,06	$9,2 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,1	0,1

Tabelle 4.9 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 10$ MHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	0,1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	1	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
40	0,01	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01	0,02	0,02
	0,1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	10	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
60	0,01	0,05	0,04	0,02	0,02	0,1	0,1
	0,1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01	0,02	0,02
	1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
80	0,01	0,1	0,08	0,03	0,03	0,2	0,2
	0,1	0,05	0,04	0,02	0,02	0,1	0,1
	1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01	0,02	0,02
	10	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
100	0,01	0,2	0,1	0,03	0,04	0,3	0,3
	0,1	0,1	0,08	0,03	0,03	0,2	0,2
	1	0,05	0,04	0,02	0,02	0,1	0,1
	10	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01	0,02	0,02
Eindring- tiefe δ [mm]		0,02	0,02	$2,9 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	0,04	0,04

Tabelle 4.10 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 100$ MHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	0,1	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
	1	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-6}$	$0,04 \cdot 10^{-6}$	$1,7 \cdot 10^{-6}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$
40	0,01	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	0,1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	1	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
60	0,01	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,02
	0,1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	10	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
80	0,01	0,03	0,02	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$7,3 \cdot 10^{-3}$	0,05	0,05
	0,1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,02
	1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
100	0,01	0,05	0,03	0,01	0,01	0,08	0,08
	0,1	0,03	0,02	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$7,3 \cdot 10^{-3}$	0,05	0,05
	1	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,02
	10	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
Eindring- tiefe δ [mm]		$8,4 \cdot 10^{-3}$	$6,7 \cdot 10^{-3}$	$0,9 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01

Tabelle 4.11 Mindest-Materialstärke d [mm] eines elektrodynamischen Parallelplattenschirms mit Wandabstand $2x_0$ bei $f = 1$ GHz.

Schirm- dämp- fung [dB]	Wand- abstand $2x_0$ [m]	Alumi- nium	Kupfer	Eisen, $\mu_r = 2000$ $\sigma = 1,5 \cdot 10^6$	Stahl, $\mu_r = 200$ $\sigma = 10 \cdot 10^6$	rost- freier Stahl, $\mu_r = 1$	Messing
20	0,01	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
	0,1	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
	1	$0,07 \cdot 10^{-6}$	$0,04 \cdot 10^{-6}$	$1,7 \cdot 10^{-6}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$
	10	$7,7 \cdot 10^{-9}$	$4,4 \cdot 10^{-9}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,03 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-6}$
40	0,01	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$0,8 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	0,1	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
	1	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-6}$	$0,04 \cdot 10^{-6}$	$1,7 \cdot 10^{-6}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$
60	0,01	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	0,1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$0,8 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	1	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
80	0,01	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01
	0,1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	1	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$0,8 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
	10	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,03 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$	$0,02 \cdot 10^{-3}$
100	0,01	0,01	$8,6 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-3}$	$2,7 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,02
	0,1	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$	0,01	0,01
	1	$0,7 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$
	10	$0,07 \cdot 10^{-3}$	$0,04 \cdot 10^{-3}$	$0,8 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
Eindring- tiefe δ [mm]		$2,7 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$

4.1.5 Leitfähigkeit, Permeabilität und Dielektrizität

„Ideale“ Schirmungsmaterialien verbinden höchste Leitfähigkeit mit höchster Permeabilität. Allerdings müssen sie in den meisten Fällen auch bestimmte mechanische, physikalische und chemische Eigenschaften besitzen sowie kostengünstig sein, was die Auswahl wieder deutlich einschränkt.

Die Materialparameter *Leitfähigkeit* und *Permeabilität* gehen bei der Dimensionierung der Materialstärke in die Berechnung ein. Je geringer Leitfähigkeit bzw. Permeabilität, umso dicker muss das Material sein.

Bei der Betrachtung von Bild 3.17, Schirmdämpfung eines Hohlzylinders, stellen wir fest, dass beim Werkstoff mit hoher Permeabilität (in diesem Fall Eisen mit $\mu_r = 200$) auch im statischen Fall eine Schirmdämpfung > 0 dB erzielt werden kann. Hier wirkt der Schirm als permeabler, magnetostatischer Schirm. Werkstoffe mit $\mu_r = 1$ besitzen diese günstige Eigenschaft nicht. Sie wirken rein als elektrodynamische Schirme. Dies bedeutet in der Praxis, dass zur Schirmung von Gleichfeldern sowie bei niedrigen Frequenzen (z. B. in der Energietechnik) permeable Materialien, also Ferromagnetika, 4.1.1 eingesetzt werden müssen. Die geringere elektrische Leitfähigkeit von Materialien mit hoher Permeabilität kann durch das Hinzufügen einer zweiten hoch leitfähigen Schicht kompensiert werden, was allerdings den Aufwand deutlich steigert.

Bei höherer Frequenz kann auf den Einsatz permeabler Materialien verzichtet werden (Bedingung: $\delta \ll$ Materialstärke). Hier führt eine ausreichende elektrische Leitfähigkeit zum Erfolg.

Dies vergrößert die Auswahl in Frage kommender Schirmmaterialien ungemein. Dafür werden an den Kontaktflächen die Oberflächeneigenschaften des Materials wichtig, auf die im nächsten Abschnitt eingegangen wird.

Die *Dielektrizität* eines Materials spielt bei hochpermittiven dielektrischen Schirmen nach 3.1.1.2 eine Rolle: Der Schirm verhält sich vollständig analog zum hochpermeablen Schirm. Die Schirmdämpfung wächst mit der relativen Dielektrizitätszahl. Bei $\epsilon_r = 1$ ist keine Schirmwirkung vorhanden. Daraus ist auch die begrenzte Wirkung dielektrischer Schirme ablesbar, denn die relative Dielektrizität der in der Praxis verwendeten Stoffe

wird selten den Wert 50 überschreiten.

Bei elektrodynamischen Schirmen im quasistationären Feld ist die Dielektrizität eines Schirmungsmaterials unerheblich. Erst wenn die Wellenlänge in die Größenordnung des Schirms kommt und Ausbreitungs- bzw. Resonanzerscheinungen, z. B. mit dem Impedanzkonzept, betrachtet werden, wird die Dielektrizitätszahl des schirmenden Mediums bedeutsam. Der Wellenwiderstand des Schirmungsmaterials wird durch die Dielektrizität beeinflusst und somit sein Reflexions- bzw. Absorptionsverhalten. Dies ist beispielsweise in Gl. (3.142) daran zu erkennen, dass ϵ_r nur im zweiten Term auftritt, der den Einfluss der Wellenausbreitung beschreibt. Da die meisten Schirmungsmaterialien allerdings metallisch sind und ein ϵ_r von 1 besitzen, erübrigt sich oft bei elektrodynamischen Schirmen die Betrachtung der Dielektrizität.

4.1.6 Oberflächenverhalten und Korrosionsbeständigkeit

Bei einem undichten Aquarium wird man zunächst an den Verbindungsstellen der Glasplatten nach Leckagen suchen. Ähnlich verhält es sich bei elektromagnetischen Schirmen: Bei ausreichender Materialstärke können nur die Verbindungsstellen für eine Verschlechterung der Schirmdämpfung verantwortlich sein. Ein guter elektrischer Kontakt entlang der gesamten Verbindung ist wünschenswert, um das Auftreten von Schlitzen zu vermeiden. Diese Schlitze können, wenn sie in die Größenordnung der halben Wellenlänge kommen, die Wirkung des Schirms zunichte machen. Daher versteht es sich von selbst, dass die Verbindungsstellen frei von Lacken, Beschichtungen oder öligen Belägen sein sollten. Neben diesen Isolationsschichten, die sich durch sauberes Arbeiten vermeiden oder entfernen lassen, gibt es aber noch einen weiteren Feind guter Kontakte: Die *Korrosion*. Unter Korrosion versteht man die allmähliche Zersetzung eines Stoffes durch den Einfluss von Stoffen in seiner Umgebung. Dies beeinträchtigt nicht nur die mechanische Festigkeit, sondern führt an der Oberfläche des Stoffes auch zur Bildung elektrisch isolierender Schichten, was bei Schirmungsanwendungen eine wesentliche Rolle spielt.

Sauerstoffkorrosion: Oxidation durch den Luftsauerstoff. Diese Reaktion ist wohl der bekannteste Korrosionsvorgang. Alle Metalle reagieren mit dem Sauerstoff der Luft und bilden somit Oxidschichten an ihrer Oberflä-

che, die isolierend wirken. Natürlich sind hier die edlen Metalle, allen voran Gold gefolgt von Silber und Kupfer weniger betroffen, weshalb diese Werkstoffe oft als Kontaktmaterialien in Schaltungen verwendet werden. Gold und Silber scheiden bei Schirmungsanwendungen meist aus Kostengründen aus. Kupfer wird hingegen häufiger eingesetzt, da man aufgrund der hohen Leitfähigkeit auch keine dicken Bleche benötigt. Beim Hinzukommen eines Elektrolyts, z. B. Regenwasser, wird die Oxidation deutlich beschleunigt. Bei Kupfer kommt es zur Grünspanbildung, bei Eisen und unlegiertem Stahl zur Rostbildung. Noch unedlere Metalle als Eisen, z. B. Aluminium, bilden eine Passivschicht aus Oxid, die das darunter liegende Metall gegen den Luftsauerstoff abschließt. So wird eine weitere Oxidation verhindert und das Material vor der vollständigen Korrosion bewahrt. Die so gebildeten Oxidschichten sind allerdings nur bedingt elektrisch leitfähig. Dies führt je nach Metall zur Isolation der Kontaktflächen. Edelstahl, genauer gesagt, das im Edelstahl enthaltene Chrom bildet eine Passivschicht aus Chromdioxid, die leitfähig und daher schirmungstechnisch unproblematisch ist, während sie beim Aluminium oder bei verzinkten Oberflächen mechanisch durchstoßen werden muss, siehe 4.1.2.

Kontaktkorrosion: Eine Werkstoffanordnung, bestehend aus Anode, Kathode und Elektrolyt bildet ein sogenanntes *Korrosionselement*. Das ist eine Anordnung von Werkstoffen, die sich wie eine kurzgeschlossene galvanische Zelle verhalten. Betrachten wir z. B. die Anordnung Kupfer – Zink: Beide Stoffe werden an der Oberfläche bei Anwesenheit eines Elektrolyts, z. B. saurem Regenwasser, ionisiert. Dieser Ionisationsvorgang ist beim unedleren Material – hier Zink – deutlich stärker ausgeprägt. Ein Teil der ionisierten Zink-Atome geht in die Lösung, andere bleiben an der Elektrodenoberfläche. Die bei der Ionisation frei gewordenen Elektronen verbleiben auf der Zink-Elektrode, die sich so negativ auflädt (= Anode). Durch die negative Ladung der Zink-Elektrode werden die Zink-Ionen zunächst an der Elektrodenoberfläche festgehalten. An der Kupferelektrode läuft ein ähnlicher Vorgang ab, nur dass weniger Kupfer-Ionen in die Lösung übergehen. Das bedeutet, dass sich in der Kupfer-Elektrode weniger freie Elektronen befinden. Sie ist somit gegenüber der Zink-Elektrode positiv geladen (= Kathode). Die so auftretende Spannung kann gemessen werden (*elektrochemische Spannung*). Geraten Zink und Kupfer in elektrischen Kontakt, fließt ein Strom, so dass sich die Ladungen ausgleichen. Dies wird z. B. bei Batterien ausgenutzt. Wenn sich durch einen Kurz-

schluss die Ladungen vollständig ausgleichen, so dass an der Anode keine negative Spannung mehr anliegt, welche die Zink-Ionen festhält, kommt es zur Korrosion der Zink-Elektrode. An der Kathode kommt es hingegen, mittels der von der Zink-Elektrode „gespendeten“ Elektronen, zur vermehrten Reduktion, d. h. zu einer Verwandlung von Kupfer-Ionen zu Kupfer. Diese Kupferatome lagern sich jedoch nicht wieder an der Kupfer-Elektrode ab, sondern werden abgetragen. Somit führt die Kontaktkorrosion zu einer Zersetzung beider Elektrodenstoffe, wobei das unedlere Metall einen stärkeren Verfall aufweist.

Die Neigung eines Stoffes zur Oxidation wird durch seine Position in der elektrochemischen Spannungsreihe beschrieben, siehe Bild 4.3. Da die elektrochemische Spannung immer nur zwischen zwei Stoffen bestimmt werden kann, wird einer Wasserstoff umspülten Platinelektrode per definitionem das Potenzial 0 V zugeordnet. Die elektrochemische Spannung aller anderen Stoffe gegenüber dieser Normal-Elektrode wird als *Normalpotenzial* bezeichnet.

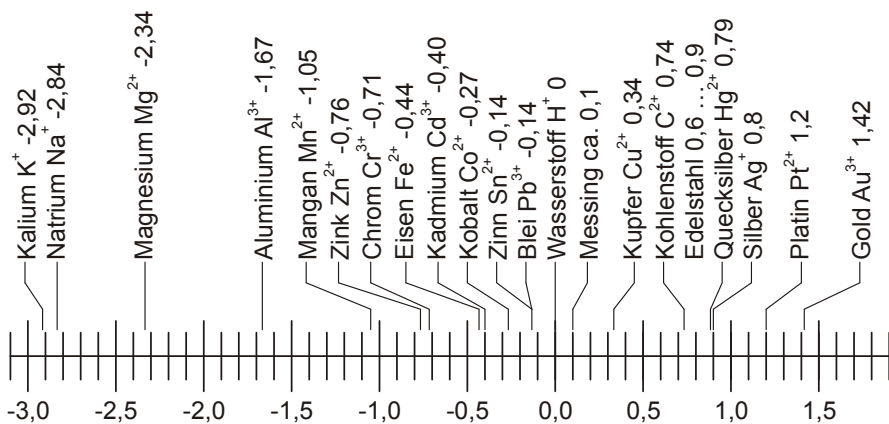


Bild 4.3 Elektrochemische Spannungsreihe: Normalpotenzial einiger Stoffe.

Es gilt: Je niedriger das Normalpotenzial eines Stoffes ist, umso unedler ist er. D. h. er besitzt eine höhere Neigung zur Oxidation.

Um bei der Schaffung elektromagnetischer Schirme das Auftreten von Oxidschichten so weit wie möglich zu vermeiden, sollten an Kontaktflächen nur Stoffe gepaart werden, die in der Spannungsreihe nicht allzu weit auseinander liegen. Beispielsweise treten bei der Paarung Kupfer-Messing keine Probleme auf. Kupfer-Eisen mit einer elektrochemischen Spannung

von $0,34\text{ V} - (-0,44\text{ V}) = 0,78\text{ V}$ ist schon problematisch. Kupfer-Zink mit $0,34\text{ V} - (-0,76\text{ V}) = 1,10\text{ V}$ kann katastrophal werden, denn hier wird nicht nur der elektrische Kontakt zunichte gemacht, sondern die Substanz der beiden Stoffe ist gefährdet.

Die Auswahl elektrochemisch verträglicher Materialien ist Voraussetzung für die dauerhafte Funktion eines Schirms. Die Lebensdauer von leitfähigen Verbindungen wird durch die Korrosion begrenzt.

Sollen in der Praxis dennoch Stoffe mit starker elektrochemischer Spannungsdifferenz in Kontakt gebracht werden, so sind die Kontaktflächen gründlich zu reinigen. Die geschaffene Materialverbindung muss vom umgebenden Luftsauerstoff und von allen Elektrolyten abgeschottet werden. Besser ist es, mit einer Zwischenschicht zu arbeiten, also einer HF-Dichtung, einer leitfähigen Lackschicht oder einem leitfähigen Klebstoff. Auch leitfähige Klebebänder können geeignet sein. Das Material der dieser Zwischenschicht sollte in der Spannungsreihe in der Mitte zwischen den beiden Stoffen stehen. Wenn die Zwischenschicht – z. B. ein Lack – gleichzeitig noch für guten Abschluss gegen Luft und Elektrolyte sorgt, können so gute Ergebnisse erzielt werden.

4.2 Komponenten der elektromagnetischen Schirmung

Für fast alle Herausforderungen der elektromagnetischen Schirmung gibt es auf dem Markt fertige Komponenten. Allerdings muss ein elektromagnetischer Schirm immer als Ganzes betrachtet werden. Nur das Zusammenwirken der passenden Komponenten gewährleistet die geforderte Schirmdämpfung. Die Verwendung guter Einzelteile bewirkt noch nicht automatisch ein gutes Resultat. Daher ist die Kombination geeigneter Komponenten unter Berücksichtigung der wirtschaftlichen Vorgaben das Hauptproblem, das es zu lösen gilt.

4.2.1 HF-Dichtungen

Ideale Verfahrenen, um Bauteile mit durchgehend hoher Leitfähigkeit zu verbinden sind Löten und Schweißen. Auch Nieten oder Verschrauben ist sehr erfolgreich, solange die Abstände klein im Vergleich zur minimalen

maßgeblich Wellenlänge sind. Diese Verfahren besitzen allerdings zwei wesentliche Nachteile: Sie sind teuer in Fertigung bzw. Montage und sie erlauben nur schwer eine Auftrennung der Verbindung, wenn der Schirm geöffnet werden muss (z. B. zur Bedienung oder zu Wartungszwecken.)

Der Einsatz von *HF-Dichtungen* bringt hier wesentliche Vorteile. Sie dienen u. a. zum Verbinden von Gehäusewänden, Anbringen von Einbaubuchsen, Abdichtung von Türen, Klappen oder Revisionsöffnungen.

Prinzipiell muss unterschieden werden zwischen Dichtungen, die

- Bauteile verbinden, welche nie oder nur sehr selten von einander getrennt werden (z. B. Gehäusewände), oder die
- Türen, Klappen, Wellendurchführungen etc. abdichten. Diese sind als bewegliche Teile konzipiert und müssen eine entsprechende Zahl an Bewegungszyklen ohne nennenswerten Verlust der HF-Eigenschaften überstehen.

Dazu kommt, dass Dichtungen korrodieren oder mit der Zeit verschmutzen können (auch durch eigenen Abrieb.) Hier wird ein gewisser Selbstreinigungseffekt gefordert. Außerdem müssen HF-Dichtungen oft noch zusätzliche Funktionen erfüllen wie Feuchtigkeitsschutz, Schutz vor Zugluft, Rauchabdichtung, Schalldichtung, Vibrationsentkopplung etc. Diese Forderungen sind nicht immer mit den Anforderungen an eine gute HF-Dichtung zu vereinbaren. Meist läuft es hier – wie so oft – auf einen Kompromiss hinaus.

Generell gilt für alle HF-Dichtungstypen: Die Kontaktflächen müssen vor dem Aufbringen der Dichtung gereinigt werden – z. B. durch abschleifen und entfetten mit Lösungsmitteln (Aceton) oder Alkohol.

Auch bei Dichtungen gilt der Grundsatz, dass für niederfrequente Felder ein möglichst niederohmiger Kontakt gefordert wird, während bei zunehmender Frequenz eine durchgehende, dichte Verbindung ohne Öffnungen nötig ist.

Bei rein magnetostatischen Schirmen werden im Allgemeinen keine HF-Dichtungen eingesetzt, da diese keine hohe Permeabilität besitzen. Hier sollte durch eine möglichst spaltenfreie Anbindung der Einzelteile der „Eisenkreis“ geschlossen werden.

4.2.1.1 Kontaktfedern

Kontaktfederleisten, auch *Kontaktstreifen* genannt, bestehen meist aus Edelstahl oder Kupfer-Beryllium, einer hochelastischen Kupferlegierung. Sie besitzen eine Reihe von Vorteilen, die sie zu einem bevorzugten Dichtungstyp machen:

- Hervorragende Kontakteigenschaften. Geringer elektrischer Widerstand.
- Sehr gute Beständigkeit: Die Elastizität und somit der Anpressdruck bleibt über lange Zeit und viele Schließzyklen konstant. Diese Eigenschaft macht Kontaktfedern zum bevorzugten Dichtungstyp für hochwertige HF-Türen.
- Selbstreinigende Eigenschaften: Beim Anpressen der Kontaktfedern schleift die Feder über die zu verbindenden Metallteile. So werden Oxidschichten und kleinere Verunreinigungen auf den Oberflächen entfernt. Diese Eigenschaft ermöglicht auch (bedingt) die Verbindung von Bauteilen mit einer Passivschicht z. B. Aluminium. Die Kontaktfeder kratzt sich durch die Oxidschicht.
- Hohe Stromtragfähigkeit – wichtig bei Blitzschutzanwendungen.
- Kontaktstreifen sind mit vielen verschiedenen Oberflächenbeschichtungen erhältlich und können so an das Trägermaterial angepasst werden.

Die Nachteile von Kontaktfederleisten sind

- Hohe Anfälligkeit gegen mechanische Beschädigung. Das Verbiegen der Kontaktfinger führt oft zum Verlust der Elastizität oder zum Abbrechen. Oft werden daher bei HF-Türen die Dichtungen in schützende U-Profile eingebaut, z. B. bei Messerkontakttüren, siehe 4.4.1.2.
- Recht hoher Anpressdruck erforderlich.
- Geringe Toleranz der Spaltmaße: Ein zu großes Spaltmaß führt zur Verringerung des Anpressdrucks und damit zur Reduzierung der erreichten Schirmdämpfung. Ein zu geringes Spaltmaß führt zu sehr hohen Anpresskräften und erschwert damit das Schließen der Verbindung. Bei extrem kleinem Spalt kann die Dichtung beschädigt werden.

- Keine Abdichtung von Feuchtigkeit, Zugluft, Staub oder Schall.
- Recht hoher Preis.

Kontaktfederdichtungen gibt es in unterschiedlichsten Bauformen, die eine Vielzahl von Befestigungsverfahren zulassen, Bild 4.4.

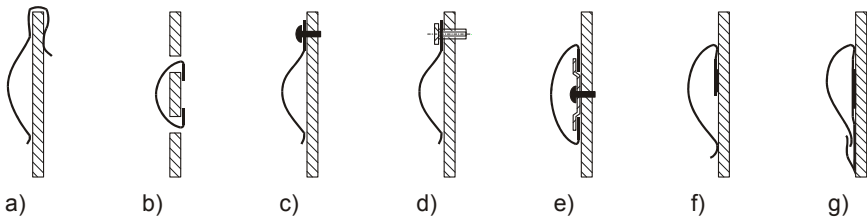


Bild 4.4 Möglichkeiten der Befestigung von Kontaktstreifen: a) Clip-Montage, b) Einrast-Montage, c) Nietmontage, d) Schraubmontage, e) Montage mit Befestigungsleiste, f) Klebmontage, g) Klebmontage mit Überwurffalz. Auch Schweiß- oder Lötmontage ist möglich.

Darüber hinaus gibt es Sonderanfertigungen für die Schirmung von Steckverbindern, Platineneinschüben usw. Bemerkenswert sind Kontakttringe, also ringförmige Kontaktstreifen, welche die Schirmung von Wellendurchführungen erlauben.

Kontaktfederleisten sind mit den unterschiedlichsten Oberflächenbeschichtungen erhältlich. So lassen sich durch Auswahl der geeigneten Beschichtung minimale elektrochemische Spannungsdifferenzen zwischen Schirmwerkstoff und Dichtung erreichen. Meist gibt der Dichtungshersteller ideale Paarungen an. Allerdings wird bei häufig durch Reibung beanspruchten Dichtungen (z. B. Türdichtungen) die Oberflächenbeschichtung mit der Zeit abgeschliffen. Für derartige Anwendungen sollten unbeschichtete Dichtungen zum Einsatz kommen, deren Material eine gute Kompatibilität zum Material des Schirms aufweist, z. B. Kupfer-Beryllium-Dichtungen auf einer Edelstahl-Oberfläche.

Beim Einbau von Kontaktstreifen ist gegebenenfalls deren unsymmetrische Bauform zu beachten, Bild 4.5.

Aus Bild 4.5 ist auch ersichtlich, dass Kontaktfederleisten Kräfte aufnehmen können, die nicht senkrecht zur Dichtungsoberfläche wirken. Dies ist bei vielen anderen Dichtungstypen nicht möglich.



Bild 4.5 Einbau unsymmetrischer Kontaktstreifen

Kontaktstreifen werden in selbstklebender Ausführung angeboten. Der Klebstoff selbst ist normalerweise nicht elektrisch leitfähig. Dies führt dazu, dass der elektrische Kontakt an den Flächen neben der Klebeschicht herbeigeführt werden muss, Bild 4.6.

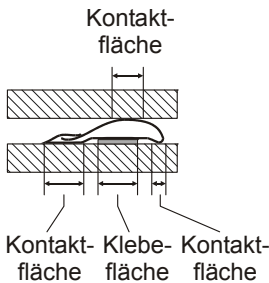


Bild 4.6 Beispiel für eine selbstklebende Kontaktfederleiste. Nur ein Teil der gesamten Dichtungsbreite dient dem elektrischen Kontakt.

Die Kontaktflächen müssen sauber und frei von Lacken oder Fetten sein. Insbesondere beim nachträglichen Lackieren der umgebenden Flächen besteht die Gefahr, dass trotz Abkleben durch Kapillarwirkung Farbe unter die Dichtung gelangt. Dies ist nicht immer sofort zu erkennen. Deshalb sollte sehr großzügig abgeklebt oder bereits vor dem Anbringen der Dichtung lackiert werden.

Bei ungeschützt liegenden Türdichtungen werden durch Festkeilen der Tür, das Einklemmen von Verlängerungskabeln oder durch Unachtsamkeit die HF-Dichtungen leicht beschädigt. Dies gilt für die empfindlichen Kontaktfederleisten in besonderem Maße. Beim Bau geschirmter Räume empfiehlt es sich daher, die Dichtungen so spät wie möglich einzusetzen. Gleiches gilt für HF-Schirmschränke, die mit Komponenten ausgerüstet werden müssen.

Die mit einfachen Kontaktfederleisten maximal erreichbare Schirmdämpf-

fung im Magnetfeld steigt von 0 Hz bis 10 MHz ungefähr linear an und erreicht dort Werte von 80-100 dB. Im Frequenzbereich 10 MHz – 1 GHz (ebene Welle) sind einfache Kontaktfedern für Systeme mit einer elektromagnetischen Schirmdämpfung von mehr als 80 dB geeignet. Dazu müssen Materialpaarung und Anpressdruck optimal gewählt werden. Im Bereich $> 1\text{GHz}$ nimmt die maximal erreichbare Schirmdämpfung wiederum ab, was mit den Schlitten zwischen den Einzelkontakten zusammen hängt.

Durch den Einsatz von doppelten Kontaktstreifen, die versetzt angeordnet sind, lässt sich die Leistungsfähigkeit des Dichtsystems deutlich steigern, Bild 4.7. Die Labyrinthwirkung trägt zusätzlich zur erhöhten Dämpfung bei Frequenzen im Gigahertzbereich bei. Zur weiteren Verbesserung kann der Hohlraum im U-Profil noch mit einem Absorberstreifen ausgestattet werden.

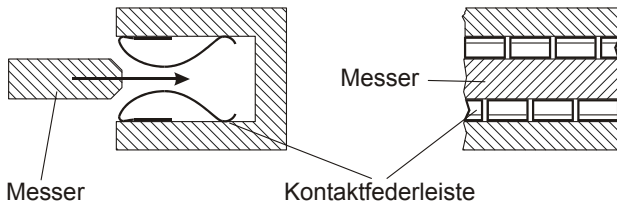


Bild 4.7 Dichtsystem aus zwei versetzt angeordneten Kontaktfederleisten. Das zwischen die Dichtungen eindringende, bewegliche Element wird als Messer bezeichnet. Diese Anordnung wird insbesondere bei hochwertigen HF-Türen, sogenannten Messerkontakttüren, eingesetzt.

Wie bei jeder Feder besteht auch bei Federkontaktleisten ein Zusammenhang zwischen Deformation und Kraft; je stärker die Feder zusammen gedrückt wird, umso mehr Kraft muss aufgewendet werden. Diese Anpresskraft verbessert den elektrischen Kontakt. Ausgelegt sind Kontaktstreifen für eine Nennhöhe h_n – auch Designhöhe genannt – Bild 4.8.

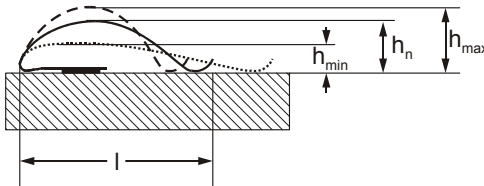


Bild 4.8 Querschnitt durch eine Kontaktfederleiste in gepresstem Zustand.

Die bei Nennhöhe auftretende Anpresskraft F_n variiert stark mit dem ver-

wendeten Dichtungstyp. Sie kann typische Werte von 50 N/m bis 2000 N/m annehmen. Die aufzuwendende Kraft ist ein wichtiges Kriterium bei der Auswahl geeigneter Dichtungen. Mit ungefähr halber Nennkraft $F_n/2$ kann die Dichtung nur auf ihre maximale Höhe h_{\max} zusammengedrückt werden, mit ungefähr doppelter Kraft $2 F_n$ auf die minimale Höhe h_{\min} . Bei Überschreitung der Höhe h_{\max} ist kein zuverlässiger Kontakt mehr gewährleistet, bei Unterschreitung von h_{\min} besteht die Gefahr der Beschädigung der Dichtung. Die besten Schirmdämpfungswerte werden bei maximalem Druck erreicht. Sie variieren innerhalb des Arbeitsbereichs der Dichtung um ca. 10 dB.

Eine Verringerung der Schließkräfte lässt sich durch sparsames (!) Auftragen von Multiölen (WD-40, Caramba-Multiöl etc.) auf die Gegenkontaktflächen erzielen. Das aufgesprühte Öl sollte aber mit einem sauberen Tuch sorgfältig abgewischt werden, so dass nur ein ganz dünner Film zurück bleibt.

In der Praxis ist oft nicht die Anpresskraft, sondern das Spaltmaß wählbar oder durch die Konstruktion vorgegeben. Anhand der Angaben des Dichtungsherstellers lassen sich die auftretenden Kräfte ermitteln. Die bei der Kompression der HF-Dichtung entstehenden Kräfte muss die Konstruktion aufnehmen können, ohne sich zu verziehen. Auch müssen bei Türen oder Klappen die entstehenden Schließkräfte berücksichtigt werden. Sehr wichtig ist die geringe Toleranz der Spaltmaße: Je nach Dichtungstyp können sich die Anpresskräfte bei einer Abweichung von 1 mm verdoppeln oder halbieren. Allgemein haben Dichtungen mit einer größeren Nennhöhe einen größeren Arbeitsbereich und können so Fertigungstoleranzen leichter ausgleichen.

4.2.1.2 Metallische Gestrückdichtungen

Dichtungen aus *Metallgestrick* sind der Klassiker unter den HF-Dichtungen. Sie bestehen aus Edelstahl, Kupfer-Beryllium, Aluminium oder Monel, einer Legierung aus ungefähr 65% Nickel, 33% Kupfer und 2% Eisen. Sie sind als reine Gestrückdichtungen oder mit Elastomerkern erhältlich.

Vorteile von Gestrückdichtungen sind

- Gute Kontakteigenschaften. Geringer elektrischer Widerstand.

- Sehr robuster Dichtungstyp: Äußerst geringe Anfälligkeit gegenüber mechanischer Beschädigung.
- Große Aggressivität gegenüber Oxidschichten. Diese werden bei entsprechendem Anpressdruck von den Einzeldrähten durchbrochen.
- Hohe Stromtragfähigkeit – wichtig bei Blitzschutzanwendungen.
- Durch geeignete Wahl des Materials kann eine weitgehende elektrochemische Verträglichkeit erreicht werden.

Die Nachteile von Gestrickdichtungen sind

- Geringe Elastizität, zumindest bei Dichtungen ohne Elastomerkern.
- Bei Montage mit Höhenanschlag: Geringe Toleranz der Spaltmaße.
- Sehr hoher Anpressdruck erforderlich.
- Keine Abdichtung von Feuchtigkeit, Zugluft, Staub oder Schall. – Es gibt allerdings Kombinationen aus Gestrick- und Elastomerdichtungen, die eine zusätzliche Dichtwirkung gegenüber Umwelteinflüssen besitzen.
- Die Anpresskraft muss immer senkrecht zur Dichtungsoberfläche wirken. Das Auftreten von Scherkräften ist ungünstig.

Eine Vielzahl von Querschnitten in allen mögliche Abmessungen ist auf dem Markt erhältlich. Es gibt sie aus Vollmetall-Gestrick, hohl oder mit Elastomer-Kern, vgl. 4.2.1.3 und 4.2.1.4. Einige Bauformen zeigt Bild 4.9.

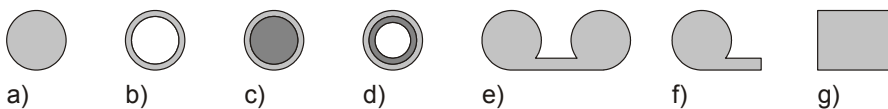


Bild 4.9 Beispiele für Querschnitte von Gestrickdichtungen. a) Vollmetall-Schnur, b) Hohlschnur, c) Rundschnur mit Elastomer-Kern, d) Rundschnur mit Silikonschlauch, e) Doppelschnur mit Steg, f) Vollmetall-Schnur mit Fahne g) Rechteck-Gestrickdichtung.

Viele Dichtungstypen sind mit Klebebeschichtung erhältlich. Eine weitere Bauform sind „Schirmungs-Unterlegscheiben“ aus Metall-Gestrick, die zur niederohmigen Schraubverbindung verwendet werden. Die Montagemöglichkeiten sind sehr zahlreich. Einige Beispiele zeigt Bild 4.10.

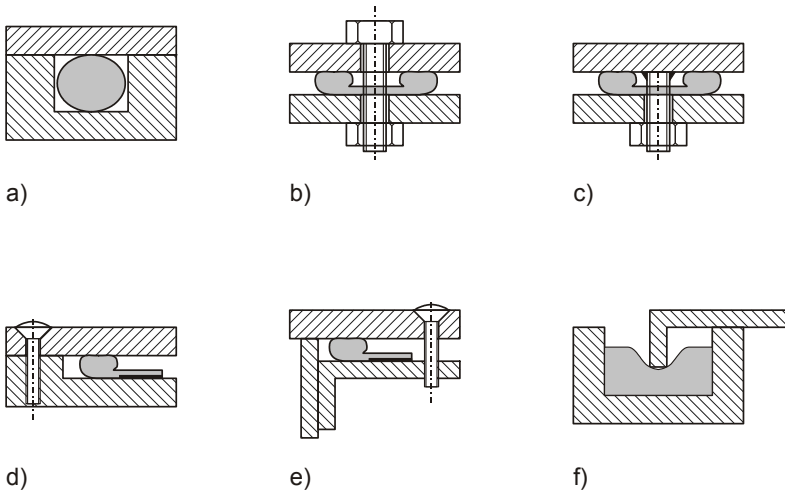


Bild 4.10 Einige mögliche Montagethoden von Gestrickdichtungen: a) Nutmontage, b) Verschraubung ohne Höhenanschlag, c) Verschraubung mittels aufgeschweißtem Gewindebolzen ohne Höhenanschlag, d) und e) Selbstklebedichtung mit Höhenanschlag, f) Rechteckdichtung mit Elastomer-Kern und Messerkontakt.

Es sind Montageanordnungen mit und ohne Höhenanschlag zu unterscheiden. Bei Vorhandensein eines Anschlags kann den Herstellerangaben die ideale Höhe entnommen werden. Der Zusammenhang zwischen Dichtungshöhe und Anpresskraft ist jedoch bei Vollmetallgestriken stark unlinear. Mit anderen Worten: Bei nur geringer Überschreitung des Nennspaltmaßes kann es vorkommen, dass kein elektrischer Kontakt der Dichtung mehr vorhanden ist. Eine Unterschreitung des Spaltmaßes führt sofort zu wesentlich erhöhten Kräften. Diese Nachteile von Vollmetall-Dichtungen werden bei Dichtungen mit Elastomer- oder Silikonkern ausgeglichen. Diese Dichtungen weisen eine größere Elastizität bei einer größeren Toleranz gegenüber Abweichungen vom Soll-Spaltmaß auf. Allerdings besitzen sie, wie alle Elastomer- oder Kunststoffdichtungen den Nachteil, dass ihre Elastizität mit der Zeit verloren geht. Wenn diese Dichtungen im eingebauten Zustand angepresst werden, „gewöhnen“ sie sich mit der Zeit an die Deformation. Die Anpresskraft lässt nach und somit reduziert sich die Schirmdämpfung.

Die Dichtungsmontage ohne Höhenanschlag wird sehr häufig bei Verbindungen verwendet, die selten gelöst werden müssen, z. B. bei der Verschraubung von Schirmkabinen, Revisionsdeckeln etc. Normaler Weise

werden hier Gestrickdichtungen ohne Elastomerkern eingesetzt. Das Einstellen der Anpresskraft erfolgt über das Drehmoment der Schraubverbindungen, siehe Bild 4.10 b) und c). Diese Art der HF-dichten Komponentenverbindung hat sich sehr bewährt, Schirmkabinen behalten so beispielsweise über Jahrzehnte ihre spezifizierte Schirmdämpfung. Allerdings müssen die zu verbindenden Einzelteile sehr steif sein, damit im Spalt keine Aufwölbung entsteht. Aus dem gleichen Grund dürfen die Verschraubungspunkte auch keinen zu großen Abstand haben. Je nach gewünschter Schirmdämpfung sind Abstände unter 10 cm erforderlich.

Mit Edelstahl- oder Monelgestrickdichtungen lassen sich System-Schirmdämpfungen > 110 dB (ebene Welle 10 MHz – 1 GHz) realisieren. Insbesondere Schirmkabinen, deren Module verschraubt und mit Vollmetall-Gestrickdichtungen versehen werden, siehe Bild 4.10 b), erreichen dauerhaft höchste Schirmdämpfungswerte. Im Magnetfeld steigt die maximal erreichbare Schirmdämpfung linear mit der Frequenz an und erreicht einen Wert von ca. 80 bis 100 dB bei 10 MHz – die Messergebnisse sind hier vom verwendeten Messaufbau abhängig. Oberhalb von 1 GHz ist eine schwache Abnahme der Schirmdämpfung feststellbar, aber es können immer noch leicht Werte > 100 dB erreicht werden. Die HF-Dichtigkeit einer doppelten Gestrickdichtung wie in Bild 4.10 b) wird praktisch nur von dicht geschweißten oder gelöteten Verbindungen übertroffen.

4.2.1.3 Leitfähige Elastomerdichtungen

Elastomere sind feste Kunststoffe, die sich elastisch verformen lassen. Elastisch heißt, dass sie nach der Verformung wieder ihre ursprüngliche Form annehmen, wenn keine äußere Kraft mehr auf sie einwirkt. Interessanter Weise speichern die Elastomere keine Verformungsenergie (wie Metallfedern), sondern geben diese als Wärme an die Umgebung ab. Bei der Rückkehr zur ursprünglichen Form nehmen sie wiederum Wärmeenergie aus der Umgebung auf. Dies zeigt sich in der längeren Zeit, die ein Elastomer zur Rückkehr in seine alte Form benötigt. Während Federn ihre mechanische Spannung sofort abbauen und nur durch Trägheit und Reibung gebremst werden, muss beim Elastomer erst eine Wärmezufuhr erfolgen. Bei höheren Temperaturen funktioniert dies leichter, während mit zunehmender Kälte das Elastomer seine Elastizität immer mehr verliert.

Bekanntestes Beispiel für eine Elastomer ist Gummi, aber auch synthetisch

hergestellte Polymere wie Silikon oder EPDM (Ethylen-Propylen-Dien-Kautschuk) gehören dazu. Diese Polymere dienen als Basis für HF-Dichtungen, denn sie werden durch den Zusatz metallischer Partikel, Fäden oder Gewebe leitfähig gemacht. Typische Basispolymere für Dichtungen sind thermoplastischer Gummi, Silikon, Fluorsilikon, Fluorkarbon und EPDM. Beigegeben werden beispielsweise Silber, versilberte Partikel, Kupfer, Aluminium, Nickel aber auch Kohlenstoff.

Leitfähige Elastomerdichtungen besitzen folgende Vorteile:

- Geringe Anpresskräfte.
- Guter Ausgleich von Spaltmaßtoleranzen.
- Sie können gleichzeitig als Umweltdichtungen dienen und vor Feuchtigkeit, Staub, Zugluft oder Schall schützen. Bei entsprechendem Flansch können auch druckdichte Verbindungen geschaffen werden.
- Eine Vielzahl von Profilen ist erhältlich. Bei entsprechender Bestellmenge können auch kundenspezifische Profile angefertigt werden. Damit können vorhandene herkömmliche Dichtungen gegen leitfähige ausgetauscht werden.
- Das Polymer schottet die leitfähige Verbindung gegen den Luftsauerstoff und gegen Elektrolyte ab. Damit besteht geringere Korrosionsgefahr.
- Günstiger Preis.

Die Nachteile von Elastomerdichtungen sind:

- Temperaturabhängigkeit der Elastizität. Mindestens Zimmertemperatur erforderlich.
- Die Elastizität der Dichtung nimmt mit der Zeit ab. Begrenzte Lebensdauer.
- Bei zu großen Temperaturen irreversible Verformung.
- Relativ geringe elektrische Leitfähigkeit des Dichtungsverbundes: Elastomerdichtungen sind zur Schirmung quasistatischer Magnetfelder (< 1 MHz) praktisch ungeeignet.
- Keine selbstreinigenden Eigenschaften, keine Durchdringung von Oxidschichten.

- Geringe Stromtragfähigkeit.

Elastomerdichtungen werden durch *Extrusion* hergestellt, d. h., das erhitzte und homogenisierte Polymer wird durch eine Düse gepresst und anschließend abgekühlt. So sind komplexe Profilquerschnitte zu realisieren, die zusätzliche Montagethoden erlauben, Bild 4.11.

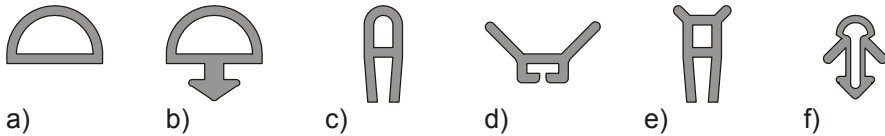


Bild 4.11 Beispiele für Elastomer-Dichtungsprofile. Sie können mit vergleichsweise geringen Kosten kundenspezifisch angefertigt werden.

Bei der Auswahl von Elastomerdichtungen sollte auf die elektrochemische Verträglichkeit der leitfähigen Partikel mit den Kontaktflächen geachtet werden. Allerdings sorgt die Dichtwirkung des Elastomer-Kunststoffes dafür, dass weniger Luftsauerstoff oder Elektrolyt an die Kontaktflächen gelangt, was die Korrosionsneigung reduziert.

Der Hauptvorteil von leitfähigen Elastomerdichtungen ist ihre gleichzeitige Verwendbarkeit als Umweltdichtungen, also zur Abdichtung gegen das Eindringen von Feuchtigkeit, Staub oder Zugluft. Allerdings muss dabei beachtet werden, dass beim Öffnen der Verbindung eben diese Umwelteinflüsse auf die Kontaktflächen einwirken und durch Verschmutzung den elektrischen Kontakt deutlich reduzieren. Da Elastomerdichtungen keinen Selbstreinigungseffekt besitzen, verschlechtert sich so die Schirmdämpfung drastisch.

Aufgrund ihrer mäßigen Leitfähigkeit sind leitfähige Elastomerdichtungen kaum zur Schirmung quasistatischer Magnetfelder geeignet. Ihre Stärke besitzen sie im hohen MHz- und im Gigahertz-Bereich, wo kleine Spalte schon eine Rolle spielen können. Diese werden von Elastomerdichtungen aufgrund ihrer hohen Elastizität zuverlässiger verschlossen als bei anderen Dichtungstypen.

Die Haltbarkeit von Elastomerdichtungen hängt stark von den Umgebungsbedingungen ab: Temperatur, mechanische Einflüsse, aber auch beispielsweise UV-Strahlung begrenzen die Lebensdauer. Sie hängt auch sehr von der Art des Basispolymers ab. Einige Hersteller spezifizieren die Lebensdauer in Abhängigkeit von den Umgebungsbedingungen. In jedem

Fall nehmen aber die Elastizität der Dichtungen und damit die erreichbare Schirmdämpfung mit der Zeit ab.

Elastomerdichtungen besitzen eine Art „Gedächtnis“, das auch tatsächlich als Memory-Effekt bezeichnet wird. Wurden sie längere Zeit in eine bestimmte Form gepresst, so dauert die Wiederherstellung der ursprünglichen Form umso länger. Dieses Verhalten muss bei der Auslegung der Dichtungsflansche bzw. Spaltmaße berücksichtigt werden.

4.2.1.4 Elastomerdichtungen mit metallisiertem Textilüberzug

Auch isolierende Elastomerprofile, die mit leitfähigen Textilien überzogen sind, können als HF-Dichtungen eingesetzt werden (eng. fabric over foam).

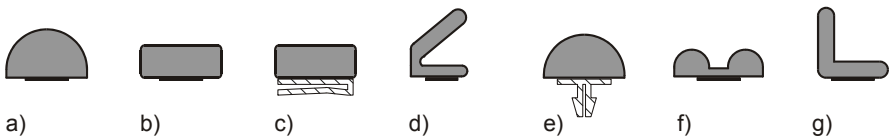


Bild 4.12 Beispiele für Profilquerschnitte von geschäumten Dichtungen mit leitfähigem Textilüberzug.

Leitfähige Textilien sind Vliesstoffe oder Gewebe mit einer leitfähigen Beschichtung, 4.1.3. Da sie eine hohe Biegsamkeit besitzen, können zusammen mit dem Elastomerkern hochflexible HF-Dichtungen aufgebaut werden. Aufgrund des geringen elektrischen Widerstands der Metallbeschichtung haben sie bessere HF-Eigenschaften, als Dichtungen aus leitfähigem Elastomer, die im vorangegangenen Abschnitt beschrieben sind. Auch können die Elastomere geringere Dichten besitzen, da sie keine leitfähigen Partikel enthalten, die in Kontakt gebracht werden müssen. Es können also sehr „luftige“ Schäume eingesetzt werden, die mit minimalen Schließkräften große Spalte überbrücken. Die verwendeten Textilien besitzen wegen der Widerstandsfähigkeit des Trägermaterials (meist Nylon oder Polyester) eine höhere Lebensdauer, als man das auf den ersten Blick von den „fabric over foam“-Dichtungen erwarten würde. Als Umweltdichtungen sind sie allerdings nur sehr bedingt einsetzbar.

Das häufigste Montageverfahren ist die Klebmontage. Zusätzliche kann die Dichtung in eine Nut eingesetzt werden, um sie zu stützen und vor

mechanischen Beschädigungen zu schützen. Zusammen mit einem „Messers“ erhält man zusätzlich eine Labyrinthwirkung der Anordnung, die der in Bild 4.10 f) entspricht. Darüber hinaus sind Clip- oder Nietmontage-techniken möglich, siehe Bild 4.12.

Die Vorteile dieser Dichtungsbauart sind:

- Äußerst geringe Anpresskräfte.
- Sehr guter Ausgleich von Spaltmaßtoleranzen, insbesondere bei großen Spaltmaßen.
- Unterschiedlichste Profilgeometrien erhältlich.
- In selbstverlöschender Ausführung erhältlich. Verwendbarkeit als Rauchdichtung.
- Günstiger Preis.

Die Nachteile sind:

- Die Elastizität der Dichtung nimmt mit der Zeit ab. Begrenzte Lebensdauer.
- Temperaturabhängigkeit der Elastizität.
- Bei zu großen Temperaturen irreversible Verformung.
- Im Vergleich zu voll metallischen Dichtungen geringere elektrische Leitfähigkeit. Geringere Eignung zur Schirmung quasistatischer Magnetfelder (< 1 MHz).
- Geringe selbstreinigende Eigenschaften, kaum Durchdringung von Oxidschichten.
- Geringe Stromtragfähigkeit.

Hinsichtlich der Schirmdämpfung stehen textilüberzogene Elastomerdichtungen zwischen den HF-Dichtungen aus leitfähigem Elastomer und den rein metallischen Dichtungen. Ab ca. 10 MHz sind sie für Systeme mit einer Schirmdämpfung 60 - 80 dB geeignet. Auch diese Elastomerdichtungen besitzen einen Memory-Effekt, d. h., sie benötigen bei lang anhaltender Pressung länger, um ihre ursprüngliche Form wieder anzunehmen.

4.2.1.5 Übersicht über verschiedene HF-Dichtungstypen

Tabelle 4.12 HF-Dichtungstypen im Vergleich

	Kontaktfedern	Gestrickdichtungen	Gestrickdichtungen mit Elastomerkern	Leitfähige Elastomerdichtungen	Elastomerdichtungen mit met. Textilüberzug
Erreichbare Systemschirmdämpfung [dB] (Ebene Welle 10 MHz – 3 GHz)	70 – 100 bis 120 bei Messerkontakten	70 – 100 > 120 bei verschraubten Flanschen	60 - 90	40 – 80	60 – 90
Erreichbare Systemschirmdämpfung [dB] (Magnetfeld, 200 kHz)	60	60	50	40	40
nötige Anpresskraft	hoch	sehr hoch	gering	gering	gering
Selbstreinigende Eigenschaften	ja	gering	gering	nein	gering
Durchdringung von Oxidschichten	gut	sehr gut	gut	keine	keine
Ausgleich von Spaltmatoleranzen β	abhängig von Dichtungshöhe	gering	gut	gut	gut
Anfälligkeit gegen mech. Beschädigung	hoch	sehr gering	gering	gering	gering
Beständigkeit der Elastizität	hoch	hoch	gering	gering	gering
Verwendbarkeit als Umweltdichtung	nein	nein	bedingt	ja	bedingt
Maximaler Strom	sehr hoch	sehr hoch	hoch	gering	gering
Temperaturbereich [°C]	bis 120	bis 260	-40 bis 120	20 bis 200	-30 bis 100
Preis	sehr hoch	hoch	hoch	niedrig	niedrig

Bild 4.13 zeigt exemplarisch einige unterschiedliche HF-Dichtungen.

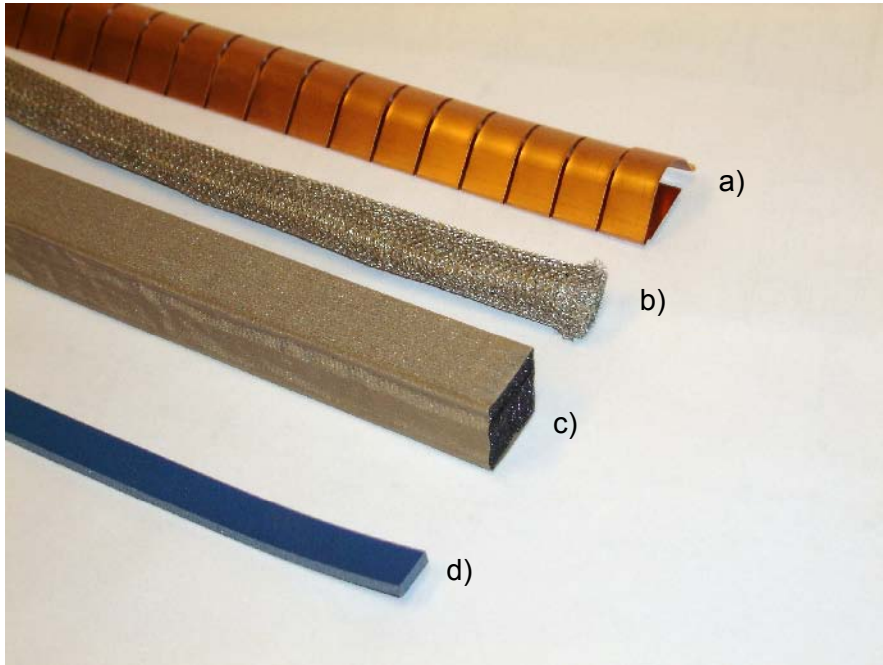


Bild 4.13 Verschiedene HF-Dichtungstypen: a) Kontaktstreifen, b) Ganzmetall-Gestrickdichtung, c) geschäumte Elastomerdichtung mit leitfähigem Textilüberzug und d) Dichtung aus leitfähigem Elastomer.

4.2.2 Durchführung elektrischer Leitungen durch Schirme

Die meisten elektromagnetischen Schirme enthalten elektrische oder elektronische Komponenten, die mit Leitungen an ihre „elektronische Umwelt“ angeschlossen werden. Netzleitungen, Steuer- und Signalleitungen, Datenleitungen... es gibt eine unübersehbare Anzahl von Leitungstypen und Standards. Wie können wir elektrische Leitungen durch eine Schirmhülle hindurch führen? Wir können ein Loch in die Schirmwand bohren und die Leitung hindurch ziehen. Die Folgen einer solchen völlig „unbehandelten“ Einführung elektrischer Leitungen sind fatal: Sie können den gesamten Erfolg aller anderen Schirmungsmaßnahmen zunichte machen. Die Felder, die vom Schirm eigentlich abgeschirmt werden sollen, induzieren Störspannungen oder influenzieren Störströme, die über die elektrische Leitung

durch die Schirmung hindurch geführt werden. Sie überlagern die auf der Leitung übertragenen Nutzsignale und erzeugen wiederum Störfelder, die in andere Stromkreise einkoppeln können. Die wirksamen Einkopplungsmechanismen sind in Bild 4.14 dargestellt.

Im Folgenden gehen wir von einer Feldursache außerhalb des Schirms aus, um die verbale Beschreibung zu vereinfachen. Die Wirkungsrichtung (= Richtung des Energieflusses) lässt sich natürlich auch umdrehen, wenn sich die Feldursache im Inneren des Schirms befindet.

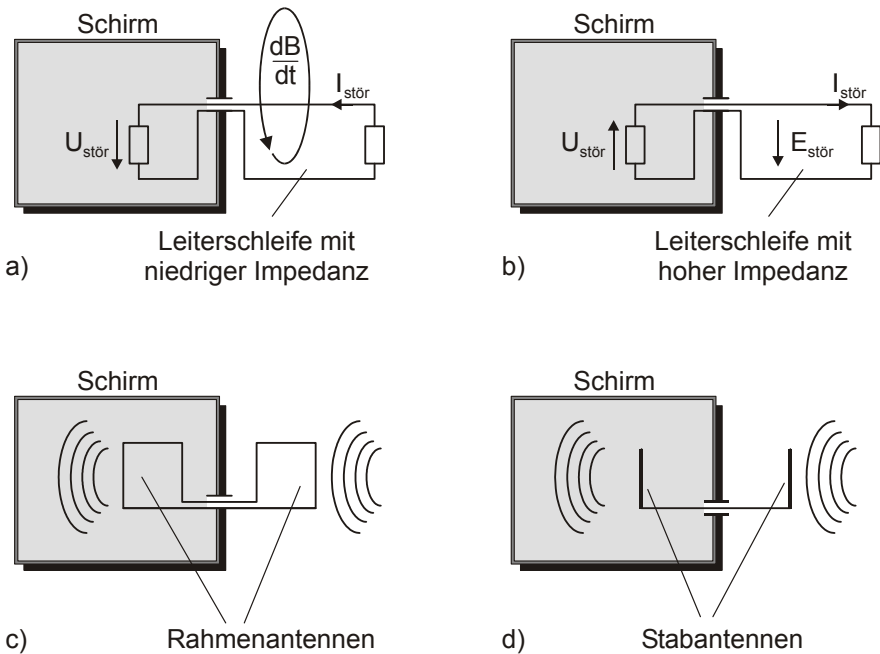


Bild 4.14 Ungefiltertes Einführen von Leitungen in Schirme: a) induktive Kopplung, b) kapazitive Kopplung, c) Strahlungskopplung – magnetische Komponente, d) Strahlungskopplung – elektrische Komponente

Im Falle der *induktiven Kopplung*, Bild 4.14 a), wirkt ein Magnetfeld – häufig das 50 Hz Magnetfeld des Stromnetzes – auf eine Leiterschleife ein und induziert dort eine Störspannung. Diese treibt einen Störstrom durch die niederimpedante Leiterschleife und erzeugt so Störungen auf dem Nutzstromkreis, was die Funktion des Stromkreises beeinträchtigen kann. Das Problem ist auch als *Brummschleife* bekannt. Oft ist die Erde Bestandteil dieser Leiterschleife (*Erdschleife*), vgl. 4.5.5. Daher verschwinden die

Brummstörungen beim Auftrennen der Erdverbindung. Allerdings ist dies aus Sicherheitsgründen nicht immer möglich. Die durch induktive Kopplung hervor gerufenen Störströme verursachen wiederum Störfelder im Inneren des Schirms. Dies geschieht insbesondere durch Leiterschleifen im Schirm, so genannten *pig-tail*-Verbindungen. Damit wird aus dem schaltungstechnischen Problem der induktiven Kopplung ein schirmungstechnisches, denn die Wirksamkeit der Schirmung magnetischer Felder wird so beeinträchtigt.

Die *kapazitive Kopplung*, Bild 4.14 b), tritt seltener auf. Hier influenziert ein äußeres elektrisches Feld Ladungen auf dem betrachteten Stromkreis. Auch hier kommt es zu Störströmen, dies den Nutzstromkreis beeinträchtigen und die im Inneren des Schirms störende Felder verursachen.

Durch geeignete Anordnung der Leiter eines Stromkreises kann das Auftreten von induktiver oder kapazitiver Einkopplungen reduziert werden (Verdrillen der Leitungen!!!)

Kapazitive und induktive Kopplung werden auch zusammenfassend als *Feldkopplung* bezeichnet. Ein wichtiges Begriffspaar ist in beiden Fällen das der *Gleichtakt-* und *Gegentaktstörungen*, Bild 4.15. Wird durch das äußere Feld durch ein Leiterpaar ein Strom getrieben, der die beiden Leiter gegensinnig durchfließt, wird dieser als *Gegentaktstrom* bezeichnet, Bild 4.15 a). Dies geschieht z. B. durch die oben beschriebene induktive Einkopplung in die Leiterschleife mit ihren störenden Auswirkungen. Aber auch ein elektrisches Feld kann Gegenteilstörungen bewirken, wenn es eine Spannungsdifferenz zwischen den Leitern erzeugt.

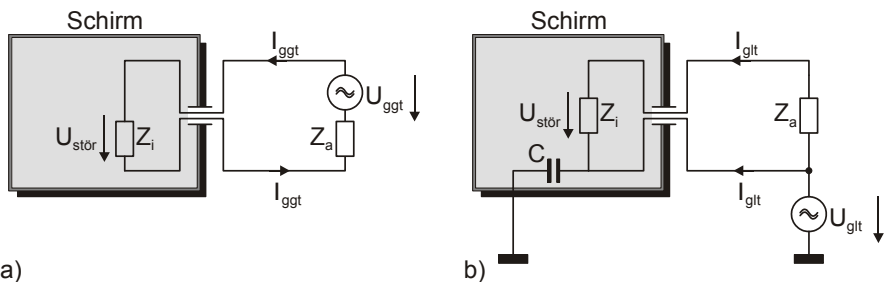


Bild 4.15 Eindringen von a) Gegenaktströmen und b) Gleichtaktströmen in Schirme.

Wenn durch das äußere Feld zwischen den Leitern und einer Bezugsmasse

die gleiche Spannung erzeugt wird, bezeichnet man sie als *Gleichtaktspannung*, Bild 4.15 b). Nehmen wir an, im Schirm befindet sich eine Impedanz zwischen Nutzstromkreis und Gehäuse, in diesem Fall eine Kapazität C . Solange diese klein genug und auch die Frequenz klein genug ist, kann die Gleichtaktspannung keinen Gleichtaktstrom durch die Leiter treiben, da der Stromkreis nicht geschlossen ist. Sobald der Leitwert der Kapazität $j\omega C$ allerdings ausreichend groß ist, werden im Nutzstromkreis – je nach Symmetrie des Aufbaus – Störungen erzeugt. Wichtig für die Schirmung jedoch: Die Kapazität C repräsentiert ein elektrisches Feld, welches sich im Inneren des Schirms befindet. Das heißt, die Schirmung wird wesentlich beeinträchtigt.

Bei der *Strahlungskopplung* wirken ebenfalls die Mechanismen wie bei der induktiven bzw. kapazitiven Kopplung, allerdings treten beide Kopplungsarten gleichzeitig auf. Die Leitungen, die durch die Schirmhüllen geführt werden, wirken als Antennen. Sie wandeln sowohl die magnetische, als auch die elektrische Komponente einer einfallenden elektromagnetischen Welle in leitungsgeführte elektromagnetische Energie um und transportieren diese ins Innere des Schirms. Dort wiederum kommt es zur Abstrahlung und insgesamt zum Zusammenbrechen der Schirmung. Vereinfacht kann man sich Leiter bzw. Leiterschleifen als Stab- und Rahmenantennen vorstellen, die durch eine Leitung, welche die Schirmhülle durchdringt, miteinander verbunden sind, Bild 4.14 c) und d).

Die unbehandelte Einführung von Leitungen in einen Schirm ermöglicht nicht nur die Einkopplung leitungsgeführter Störungen. Auch die Wirksamkeit des Schirms wird wesentlich verringert!

Der Vollständigkeit halber sei noch angemerkt, dass es neben der induktiven, kapazitiven Kopplung und der Strahlungskopplung auch noch die *galvanische Kopplung* gibt. Die galvanische Kopplung kann, ähnlich wie die induktive Kopplung, Störungen in Nutzstromkreisen erzeugen. Kennzeichen für die galvanische Kopplung ist eine gemeinsame Impedanz von Stör- und von Nutzstromkreis in Form eines Leiters oder Bauelements. Da es sich dabei aber um kein Feldproblem handelt, sondern um ein schaltungstechnisches Problem, spielt es hinsichtlich der Schirmung eines Systems keine Rolle.

Um trotz der oben aufgeführten Kopplungsmechanismen elektrische Lei-

tungen in ein geschirmtes Gehäuse oder in einen geschirmten Raum einführen zu können, gibt es unterschiedliche Ansätze, die in den nächsten Abschnitten vorgestellt werden:

- Der Einsatz von *Filtern* als diskrete Bauelemente, siehe 4.2.2.1.
- Der Einsatz von *Ferriten*, siehe 4.2.2.2., gegebenenfalls in Kombination mit Filterschaltungen.
- Die Verwendung von *geschirmten Leitungen* und Anbindung des Kabelschirms, vgl. 4.5.5.
- Die Umsetzung elektrischer Signale auf *Lichtwellenleiter*, siehe 4.2.3.

4.2.2.1 Filter und Durchführungskondensatoren

Die Leitungen, welche die Schirmhülle durchdringen, müssen ihren Zweck erfüllen und ihre *Nutzsignale* übertragen. Dies können Steuer- oder Datensignale sein. Aber auch die Leitungen zur Stromversorgung, z. B. 50 Hz Netzleitungen, durchdringen oft den Schirm. Auf der anderen Seite sollen ungewollte Signale oder Störungen gesperrt werden. Hier stehen wir offensichtlich vor dem Dilemma, gewollte und ungewollte Signale voneinander zu unterscheiden. Das einzige physikalische Merkmal, das sich zur Unterscheidung anbietet, ist die Frequenz. Wir benötigen also Schaltungen, die im genutzten Frequenzbereich niederohmig sind bzw. eine niedrige Dämpfung besitzen (*Durchlassbereich*), im ungenutzten Frequenzbereich jedoch hochohmig mit einer sehr hohen Dämpfung (*Sperrbereich*). Diese Aufgabe wird von meist passiven Schaltungen erfüllt, die als *Filter* bezeichnet werden.

Filter für Schirmungszwecke müssen folgende Eigenschaften besitzen:

- Geringe Dämpfung im Durchlassbereich: Der Filter darf das Nutzsignal nicht derart beeinflussen, dass dessen Funktion nicht mehr gewährleistet ist oder zu hohe Energieverluste auftreten.
- Hohe Dämpfung im Sperrbereich. Die Dämpfung sollte höher sein, als die Schirmdämpfung des Gesamtsystems.
- Impedanzanpassung: Die HF-Impedanz des Filters sollte mit der Impedanz der Signalleitung übereinstimmen.
- Ausreichende Spannungsfestigkeit.

- Ausreichender Nennstrom.
- Geringe Verluste (wichtig bei Netzfiltern!)
- Geschirmtes Filtergehäuse: Bei Schirmen im HF-Bereich muss das Filtergehäuse geschirmt sein und HF-dicht an die Schirmwand angeschlossen sein. Diese Anforderung wird nur von speziellen Filtern für Schirmgehäuse oder geschirmte Räume erfüllt.
- Je nach Anwendungsfall sind Filter mit integriertem Überspannungs- bzw. EMP-Schutz erforderlich

Bei der Schirmung quasistationärer Felder (bis in den hohen kHz-Bereich) kann das Problem der Filterung auf eine rein schaltungstechnische Aufgabenstellung zurück geführt werden: Eine induktive oder kapazitive Einkopplung erzeugt auf der Leitung ungewollte Ströme und Spannungen, die z. B. mit einem Oszilloskop sichtbar gemacht und durch Filterung eliminiert werden können.

Es gibt – neben Filtern in der Signalverarbeitung – auch Entstörfilter zur Unterdrückung leitungsgeführter Störungen, wie sie z. B. beim Einsatz von getakteten Netzteilen entstehen. Diese Filter sind nur bedingt als Filter für Schirmungszwecke einsetzbar.

Die Filterung ist allerdings nur eine von vielen möglichen Maßnahmen. Erfolg versprechend ist im Niederfrequenz-Bereich auch eine geänderte Leitungsführung, das Verdrillen der Leitung oder die Magnetfeldschirmung von Kabeltrassen, siehe 4.4.7.

Im HF-Bereich bietet sich neben der Filterung der Einsatz von Leitungsferriten, die Verwendung verdrillter Leitungen oder die Umsetzung auf Lichtwellenleiter an.

Bei Verwendung spezieller Filter für Schirmungszwecke müssen diese HF-dicht mit der Schirmwand verbunden werden. Zur Schirmung von Gehäusen oder Schränken ist die Auswahl geeigneter Filter auf dem Markt eher beschränkt. Gängiger – weil wirtschaftlicher - ist die Verwendung von Ferriten, vgl. 4.2.2.2, geschirmten Leitungen oder die Abtrennung der Stromversorgung in einem separaten Gehäuse. Allerdings dämpfen Ferrite nur Gleichtaktstörungen. Ihre Wirkung ist naturgemäß begrenzt.

Beim Bau geschirmter Räume sind Filter allerdings unverzichtbar und werden auch in allen Varianten angeboten, vgl. 4.4.8.4. Sie werden immer

HF-dicht mit der Schirmwand verschraubt, z. B. wie in Bild 4.18 c).

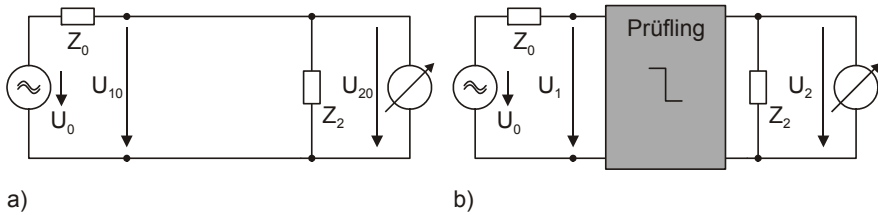


Bild 4.16 Bestimmung der Einfügungsdämpfung von Filtern. a) Referenzmessung, b) Dämpfungsmessung.

Zur Beschreibung der Filterwirkung wird oft die *Einfügungsdämpfung* herangezogen, vgl. 5.4. Sie beschreibt, welche Dämpfung ein Signal nach Einfügen eines Filters am Ausgang einer Leitung erfährt, und zwar im Verhältnis zur ungefilterten Leitung.

Es gilt:

$$a_e = 20 \log \frac{U_{20}}{U_2} = 20 \log \frac{U_0}{2U_2} \Big|_{Z_0=Z_2} \quad (4.1)$$

Diese Vorgehensweise ist analog zur Bestimmung der Schirmdämpfung durch Einfügungsdämpfungsmessung, vgl. 2.5.2 und 5.2.

Die Messung der Einfügungsdämpfung geschieht mittels genormter Messaufbauten, die in Abschnitt 5.4 beschrieben werden. Dabei erfolgt eine Beschaltung des Filters mit Widerständen in Abhängigkeit des Wellenwiderstandes der angeschlossenen Leitung. Die Beschaltung ist unterschiedlich, je nachdem ob es sich um eine *symmetrische*, *unsymmetrische* oder *asymmetrische* Leitung handelt. Zur Definition dieser Begriffe siehe [Schw 07]. Eine Schwierigkeit bei der Messung ist die Impedanzanpassung des Messsystems an die Filterimpedanz. Außerdem wird die Einfügungsdämpfung oft nur im Leerlauf bestimmt, da die Messung unter Last aufwändige Koppelnetzwerke (engl. *buffer networks*) erfordert. Im Betrieb kann jedoch der Nennstrom die Induktivitäten des Filters in die Sättigung treiben. Beim Vergleich unterschiedlicher Filtertypen ist daher der Messaufbau, der bei der Bestimmung der Einfügungsdämpfung verwendet wurde, zu berücksichtigen.

Im Allgemeinen sind Filter für Schirmungsanwendungen passive Tiefpassschaltungen. D. h. die Frequenz des Nutzsignals muss niedriger sein, als die niedrigste Frequenz des zu schirmenden Feldes. Bei Stromversorgungsleitungen ist dies unproblematisch, aber eine Daten-Leitung mit 10 MBit/s kann nicht mehr über Filter in einen Schirm geführt werden, der bereits ab 1 MHz eine nennenswerte Schirmdämpfung besitzen soll. Die Unterscheidung von Nutzsignal und Störsignal kann durch die Filterschaltung nicht mehr gewährleistet werden. Als Abhilfemaßnahmen bleiben nur

- die Verwendung geschirmter Datenleitungen und Auflegen des Kabelschirms, vgl. 4.5, oder
- die Wandlung auf LWL, vgl. 4.2.3

Eine Standard-Schaltung für Tiefpass-Filter ist die *II-Schaltung*, Bild 4.17.

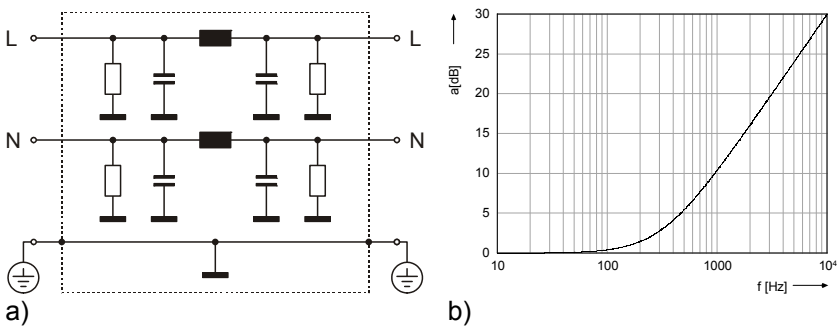


Bild 4.17 a) Tiefpass-Filter in Pi-Schaltung. Gestrichelt: das Filtergehäuse. b) Berechnete Einfügungsdämpfung der Filterschaltung mit $C = 10 \mu\text{F}$, $L = 3,3 \text{ mH}$ und $R = 1 \text{ M}\Omega$ nach MIL-Std. 220A.

Die Kondensatoren der Schaltung wirken für hochfrequente Spannungen als Kurzschluss, während sie bei niedriger Frequenz einen hohen Blindwiderstand besitzen. Umgekehrt ist die Längsdrossel für hochfrequente Ströme hochohmig, während sie bei niedriger Frequenz einen hohen Leitwert besitzt. Die parallel zu den Kondensatoren geschalteten, hochohmigen Entladewiderstände sorgen dafür, dass bei Außerbetriebsetzung des Filters keine Gefährdung durch die noch aufgeladenen Kapazitäten besteht.

Um eine höhere Trennschärfe der Filterschaltung zu erhalten, werden hochwertige Filter mehrstufig aufgebaut, d. h. die Schaltung nach Bild 4.17 wird mehrmals in Reihe geschaltet. Somit erreicht man eine Einfü-

gungsdämpfung, die im Übergang von Durchlass- zu Sperrbereich einen sehr steilen Anstieg aufweist.

Amplituden- und Frequenzgang von Filterschaltungen können komfortabel mit Schaltungssimulationsprogrammen (z. B. PSPICE) berechnet werden.

Eine „abgespeckte“ Version eines Filters ist der *Durchführungskondensator*. Er besteht nur aus einer Kapazität, die in einem Metallgehäuse untergebracht ist und in eine Schirmwand eingebaut werden kann. Er besitzt eine Tiefpasswirkung mit geringerer Trennschärfe als Pi-Filter. Geeignet sind Durchführungskondensatoren allerdings nur für Systeme mit geringer Schirmdämpfung (z. B. 40 dB) und bei hohen abzuschirmenden Frequenzen (ab ca. 10 MHz).

Nicht verwechselt werden sollten sie mit *Durchführungsfiltern*, Bild 4.18 b). Diese gleichen äußerlich den Durchführungskondensatoren (zylindrische Hülle zum Einschrauben in die Schirmwand), sie beinhalten aber eine komplette Filterschaltung mit Längsinduktivität.

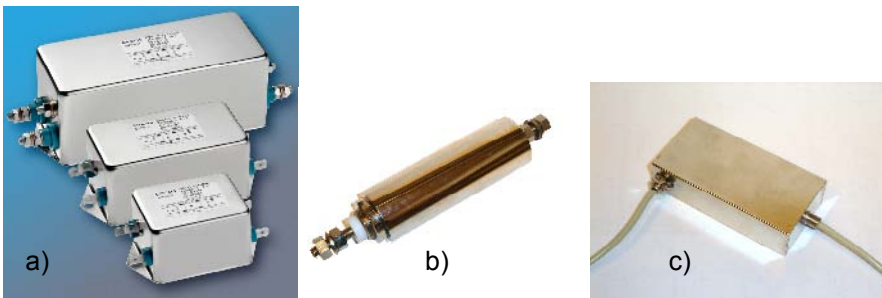


Bild 4.18 Beispiele für Filter: a) Netzleitungsfilter im geschirmten Gehäuse (Foto: Epcos AG), b) Durchführungsfilters, c) Steuerleitungsfilter für geschirmte Räume.

Filter gibt es in einer Vielzahl von Bauformen. Der klassische Universalfilter Bild 4.18 a) in der „HF-Version“ besitzt zwar ein geschirmtes Gehäuse, die Kabelzuführung geschieht aber meist über ungeschirmte Kabelverschraubungen oder Tüllen wie in Bild 4.19 a). Die ungefilterten Kabel innerhalb des Schirms sollten so kurz wie möglich sein. Unter Umständen verhindern zusätzliche Ferrite ein Einkoppeln von Gleichtaktstörungen in den Schirm.

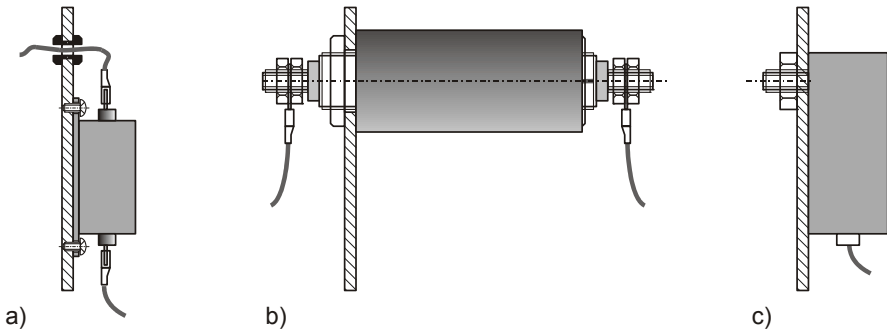


Bild 4.19 Montage von Filtern: a) Standardfilters mit Schirmgehäuse, verbunden mit der Schirmwand. Kabeleinführung über eine Kabeltülle. b) Durchführungsfilter / Durchführungskondensator. c) Filter zum Direkteinbau in die Schirmwand.

Besser sind Filter, die mit der Schirmwand verschraubt werden können, Bild 4.19 b) und c). Beim Anbringen der Filter sind – ähnlich wie bei Dichtungen – die Kontaktflächen zu reinigen (abschleifen mit Schleif-Pads und anschließend entfetten mit Aceton).

Zum Einsatz von Filtern bei geschirmten Räumen siehe Abschnitt 4.4.8.4.

4.2.2.2 Leitungsferrite

Für Schirmgehäuse ist der Einsatz von Filtern oft zu teuer. Als preiswerte Alternative werden oft *Leitungsferrite* eingesetzt, die Gleichtaktströme auf Leitungen dämpfen, während Gegentaktströme ungedämpft durchgelassen werden.

Ferrit ist ein Material hoher Permeabilität, das bei der Ummagnetisierung Verluste aufweist. Fließen Gegentaktströme durch einen Ferritring, so ist ihr Gesamtstrom – also die Summe der Ströme – gleich Null. (Ist dies nicht der Fall, so liegen keine reinen Gegentaktströme vor). Folglich ist nach dem Durchflutungsgesetz (2.77) auch das Umlaufintegral des Magnetfeldes gleich Null. Da die Gegentaktströme im Ferrit keinen magnetischen Fluss erzeugen, werden Sie auch nicht bedämpft. Anders Gleichtaktströme: Sie verursachen im Ferrit ein magnetisches Feld. Die Ummagnetisierung des Ferrits ist jedoch verlustbehaftet und entzieht dem System Energie. Als Folge werden Gleichtaktströme gedämpft. Ferrite wandeln also HF-Energie in Wärmeenergie um und wirken so als Absorber. Diese Ummagnetisierungsverluste und damit die Wirksamkeit des Ferrits sind

frequenzabhängig: Sie nehmen linear zu bis zu einer Frequenz von ca. 100 MHz. Darüber macht sich die zu große Trägheit der Dipole im Ferrit bemerkbar und die Absorptionswirkung nimmt wieder ab. Leitungsferrite funktionieren im Frequenzbereich von ca. 1 MHz bis 1 GHz zufriedenstellend.

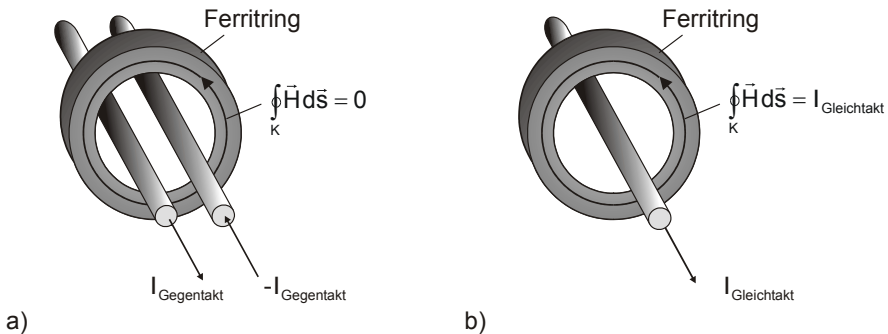


Bild 4.20 Ferritring, durchflossen von a) einem Gegentaktstrom und b) einem Gleichtaktstrom.

Es werden Ferrite in unterschiedlichen Bauformen angeboten: In Kachelform werden sie zur Herstellung reflexionsarmer Flächen eingesetzt, vornehmlich in Absorberhallen, 4.4.1.5. Auch gibt es ferrithaltige Folien, Schichtabsorber, ja sogar Klebebäder. Zur Bedämpfung von Leitungen, die in Schirmgehäuse geführt werden sollen, kommen *Ringe*, *Hülsen* oder *Clip-Gehäuse* zur nachträglichen Montage in Betracht. Für Flachbandkabel gibt es flache Hülsen, auch zur Clip-Montage. Z. B. für D-Sub-Stecker sind passend vorgebohrte Ferrithülsen erhältlich.

In den Datenblättern geben die Hersteller die Impedanz des Ferrits an. Sie liegt meist in der Größenordnung von 100 Ω . Gemeint ist damit der Scheinwiderstand, den die Ferrite einem Gleichtaktstrom entgegensetzen. Eine Einfügungsdämpfung anzugeben, ist wenig sinnvoll, denn sie hängt im Wesentlichen von der äußeren Beschaltung ab.

Zieht man die Leitungen nicht einfach durch die Ferritringe hindurch, sondern macht zusätzliche Windungen, kann die Wirksamkeit des Ferrits gesteigert werden. Angaben dazu findet man in den Datenblättern der Hersteller.

Um zusätzlich zur Bedämpfung von Gleichtaktströmen auch eine Dämpfung ungewünschter Gegentaktsignale oder -störungen zu erhalten, bietet

es sich an, den Einsatz von Leitungsferriten mit Tiefpass-Filterschaltungen zu kombinieren. Diese Filterschaltungen können auf Leiterplatten integriert sein und sollten sich möglichst nahe am Gehäusedurchbruch – also am Eingang – befinden. Zusammen mit dem Einsatz verdrehter Leitungen lassen kann so eine preisgünstige Alternative zu einem diskret aufgebauten Filter für Schirmungszwecke geschaffen werden. Dessen Wirksamkeit wird allerdings nie erreicht.

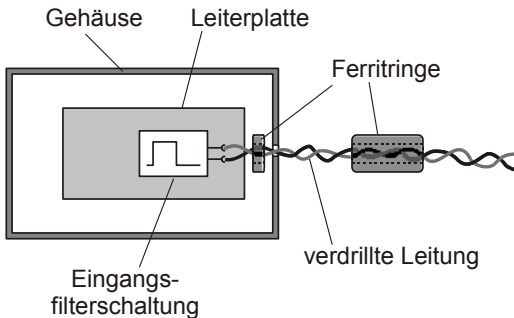


Bild 4.21 Einführung einer ungeschirmten Leitung in ein Schirmgehäuse: Gleichtaktstörungen werden von den Ferritringen gedämpft, Gegentaktstörungen eliminiert der Filter auf der Leiterplatte.

4.2.2.3 Anbindung geschirmter Leitungen

Was tun, wenn Nutzsignale mit hoher Frequenz in ein Schirmgehäuse oder einen geschirmten Raum geführt werden sollen? Für Signale mit einer Frequenz oberhalb des Durchlassbereichs von Filtern verbleibt – neben dem Umsetzen auf LWL – nur eine Möglichkeit: Die Verwendung geschirmter Leitungen, siehe 4.4.8.8. Der Kabelschirm stellt dabei eine logische Fortsetzung des Gehäuse- oder Raumschirms dar; beide bilden eine Einheit.

Folgende Kriterien sollten dabei erfüllt sein:

- Kabelschirm und Gehäuseschirms sollten in ihrer Qualität gleichwertig sein. D. h. Kopplungsdämpfung des Kabelschirms und Schirmdämpfung des Schirmgehäuses sollten ungefähr in der gleichen Größenordnung liegen.
- Der Kabelschirm muss rundum, also auf seinem ganzen Umfang, niederohmig mit dem Gehäuse- / Raumschirm verbunden sein.

- Das angeschlossene Gerät am anderen Ende des Kabels sollte ebenfalls mit einer gleichwertigen Schirmung versehen sein oder es muss durch andere Maßnahmen sichergestellt sein, dass hier keine unerwünschte Kopplung stattfindet.

Oft werden beim Auflegen von Kabelschirmen sogenannte *Pigtail*-Verbindungen geschaffen (engl. *pigtail*, Ringelschwanz). Dabei wird das geschirmte Kabel in das Schirmgehäuse eingeführt. Dort wird der Kabelschirm verdrillt und an einem Punkt mit dem Schirmgehäuse verbunden. Dieses Verfahren ist schirmungstechnisch alles andere als günstig.

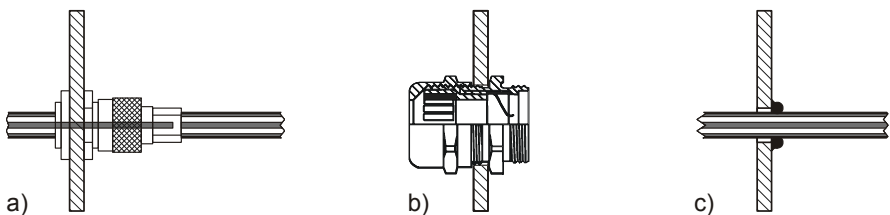


Bild 4.22 Geschirmte Kabeldurchführungen: a) Koaxial-Einbaubuchse und Steckverbinder, b) HF-dichte Kabelverschraubung, c) angelöteter Kabelschirm.

Zum optimalen Auflegen des Kabelschirms gibt es folgende Möglichkeiten:

- Einsatz *geschirmter Steckverbinder*, vgl. Bild 4.22 a): Diese sollten ebenfalls in ihrer Schirmwirkung dem verwendeten Kabel und dem Gehäuse ebenbürtig sein. Für Koaxialkabel bieten sich die höherwertigen Serien SMA, SMB, N oder ähnliche an. Bei Mehrleiterkabeln (z. B. CAT5-Kabeln) ist sehr auf die Qualität der Steckverbinder und Einbaubuchsen zu achten. Auch ist der sorgfältige Einbau (entfernen von Lack!!!) entscheidend.
- HF-dichte Kabelverschraubungen, vgl. Bild 4.22 b)
- *Anlöten* des Kabelschirms, vgl. Bild 4.22 c): Dieses sehr aufwändige Verfahren wird wohl nur in Ausnahmefällen angewandt werden. Die Verarbeitung ist sehr arbeitsintensiv, es besteht die Gefahr des Schmelzens der Isolierung und die Verbindung ist nicht wieder aufzutrennen (außer mit dem LötKolben).
- *Kupferschütte*, Bild 4.23 a): Die Kabel werden durch einen Kasten gezogen, der HF-dicht mit dem Schirmgehäuse bzw. dem geschirmten

Raum verbunden ist. Die äußere Isolierung wird in diesem Bereich von den geschirmten Kabeln entfernt. Im Kasten befindet sich Kupfergranulat bzw. Kupferwolle. Das Kupfer sorgt für eine niederohmige Anbindung der Kabel.

- *Klemmmechanismus* mit weichen HF-Dichtungen (z. B. Geflecht-dichtungen mit Elastomerkern), vgl. Bild 4.23 b).

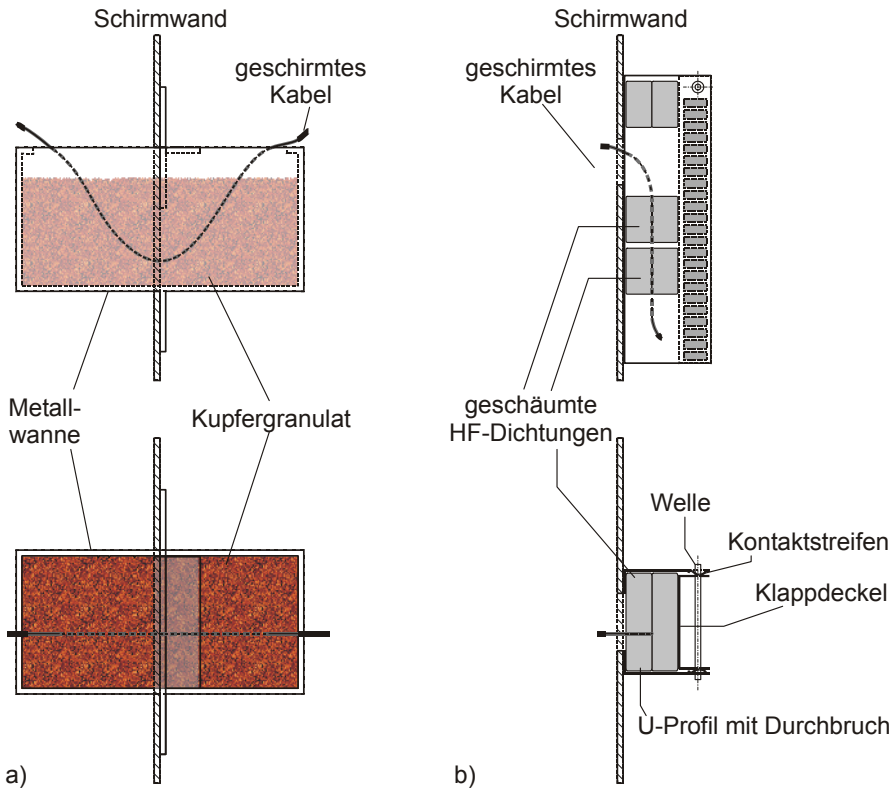


Bild 4.23 Vorrichtungen zur Durchführung geschirmter Leitungen: a) Kupferschütte, b) Klemmvorrichtung.

Kupferschütte und Klemmmechanismus haben den Vorteil, dass mit geringem Aufwand zusätzliche Kabel eingezogen werden und Kabel wieder entfernt werden können. Für feste, eventuell staub- oder wasserdichte Anbindungen eignen sich Steckverbinder am besten.

4.2.3 Lichtwellenleiter-Durchführungen, Medienkonverter

Lichtwellenleiter ermöglichen nicht nur sehr hohe Datenübertragungsraten, auch aus schirmungstechnischer Sicht sind sie sehr günstig, da sie aus nichtleitendem Material bestehen. *Medienkonverter*, die eine Umsetzung von Signalleitungen auf LWL und umgekehrt erlauben, sind kostengünstig und in großer Auswahl auf dem Markt erhältlich. LAN-Verbindungen beispielsweise besitzen eine Datenrate von mindestens 10 MBit/s. Eine Filterung ist nicht möglich bzw. sinnvoll. Die erforderlichen Medienkonverter liegen im Preis sogar unterhalb hochwertiger Filter. Ein Umsetzen ist also unproblematisch und wirtschaftlich. Andere Datenverbindungen sind kritischer, beispielsweise USB-Verbindungen. Zum Zeitpunkt der Drucklegung waren hier noch keine Medienkonverter kommerziell verfügbar. Hier bleiben nur die, im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen, Methoden zum Auflegen des Kabelschirms.



Bild 4.24 Medienkonverter 100Base TX auf 100Base FX.

Wie können Lichtwellenleiter in die Schirmung eingeführt werden? Da die LWL-Kabel meist geringe Außendurchmesser (<10 mm) besitzen, können sie für Schirme bis ca. 3 GHz durch einfache Bohrungen gezogen werden. Dabei entsteht allerdings das Problem des Knick- und Kantenschutzes. Bei Verwendung von Durchführungstüllen werden deutlich größere Bohrungsdurchmesser als 10 mm erforderlich. Außerdem sind die LWL-Kabel meist konfektioniert, also mit Steckern versehen, die einen größeren Durchmes-

ser besitzen. Zur HF-dichten Einföhrung haben sich daher zwei M6glichkeiten bewährt: Der Einsatz von Hohlleitern, deren Cut-off-Frequenz ausreichend hoch liegt, und die Verwendung spezieller LWL-Durchföhrungen.

Bei *Hohlleitern*, vgl. Bild 4.25 a) muss der Innendurchmesser groß genug sein, um den konfektionierten LWL hindurchziehen zu können. Daraus ergibt sich, zusammen mit der Maximalfrequenz der Schirmung, die Länge, siehe 3.1.4.3.

Spezielle *Verschraubungen* bestehen aus einem Stopfen, der Nuten besitzt, in welche die LWL-Adern hineingelegt werden können, Bild 4.25 b). Der Stopfen wird passgenau in ein Rohr eingesetzt, welches mit der Schirmwand verschraubt ist. Zur Sicherung des Stopfens dient eine Überwurfmutter. Der große Vorteil dieser Verschraubung besteht im großen Innendurchmesser des Rohres, sobald der Stopfen entfernt ist. So können sehr leicht mehrere konfektionierte LWL-Adern eingeföhrt werden.

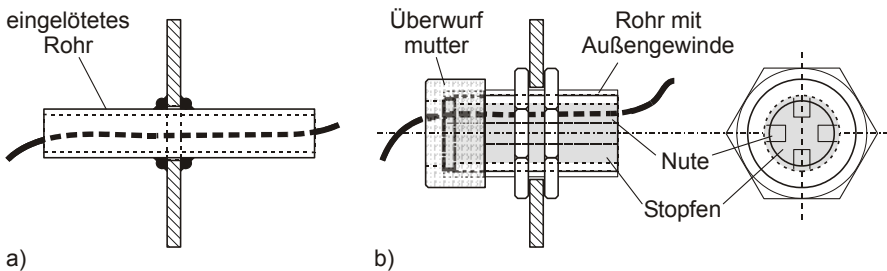


Bild 4.25 Möglichkeiten zur geschirmten Durchföhrung von Lichtwellenleitern. a) Hohlleiter, mit der Schirmwand verschraubt oder (hier) gelötet. b) Verschraubung mit Überwurfmutter.

4.2.4 Wabenkamineinsätze

Die Tatsache, dass Hohlleiter unterhalb der kritischen Frequenz eine hohe Dämpfung aufweisen, wird auch bei sogenannten *Wabenkamineinsätzen* ausgenutzt. Sie werden synonym als *Wabenkaminfenster* oder *Wabenkaminfilter* bezeichnet. Es handelt sich dabei um eine Bündelung von Hohlleitern, die so ausgelegt sind, dass sie unterhalb der kritischen Frequenz eine ausreichende Dämpfung aufweisen.

In der Praxis wird dies durch trapezförmig gekantete Bleche erreicht, die

so aneinander gelegt werden, dass sechseckige Wabenstrukturen entstehen. Die Bleche werden im Lötbad durchgehend leitfähig miteinander verbunden. Neuerdings gibt es auch Wabenkamine auf der Basis von metallbeschichtetem Polykarbonat.

Zur Bestimmung der Wabengröße sowie der Dicke vgl. 3.1.4.3.

Die so geschaffene Filterstruktur dämpft elektromagnetische Wellen in ausreichendem Maße, lässt aber Luft (bzw. andere Gase) und Licht hindurch. Zur Belüftung von Schirmgehäusen und geschirmten Räumen sind Wabenkaminfilter immer dann notwendig, wenn Lochbleche keine ausreichende Schirmwirkung mehr aufweisen.

Hinsichtlich der Anwendung von Wabenkaminfenstern in der Raumschirmung siehe 4.3.5 und 4.4.8.5.

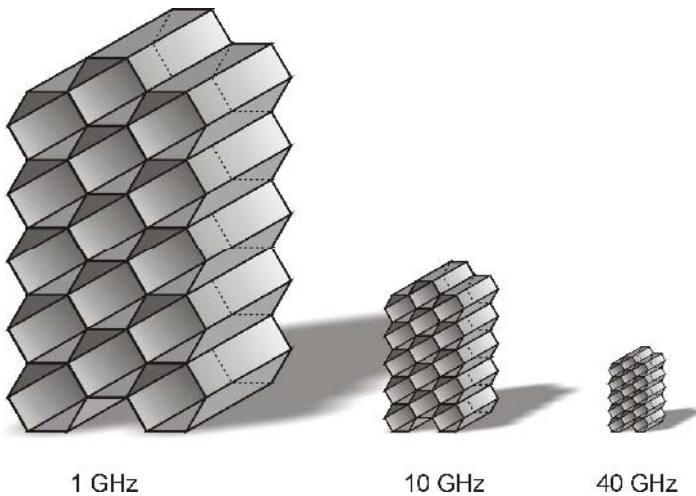


Bild 4.26 Größenvergleich von Wabenkaminfiltern mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen.

Geeignete Wabenkaminfilter besitzen folgende Eigenschaften:

- Die kritische Frequenz der einzelnen Waben liegt oberhalb der maximalen abzuschirmenden Frequenz.
- Die Dicke des Wabenkaminfilters ist so groß, dass eine ausreichende Dämpfung unterhalb der kritischen Frequenz erreicht wird.
- Die einzelnen Bleche sind komplett leitfähig miteinander verbunden.

Wenn der elektrische Kontakt nur punktuell vorhanden ist, besteht die Gefahr des Auftretens elektrisch langer Schlitze, welche die Schirmungseigenschaften verschlechtern.

- Ein durchgehender elektrischer Kontakt der Waben zum Montage- rahmen ist gewährleistet. Die Einfassung ist so beschaffen, dass sie eine einfache Kontaktierung an den elektromagnetischen Schirm ermöglicht.
- Der vom Wabenkaminfilter verursachte Druckverlust ist für die ge- forderte Belüftung noch zulässig vgl. 4.4.8.5.

Je höher die Grenzfrequenz des Wabenkamins ist, umso kleiner muss ent- sprechend 3.1.4.3 der Wabenquerschnitt sein, vgl. Bild 4.26.

4.2.5 Klebebänder

Beim Auftreten von EMV-Problemen im HF-Bereich verwendet man gern als „Erste Hilfe“ Klebebänder aus Kupfer oder anderen Metallen. Sie sind allerdings oft nur mit isolierendem Klebstoff beschichtet. Wenn dann au- ßerdem keine ausreichend großen Flächen zum Ankleben an den Schirm zur Verfügung stehen, ist der Erfolg oft recht bescheiden. Bei der Verwen- dung muss auf jeden Fall eine geschlossene Schirmhülle unter Beachtung der elektrochemischen Kompatibilität, vgl. 4.1.6, geschaffen werden. Eine gute Alternative zu Metallfolien sind metallisierte Textilien, die selbstkle- bend beschichtet sind, vgl. 4.1.3. Die Fasern durchdringen die Klebebe- schichtung und sorgen bei ausreichender Überlappungsfläche für einen guten, durchgehenden elektrischen Kontakt.

Achtung, die Folienstärke dieser Klebebänder liegt unter 0,1 mm. An den Rändern der Bänder besteht extreme Verletzungsgefahr. Die entstehenden Schnittwunden bemerkt man oft zu spät, wenn man bereits stark blutet. Daher sind EMV-Klebebänder nur mit äußerster Vorsicht oder mit Hand- schuhen zu verwenden.

4.3 Gehäuseschirmung

Schirmgehäuse begegnen uns in vielen Formen: Rechnergehäuse, Scha- lengehäuse von Mobiltelefonen, geschirmte Schränke für Telekommunika- tionssysteme, das geschirmte HF-Teil des Fernsehempfängers, gekapselte

Bauteile zur Leiterplattenmontage etc. die Liste ließe sich beliebig fortsetzen. Die Schirmung von Gehäusen dient meistens zur Reduzierung von Emissionen oder zur Erhöhung der Störfestigkeit. Ziel ist also die Verbesserung der EMV, sowohl zwischen Einzelgeräten als auch innerhalb von Systemen.

Auch im Informationsschutz besitzen geschirmte DV- und Telekommunikationsgeräte zur Reduzierung bloßstellender Abstrahlung eine gewisse Bedeutung (TEMPEST-Geräte), ebenso bei der Härtung militärischer Geräte gegen hohe elektromagnetische Feldstärken, vgl. 6.4 und 6.5. Das sind jedoch Sonderanwendungen mit geringen Stückzahlen.

Meist sind Schirmgehäuse Großserienprodukte, deren Schirmungs- bzw. EMV-Eigenschaften vom Hersteller oft nur als „notwendiges Übel“, also als Kostenfaktor angesehen werden. Während sich Design, Ergonomie und Funktionalität im Marketing verwenden lassen und somit den Absatz fördern, ist die elektromagnetische Verträglichkeit eines Produkts für den Kunden eine Selbstverständlichkeit, die erst bemerkt wird, wenn sie einmal fehlt. Hersteller von Universalgehäusen, Baugruppenträgern oder Schaltschränken können zwar mit einer guten Schirmdämpfung ihres Produktes einen Zusatznutzen für den Kunden geltend machen, der aber nur zu einem begrenzt höheren Verkaufspreis führt. Dazu kommt die Schwierigkeit des Nachweises der in Produktkatalogen angegebenen Spezifikationen.

Mit anderen Worten: Die Gehäuseschirmung bewegt sich stets im Spannungsfeld von Funktion und Wirtschaftlichkeit. Je größer die Stückzahlen werden, um so mehr lässt sich mit der Vereinfachung des Aufbaus, der Verwendung kostengünstiger Materialien und dem Einsatz vereinfachter Fertigungstechniken einsparen. Umso größer wird daher die Verantwortung des Entwicklers, mit minimalem Aufwand ein Maximum an Effektivität zu erzielen. Dies ist gerade im Bereich der elektromagnetischen Schirmung die Hauptschwierigkeit, denn das „Abspecken“ einer technisch guten, aber unwirtschaftlichen Lösung ist oft mit dem sofortigen Entfall der Schirmwirkung verbunden.

Dazu ein Beispiel: Ein Hersteller von explosionsgeschützten und säurefesten Edelstahlgehäusen kommt in ein EMV-Prüflabor, um die Schirmdämpfung eines seiner Gehäuse vermessen zu lassen. Es handelt sich um einen dicht verschweißten Edelstahl-Kasten, Materialstärke 2 mm, mit einem

aufgesetzten Edelstahl-Deckel, welcher mit vier Klemmen angepresst wird, also eine rundum geschlossene Hülle mit hoher elektrischer Leitfähigkeit. Die Erwartungen sind entsprechend hoch. Um so enttäuschender das Ergebnis: Eine mittlere Schirmdämpfung unter 10 dB im Frequenzbereich 30 MHz – 1 GHz. Die schlechtesten Werte sind sogar negativ. Der Grund für das schlechte Ergebnis der Messung ist in 3.2.4 beschrieben: Die Anpressklemmen führen nur zu einem punktuellen Kontakt des Deckels mit dem Gehäuse, was aber optisch nicht zu erkennen ist. Als Resultat ergeben sich elektrisch lange Schlitzlöcher, welche die Schirmdämpfung zunichte machen. Das Einsetzen einer HF-Dichtung (ebenfalls Edelstahl) bringt den gewünschten Erfolg: Eine Schirmdämpfung oberhalb der Nachweisgrenze von 90 dB. Die Kosten der HF-Dichtung liegen im Bereich von einem Prozent der Gehäusekosten. Im Umkehrschluss lässt sich allerdings feststellen: Die Reduzierung der Kosten durch Verringerung des Schirmungsaufwandes können im Promille-Bereich liegen und dabei schon zum völligen Verlust der positiven EMV-Eigenschaften führen.

Umso wichtiger ist es für den Entwickler zu wissen, was er tut. Schließlich ist Schirmung oft nur das letzte Mittel zur Verbesserung von EMV-Eigenschaften eines Gerätes, denn Maßnahmen auf der Leiterplatte sind weitaus einfacher und preiswerter umzusetzen. Beispielsweise reduziert eine niederinduktive Leitungsführung auf der Platine die Emissionen um 15 dB, das Einfügen einer Massefläche kann 30 dB und die Führung zwischen zwei Masseflächen 45 dB bringen. Das HF-dichte Kapseln des Bauelements senkt zusammen mit den anderen Maßnahmen die Störaussendung um etwa 55 dB [Tsal 99]. All diese Maßnahmen (von denen allenfalls die letzte bereits dem Bereich „Schirmung“ zugeordnet werden kann) sind wesentlich preisgünstiger als die Ertüchtigung eines Gehäuses zu Schirmungszwecken. Wenn man sich jedoch für das Entstörmittel *Schirmung* entscheidet, sollte diese Entscheidung auch konsequent umgesetzt werden.

4.3.1 Bauarten von Schirmgehäusen

Der Markt von Schirmgehäusen und Schirmschränken ist unüberschaubar. Grundsätzlich zu unterscheiden sind jedoch:

- Gehäuse bzw. Schränke, von denen man aufgrund ihrer Bauart eine gewisse Schirmdämpfung erwartet.

- Ertüchtigte Gehäuse bzw. Schränke, die vom Hersteller meist als „EMV-Gehäuse“ bezeichnet werden. Dabei handelt es sich um konventionelle Gehäuse, die durch zusätzliche Maßnahmen, z. B. den Einsatz von HF-Dichtungen, modifiziert wurden.
- Gehäuse oder –schränke, die speziell zu Schirmungszwecken entworfen wurden.

Von der letztgenannten Gruppe erwartet man natürlich die höchsten Schirmdämpfungswerte, während die Schirmwirkung der erstgenannten Gruppe eher dem Zufall überlassen ist. Einen Anhaltspunkt, ob die Erwartungen auch erfüllt werden, erhält man, wenn der Hersteller Schirmdämpfungswerte oder gar Verläufe angibt. Diese müssen jedoch mit Sorgfalt interpretiert werden: Das angewandte Messverfahren und der Messaufbau beeinflussen das Ergebnis genauso wie die Tatsache, dass der Prüfling oft nicht dem Großserienprodukt entspricht (Montagemängel, Lack auf den Kontaktflächen...). Außerdem wird durch Kabeleinführungen, vgl. 4.2.2, die Schirmdämpfung maßgeblich beeinflusst.

Die Bauart von Gehäusen wird von der Anwendung vorgegeben. Beispiele sind

- Schalengehäuse, Bild 4.2,
- Universalgehäuse, Bild 4.27,
- Baugruppenträger (eng. Sub-Racks), Bild 4.28,
- Schaltschränke (Racks), Bild 6.1,
- gekapselte Bauelemente,
- gekapselte Baugruppen oder Komponenten, Bild 4.29,
- dicht geschweißte oder verlötete Gehäuse,
- hochpermeable Gehäuse zur Magnetfeldschirmung.

Auf einige dieser Gehäusearten wird im Folgenden eingegangen:

Für Geräte, die in großen Stückzahlen gefertigt werden, kommen meistens *Schalengehäuse* zum Einsatz, vgl. Bild 4.2. Sie bestehen meist nur aus zwei Schalen, die entweder aus leitfähigem Material bestehen (Aluminiumguss, leitfähiger Kunststoff...) oder die metallisiert sind. Die Hauptschwierigkeit besteht hier in der Verbindung der Schalen. Eine ideale Lö-

sung ist das Einsetzen einer HF-Dichtung in eine Nut. Wenn auf den Einsatz einer HF-Dichtung verzichtet werden soll, so müssen die beiden Gehäuseschalen ebenfalls wie Nut und Feder ineinander greifen, wenn möglich als Presspassung. Diese Presspassung verschleißt allerdings beim mehrmaligen Trennen der Gehäuseschalen. Nut und Feder müssen frei von Lacken oder isolierenden Beschichtungen sein. Bei metallisierten Gehäusen müssen sie auf der kompletten Länge ebenfalls metallbeschichtet sein. Leitfähiger Kunststoff enthält metallische Partikel, die bei der Herstellung nach dem Gussvorgang der Gehäuseschale aufgrund der Oberflächenspannung an der Kontaktfläche mit isolierendem Kunststoff bedeckt sind. Um diese Partikel mit einer HF-Dichtung oder direkt mit einer zweiten Gehäuseschale in Verbindung zu bringen, müssen die Kontaktflächen gefräst werden, was einen hohen fertigungstechnischen Aufwand mit sich bringt.

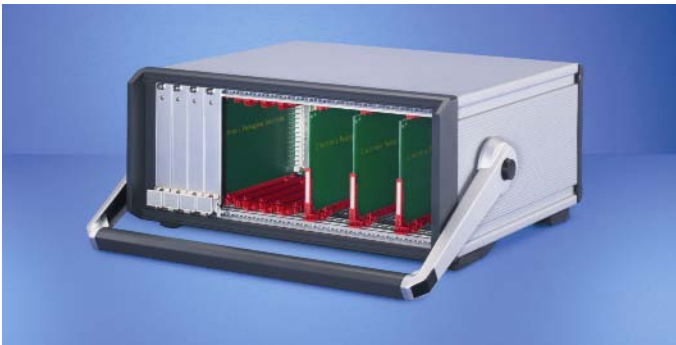


Bild 4.27 Beispiel für ein Universalgehäuse, hier zur Bestückung mit Einschüben. Foto: Schroff GmbH.

Universalgehäuse werden in den unterschiedlichsten Varianten angeboten. Sie dienen zum Einbau von Baugruppen, die z. B. auf Hutschienen innerhalb des Gehäuses montiert werden. Universalgehäuse müssen, im Gegensatz zu produktspezifischen Gehäusen, an Ihren Einsatzzweck angepasst werden, z. B. durch das Herstellen von Öffnungen für Kabeleinführungen oder Displays. Dies muss in schirmungstechnisch einwandfreier Weise möglich sein, um annehmbare Schirmdämpfungen zu erzielen.

Prinzipiell sind homogene Gehäuse, die aus weniger Einzelteilen bestehen natürlich leichter zu Schirmungszwecken zu ertüchtigen, als das bei komplexen Gehäusen möglich ist.

Insbesondere *Baugruppenträger* (engl. *sub-racks*) bestehen aus sehr vielen

Teilen, die aus Kostengründen mit möglichst wenig Schrauben oder Nieten verbunden sind. Baugruppenträger können nur beim Einsatz von HF-Dichtungen eine nennenswerte Schirmdämpfung im HF-Bereich erzielen. Sie sind meistens aus Aluminium gefertigt und oft zusätzlich noch eloxiert. Es müssen Dichtungen eingesetzt werden, die sowohl die Oxidschicht durchdringen, als auch eine elektrochemische Verträglichkeit mit Aluminium aufweisen, vgl. 4.1.2 und 4.2.1 Dabei muss bei allen Schirmungsmaßnahmen die Schwankung der Montagequalität in der Großserienfertigung besonders berücksichtigt werden. Allerdings wurden im Bereich der Baugruppenträger erhöhte Anstrengungen unternommen, um ihre Schirmungseigenschaften zu verbessern, so dass sie, bei entsprechender Ertüchtigung, Universalgehäusen ebenbürtig sind, oder diese sogar übertreffen.



Bild 4.28 Beispiel für einen Baugruppenträger. Foto: Schroff GmbH.

Schaltschränke (engl. *racks*) beherbergen oft die oben genannten Baugruppenträger oder andere Komponenten in 19“-Technik, die in den Schaltschrank eingeschoben werden. Aber auch Kleingehäuse, z. B. für HutschieneMontage, sowie Klemmleisten und freie Verdrahtungen finden in Schaltschränken platz. Bei den Schaltschränken ist der Markt, ähnlich wie bei den Gehäusen unüberschaubar groß. Auch hier bieten die Hersteller „EMV-Schränke“ an, die eine bestimmte Schirmdämpfung gewährleisten sollen. Allerdings bestehen Schränke oft aus weit mehr Teilen als Gehäuse. Dementsprechend vielfältig sind die Möglichkeiten der Einkopp-

lung elektromagnetischer Felder. Neben der Einkopplung durch Öffnungen oder isolierende Schlitze verdienen bei Schränken die Kabeleinführungen besondere Beachtung. Die Kabel werden oft aus dem Boden zugeführt. Wenn hier keine Bodenplatte vorhanden ist, hat das katastrophale Auswirkungen auf die Schirmwirkung, nicht nur für den HF-Bereich, sondern auch schon im Magnetfeld < 200 kHz. Eine weitere „Achillesferse“ bei Schirmschränken ist die Türverriegelung: Das Verriegelungsgestänge innerhalb des Schirms wird von außen mit einem Griff oder Vierkantschlüssel betätigt. Die Durchführung des Verriegelungsmechanismus ist im Allgemeinen nicht an die Schirmung angekoppelt. Bei der Umsetzung der Schirmungsmaßnahmen im Detail zeigen sich die qualitativen Unterschiede zwischen den Produkten.

Schirmgehäuse oder -schränke werden im Allgemeinen mit den unterschiedlichsten Geräten oder Komponenten bestückt. Manchmal ist eine Schirmung auch auf Komponenten- oder Baugruppenebene sinnvoll.

Klassisches Beispiel für eine *geschirmte Baugruppe* ist das HF-Teil eines Fernsehempfängers.

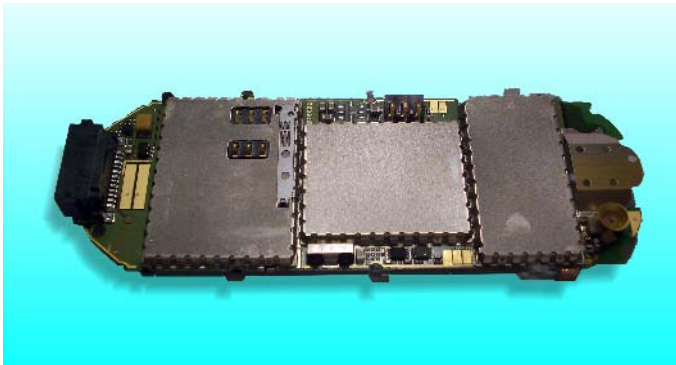


Bild 4.29 Leiterplatte eines Mobiltelefons: Große Teile der Schaltung sind mit metallischen Kapselungen versehen, die sich auf der Rückseite der Platine fortsetzen. Die Deckel der Kapseln werden aufgeklipst und sind zusätzlich mit einer HF-Dichtung versehen.

Viele HF-Komponenten oder Baugruppen funktionieren nur dann zufriedenstellend, wenn sie in metallischen Gehäusen gekapselt werden. Dies geschieht einerseits, um ungewünschte Einkopplungen fremder HF-Signale zu vermeiden, andererseits da die HF-Bauteile im Gehäuse oft feste Potenzialflächen benötigen.

Aus den gleichen Gründen besitzen auch gekapselte Baugruppen und *Bau-elemente für die Leiterplattenmontage* eine Schirmung. Auch sind auf dem Markt geschirmte Abdeckhauben für die Leiterplattenschirmung erhältlich. Diese entfalten Ihre Wirkung natürlich nur dann, wenn auch das Platinenlayout entsprechend gestaltet ist. Mindestanforderung ist hier eine, an möglichst vielen Punkten durchkontaktierte Massefläche unterhalb der Abdeckhaube.

Weg von den Großserienprodukten, hin zu geringen Stückzahlen: *Dicht geschweißte Gehäuse* dienen z. B. dem Explosionsschutz, eignen sich aber auch als hervorragende Schirmgehäuse. Mit den geeigneten HF-Dichtungen lassen sich Schirmdämpfungswerte oberhalb der Nachweisgrenze erzielen.

Filterkästen für geschirmte Räume werden oft als dicht geschweißte Edelstahlgehäuse ausgeführt, siehe 4.4.8.4. Dabei handelt es sich um Einzelanfertigungen oder Kleinstserien.

4.3.2 IP-Schutz

Primär dienen Gehäuse zum Schutz eingebauter elektronischer Komponenten vor Umwelteinflüssen.

Eine weitere Aufgabe ist der Schutz des Menschen vor dem Berühren spannungsführender Teile.

Diese Schutzarten werden durch den *IP-Code* (Internal Protection) nach DIN VDE 0470 Teil 1 beschrieben. Er gibt an, in welchem Ausmaß die folgenden Schutzanforderungen erfüllt werden:

- Berührungsschutz, d. h. Schutz des Menschen vor dem Zugang zu gefährlichen Teilen,
- Fremdkörperschutz, d. h. Schutz der eingebauten Betriebsmittel gegen das Eindringen von festen Fremdkörpern,
- Wasserschutz, d. h. Schutz der eingebauten Betriebsmittel gegen das Eindringen von Wasser.

Tabelle 4.13 IP-Code: Bedeutung der ersten und zweiten Kennziffer, Z_1 und Z_2 .

Wert	Erste Ziffer Z_1		Zweite Ziffer Z_2
	Berührungsschutz	Fremdkörperschutz	Wasserschutz
0	kein besonderer Schutz	kein besonderer Schutz	kein besonderer Schutz
1	geschützt gegen den Zugang zu gefährlichen Teilen mit dem Handrücken	geschützt gegen Fremdkörper mit einem Durchmesser ≥ 50 mm	geschützt gegen Tropfwasser
2	geschützt gegen Zugang zu gefährlichen Teilen mit einem Finger	geschützt gegen Fremdkörper mit einem Durchmesser $\geq 12,5$ mm	geschützt gegen Tropfwasser, wenn das Gehäuse bis zu 15° geneigt ist
3	geschützt gegen Zugang zu gefährlichen Teilen mit einem Werkzeug	geschützt gegen Fremdkörper mit einem Durchmesser $\geq 2,5$ mm	geschützt gegen Sprühwasser
4	geschützt gegen Zugang zu gefährlichen Teilen mit einem Draht	geschützt gegen Fremdkörper mit einem Durchmesser $\geq 1,0$ mm	geschützt gegen Spritzwasser
5	geschützt gegen Zugang zu gefährlichen Teilen mit einem Draht	staubgeschützt	geschützt gegen Strahlwasser
6	geschützt gegen Zugang zu gefährlichen Teilen mit einem Draht	staubdicht	geschützt gegen starkes Strahlwasser
7			geschützt gegen die Einwirkung des Wassers bei zeitweiligem Untertauchen
8			geschützt gegen die Einwirkung des Wassers bei dauerndem Untertauchen
X	Schutzgrad freigestellt	Schutzgrad freigestellt	Schutzgrad freigestellt

Tabelle 4.14 IP-Code: Bedeutung der Buchstaben B₁ und B₂.

Wert	1. Buchstabe B ₁
A	Handrücken
B	Finger
C	Werkzeug
D	Draht

Wert	2. Buchstabe B ₂
H	Hochspannungs- geräte
M	Wasserprüfung während des Be- triebs
S	Wasserprüfung bei Stillstand
W	Wetterbedingungen

Eine IP-Kennzeichnung hat folgendes Format:

IP Z₁ Z₂ B₁ B₂

Darin bedeuten

IP (feststehende Buchstaben): Internal Protection

Z₁ (Ziffer von 0 bis 6 oder Buchstabe X): Berührungs- und Fremdkörperschutz

Z₂ (Ziffer von 0 bis 8 oder Buchstabe X): Wasserschutz

B₁ (optionaler Buchstabe A, B, C, D): Macht eine Aussage über die Art des Zugangs zu gefährlichen Teilen macht

B₂ (optionaler Buchstabe H, M, S, W): Zusatzinformationen

Die Bedeutung der verschiedenen Kennzeichen sind Tabelle 4.13 und Tabelle 4.14 zu entnehmen.

Die IP-Schutzanforderungen müssen mit dem zusätzlichen Schutzziel *Schirmung* in Einklang gebracht werden. Beim Berührungsschutz ist das einfach, denn die Ziele widersprechen sich nicht. Anders beim Wasserschutz: Die Absichtung gegen Feuchtigkeit oder Wasser normalerweise isolierend. Sie muss entweder durch eine leitfähige Elastomerdichtung, ersetzt werden oder es muss eine zusätzliche HF-Dichtung zum Einsatz kommen. Dabei ist aber darauf zu achten, dass beide Dichtungen auf voller Länge mit den spezifizierten Anpresskräften angedrückt werden. Das ist z. B. bei der Konstruktion von Schranktüren keine leichte Aufgabe.

4.3.3 Kontaktierung von Gehäuseteilen – Magnetfeldschirmung

Im Idealfall ist ein Schirmgehäuse eine geschlossene leitende Hülle, dessen einzelne Gehäuseteile durchgehend leitfähig miteinander verbunden sind. Je höher die Frequenz ist, umso größer ist der Einfluss auch kleinerer Öffnungen in der Schirmhülle.

Im quasistationären Magnetfeld steht allerdings weniger die „Wasserdichtigkeit“ des Schirms im Vordergrund. Wichtig ist hier eine hohe Leitfähigkeit der Materialverbindungen, auch wenn diese nur an einzelnen Punkten, z. B. Schrauben hergestellt wird.

Durchgehende Löt- oder Schweißnähte sind schirmungstechnisch sicher die beste Art der Verbindung, sie sind allerdings nicht lösbar. Aus Kostengründen verbieten sie sich meist von selbst. Durch den Einsatz von HF-Dichtungen lassen sich ebenfalls sehr gute Ergebnisse erzielen. Die Anwendung von HF-Dichtungen wird in 4.2.1 ausführlich beschrieben.

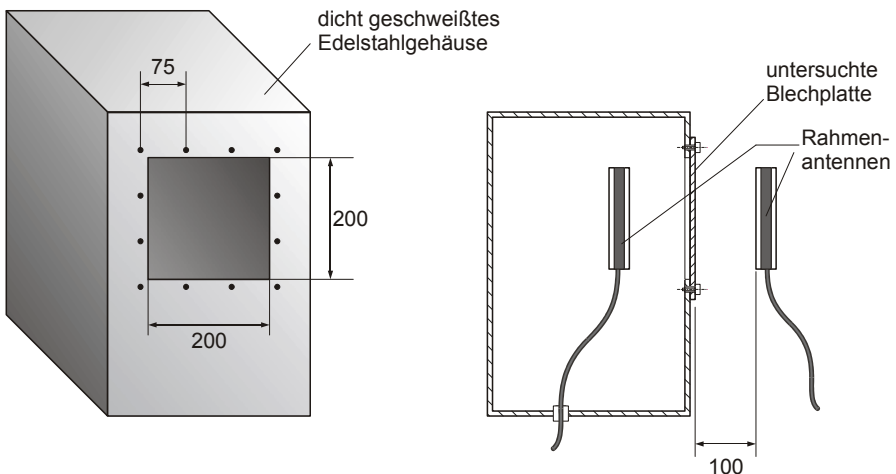


Bild 4.30 Messaufbau zur Bestimmung der magnetischen Schirmdämpfung. Auf die Frontseite eines dicht verschweißten Edelstahlgehäuses werden die zu untersuchenden Blechplatten aufgeschraubt. Dabei werden wahlweise aufsteckbare Federkontakteleiten verwendet.

J. Bernauer [Ber 97] hat mit zahlreichen Messungen im Magnetfeld den Einfluss des elektrischen Kontakts untersucht. Der von ihm verwendete Messaufbau ist in Bild 4.30 zu sehen. Ein dicht verschweißtes Edelstahlgehäuse mit einer Wandstärke von 2 mm bietet eine sehr hohe Schirm-

dämpfung. Auf der Frontseite des Gehäuses befindet sich eine 200 mm x 200 mm große Öffnung. Mit Schrauben im Abstand von 75 mm können vor der Öffnung die Blechplatten angebracht werden. Untersucht werden Platten aus verschiedenen Materialien in unterschiedlichen Materialstärken mit und ohne Perforation. Bei unterschiedlicher Art der Ankontaktierung an das Gehäuse können auch auch HF-Dichtungen, z. B. Kontaktfederleisten, verwendet werden.

Die Ergebnisse von *Bernaers* empirischer Untersuchung liefern Richtwerte für den Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 10 MHz, die in Tabelle 4.15 zusammengefasst sind.

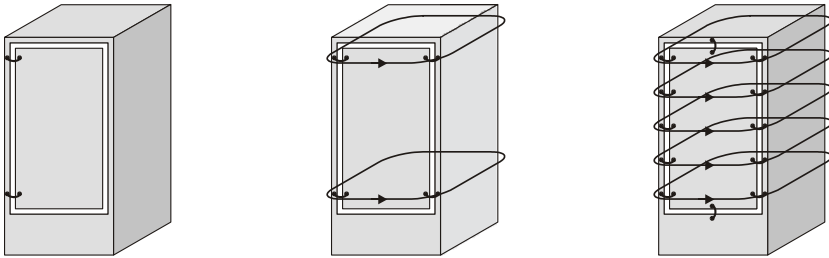
Tabelle 4.15 Magnetische Schirmdämpfung in dB, bestimmt mit Messaufbau aus Bild 4.30.

Material	f [MHz]	Verschraubt, Schraubenabstand				Schirmlose vor dem Gehäuse
		75 mm mit Kontaktfeder	75 mm ohne Kontaktfeder	22,5 mm mit Kontaktfeder	22,5 mm ohne Kontaktfeder	
Aluminium 1 mm	0,1	50	48	35	35	25
	1	65	60	45	45	27
	10	80	73	50	50	30
Stahl 1 mm	0,1	50	46	40	30	22
	1	68	56	50	40	25
	10	85	68	60	48	30

Auch bei noch tieferer Frequenz, z. B. 50 Hz, wirkt ein Gehäuse oder Schaltschrank bereits schon als elektrodynamischer Schirm, denn es findet der in 3.1.3 beschriebene Vorgang der *Induktion eines Gegenfeldes* statt. Dazu muss auch hier das Prinzip einer leitfähigen Hülle erfüllt sein. Einzelne Masseverbindungen von sonst isolierten Flächen, z. B. Gehäusetüren bringen nichts, denn die schirmenden Wirbelströme können nicht fließen, vgl. Bild 4.31.

Da die Schirmwirkung besser wird, je niederohmiger und durchgängiger der Kontakt zwischen Gehäuseflächen ist, liegt auch bei niederfrequenten

Feldern die Verwendung einer „HF“-Dichtung nahe. Hier sollten unbedingt die Kontaktstreifen oder Ganzmetallgestricke zum Einsatz kommen.



a)

b)

c)

Bild 4.31 Masseanbindung einer Gehäusefläche zur Magnetfeldschirmung bei energietechnischen Frequenzen. a) zwei einseitige Massebänder dienen der elektrischen Sicherheit, bringen aber keine Schirmung magnetischer Felder. b) Fläche ist auf gegenüberliegenden Seiten angebonden: Geringe Schirmwirkung. c) Viele Masseabindungen: Gute Schirmwirkung.

Bei Verwendung eines permeablen Materials kommt wirkt die Schirmhülle zusätzlich als magnetostatischer Schirm, d. h. *der magnetische Fluss wird in der Schirmhülle gebündelt*, vgl. 3.1.2. Um beide Effekte nutzen zu können, werden mitunter Kombinationen aus hochpermeablem, ferromagnetischen Material und einem elektrisch leitfähigen Material verwendet.

Weitere Informationen zur Magnetfeldschirmung sind Abschnitt 4.4.7 zu entnehmen.

4.3.4 Einfluss von Öffnungen

In Abschnitt 3.2 wurden Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Feld-einkopplung durch Öffnungen vorgestellt. Die wesentlichen Schlussfolgerungen seien hier noch einmal wiederholt:

- Die Schirmdämpfung besitzt ein Maximum bei einer bestimmten Frequenz.
- Unterhalb dieser Frequenz kann der Einfluss eines (einzelnen) Loches vernachlässigt werden und die Schirmdämpfung ist nur von den Materialeigenschaften (Leitfähigkeit, Permeabilität) der Wand abhängig.
- Oberhalb der Frequenz dominiert der Einfluss des Loches und die

Materialeigenschaften treten in den Hintergrund: *Lochkopplung*.

- Die Schirmdämpfung bei Lochkopplung fällt um 40 dB / Dekade.
- Die Schirmdämpfung bei Lochkopplung ist proportional $10\log(1/r_0^6) = 20\log(1/r_0^3) = 60\log(1/r_0)$. Das heißt, eine Verdopplung des Lochdurchmessers verringert die Schirmdämpfung um 18,1 dB.

Daher ist beispielsweise bei zwei Löchern mit 10 mm und 20 mm Durchmesser eine Pegeldifferenz von 18,1 dB zu erwarten, für Löcher mit 20 mm und 30 mm Durchmesser eine Differenz von 10,6 dB. Dieser Sachverhalt kann gut messtechnisch verifiziert werden. Bild 4.32 zeigt einen Messaufbau in einer Absorberhalle.

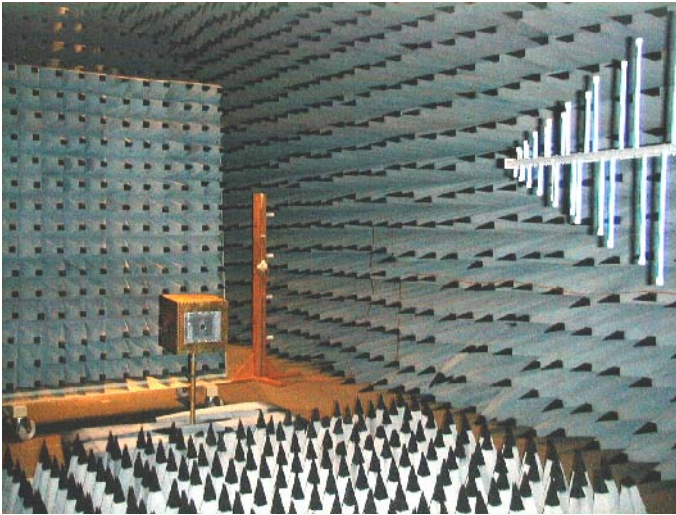


Bild 4.32 Schirmdämpfungsmessung eines Gehäuses mit Apertur in der Absorberhalle der Universität Karlsruhe.

Die Frontwand des dicht verlöteten Gehäuses mit 3 mm dicken Messingwänden ist austauschbar. Man kann bei dieser Anordnung im Frequenzbereich > 100 MHz von der Lochkopplung als dominierendem Faktor ausgehen. Im Messergebnis, Bild 4.33, lassen sich sehr schön die Abstände von 18,1 dB bzw. 10,6 dB wiederfinden.

In der Praxis dienen Öffnungen vor allem zur Belüftung. Daher ist vor allem folgender Sachverhalt relevant: Die Einkopplung wächst mit der dritten Potenz des Lochdurchmessers, während die Lochfläche mit dem quadratisch zunimmt.

Daher ist es sinnvoll, statt wenige großer viele kleine Öffnungen zu Belüftung zu verwenden.

Der ungünstigste Fall sind Lüftungsschlitze, da hier die Schlitzlänge zählt. Ein 100 mm langer aber nur 1 mm breiter Schlitz verhält sich im schlimmsten Fall so wie ein Rundloch mit 100 mm Durchmesser.

Die oben angeführten Aussagen treffen zu, solange die betrachtete Wellenlänge klein im Vergleich zu den Abmessungen der Öffnung ist. Sobald dies nicht mehr gegeben ist, gerät die Öffnung in Resonanz und wirkt wie ein Aperturstrahler. Dies führt zu Feldstärkeüberhöhungen und als Folge sogar zu negativen Schirmdämpfungen. Bei einem symmetrischen Schlitz von 100 mm Länge (entsprechend $\lambda/2$) ist dies bei 1,5 GHz der Fall.

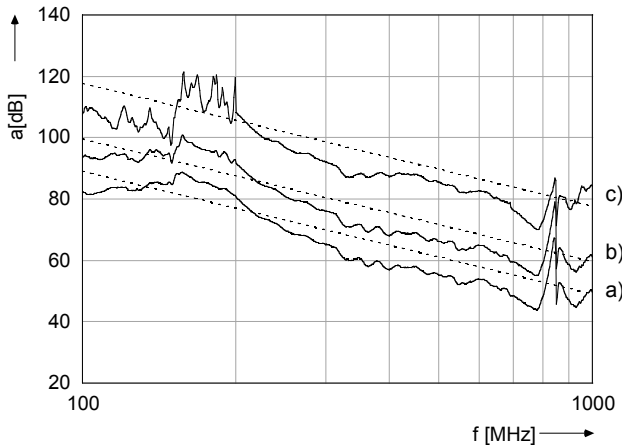


Bild 4.33 Schirmdämpfung eines „idealen“ Schirmgehäuses aus Messing mit Aluminium-Frontseite, ermittelt in einer Absorberhalle. Die Frontseite besitzt ein Loch mit a) 30 mm, b) 20 mm und c) 10 mm. Gestrichelt: Rechnung mit Ersatzdipolen gemäß 3.2.2.3. Bei ca. 850 MHz ist die TEM_{111} Resonanz des Gehäuses zu erkennen.

Die Faustformel für den maximalen Durchmesser d_{\max} einer *einzelnen* Öffnung lautet daher

$$d_{\max} < \frac{\lambda}{10} = \frac{c_0}{10f}. \quad (4.2)$$

Sobald allerdings eine größere Anzahl von Öffnungen vorliegt, z. B. bei großen Lochblechen ist die Faustformel nicht mehr gültig. Für eine Abschätzung der Schirmdämpfung sei dann auf 3.2.3 verwiesen.

4.3.5 Schirmung von Luftzuführungen

Wie oben erwähnt, sollte die Be- und Entlüftung von Gehäusen durch Löcher mit möglichst geringem Durchmesser erfolgen. Schlitzte sollten unbedingt vermieden werden. Wenn die Schirmdämpfung von Lochblechen nicht mehr ausreicht, muss auf Wabenkamineinsätze zurückgegriffen werden. Es gibt sie in allen erdenklichen Ausführungen, mit und ohne Kontaktrahmen und angepasst an die gängigen Lüfterabmessungen.

Der Handel bietet für die Schirmung von Lufteinlässen Filter an, die sehr geringe Lochdurchmesser aufweisen und gleichzeitig eine Filterung von Staub und Fremdkörpern erlauben. Diese Filter setzen sich allerdings recht schnell zu.

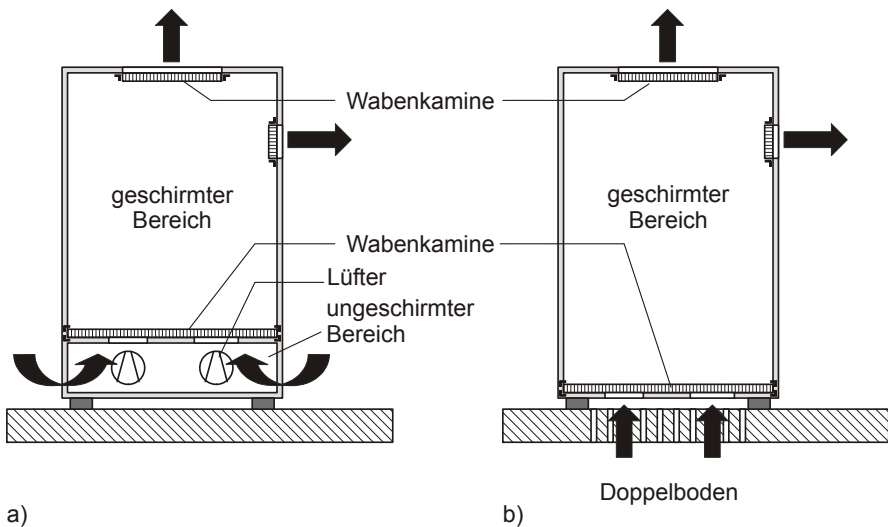


Bild 4.34 Belüftung eines geschirmten 19“-Racks in idealer Weise mit Wabenkamineinsätzen. Die Luftzufuhr geschieht a) mittels Lüftern außerhalb des geschirmten Bereichs oder b) aus dem Doppelboden.

Racks für 19“-Einschübe sind im Allgemeinen so aufgebaut, dass die Luftzufuhr von unten erfolgt. Die Entlüftung erfolgt seitlich oder oben. Diese Anordnung unterstützt die natürliche Konvektion. Kaltluft selbst

kommt entweder aus Öffnungen im Doppelboden unter dem Rack, wo die Klimaanlage des Gebäudes einen Überdruck erzeugt, oder sie muss von Lüftern im Rack aus dem Raum angesaugt werden, vgl. Bild 4.34. Diese Lüfter gibt es ebenfalls als 19“-Einschübe. Die Lüftereinheiten sollten sich nicht innerhalb der Schirmung befinden, um ihre Stromversorgung nicht filtern zu müssen.

4.3.6 Schirmung von Displays und Bedienelementen

Displays, Anzeigen, Bildschirme etc. müssen schirmungstechnisch als Öffnungen betrachtet werden. Sie sind meistens so groß, dass sie die Schirmdämpfung eines Gehäuses reduzieren. Es müssen Maßnahmen ergriffen werden, um die Schirmhülle im Bereich des Displays zu schließen.

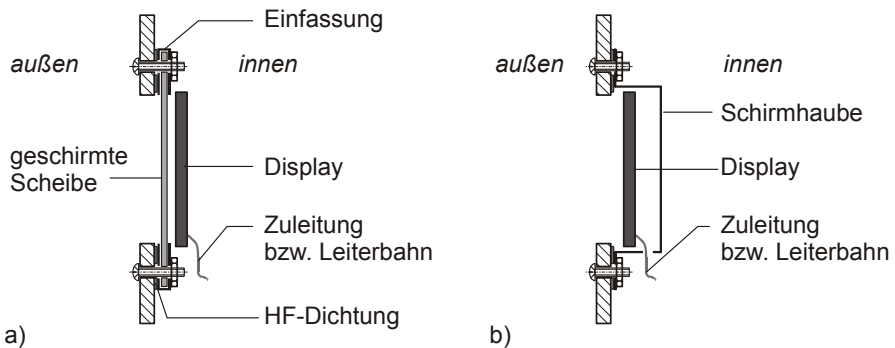


Bild 4.35 Möglichkeiten zur Schirmung von Displays: a) Mit einer geschirmten Vorsattscheibe, b) mit einer Schirmhaube.

Dabei gibt es prinzipiell zwei gangbare Wege: Das Display wird mit einer geschirmten Scheibe versehen und befindet sich innerhalb der Schirmung, vgl. Bild 4.35 a), oder es wird rückseitig mit einer Schirmhaube versehen. In diesem Fall befindet es sich außerhalb der Schirmung, vgl. Bild 4.35 b).

Vorsattscheiben werden von der Industrie angeboten: Sie bestehen meist aus Acryl, in das ein sehr feines Drahtgewebe eingegossen wird, ähnlich wie bei geschirmten Fenstern, siehe 4.4.2.3. So werden akzeptable Schirmdämpfungswerte bei gleichzeitig guter Transparenz erreicht. Die Ränder der Scheiben sind mit leitfähigem Material beschichtet, meist versilbert. Sie sind auch mit zusätzlichem Kontaktrahmen und sogar mit bereits integrierter HF-Dichtung erhältlich. Damit ist eine einwandfreie Ankopplung an den Gehäuseschirm möglich. Nachteile dieser Lösung sind

die Veränderung des äußeren Erscheinungsbildes des Gehäuses durch die Vorsatzscheibe und die vergleichsweise hohen Kosten.

Die rückseitige Schirmung eines Displays, wie in Bild 4.35 b) zu sehen, ist sicher preisgünstiger, bringt allerdings den Nachteil mit sich, dass sich das Display außerhalb der Schirmung befindet und die Displayleitungen oder -leiterbahnen die Schirmung durchdringen müssen. Damit gerät man wieder in den Problembereich der Leitungsdurchführung, der in 4.2.2 behandelt wird. Natürlich sollte die Abdeckhaube schirmtechnisch ebenfalls einwandfrei an das Gehäuse angeschlossen werden, z. B. unter Verwendung von HF-Dichtungen. Die Abdeckhaube kann auch als durchgehende Massefläche auf einer Platine ausgeführt werden – allerdings ist dann der Anschluss an das Gehäuse schwer zu realisieren.

Bedienelemente wie Tastaturen, Knöpfe etc. lassen sich in den meisten Fällen nur rückwärtig schirmen, analog Bild 4.35 b). Kleine Knöpfe oder Potentiometerwellen aus Kunststoff beeinflussen allerdings oft die Schirmdämpfung nur unwesentlich, vgl. Gl. (4.6). Metallische Wellen von Einstellknöpfen sollten vermieden werden oder mit einer ringförmigen Dichtung an den Schirm angekoppelt werden. Der Aufwand hierfür ist allerdings sehr hoch, da hier spezielle Drehteile anfertigt werden müssen.

Eine andere Möglichkeit ist das vollständige Trennen von Displays oder Tastaturen von der Schirmung. Allerdings muss dann die Verbindungsleitung (z. B. ein PS-2-Kabel) mit einem der in 4.2.2 beschriebenen Verfahren durch die Schirmhülle geführt werden.

4.3.7 Stromversorgung von geschirmten Gehäusen und Schränken

Die Stromversorgung erfolgt in idealer Weise über Filter, siehe 4.2.2, 4.4.8.4 sowie 5.4.

Wenn möglich sollten sich getaktete oder geregelte Netzteile außerhalb der Schirmung befinden. Dies wird oft mittels schutzisolierter externer Netzteile oder Steckernetzteile realisiert. Das Kabel für die stabilisierte Kleinspannung wird häufig zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen mit Leitungsferriten versehen. Gegentaktstörungen müssen durch Filter, meist Bestandteil der gedruckten Schaltung, eliminiert werden.

Bei schutzisolierten Gehäusen müssen die kritischen Komponenten innerhalb der Isolierung einzeln geschirmt werden (Beispiel: Notebook-PC).

Bei Metallgehäusen ist das Netzteil im Allgemeinen integriert und der Schutzleiter am Gehäuse aufgelegt. Wenn das gesamte Metallgehäuse als Schirm dienen soll, müssen die Netzleitungen so nahe wie möglich an der Eintrittsstelle gefiltert werden. Bei einem Einbau wie in Bild 4.19 a) sollten die Kabelschleifen innerhalb des Schirmgehäuses (*pig-tails*) so klein wie möglich gehalten werden. Dem Direkteinbau in die Schirmwand, wie in Bild 4.19 b) und c), ist in jedem Fall der Vorzug zu geben, was aber aus Gründen des Berührungsschutzes oft nicht möglich ist.

Bei Schränken besteht die Stromversorgung oft aus einem getrennten 19“-Einschub, der zusammen mit der Lüftung durch ein Wabenkamin oder Lochblech von den geschirmten Baugruppenträgern abgetrennt werden kann, vgl. Bild 4.34. Es besteht dann allerdings immer noch die Schwierigkeit, die Stromversorgung für die Komponenten durch die Schirmung zu führen, wobei es sich dabei meistens um Gleichspannung unter 50 V handelt. Diese Leitungen können leicht über Durchführungsfilter geführt werden, ohne dass besondere Maßnahmen zum Berührungsschutz ergriffen werden müssen.

4.4 Raumschirmung

Im Gegensatz zu Schirmgehäusen und Schirmschränken lassen sich geschirmte Räume betreten. Dies ist – neben der Größe des Schirms – ein wesentlicher Unterschied. Die Möglichkeit, sich im Inneren des Schirms aufzuhalten und auch von innen am Schirm arbeiten zu können, schafft zusätzliche Möglichkeiten bei der Herstellung der Räume und bei der Fehlersuche. Das Auffinden von Lecks durch Schnüffelmessungen ist bei geschirmten Räumen leichter möglich.

Ein weiterer Unterschied zu Gehäusen oder Schränken besteht im Aufbau der Schirme: Geschirmte Räume werden entweder aus Modulen zusammengefügt (klassische Schirmkabine) oder die Schirmung wird an den Gebäudewänden befestigt (architektonische Schirmung). Dazu kommen Sonderbauformen wie z. B. Schirmzelte.

Geschirmte Räume – auch Schirmkabinen – werden in vergleichsweise

geringen Stückzahlen gefertigt oder es handelt sich um Einzelstücke. So lassen sich oft bessere Lösungen erzielen, als das bei Gehäusen unter dem Druck der Kostenersparnis bei hohen Stückzahlen möglich ist.

Alle diese Umstände führen dazu, dass bei geschirmten Räumen weit höhere Schirmdämpfungswerte zu erreichen sind, als mit den meisten Gehäusen.

4.4.1 Geschirmte Räume in Modulbauweise

Die bekannteste Bauform ist sicherlich die klassische *Schirmkabine in Modulbauweise*. Die Module sind entweder gekantete Stahlblechplatten, die an den Umkantungen miteinander verschraubt werden oder Verbundplatten, die aus zwei Lagen Stahlblech und einer Zwischenlage Pressspan bestehen, siehe Bild 4.37. Meistens werden aus diesen Modulen selbsttragende Kabinen errichtet. Die Modulbauweise erleichtert die Fertigung von standardisierten, auf das System abgestimmten Komponenten, z. B. Messerkontakttüren, Wabenkamineinsätze, Durchführungen, Filter etc. Schirmdämpfungswerte >120 dB (ebene Welle ab 30 MHz) können so vom Hersteller garantiert werden. Da Stahlplatten der Wände aus relativ dickem permeablem Stahl bestehen, werden auch im Magnetfeld <200 kHz gute Werte erreicht.

Tabelle 4.16 Garantierte Schirmdämpfungswerte von Schirmkabinen in Modulbauweise, gemessen nach EN 50147-1 oder IEEE 299.

f	a_m [dB] (Magnetfeld)	a_e [dB] (ebene Welle)
10 kHz	55	-
100 kHz	80	-
1 MHz	100	120
1 GHz	-	120
10 GHz	-	100
18 GHz	-	80

Modulare Schirmkabinen sind robust und besitzen eine lange Lebensdauer. Die hohen Schirmdämpfungswerte bleiben lang erhalten. Die Systemkomponenten erlauben die Integration fast aller Besonderheiten: Wabenkamin-

einsätze mit Anschluss an eine gebäudeeigene Klimaanlage, Rohrdurchführungen für Flüssigkeiten oder Gase, Konnektorplatten zur Durchführung von Koaxialkabeln und elektrische Filter, die in ihrer Einfügungsdämpfung an die Schirmdämpfung der Kabinen angepasst sind (d. h. beispielsweise 100 dB Dämpfung ab 150 kHz). Aufgrund ihres modularen Aufbaus sind Schirmkabinen grundsätzlich erweiterbar. Auch können sie an einem anderen Standort aufgebaut werden. Der mit Erweiterung oder Umzug verbundene Aufwand ist jedoch nicht zu unterschätzen: Arbeitszeit, Transport und erforderliche Maßnahmen am Gebäude können schnell Kosten verursachen, die in der Größenordnung einer neuen Schirmkabine liegen.



Bild 4.36 Schirmkabine in Modulbauweise, Fabrikat Albatross-Projects.

Der Hauptnachteil einer Schirmkabine ist die vollständige Eingeschlossenheit in einer „Blechkiste“. Nur über eine Messerkontakttür mit recht hoher Schwelle zu betreten, herrscht im Inneren unter Kunstlicht eine Atmosphäre, die wegen fehlendem Tageslicht nicht als Dauerarbeitsplatz zugelassen ist. Die Blechwände können zwar durch Innenverkleidungen verdeckt werden, dies bringt aber einen zusätzlichen Raumverlust mit sich. Die

gesamte Wärme und Feuchtigkeit, die im Raum entsteht, muss über die Lüftung bzw. Klimaanlage abgeführt werden.

Der Raumverlust ist ein weiterer Nachteil von Schirmkabinen. Die Wand der Schirmkabine trägt schon 2 – 5 cm auf, dazu kommen noch einmal ca. 10 cm für eine Innenverkleidung. Außerdem kann die Schirmkabine nicht direkt an einer umgebenden Gebäudewand aufgestellt werden, es muss für die Montage ein Freiraum von mindestens 5 cm bleiben. In der Senkrechten ist der Raumverlust noch größer: Der Bodenaufbau hat eine Stärke von 2,5 – 13 cm, je nach System. Für eine freitragende Kabinendecke müssen ebenfalls 12 – 20 cm gerechnet werden, zuzüglich eines Freiraums für die Montage.

Die Montage von aufgeständerten Böden mit herausnehmbaren Platten und von Flächenrosten an der Kabinendecke ist möglich, bringt aber einen weiteren Raumverlust mit sich.

4.4.1.1 Aufbau von Modulen

Bei der Konstruktion von Schirmkabinen haben sich zwei Systeme durchgesetzt. *Gekantete Bleche* aus verzinktem Stahl bilden die Grundlage des Systems, das seit vielen Jahrzehnten von *Albatross-Projects* (früher *Siemens*), von *Frankonia* und anderen Herstellern hergestellt wird. Die Blechmodule werden an den Umkantungen unter Verwendung einer HF-Gestrickdichtung miteinander verschraubt, Bild 4.37 a). Dieses System ist geradezu unverwundlich. Allerdings muss bei der Montage äußerster Wert auf eine korrekte Lage der HF-Dichtung gelegt werden. Ein Nachteil ist die Notwendigkeit eines Innenbodens (um die Modulkanten zu überbrücken), ein weiterer, dass die Blechmodule zum Vibrieren neigen.

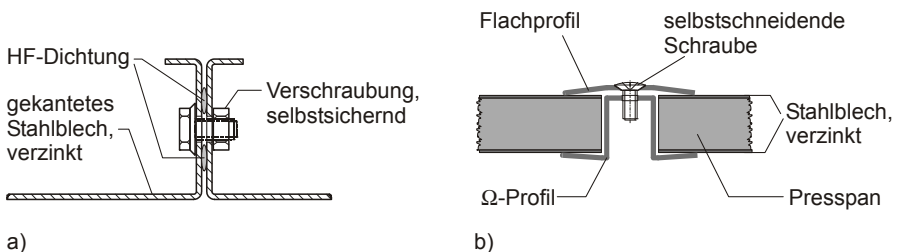


Bild 4.37 Verbindung von Schirmmodulen. a) Gekantete Bleche, b) Sandwich-Paneele.

Die Grundlage des zweiten Systems sind sogenannte *Sandwich-Paneele*, bestehend aus 1 mm verzinktem Stahlblech, einem Trägermaterial (z. B. 19 mm Pressspan) und einem zweiten 1 mm Stahlblech. Die drei Lagen sind unlösbar miteinander verleimt. An den Verbindungsstellen werden die Paneele zwischen ein Flach- und ein Ω -Profil geklemmt. Beide Profile sind so gestaltet, dass sie sich beim Anziehen der selbstschneidenden Verbindungsschrauben in die Stahlblechlagen der Paneele „beißen“. Dieses System wird unter anderem von den Firmen *Siepel* und *Braden* in etwas unterschiedlichen Varianten angeboten. Ein Vorteil ist der flachere Bodenaufbau. Außerdem neigen die Schirmwände nicht zu Vibrationen. Ein kleiner Nachteil ist, dass man gelegentlich mit „vermurkten“ Gewinden in den Profilen zu kämpfen hat – das Problem kann durch Verwendung stärkerer Schrauben gelöst werden. Wenn eine Schraube nicht richtig zieht, hat die Schirmkabine an dieser Stelle ein Leck.

Viele Anwender haben insbesondere beim Sandwich-Paneel mit Pressspanplatten die Befürchtung, dass eindringendes Wasser die Schirmung zerstört. Diese Befürchtung ist auch berechtigt, trifft aber auf beide Systeme zu, denn das Wasser kann im Bereich der Modulverbindungen zu heftigen Korrosionserscheinungen und damit zum Verlust der Schirmwirkung führen.

Von namhaften Herstellern werden für beide Schirmungssysteme die in Tabelle 4.16 aufgeführten Schirmdämpfungswerte gewährleistet.

4.4.1.2 Türen und Tore

Um die in Tabelle 4.16 aufgeführten Schirmdämpfungswerte erreichen zu können, müssen alle Komponenten des Systems ausreichende Schirmungseigenschaften besitzen. Die kritischsten Komponenten sind Türen und Tore, deren Konstruktion entsprechend aufwändig ist.



Bild 4.38 Schließmechanismus einer Absorberkabinentür. Foto: Albatross Projects.

Das Türblatt selbst besteht meist aus dem gleichen Material wie die Schirmmodule. Als Dichtsystem kommen Messerkontakte zum Einsatz, vgl. Bild 4.7. Damit die Messerkontakte ohne Beschädigung der HF-Dichtungen schließen, muss die Position des Messers in einem Toleranzbereich von maximal ± 1 mm liegen. Daher muss die Tür entsprechend starke Bänder besitzen. Dies ist auch nötig, da die Schließkraft der Tür recht hoch ist, denn die HF-Dichtungen erfordern hohe Anpresskräfte. Aus diesem Grund besitzen auch die Messerkontakttüren aller Systeme einen Verriegelungsmechanismus mit Hebel. Beim Schließen wird mit der durch den Hebel verstärkten Kraft über einen Mechanismus die Tür in die Dichtungen gezogen und verriegelt. Da das Betätigen des Hebels insbesondere bei großen Türen und Toren einigen Kraftaufwand erfordert, werden die Türen auch mit elektrischer oder pneumatischer Schließhilfe und sogar vollständig automatisch schließend angeboten.

Messerkontakttüren besitzen bauartbedingt eine Schwelle von 10 – 13 cm Höhe. Um mit einem Hubwagen, KFZ oder Gabelstapler in die Halle zu gelangen, werden Rampen benötigt, die von den Kabinenherstellern in den unterschiedlichsten Varianten angeboten werden.



Bild 4.39 Schiebetür mit elektrischem Antrieb. Foto: Albatross Projects.

Den Nachteil der hohen Schwelle besitzen auch Schiebetüren und -tore, die bei beengten Platzverhältnissen eingesetzt werden. Da das Messer genau senkrecht in die Dichtungsnut einfahren muss, sind Schiebetüren in der Konstruktion noch aufwändiger als die Drehtüren.

Insgesamt kann der Aufwand für Schirmtüren und -tore leicht in die Größenordnung der Kosten für die restliche modulare Schirmung kommen.

4.4.1.3 Rohrdurchführungen

Rohrdurchführungen dienen zur Einführung von Flüssigkeiten und Gasen in die Schirmung. Prinzipiell handelt es sich dabei um *Hohlleiter*, deren Dämpfung und Cut-Off-Frequenz berechnet werden kann, siehe Abschnitt 3.1.4.3. Alle isolierenden Medien können problemlos durch den Hohlleiter geführt werden, aber auch z. B. Wasser, das bedingt leitfähig ist. Es steht vollständig im Kontakt zur Hohlleiterwand und reduziert dessen Querschnitt bzw. verschließt ihn vollständig.

Drähte oder Kabel, die unbehandelt durch Rohrdurchführungen in Schirme eingeführt werden, zerstören die Schirmwirkung.

Die Hersteller von Kabinensystemen bieten Rohrdurchführungen mit Standardanschlüssen für Wasser, Abwasser, Druckluft, medizinische Gase etc. an. Die Rohrdurchführungen werden mit der Kabinenwand dicht ver-

lötet oder verschraubt.

Bei Kälteleitungen tritt das Problem auf, dass diese von der Kabinenwand thermisch isoliert sein müssen, da sonst ein ungewollter Wärmeaustausch des Kältemittels über die Kabinenwand mit der Umgebung stattfindet. Außer dem Kälteverlust bringt dies die Gefahr der Kondenswasserbildung mit sich. Um dieses Problem zu lösen, verwendet man üblicher Weise zwei koaxiale, elektrisch leitfähige Rohre, die voneinander thermisch isoliert sind, siehe Bild 4.40 c).

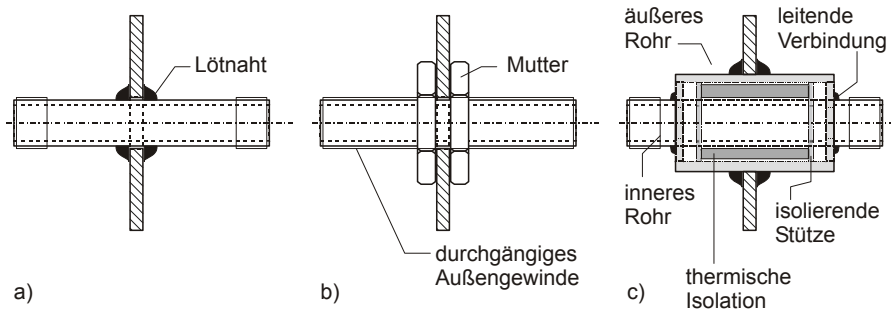


Bild 4.40 Beispiele von Rohrdurchführungen bei Schirmkabinen. a) Rohr mit Kabinenwand verlötet, an den Enden des Rohres Außengewinde. b) Rohr mit durchgehendem Gewinde, mit der Kabinenwand verschraubt. c) Rohrdurchführung für eine Kälteleitung, bestehend aus zwei elektrisch leitfähigen Rohren. Die Rohre sind voneinander thermisch isoliert, aber an den Enden des äußeren Rohres elektrisch leitend verbunden.

An den Enden des äußeren Rohrs muss aber ein umlaufender elektrischer Kontakt sichergestellt sein, z. B. durch eine HF-Dichtung oder eine verlötete Kappe. Die Rohre würden sonst wie ein Koaxialkabel wirken und die Schirmung zunichte machen. Diese elektrisch leitfähige Verbindung ist allerdings auch thermisch gut leitend. Der Temperaturunterschied zwischen Innenrohr und Schirmwand baut sich jedoch längs des äußeren Rohres ab. Je länger die Rohrdurchführung ist, umso besser: Das Schirmungspaneel wird weniger abgekühlt.

Eine weitere Möglichkeit zur Durchführung von Kälteleitungen ist die Verwendung von Materialien mit hoher elektrischer, aber geringer thermischer Leitfähigkeit, z. B. silberhaltiges Epoxydharz oder leitfähige Textilien.

Tabelle 4.17 Wärmeleitfähigkeit einiger Stoffe [Wiki 07].

Stoff	Wärmeleitfähigkeit [W / (mK)]	Stoff	Wärmeleitfähigkeit [W / (mK)]
Silber	429	Granit	2,8
Kupfer	380	Eis	2,33
Gold	310	Beton	2,1
Aluminium	209	Glas	1,0
Magnesium	170	Kalkzement-Putz	1,0
Wolfram	167	Wasser	0,6
Messing	120	Ziegelmauerwerk (Vollziegel)	0,5 – 1,4
Kohlenstoff	119 - 165	Epoxydharz	0,25
Kalium	~135	Wasserstoff	0,18
Zink	110	Helium	0,144
Nickel	85	Holz	0,13 - 0,18
Eisen	80,2	Poroton-Mauerwerk	0,09 - 0,45
Platin	71	Porenbeton- Mauerwerk	0,08 - 0,25
Zinn	67	Schaumglas	0,040
Tantal	54	Glaswolle	0,04 - 0,05
Stahl, unlegiert	50	Polystyrol- Dämmstoff	0,035 - 0,050
Blei	35	Polyurethan- Dämmstoff	~0,035
Titan (elementar)	22	Luft	0,024
Edelstahl	21	Sauerstoff	0,023
Wismut	8,4	Stickstoff	0,02
Quecksilber	8,3	Argon	0,016
		Kohlendioxid	0,015
		Vakuum	~0,0

4.4.1.4 Belüftung und Leitungsdurchführungen

Diese Themen sind an anderen Stellen des Buches ausführlich beschrieben, weshalb hier nur auf die entsprechenden Abschnitte verwiesen werden soll:

Wabenkamine und Belüftung: Siehe 4.2.4 und 4.4.8.5.

Filter und Durchführungen elektrischer Leitungen: Siehe 4.2.2, 4.4.8.4 sowie 5.4.

4.4.1.5 Anwendungsbeispiele für geschirmte Räume in modularer Bauweise

In diesem Abschnitt sind beispielhaft Anwendungen von modular geschirmten Räumen beschrieben. Für diese Anwendungsfälle lassen sich prinzipiell auch auf Grundlage anderer Schirmungssysteme Lösungen finden. Beispielsweise kann eine Absorberhalle auch auf Basis einer geschweißten Kabine aufgebaut werden, ein abhörsicherer Raum auf Basis eines architektonischen Schirmungssystems usw. Welche Lösung gewählt wird, hängt von den genauen Anforderungen, den Verhältnissen vor Ort und nicht zuletzt von der Wirtschaftlichkeit ab.

Messkabinen

Am häufigsten werden modulare Schirmräume als Messkabinen eingesetzt, z. B. für leitungsgebundene EMV-Störfestigkeitsprüfungen, Emissionsmessungen oder für ESD-Tests. (ESD: **E**lectro-**S**tatic **D**ischarge)

Einfache Messkabinen sind meistens freitragend und besitzen keine Innenverkleidungen, da sie nicht als Dauerarbeitsplätze genutzt werden. Dies hat auch den Vorteil, dass die Kabinenwand leicht zugänglich ist und leicht in Messaufbauten integriert werden kann. Bei ESD-Kabinen beispielsweise wird häufig zur Kalibrierung des Testsystems ein so genanntes *Target* in die Kabinenwand eingebaut, um ESD-Generator und Messaufbau zu entkoppeln.

Allgemein empfiehlt sich ein ableitfähiger Bodenbelag, um elektrostatische Aufladungen, die empfindliche Eingänge von Messgeräten beschädigen können, zu vermeiden. Wenn dieser Bodenbelag auf isolierenden Bodenplatten verlegt wird, sollten Kupferbänder unter dem Bodenbelag angebracht und an der Kabinenwand geerdet werden.

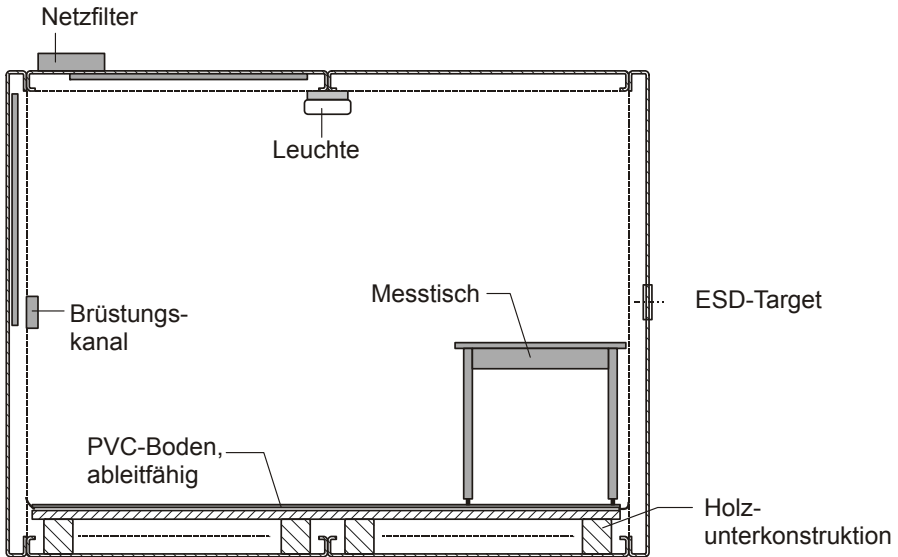


Bild 4.41 Beispiel für eine typische Messkabine

Absorberhallen

Die Metallwände von Schirmkabinen reflektieren elektromagnetische Wellen. Kommt die Wellenlänge gar in den Bereich der Kabinenabmessungen, bilden sich Hohlraumresonanzen aus, siehe 3.1.4.4. Diese Effekte führen zu einer extrem inhomogenen Feldverteilung, die von der Kabinengeometrie, von der Art der Felderzeugung und von der Wellenlänge abhängig ist. Für feldgebundene Messungen sind einfache Schirmkabinen daher oft ungeeignet. Diese Messungen wurden früher ausschließlich auf Freifeldern durchgeführt, da dort keine reflektierenden Wände vorhanden sind. Der Einfluss der leitfähigen Bodenfläche ist nahezu konstant und kann bei Messungen berücksichtigt oder sogar berechnet werden. Freifelder bringen aber eine Reihe von Nachteilen mit sich: Witterungsabhängigkeit, hoher Flächenbedarf, keine elektromagnetische Entkopplung von der Umwelt etc.

Der Wunsch nach einer reflexionsarmen Umgebung im geschirmten Raum hat zur Entwicklung von Absorbern geführt, die an der Schirmung befestigt werden und die einfallende Wellen absorbieren. Die so geschaffenen, elektromagnetisch echofreien Räume werden als *Absorberhallen* (engl. *anechoic chambers*) bezeichnet. Sie dienen u. a. für als Messgelände für feldgebundene Messungen wie

- gestrahlte Emissionsmessungen,
- gestrahlte Störfestigkeitsprüfungen,
- Antennenvermessung,
- Schirmdämpfungsmessung etc.

Meistens wünscht man eine hohe Feldhomogenität in einem großen Frequenzbereich. Absorber sollen also breitbandig sein. *Ferritabsorber* wirken physikalisch wie die in 4.2.2.2 beschriebenen Leitungsferrite. Als Ferritkacheln werden sie an den Wänden befestigt. Sie sind allerdings nur für Frequenzen bis maximal 100 MHz geeignet. Darüber nimmt ihre Wirkung immer mehr ab. Deshalb kommen oft *Pyramidenabsorber* zum Einsatz. Sie bestehen meist aus geschäumtem Material, das mit Kohlenstoff getränkt wird. Aufgrund ihrer Form sorgen sie für einen stetigen Übergang vom Wellenwiderstand des freien Raums hin zum Kurzschluss durch die Schirmwand. Die Welle „läuft sich tot“ zwischen den pyramidenförmigen Absorbern, wobei deren mäßige Leitfähigkeit zur Umwandlung der elektromagnetischen Energie in Wärme führt. Pyramidenabsorber eignen sich für ein weites Frequenzband, hinauf bis 40 GHz, wobei dann die Farbe oder Beschichtung der Absorber eine Rolle zu spielen beginnt. Nach unten hin ist die Wirkung der Pyramidenabsorber durch deren Abmessungen begrenzt. Bei entsprechender Größe eignen sie sich für Frequenzen unter 100 MHz. Da die Absorber dann aber länger als 1 m sein müssen, was einen hohen Raumverlust in der Absorberhalle mit sich bringt, liegt der Gedanke nahe, die Vorteile von Pyramidenabsorbern mit denen von Ferritabsorbern zu verbinden. Dies hat zur Entwicklung von *Hybridabsorbern* geführt: Ferritkacheln mit aufgesetzten Pyramidenabsorbern, die in ihrer Kohlenstoff-Ladung genau auf den Ferrit abgestimmt sein müssen.

Zum Anbringen der Absorber in der geschirmten Halle ist eine Unterkonstruktion, meist aus Holz erforderlich. Ferritabsorber besitzen außerdem ein relativ hohes Gewicht (Dichte ca. 5, d. h. ca. 30 – 40 kg/m²). Daher müssen die Wände der Absorberhalle eine entsprechende Statik besitzen, welche die auftretenden Lasten aufnehmen kann. Die Standardhallen der meisten Hallenhersteller besitzen bereits eine solche Statik.

Für Emissionsmessungen werden Feldverhältnisse wie bei einem Freifeld angestrebt. Daher ist der Boden einer Absorberhalle für Emissionsmessungen eine metallische Fläche, die auch als *Ground-Plane* bezeichnet wird.

Für Störfestigkeitsprüfungen werden jedoch möglichst reflexionsfreie Felder gefordert, weshalb Bodenabsorber eingesetzt werden. Diese bedecken entweder nur einen Teil des Bodens und können für Emissionstests entfernt werden, oder der Boden ist vollständig ausgekleidet (*Vollabsorberhalle*). Um den Boden dennoch betreten zu können, wird bei Hallen für Emissionstests über den Absorbern ein aufgeständerter Boden aus nichtleitendem Material (meist Holz) aufgebaut. Bei Antennenmesssystemen stört auch der Holzboden, weshalb man begehbare Absorber verwendet.



Bild 4.42 Absorberhalle der Universität Magdeburg.

Türen und Tore von Absorberhallen sind noch aufwändiger als herkömmliche Schirmtüren. Bei der Bestückung mit Pyramidenabsorbern liegt das daran, dass diese recht lang sind, je nach unterer Grenzfrequenz auch über 1 m. Trotz der Absorberbestückung muss die Tür bzw. das Tor noch aufschwingen können. Die Türblätter von Schiebetoren müssen entsprechend weit von der Wand weg gefahren werden, bevor sie zur Seite geschoben werden können. Das Schienensystem ist entsprechend aufwändig. Ferrit- oder Hybridabsorber benötigen weniger Raum, sind aber wesentlich schwerer. Deshalb müssen Bänder bzw. Türaufhängung entsprechend dimensioniert werden.

Ein weiterer Punkt, der bei der Planung von Absorberhallen berücksichtigt werden muss und der zu wesentlichen Kosten führt, ist der Brandschutz. Bei Störfestigkeitsprüfungen wird oft eine HF-Leistung mehrerer Kilowatt in der Halle abgestrahlt. Diese Leistung wird im Wesentlichen von den Absorbern in Wärme umgewandelt. Insbesondere in den Hauptreflexions-

zonen treten hohe Leistungsdichten an der Absorberoberfläche auf. Diese müssen niedriger sein, als die vom Absorberhersteller spezifizierten Maximalwerte. Bei kommerziell verfügbaren Absorberhallen sind diese Voraussetzungen im Allgemeinen erfüllt. Dennoch müssen Maßnahmen zum Brandschutz getroffen werden. In jedem Fall sollte eine Brandmeldeanlage in der Halle installiert sein. Aufwändiger ist der Einsatz von Gaslöschanlagen.

Konzeption und Berechnung von Absorberhallen ist ein eigener Themenkomplex, der den Rahmen dieses Buches sprengt. Insbesondere die Modellierung der Absorberstruktur und die numerische Berechnung der Feldverteilung benötigt viel Erfahrung und entsprechende Software. Die Eigenschaften einer Absorberhalle werden durch die Normen vorgegeben, nach denen in der Halle gemessen und geprüft werden muss, vgl. 6.1.1. Die Hersteller von Komplettsystemen garantieren diese Eigenschaften. Allerdings sind durch die Physik Grenzen gesetzt: Eine Halle für Störfestigkeitsprüfungen kann durchaus auch für Emissionsmessungen verwendbar sein, aber eine gleichzeitige Nutzung als Antennenmesskammer ist kaum möglich. Die „eierlegende Wollmilchsau“ gibt es eben auch bei Absorberhallen nicht.

Modenverwirbelungskammern

Die ungleichmäßige Feldverteilung in einem geschirmten Raum wird durch die Reflexionen an den metallischen Wänden verursacht. Durch die Verwendung von Absorbieren versucht man, diese Reflexionen zugunsten einer homogenen Feldverteilung zu verringern. Einem völlig anderen Ansatz folgte man bei der Entwicklung der *Modenverwirbelungskammer* (engl. *Reverberation Chamber* oder *Mode Stirred Chamber*, MSC). Bei ausreichend hoher Frequenz kommt es in einer leitfähigen Kammer zur Ausbildung von Hohlraumresonanzen auch *höhere Moden* genannt. Die Feldverteilung ist stark inhomogen, es treten Feldstärkeüberhöhungen und -auslöschungen auf. *Bei der Modenverwirbelungskammer wird durch eine Variation der Randbedingungen die räumliche Lage der Feldstärkemaxima und -minima so verändert, dass im zeitlichen Mittel eine Gleichverteilung der Feldextrema erreicht wird* [Kü 02]. In der Praxis geschieht dies durch die Rotation eines *Rührers* mit reflektierenden Platten. Damit dieser das Feld in der ganzen Kammer wesentlich beeinflussen kann, muss es zur Ausbreitung höherer Moden kommen, was erst ab einer bestimmten

Grenzfrequenz geschieht, siehe 3.1.4.4. Das Auftreten von Hohlraumresonanzen ist in Bild 4.43 veranschaulicht.

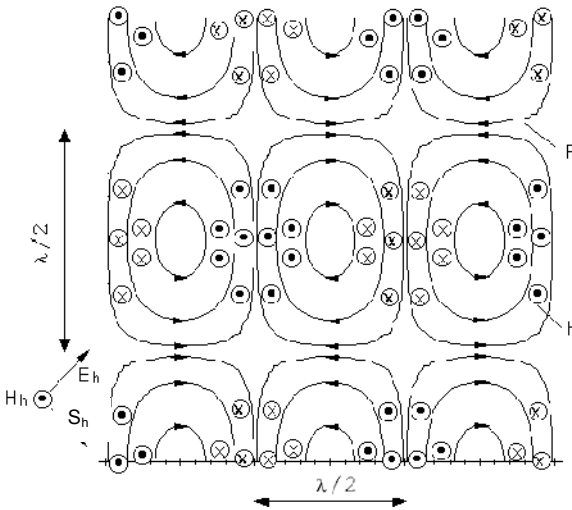


Bild 4.43 Feldlinien in einem Hohlraumresonator (Horizontalschnitt) beim schrägen Einfall einer vertikal polarisierten Welle.

Modenverwirbelungskammern können für Emissionsmessungen, Störfestigkeitsprüfungen und Schirmdämpfungsmessungen eingesetzt werden, vgl. 5.6.1 und 6.1.1. Sie besitzen eine Reihe von Vorteilen:

- Platz- und Gewichtsersparnis durch Verzicht auf Absorber.
- Bei Störfestigkeitsprüfungen können mit geringen HF-Leistungen hohe Feldstärkewerte erzeugt werden.
- Zeitersparnis, da das Drehen des Prüflings entfällt.
- Kostenersparnis aus den vorstehend genannten Gründen.

Diesen Vorteilen stehen Nachteile gegenüber, die nicht unerwähnt bleiben sollen:

- Keine definierte Feldstärke zu einem bestimmten Zeitpunkt.
- Einfluss auf die Feldstärke durch absorbierendes Verhalten des Prüflings.

- Zum Betrieb der MSC ist eine bestimmte Modendichte, das heißt eine Mindestanzahl von Moden innerhalb eines Frequenzbandes, erforderlich. Unterhalb des ersten Modes, d. h. der H_{101} -Resonanz, ist gar kein Betrieb möglich. Die niedrigste Betriebsfrequenz einer Modenverwirbelungskammer ist von deren Größe abhängig. Sie liegt in einer Größenordnung 200–300 MHz.
- Statistisches Verfahren; insbesondere bei Störfestigkeitsprüfungen ist der Zusammenhang zwischen Störfeldstärke und Auftreten der Störung schwer reproduzierbar

Über die Vergleichbarkeit von Absorberhallen- und MSC-Messungen und vor allem über die Frage der Äquivalenz beider Prüfverfahren wird seit der Entwicklung der ersten Modenverwirbelungskammern heftig diskutiert. Dabei sei hier auf die entsprechende Literatur verwiesen [Cor 80], [Kür 02], [Hil 97] u. v. a.

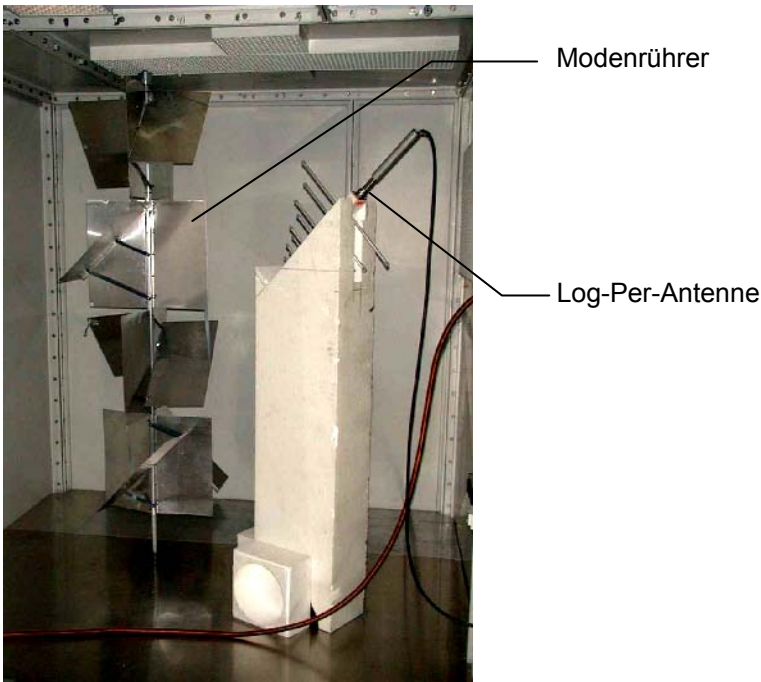


Bild 4.44 Modenverwirbelungskammer an der Universität Karlsruhe.

Die Herausforderung beim Bau einer Modenverwirbelungskammer liegt in der Programmierung. Messgeräte und Motorsteuerung müssen koordiniert

werden. Bei der Auswertung der Messdaten müssen stochastische Verfahren angewendet werden. Dieses führt uns jedoch weg vom Thema *Schirmung*. Sehr wohl zum Thema gehört jedoch die Konstruktion der Kammer selbst sowie des Rührerantriebs.

Für die Funktion einer Modenverwirbelungskammer ist die Ausbreitung von Hohlraumresonanzen eine Voraussetzung. Diese Resonanzen können sich umso besser ausbilden, je höher die Güte des Hohlraumresonators ist. Das heißt, die Leitfähigkeit seiner Wände muss möglichst hoch sein, vor allen Dingen an der Oberfläche. Nur bei der Ausbildung von Moden kann der Modenrührer seine Funktion erfüllen. Die Reflektionsplatten des Rührers müssen natürlich ebenfalls einen geringen Oberflächenwiderstand besitzen. Ein weiterer Vorteil der hohen Leitfähigkeit der Wände ist die geringe Verlustleistung: Mit einer geringeren Leistung kann eine hohe Feldstärke erzielt werden, was für Störfestigkeitsprüfungen sehr wünschenswert ist. Allerdings ist der Aufwand, beispielsweise eine bestehende Schirmkabine aus verzinkten Blechmodulen mit einer Kupfer-Innenverkleidung nachzurüsten, doch recht hoch. Eher wirtschaftlich ist der Aufbau einer Kammer aus Trockenbauwänden mit Kupferauskleidung, siehe 4.4.2. Die Abschätzung der für eine bestimmte Feldstärke erforderlichen HF-Leistung bei Kenntnis von Kammerabmessungen und –material benötigt viel Erfahrung.

Ebenso ist das Finden einer optimalen Rührergeometrie nicht trivial. Aus schirmungstechnischer Sicht ist die geschirmte Wellendurchführung interessant. Der Rührerantrieb sollte sich außerhalb der Schirmung befinden, da er Emissionsmessungen beeinflussen könnte. Außerdem müssten Versorgungs- und Steuerleitungen gefiltert werden. Somit bleiben zwei Möglichkeiten: Das Durchführen einer metallischen Welle durch die Schirmwand unter Verwendung einer HF-Wellendichtung, ähnlich wie bei geschirmten Türdrückern, 4.4.2.2, oder der Einsatz einer Kunststoff-Welle, die durch einen Hohlleiter ins Kammerinnere geführt wird. Letztere Möglichkeit ist vorzuziehen, da metallische Wellen in Resonanz geraten können, was insbesondere bei Emissionsmessungen störend ist.

Abhörsichere Räume

Bei *abhörsicheren Räumen* ist die elektromagnetische Schirmung nur eine der geforderten Eigenschaften. Sehr wichtig sind auch die Schalldämmung, die Revisionierbarkeit, die sichere Anbindung an Fernmelde- oder

Datennetze etc., vgl. 4.4.7. Diese Anforderungen werden meistens von zivilen oder militärischen Behörden festgelegt. In Deutschland ist für den zivilen Bereich das *Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik* (BSI) zuständig, vgl. 1.1 und 6.4.

Ein feiner Unterschied besteht zwischen *abhörsicheren* und *abstrahlsicheren* Räumen. Bei erstgenannten wird von einem Angreifer ausgegangen, der Abhörmittel in den Raum einbringt, bei letzterem wird nur die *kompromittierende Abstrahlung* unterbunden, die jedes EDV-Gerät aussendet. Ein weiterer Unterschied besteht zwischen *abhörsicheren* und *abhörschutzten* Räumen, welche geringere Anforderungen erfüllen müssen. Ein Beispiel für einen abhörschutzten Raum wird in 4.4.2.9 vorgestellt.

Abhörsichere Räume lassen sich prinzipiell auf Basis aller Raumschirmungssysteme realisieren. Das in Bild 4.45 dargestellte Beispiel mit modularer Schirmung ist nur eine von vielen Möglichkeiten.

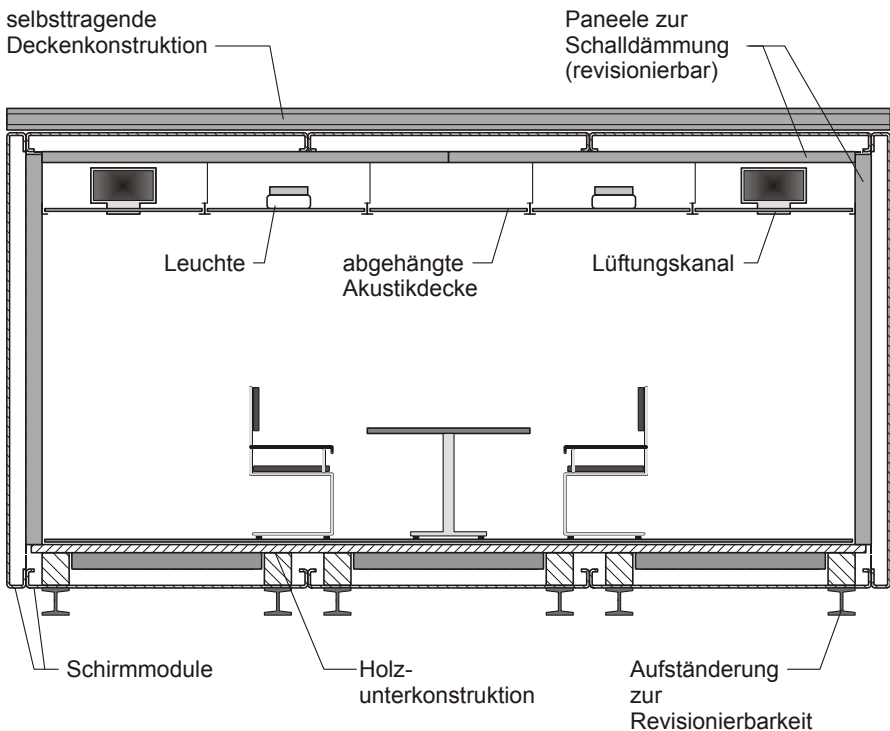


Bild 4.45 Querschnitt durch einen abhörsicheren Raum

Abhörsichere Räume benötigen eine weitgehend autarke Infrastruktur,

d. h. eine eigene Klimaanlage, unterbrechungsfreie, abhörsichere Stromversorgung, eigene Brand- und Einbruchmeldeanlage etc. Meist wird auch eine verschlüsselte Fernmeldeanbindung benötigt. Die zugehörigen EDV-Anlagen müssen selbstverständlich abstrahlgeschützt werden, was ebenfalls eine elektromagnetische Schirmung erfordert. Bild 4.46 zeigt ein (fiktives) Beispiel eines abhörsicheren Bereichs.

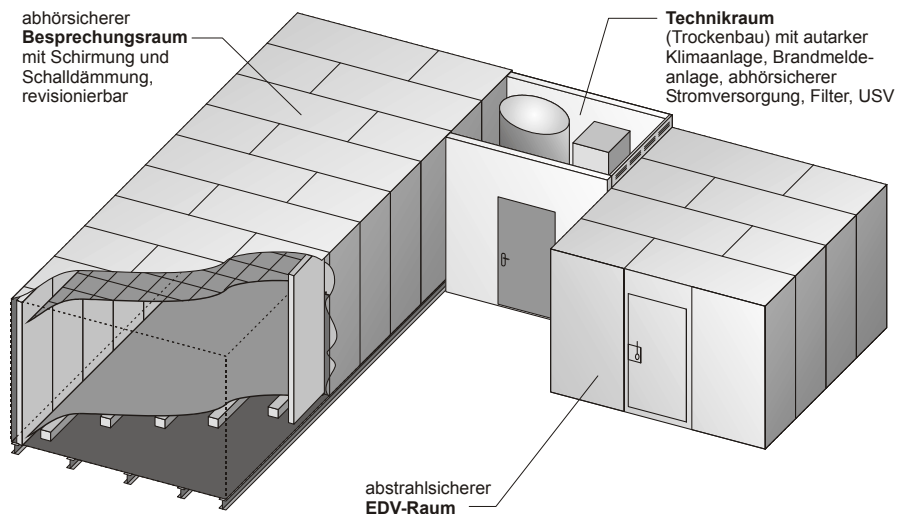


Bild 4.46 Konzept eines abhörsicheren Besprechungsraums mit angegliederter geschirmtem EDV-Bereich und Technikraum für autarke Gebäudetechnik.

Unterstützt werden muss diese Art des passiven Abhörschutzes durch viele weitere technisch-organisatorische Maßnahmen wie Zutrittskontrolle, strenge Auswahl des Benutzerkreises, regelmäßige Inspektion, kontrollierte Vernichtung von Akten und Datenträgern etc.

4.4.2 Architektonische Raumschirmung

Architektonische Schirmungssysteme passen sich einer vorgegebenen Architektur an. Die Schirmung wird in ein bestehendes oder neu zu errichtendes Gebäude integriert.

Zum einen kommt als Schirmungsmaterial metallisierter Vliesstoff oder metallisiertes Gewebe aus Kunstfasern zum Einsatz. Es ist mit einer zusätzlichen Korrosionsschutzschicht versehen und besitzt den großen Vorteil der Atmungsaktivität. Das Material besitzt eine Dicke im Zehntel-mm-

Bereich, vgl. 4.1.3. Nach dem Anbringen und dem Test der Schirmung kann das Material mit herkömmlichen Wandbelägen übertapeziert werden.

Zum anderen kann Blech, z. B. Kupfer der Materialstärke 0,2 oder 0,3 mm eingesetzt werden. Dies bringt eine höhere Schirmdämpfung besonders im kHz-Bereich, aber auch den Verlust der Atmungsaktivität mit sich. Außerdem ist die Kupferoberfläche wellig und muss für eine einwandfreie Optik mit einer Vorsatzschale verkleidet werden.

Auch verschweißtes Stahlblech kann mit einigem Aufwand an die Gebäudearchitektur angepasst werden.

Wichtig bei der architektonischen Raumschirmung ist der Systemgedanke: Nur durch den Einsatz geprüfter und auf einander abgestimmter Komponenten lassen sich ausreichende Schirmdämpfungswerte erreichen. Gute Schirmdämpfungssysteme erreichen so typische Werte von ca. 70 dB im Frequenzbereich 30 MHz bis 3 GHz (gemäß IEEE-Std. 299), was im Allgemeinen zur Unterdrückung von Mobilfunkkommunikation ausreicht. Die Komponenten sind so gestaltet, dass sich abgeschirmte Räume wie herkömmliche nutzen lassen: Die Schirmtüren sind in Funktion und Erscheinungsbild den sonst im Gebäude üblichen angepasst. Schirmfenster, deren Scheiben eine einlamierte Lage feinsten Kupfergewebes besitzen, haben eine Durchsicht und Lichtdurchlässigkeit, die auch die Einrichtung dauernd genutzter Arbeitsplätze erlaubt. Wird der Boden mit einer Kupferwanne geschirmt, können alle konventionellen Doppelbodensysteme installiert werden. Die Kühlung von 19“-Racks ist beispielsweise mit herkömmlichen Klimatisierungssystemen möglich. Die Be- und Entlüftung des geschirmten Bereichs erfolgt mit Wabenkaminfenstern, die an die gebäudeeigene Anlage angepasst sind. Auch die Zuführung von Kälteleitungen selbst mit großen Querschnitten ist möglich. An der Decke können ohne Probleme z. B. Flächenroste zur Kabelführung installiert werden. Die Wände können durch die Nachbehandlung mit Tapeten oder die Montage von Vorsatzschalen eine gewohnte Optik erhalten.

Ein Nachteil der architektonischen Schirmung ist die geringe Dämpfung magnetischer Felder (<200 kHz) bei der Verwendung atmungsaktiver Textilien. Ein weiterer besteht darin, dass die Installation ortsfest ist und keinen Umzug erlaubt.

4.4.2.1 Basismaterialien

Zur Schirmung von Wand- und Deckenflächen eignen sich im besonderen Maße *leitfähig beschichtete Vliesstoffe* auf Polyester- oder Nylonbasis, vgl. 4.1.3. Bei ordnungsgemäßer Verarbeitung erreichen die besten auf dem Markt befindlichen Materialien Schirmdämpfungswerte von ca. 80 dB im Bereich 30 MHz bis 3 GHz (ebene Welle). Die leitfähige Beschichtung besteht meist aus einer ca. 50 µm dicken Kupferschicht, die durch eine weitere sehr dünne Beschichtung aus Nickel, Zinn oder Kunststoff vor Korrosion geschützt wird. Das Material muss überlappend verarbeitet werden. An den Überlappungsstellen kommt es zum Kontakt zwischen den Fasern des Vliesstoffes. Die verwendeten Klebstoffe selbst sind im Allgemeinen nichtleitend, müssen aber eine chemische Verträglichkeit mit dem Basismaterial besitzen. Vor allem aber müssen sie eine ausreichende Adhäsion bewirken, damit der elektrische Kontakt auch zuverlässig ist. Im Allgemeinen werden sie vom Systemlieferanten vorgeschrieben.



Bild 4.47 Überlappende Verarbeitung von Schirmungsmaterial auf Nylonbasis.

Material auf Polyesterbasis ist sehr dünn bei geringer Dehnbarkeit. Bei

ebenem Untergrund lassen sich leicht große Flächen bekleben, auch von einer einzelnen Person. Dafür ist die Gefahr der Rissbildung an Graten oder Spitzen wesentlich größer, als beim dickeren und flexibleren Material auf Nylonbasis. Dieses besitzt dafür den Nachteil, dass es bei der Verarbeitung glatt gezogen werden muss, was eine zweite Person erfordert. Außerdem lässt es sich nur in Breiten bis maximal 0,5 m faltenfrei verarbeiten.

Textile Schirmungsmaterialien gibt es auch in *selbstklebender Ausführung*, die sich insbesondere auf nicht-saugenden Untergründen sehr bewährt hat, beispielsweise auf Kunststoff oder Metall. In Streifen geschnitten, lassen sich so Klebebänder herstellen, die den üblichen Kupferklebebändern überlegen sind, denn die Fasern des Stoffs durchdringen die isolierenden Klebstoffschichten. Insbesondere wenn Übergänge auf blankes Kupfer geschaffen werden sollen, ist das selbstklebende Material sehr wertvoll.

Kupferblech in der Stärke 0,2 mm – 0,3 mm eignet sich ebenfalls hervorragend zur Raumschirmung. Es lassen sich höhere Schirmdämpfungswerte erreichen, als mit textilen Schirmungsmaterialien. Meistens wird die Schirmdämpfung jedoch sowieso durch die verwendeten Türen oder Fenster auf max. 80 dB begrenzt, so dass Kupfer seinen Vorteil nur bedingt ausspielen kann. Kupfer bildet eine vollständige Dampfsperre, was bauphysikalisch manchmal ein Problem darstellt. Zur Verbindung der Kupferbahnen (von der Rolle) oder –tafeln eignen sich zwei Verfahren: Dichtes Verlöten (Weichlöten) mit leistungsstarken ElektrolötKolben oder Überkleben der Stöße mit selbstklebendem Textilmaterial.



a)



b)

Bild 4.48 Mit Kupferblech geschirmter Raum, a) vor und b) nach Innenausbau. Fotos: Wrba.

Um die Kupferbahnen oder -tafeln an Wänden oder Decken anzubringen, hat sich Dübeln bewährt. Die Köpfe der Befestigungsschrauben – vor-

zugsweise Edelstahl – müssen mit dem Kupferblech maximal leitfähig verbunden werden. Dies kann beispielsweise mit einer V2A-Beilegscheibe und einer HF-Dichtung geschehen. Aber auch überkleben der Schraubenköpfe mit selbstklebendem leitfähigem Textilmaterial führt zum Erfolg.

Verarbeitetes Kupfer ist wellig. Die für ein ansprechendes Äußeres der geschirmten Flächen erforderliche Vorsatzschale aus Gipskartonplatten, MDF oder ähnlichem muss an vorbereiteten Befestigungspunkten in schirmungstechnisch einwandfreier Weise montiert werden.



a)



b)

Bild 4.49 Geschweißte Schirmung, a) vor und b) nach Innenausbau.

Hervorragende geschirmte Räume lassen sich mit verschweißtem *Stahlblech* herstellen. Die Materialstärke beträgt mindestens 0,8 mm, da sonst die Schweißarbeiten schwierig werden. Bei stärkerem Material kann das Blech auch gleichzeitig noch zum Einbruchschutz dienen. Herkömmliche Schutzgas-Schweißgeräte eignen sich sehr gut. Das verschweißte Stahlblech wirft sich beim Schweißen und gerät so unter starke mechanische Spannung. Beim Begehen gibt das Blech nach und der Boden verzieht sich lautstark. Dies ist aber kein Problem, wenn beim Innenausbau eine Ausgleichsschüttung und darüber eine Schicht aus festen Verlegeplatten mit Nut- und Feder aufgebracht wird. Die Welligkeit der verschweißten Wand- und Deckenbleche wird durch Vorsatzwände und abgehängte Decken aus-

geglichen. Zur Befestigung des Innenausbaus, von Leuchten, Lüftungskanälen etc. hat sich der Einsatz von Bolzenschweißgeräten sehr bewährt.

Sinnvoll ist es, bei einer Stahlblechschirmung hochwertige Messerkontakttüren zu verwenden. An diese kann die Schirmung rundum dicht angeschweißt werden. Bei sorgfältig durchgeführter Schweißarbeit und gründlicher Schirmdämpfungsmessung gehören die so hergestellten Räume zu den besten Schirmungen überhaupt. Eine Schirmdämpfung oberhalb der Messgrenze üblicher Messsysteme ist möglich.

4.4.2.2 Türen

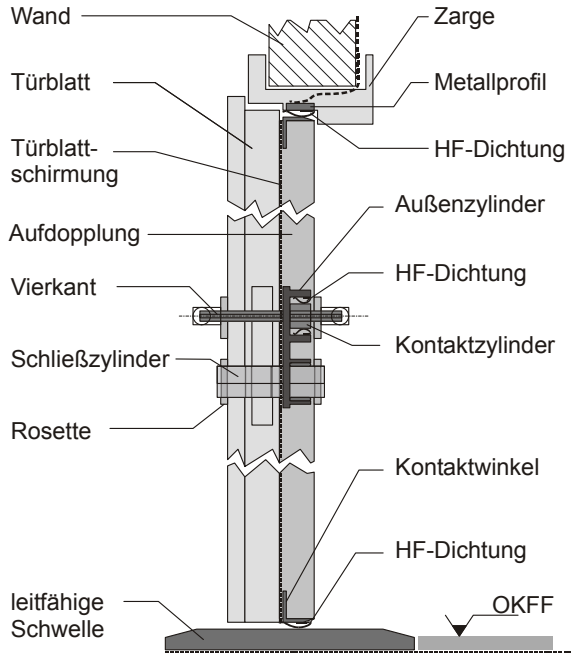
Für architektonische Schirmungssysteme können die gleichen *Messerkontakttüren* verwendet werden, die auch bei modularer Schirmung Verwendung finden. Die nötige Adaption ist im Allgemeinen leicht möglich. Lediglich der Übergang von Kupferschirmung auf Stahlblechzargen ist etwas Kreativität nötig. Mit einer Nietverbindung unter Verwendung einer Edelstahl-Gewebedichtung lässt sich auch dieses Problem lösen. Messerkontakttüren bieten höchste Schirmdämpfung bei gleichzeitig hoher Zuverlässigkeit.

Ein großer Nachteil der Türen aus dem Modulbaukasten ist allerdings ihr Äußeres, das an eine Kühlhaustür erinnert und sich schwer in das vorhandene architektonische Erscheinungsbild einpassen lässt. Die Betätigung des Öffnungshebels entspricht nicht einer gewohnten Türfalle.

Weitaus wichtiger als die ästhetischen sind die funktionalen Nachteile: Die Schwellenhöhe einer Messerkontakttür beträgt ca. 12 cm. Messerkontakttüren sind nicht in Schallschutz-, Rauchschutz- oder Brandschutzausführung auf dem Markt erhältlich. Auch Einbruchschutzanforderungen werden kaum erfüllt.

Deshalb wurden *Türen für architektonische Schirmungssysteme* entwickelt, die diese Nachteile nicht besitzen. Dies wird in der Praxis mit einer reduzierten Schirmdämpfung erkaufte. Derartige Türen basieren entweder auf herkömmlichen Türen, die für Schirmungszwecke ertüchtigt werden oder es handelt sich um komplette Sonderanfertigungen. Sowohl Holz, als auch Stahlkonstruktionen sind möglich, wobei die im Dichtungsbereich erforderlichen engen Maßtoleranzen überraschender Weise von den auf CNC-Maschinen gefertigten Holztüren besser eingehalten werden.

Vertikalschnitt



Horizontalschnitt

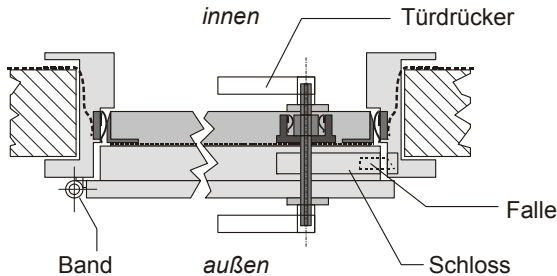


Bild 4.50 Schirmtür in Holzkonstruktion.

Das *Türblatt* von Stahltüren ist gewöhnlich eine geschlossene Fläche und wird als solches Bestandteil der Schirmung. Die Verwendung von Edelstahl erleichtert aufgrund der günstigen elektrochemischen Eigenschaften die Ankontaktierung von Dichtungen und Anbauteilen. Auch wird Edelstahl im Allgemeinen nicht lackiert, so dass keine ungewollten isolierenden Farbschichten auftreten können. Bei Holztüren muss das Türblatt zusätzlich geschirmt werden. Das Bekleben herkömmlicher Türen mit Schirmungsmaterial oder das Beschlagen mit Kupferblech keine sind Möglichkeiten, mit denen sich eine ansprechende Optik erzielen lässt. Besser ist

die Verwendung einer Schirmung (z. B. Kupfer) zwischen Türblatt und einer vorgesetzten Schale, die *Aufdopplung* genannt wird.

Die *Türzarge* muss, wie das Türblatt, so beschaffen sein, dass keine metallischen Durchdringungen ohne Ankopplung an die Schirmung vorhanden sind. Kritisch sind dabei die Bänder, Schließelemente, Magnetkontakte etc. Der Verlauf der Schirmungsebene muss sorgfältig bedacht werden. Im Idealfall befinden sich alle Einbauten komplett auf einer Seite. Bei *Metallzargen* ist die Zarge selbst Bestandteil der Schirmung. Der Anschluss an die Wand erfolgt üblicher Weise mit Klemmprofilen. *Holz-zargen* besitzen eine innen liegende Schirmung aus Kupferblech oder flexiblem Material. Diese wird mit der umgebenden Wandschirmung mit Fahnen aus Kupferblech oder flexiblem Material verbunden. Der Kontakt zum Türblatt wird mittels Metallprofilen hergestellt, die als Auflageflächen für die HF-Dichtungen dienen.

Die *Schwelle* ist ebenfalls Bestandteil der Schirmung: Sie besteht im Allgemeinen aus massivem Messing oder Edelstahl. Bei Stahltüren ist die Stahlzarge auf die Schwelle aufgesetzt und HF-dicht verbunden. Bei Holztüren ist ein Anschluss an die Zargenschirmung erforderlich, was mit Kupfer-Ecken oder mit flexiblem Material geschehen kann. Außerdem muss die Schwelle an die Bodenschirmung angeschlossen werden, was z. B. durch Anieten erfolgt.

Eine Schwelle mit abgeschrägten Kanten ist deshalb erforderlich, um der *Schwellendichtung*, die sich an der Unterseite des Türblatts befindet, eine Kontaktfläche zu bieten. Diese Dichtung, für gewöhnlich eine Kontaktfederleiste oder eine C-förmige Elastomerdichtung mit Textilüberzug, muss vom Bodenbelag einige Millimeter Abstand haben, damit das Türblatt frei aufschwingen kann. Beim Auflaufen auf die Schwelle wird die Dichtung gepresst und schleift über die Schwelle. Kontaktfederleisten entfernen dabei Schmutz und Oxidschichten.

Natürlich muss das Türblatt mit HF-Dichtungen an die auch Zarge angeschlossen werden. Diese Dichtungen können sowohl an der Zarge als auch am Blatt angebracht sein, wobei auf eine geschützte Lage zu achten ist, um Beschädigungen vorzubeugen.

Eine Schirmtür wird stets höhere Schließkräfte aufweisen, als eine herkömmliche Tür, da die HF-Dichtungen die Anpresskräfte für einen guten

Kontakt benötigen. Entscheidend ist allerdings, wie sich die Kräfte im Verlauf des Schließvorgangs verteilen. Sie sollten möglichst gleichmäßig entlang der Ortskurve des Türblatts auftreten. Auf der Schlossseite muss die Dichtung auf den letzten Millimetern des Schließweges angedrückt werden. Dies kann, je nach Anordnung, durch eine möglichst flache Fase an der Gegenkontaktfläche der Dichtung erleichtert werden. Eine weitere Reduzierung der Schließkräfte ist nur durch die Wahl einer weicheren Dichtung möglich, was zur Verringerung der Schirmdämpfung führen kann.

Die Auswahl geeigneter Dichtungen, die Festlegung der geeigneten Spaltmaße sowie deren Einhaltung bei der Fertigung sind die entscheidenden Voraussetzungen für eine hohe Schirmdämpfung bei vertretbaren Schließkräften.

Die Gratwanderung zwischen niedrigen Anpresskräften und hoher Schirmdämpfung kann insbesondere dann sehr problematisch werden, wenn neben einer hohen Schirmdämpfung auch noch eine Selbstschließung der Tür (z. B. aus Brandschutzgründen) gefordert ist.

Eine weitere kritische Stelle ist das *Schloss mit Beschlag und Türdrücker*. Wenn diese Komponenten in ihrer Funktion und ihrer Optik erhalten bleiben sollen, sind einige Maßnahmen erforderlich. Insbesondere der Vierkant des Türdrückers, auch *Nuss* genannt, wirkt sonst auf beiden Seiten der Schirmung als Antenne und reduziert so die Schirmdämpfung drastisch. Eine Möglichkeit bestünde darin, den Vierkant aus isolierendem Material zu fertigen. Dies scheitert allerdings daran, dass Kunststoffe den auftretenden Torsionskräften und der ebenfalls auftretende Biegebeanspruchung auf Dauer nicht gewachsen sind. Es bleibt also nur die Möglichkeit, den Vierkant mit einem Kontaktzylinder zu versehen, eine Fertigung aus einem Stück ist sinnvoll. Dieser Zylinder wird über eine HF-Dichtung an einen Außenzylinder angekoppelt.

Der *Schließzylinder* muss ebenfalls an die Schirmung angebunden werden, dies geschieht ebenfalls durch eine HF-Dichtung oder gepresste Kupferwolle. Um die Dichtungen an Drückerstift und Schließzylinder mit der Türblattschirmung zu verbinden, ist eine Basisplatte oder ein Zwischenstück erforderlich, welches sich innerhalb des Türblatts oder zwischen Türblatt und Beschlag befinden kann.

Beim Einbau der geschirmten Türen muss die HF-dichte Anbindung an die umgebende Raumschirmung mit großer Sorgfalt ausgeführt werden. Fehler bei der Montage können oft nur durch vollständige Demontage von Türblatt und -zarge behoben werden.

Besonders bei kleinen Schirmräumen muss beim Öffnen oder Schließen der Tür gegen den Luftdruck im Innenraum gearbeitet werden. Dies kann zu deutlich erhöhten Schließkräften führen. Dies muss bei der Auslegung der Klimaanlage berücksichtigt werden. Bei unklimateisierten Räumen schafft ein Wabenkamin zum Druckausgleich Abhilfe.

4.4.2.3 Fenster

Die verlockende Idee, Glasscheiben mit einer leitfähigen Bedampfung, z. B. aus Silber, zu Schirmungszwecken einsetzen zu können, führt leider nur bei Frequenzen im Multi-GHz-Bereich zum Erfolg. Um auch bei niedrigeren Frequenzen akzeptable Schirmdämpfungswerte erreichen zu können, wären Schichtdicken im Multi- μm -Bereich nötig, die keine Transparenz mehr besitzen.

Um bei ausreichender Transparenz eine gute Schirmdämpfung zu erhalten, haben sich Fenster mit einlaminiertem Kupfergewebe bewährt. Zur Schirmung dient in der Regel ein *Edelstahl- oder Kupfergewebe* (engl. *Mesh*), dessen Drahtstärke ca. 1/10 mm und dessen Maschenweite ca. 0,5 mm beträgt. Kupfergewebe wird geschwärzt, wobei i. A. galvanische Verfahren angewandt werden. Ließe man dem Kupfer seine natürliche Farbe, wäre die Durchsicht der Fenster stark behindert.

Das Schirmgewebe wird zusammen mit einer Klebstoffolie zwischen zwei Glasscheiben gelegt. Durch Erhitzen bei gleichzeitiger Evakuierung (d. h. Luft absaugen) schmilzt die Folie und verklebt die beiden Scheiben mit dem Gewebe dazwischen zu einem Verbund. Die dazu verwendete, für die Verbundglasherstellung nötige Maschine heißt *Autoklav*.

Das Gewebe kann so mit nahezu jedem Glasscheibentyp verbunden und zu Isolierglas weiter verarbeitet werden. Wichtig ist, dass das Kupfergewebe an den Rändern der Glasscheibe unversehrt um einige Zentimeter übersteht, um eine gute Kontaktierung zur umliegenden Schirmung zu ermöglichen. Für diese Verbindung kann ein Aluminium-Fensterrahmen sorgen,

an den das Schirmgewebe angenietet wird, und an den mit Hilfe eines Anpressrahmens die umliegende Schirmung angeklemt wird, Bild 4.51 a). Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass praktisch keine lichte Fläche des Fensters verloren geht. Aus schirmungstechnischer Sicht hat es sich allerdings besser bewährt, das Schirmgewebe direkt mit der Schirmung unter Zuhilfenahme eines Kontaktrahmens zu verbinden, Bild 4.51 b).

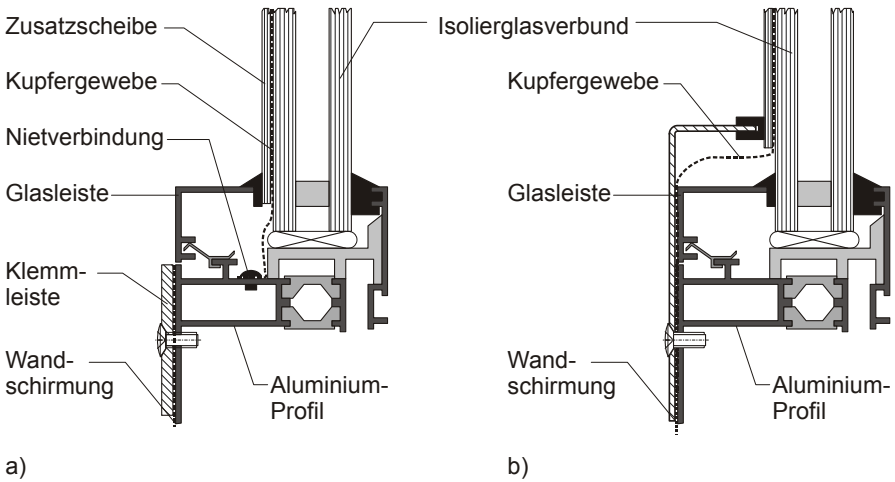


Bild 4.51 Geschirmtes Fenster in einem Standard-Profil. a) Kupfergewebe wird an das Fensterprofil angenietet. Dieses ist Bestandteil der Schirmung. Mit einer Klemmleiste wird es mit der Wandschirmung verbunden. b) Das Kupfergewebe wird auf den Rahmen geführt und dort mit der Wandschirmung verbunden.

Bei guter Ausführung lassen sich so im Frequenzbereich 10 MHz bis 3 GHz Schirmdämpfungswerte > 60 dB (ebene Welle, IEEE Std. 299) erzielen. Es ist aber möglich, zur Steigerung der Schirmdämpfung mehrschichtige Verbundglasscheiben mit zwei Lagen Gewebe zu versehen. Darunter leidet allerdings die Transparenz. Auch wird die Herstellung deutlich schwieriger, denn um die bestmögliche Durchsicht zu erhalten, müssen die Gewebeklebebahnen genau im richtigen Winkel und mit dem richtigen Versatz übereinander gelegt werden. Mit doppelt geschirmten Scheiben lässt sich die Schirmdämpfung um ca. 20 dB steigern.

Geschirmte Fenster mit einlagigem Gewebe besitzen eine gute Durchsicht. Sie eignen sich durchaus für Räume, in denen sich dauern Personen aufhalten. Im Allgemeinen lassen sich geschirmte Fenster nicht öffnen. Das ist auch sinnvoll, denn bei offenem Fenster besitzt der gesamte Raum

praktisch keine Schirmdämpfung mehr. Dennoch sind auch zu öffnende Fenster auf dem Markt erhältlich, die als Notausstiege oder zur Entrauchung dienen. Es ist in jedem Fall ratsam, geschirmte Räume mit einer leistungsfähigen Klima- oder Lüftungsanlage auszurüsten.

Die Schirmdämpfung von Kupfer- oder Edeltahlgeweben nimmt ab 2 GHz ab. Es liegt daher nahe, Glasscheiben mit leitfähiger Bedampfung und Drahtgewebe miteinander zu kombinieren. Probleme ergeben sich dabei allerdings bei der Kontaktierung an den Rändern. Bisher sind keine derartigen Schirmfenster kommerziell erhältlich.

Eine weitere Innovation besteht darin, ein im Siebdruckverfahren aufgebrautes Gitter aus leitfähiger Farbe als schirmende Schicht einzusetzen. Auch dieses Verfahren ist noch nicht marktreif.

4.4.2.4 Rohrdurchführungen

Die Durchführung von Rohren durch die Schirmung ist bei architektonisch geschirmten Räumen besonders häufig erforderlich, z. B. bei Heizungsrohren, Kälte- und Kondensatleitungen, Trink- und Abwasserleitungen. Selbstverständlich können, wenn möglich, die gleichen Rohrdurchführungen zum Einsatz kommen, wie bei modularen Schirmungssystemen, vgl. 4.4.1.3. Allerdings steht oft keine Metallplatte, die von beiden Seiten zugänglich ist, zum Einbau zur Verfügung. Die Schirmung befindet sich häufig auf dem Mauerwerk, aus dem das Rohr austritt. Außerdem ist die Rohrleitung oft schon *vor* Montage der Schirmung vorhanden. Günstig sind daher zweigeteilte Rohrdurchführungen, welche die Ankopplung des Rohres *nach* Montage der Schirmung erlauben, Bild 4.52.

Das *metallische Rohr* muss vor Anbringen der Rohrdurchführung auf dem vollen Umfang sorgfältig blank gemacht werden. Eine HF-Dichtung (oft einfach nur Kupferwolle) sorgt für eine leitfähige Verbindung mit der Rohrdurchführung, die wiederum mit der Wandschirmung verbunden ist. Das Rohr selbst wirkt als Hohlleiter und dämpft eine mögliche Wellenausbreitung innerhalb des Rohres ausreichend, unabhängig davon, ob sich eine Flüssigkeit im Rohr befindet, oder nicht. Gase sind sowieso vollständig isolierend.

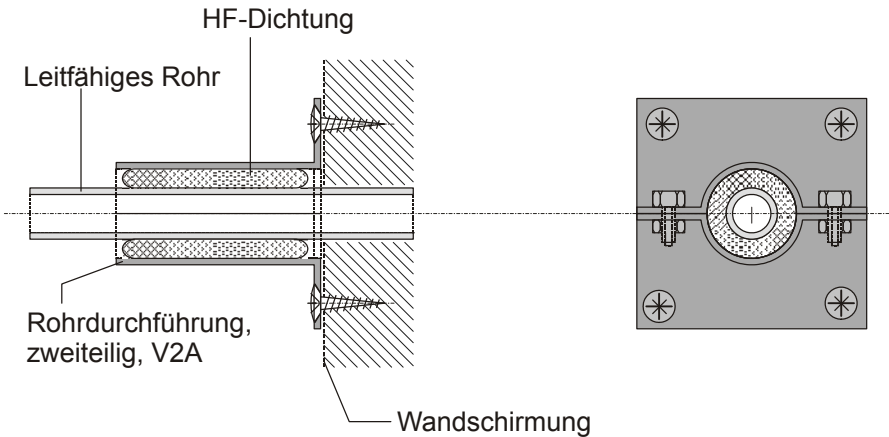


Bild 4.52 Zweiteilige Rohrdurchführung aus Edelstahl für architektonische Schirmungssysteme. Die Verbindung zwischen Rohrdurchführung und Wandschirmung kann durch eine zusätzliche HF-Dichtung oder leitfähigen Klebstoff noch verbessert werden.

Was aber ist bei Kunststoff-Rohren zu tun? Die Rohre selbst sind elektromagnetisch irrelevant. Eine mögliche Wasserfüllung dämpft elektromagnetische Wellen praktisch ausreichend. Allerdings ist an der Eintrittsstelle die Schirmung unterbrochen, es handelt sich praktisch um ein Loch. Hier kann die gleiche Rohrdurchführung wie für leitfähige Rohre zum Einsatz kommen, wobei auf die HF-Dichtung zum Rohr hin verzichtet werden kann. Die Rohrdurchführung selbst sollte in diesem Fall möglichst schmal gemacht werden, denn sie wirkt als Hohlleiter (nicht das Rohr selbst). Auf ein ausreichendes Verhältnis von Länge zu Innendurchmesser ist zu achten, vgl. 3.1.4.3.

4.4.2.5 Belüftung und Leitungsdurchführungen

Auch hier gilt: Diese Themen sind an anderen Stellen des Buches ausführlich beschrieben, weshalb hier nur auf die entsprechenden Abschnitte verwiesen werden soll:

Wabenkammine und Belüftung: Siehe 4.2.4 und 4.4.8.5.

Filter und Durchführungen elektrischer Leitungen: Siehe 4.2.2, 4.4.8.4 sowie 5.4.

4.4.2.6 Doppelböden in geschirmten Räumen

In industriell genutzten Räumen, aber auch in Büros finden sich häufig aufgeständerte Böden, in denen Leitungen und Kanäle zur Heizung und Lüftung, Stromversorgung, Kommunikation etc. Platz finden. Bei Räumen, die EDV-Anlagen beherbergen, wird oft aus dem Boden Kaltluft in die aufgestellten Racks geführt. Natürlich liegt es nahe, derartige Doppelbodensysteme auch in geschirmten Räumen zu verwenden. Im Normalfall befindet sich der aufgeständerte Boden innerhalb der Schirmhülle, Bild 4.53 a). Auf dem Rohfußboden verlegte schirmende Textilien bieten für den Aufbau des Doppelbodens nicht die ausreichende Strapazierfähigkeit. Deshalb muss der Boden mit Kupferblech geschirmt werden, welches zu einer dichten Wanne verlötet wird. 0,2 mm starkes Blech reicht durchaus, denn es passt sich an alle Unebenheiten des Rohfußbodens an. An den Wänden muss das Kupferblech mindestens auf die Höhe der Oberkante des Fertigfußbodens (OKFF) hochgekantet werden, um Beschädigungen der Wandschirmung durch den Doppelboden zu vermeiden. Der Doppelboden selbst wird auf herkömmliche Weise verlegt.

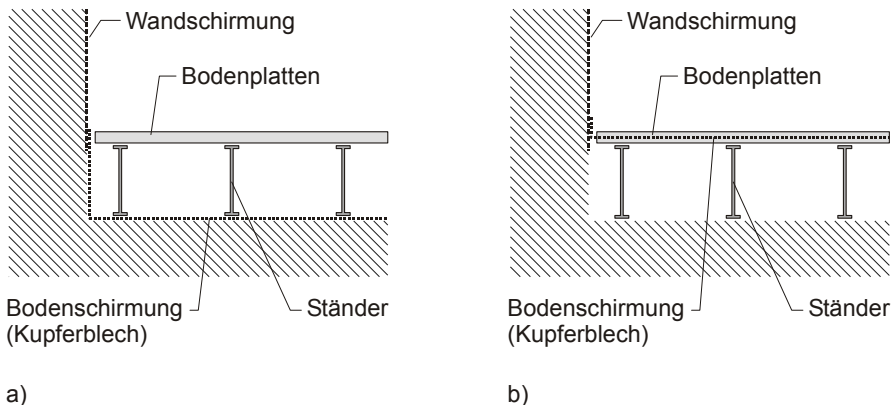


Bild 4.53 a) aufgeständerter Boden innerhalb des geschirmten Raums, b) zweischichtige Bodenplatten, dazwischen die Schirmung.

Eine sehr selten angewendete Variante ist es, den aufgeständerten Boden zweischichtig auszuführen und zwischen den beiden Schichten die Schirmung zu verlegen, Bild 4.53 b). Dies bringt den Vorteil mit sich, dass die Einbauten im Doppelboden die Schirmung nicht durchdringen und daher für die Schirmung unberücksichtigt bleiben können. Allerdings müssen alle Medien, die vom Doppelboden in den Raum geführt werden sollen ent-

sprechend behandelt werden. Beispielsweise sind alle Lufteinlässe, durch die Luft vom Doppelboden in den Raum geblasen wird, mit Wabenkamineinsätzen zu versehen. Deshalb ist diese Variante nur sinnvoll, wenn sich im Doppelboden so viele Einbauten befinden, dass eine Demontage zu kostspielig oder gar unmöglich ist.

4.4.2.7 Befestigung von Gegenständen in geschirmten Räumen

Bei allen geschirmten Räumen tritt das Problem auf, Gegenstände an den Wänden anzubringen oder z. B. Kabelkanäle, Rohre, Vorsatzschalen, Verkleidungen, abgehängte Decken, Heizkörper etc. zu befestigen. Dies ist bei modular geschirmten Räumen durch Verschrauben, unter Zuhilfenahme einer Zahnscheibe oder einer HF-Dichtungsscheibe recht leicht möglich. Bei architektonisch geschirmten Räumen kann jedoch die Schraube oder Gewindestange, welche die Schirmung durchdringt, von außen nicht gehalten werden. Insbesondere bei Verwendung von leitfähigen Textilien muss außerdem eine größere Kontaktfläche genutzt werden, um die Durchdringung niederohmig anzukoppeln.

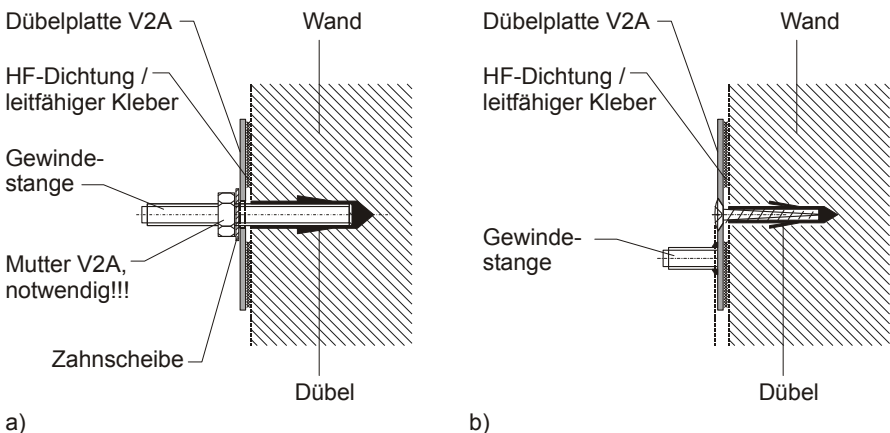


Bild 4.54 Dübelplatten für architektonische Schirmungssysteme, a) mit Dübel und durchgehender Gewindestange (hohe Lasten) und b) Dübelplatte mit aufgeschweißtem Gewindebolzen.

Das Problem wird unter Zuhilfenahme von *Dübelplatten* gelöst. Dies sind Blechscheiben, die großflächig unter Zuhilfenahme einer HF-Dichtung oder hochleitfähigem Klebstoff (der die gleiche Funktion erfüllt) auf die

Schirmung gepresst werden. Die Form der Bleche ist dabei unmaßgeblich, die Fläche muss aber ausreichend groß sein. Oft sind große Karosserie-scheiben (40 mm Durchmesser) die günstigste Lösung. Wichtig ist, dass die Dübelplatte elektrochemisch kompatibel zum Dichtmaterial sowie zum Schirmmaterial ist.

Es besteht die Möglichkeit, eine Gewindestange oder einen Schwerlastanker mit metrischem Gewinde durch die Schirmung zu treiben und mit einer Dübelplatte anzukoppeln, Bild 4.54 a). Der Kontakt zwischen Gewinde und Platte muss mit einer fest angezogenen Mutter, gegebenenfalls unter Zuhilfenahme einer Zahnscheibe hergestellt werden.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Dübelplatte ohne durchgängiges Gewinde auf der Schirmung zu befestigen, z. B. mit Senkkopfschrauben, Bild 4.54 b). Die Befestigung von Gegenständen kann dann mit aufgeschweißten Gewindebolzen erfolgen. Auch das Anschrauben an einer Dübelplatte mit kurzen, selbstschneidenden Schrauben ist möglich. Die Schrauben beißen sich derart in den Stahl der Platte, dass ein ausreichender elektrischer Kontakt vorhanden ist.

4.4.2.8 Abgehängte Decken

Das Prinzip der Dübelplatte kann auch zum Abhängen von Decken verwendet werden. Vorher sollte das Befestigungsraster der Decke festgelegt und angezeichnet werden. An den Wandanschlüssen sind L-Profile nötig. Diese werden entweder mit selbstschneidenden Schrauben auf Dübelplatten montiert, oder einfach mit PU-Kleber auf die Schirmung geklebt. Die Verträglichkeit des Klebstoffs mit dem Schirmungsmaterial ist vorab zu prüfen.

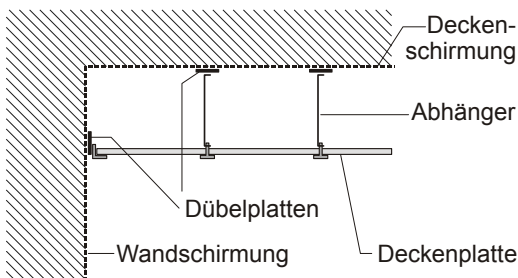


Bild 4.55 Abgehängte Decke in einem Architektonisch geschirmten Raum. Befestigung mittels Dübelplatten.

Zur Montage einzelner Dübelplatten oder Blechstreifen gibt es eine Alternative: Es können auch Schienensysteme mittels HF-Dichtung direkt auf der Schirmung montiert werden. Die Schiene übernimmt praktisch die Funktion der Dübelplatte. An diesen Schienen können Decken abgehängt werden, aber auch Klimakanäle oder Kabel befestigt werden.

4.4.2.9 Anwendungsbeispiele für architektonisch geschirmte Räume

Mess- und Laborräume



Bild 4.56 Geschirmter Laborraum, Foto: emscreen GmbH.

Architektonisch geschirmte Mess- und Testräume eignen sich im Gegensatz zu Schirmkabinen immer dann besonders gut, wenn Dauerarbeitsplätze eingerichtet werden sollen. Insbesondere bei Ausstattung mit geschirmten Fenstern bleibt die Atmosphäre eines herkömmlichen Laborraums erhalten. Dieser Vorteil wird allerdings mit einem Verlust an Schirmwirkung erkaufte. Oft ist aber die Schirmdämpfung, die eine Schirmkabine besitzt, gar nicht erforderlich. Dafür stehen Funktionalität und Nutzbarkeit der Laborräume im Vordergrund. Sie können herkömmlichen Laborräumen in Aussehen und Funktion weitgehend angepasst werden, Bild 4.56.

Derartige Räume eignen sich besonders gut für den Test von Komponenten für Mobilfunk oder drahtlose Netzwerke etc. Durch die Schirmung ist

nämlich sichergestellt, dass einerseits keine „fremden“ Netze von außen die Tests beeinflussen, andererseits werden die in der Umgebung vorhandenen Netze und Funkdienste nicht gestört.

Medizinische Diagnose- und Therapieräume



Bild 4.57 Diagnoseplatz in einem elektromagnetisch geschirmten Raum.

Geschirmte Diagnose- und Therapieräume verlangen in besonderem Maße ein unauffälliges Erscheinungsbild. Durch den Einschluss in Kammern, die eher Kühlhäusern gleichen, werden Patienten oft verunsichert, was die objektive Diagnose oder eine erfolgreiche Therapie erschweren kann. Bei medizinischen Anwendungen, siehe 6.3, bieten sich daher architektonisch geschirmte Räume an, siehe Bild 4.57. Je nach Gestaltung sind derartige Räume auch ständig als Arbeitsumgebung nutzbar, nicht nur zur Diagnose.

Abstrahlsichere Räume (TEMPEST)

Um die für den Abstrahlschutz geforderten Schirmungseigenschaften (siehe 6.4.2) zu erfüllen, griff man in der Vergangenheit bei der Schaffung abstrahlarmer Räume auf Schirmkabinen zurück. Werden lediglich EDV-

Anlagen betrieben, ist diese Lösung sicher vorzuziehen, zumindest solange ausreichender Platz zur Verfügung steht. Wenn allerdings in den Räumen Arbeitsplätze eingerichtet werden, sind architektonisch geschirmte Räume, gegebenenfalls mit Fenstern, besser geeignet. Die Einrichtung geschirmter Videokonferenz- und PC-Schulungsräume legt den Einsatz von architektonischen Schirmungssystemen ebenfalls nahe.

Abhörgeschützte Räume

Sowohl abhörgeschützte als auch abhörsichere Räume, vgl. 6.4, müssen so beschaffen sein, dass zumindest für einen begrenzten Zeitraum ein einigermaßen angenehmer Aufenthalt möglich ist. Im Gegensatz zum reinen Abstrahlschutz, der lediglich die Emissionen von Geräten als potenziell verräterisch ansieht, geht es beim Abhörschutz um Besprechungen zwischen Menschen. Wenn das Innere eines abhörsicheren Besprechungsraumes unzumutbar erscheint, sinkt die Akzeptanz bei den Nutzern – oftmals militärische oder wirtschaftliche Entscheidungsträger - und eine regelmäßige Nutzung ist nicht mehr sichergestellt. Auf der anderen Seite geht bei der Verwendung architektonisch geschirmter Räume (Fenster, Türen, atmungsaktive Schirmmaterialien) häufig ein gewisses Maß an Sicherheit verloren, denn deren Schirmdämpfung ist oft niedriger und die Revisierbarkeit fehlt. Welcher Ansatz hier gewählt wird (mehr Komfort und Akzeptanz oder erhöhte technische Sicherheit) ist nicht zuletzt von der Kultur des Anwenderkreises abhängig. Im militärischen Bereich ist sicher ein höheres Problembewusstsein vorhanden als im privatwirtschaftlichen.

Um den Wünschen von hochrangigen Entscheidungsträgern entgegen zu kommen, verfolgen einige privatwirtschaftliche Unternehmen den Ansatz, den baulichen Abhörschutz so weit wie möglich in die Architektur zu integrieren. Das bedeutet in der Praxis die Schirmung von Räumen in Bürohochhäusern mit Glasfassade, vgl. Bild 4.58. Solcherart geschirmte Räume erreichen Schirmdämpfungswerte von 40 – 60 dB, was von manchen Sicherheitsexperten als unzureichend angesehen wird. Allerdings befinden sich derartige Räume oft in den oberen Stockwerken von Hochhäusern, so dass ein potentieller Lauscher eine höhere Entfernung zu einem im Raum vorhandenen Sender zu überbrücken hat. Zusammen mit organisatorischen Maßnahmen ist dieses Konzept sicher eine gute Alternative zu abhörsicheren Kabinen im Keller, die erfahrungsgemäß nur eine sehr geringe Akzeptanz besitzen.

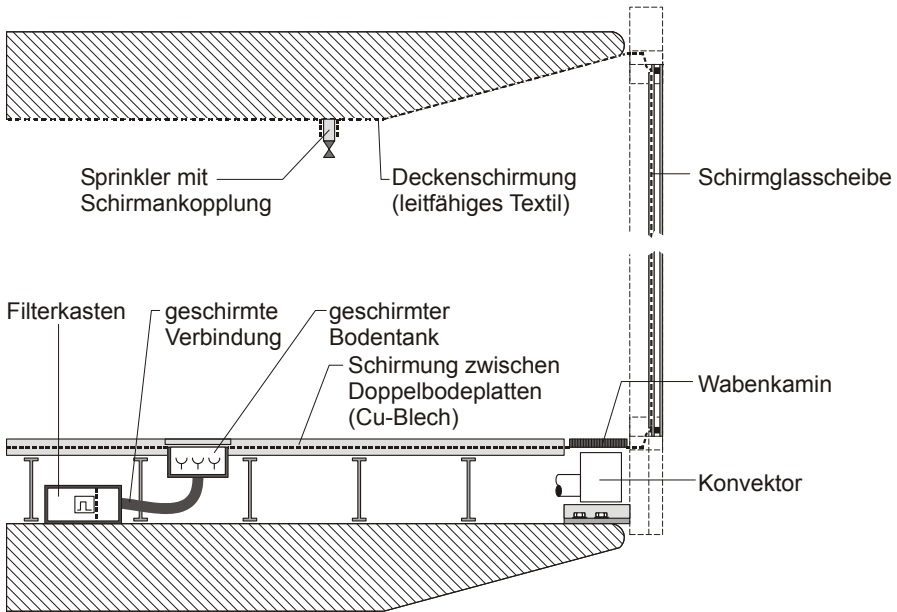


Bild 4.58 Beispiel für die architektonische Schirmung eines Raumes mit Glasfassade.

4.4.3 Geschweißte Schirmung

Die Herstellung *selbsttragender geschweißter Kabinen* ist aufwändig und dementsprechend teuer. Daher haben derartige Kabinen in den letzten Jahrzehnten an Bedeutung verloren. Anbringen von Stahlblech an bestehende Wände kann jedoch durchaus wirtschaftlich sein, vor allem, wenn die Schirmung gleichzeitig noch zum Einbruchschutz dienen soll, vgl. Bild 4.49.

Bei Verwendung permeablen Stahlblechs und bei absolut dichten Schweißnähten sind mit derartigen Räumen die höchsten Schirmdämpfungswerte überhaupt möglich, und zwar bis in den hohen GHz-Bereich. Begrenzt werden sie nur durch die Leistungsfähigkeit der Türen, Durchführungen und Filter.

Auch die geschweißte Schirmung lässt sich an die Gebäudearchitektur anpassen und verursacht so nur geringen Raumverlust. Allerdings müssen die verwendeten Bleche auf Maß geschnitten und gekantet werden, was bei der Montage entsprechende handwerkliche Fähigkeiten verlangt.

4.4.4 Schirmung auf den Außenwänden von Gebäuden

Um ein ganzes Gebäude elektromagnetisch zu schirmen, ist die Idee einer Schirmung auf der Gebäudeaußenseite naheliegend. Alle Trennwände, Verbindungstüren, elektrische Leitungen und Rohre zwischen den einzelnen Zimmern und andere Durchdringungen bedürfen keiner besonderen Behandlung, da sie alle innerhalb einer einzigen Schirmhülle zusammengefasst sind. Bei der Umsetzung dieses Konzepts sind allerdings einige Herausforderungen zu meistern, was dem Erfolg in der Praxis sehr entgegensteht:

- Die gesamte Schirmung ist Witterungseinflüssen und vor allem erhöhter Feuchtigkeit ausgesetzt. Diese Feuchtigkeit ist jedoch Gift für alle Kontaktflächen, da sie die Korrosion der Oberflächen beschleunigt. Die Leitfähigkeit der Materialverbindungen lässt mit der Zeit stark nach.
- Die witterungsbeständige Anbindung von geschirmten Fenstern und Schirmtüren ist schwierig.
- Geschirmte witterungsbeständige Außentüren sind kommerziell derzeit nicht verfügbar. Ein Verziehen der Schirmung nach innen und dort Anschluss an eine zweite, geschirmte Tür ist aufwändig.
- Bei der Montage von Dächern, Fassaden, Fallrohren, Blitzableitern etc. ist eine witterungsbeständige Penetration der Schirmung erforderlich.
- Ein Einbetonieren der Schirmung in die Bodenplatte ist erforderlich.

Als Basismaterial für außenliegende Gebäudeschirmungen wird meist herkömmliches Kupfer- oder Edelstahldrahtgewebe verwendet. Die Verbindung der Gewebekbahnen geschieht durch falzen und tackern (mit der Gefahr der Bildung von Oxidschichten zwischen den Bahnen) oder durch verlöten. Die Befestigung der Gewebekbahnen geschieht durch tackern oder das Einlegen in eine Putzschicht.

Anbieter von Schirmungssystemen für die Außenwände von Gebäuden geben für Einzelfrequenzen Schirmdämpfungswerte von etwa 30 dB an. Je nach Messaufbau und -standort können diese Werte auch erzielt werden. Im Bereich von Fenstern, Türen, dem Dachanschluss oder anderen Durch-

dringungen bricht die Schirmdämpfung jedoch zusammen, solange nicht mit aufwändigen Maßnahmen die Integrität der Schirmung aufrecht erhalten wird.

Zum Vergleich: Für eine wirksame Unterdrückung der Mobilfunkkommunikation (GSM 900 oder 1800) wird eine Schirmdämpfung von 70 bis 80 dB benötigt, je nach Standort der Basisstation.

Trotz der Schwierigkeiten wird auch im professionellen Bereich das Konzept der Außenschirmung angewandt. Dies geschieht beispielsweise bei Kraftwerksbauten, die einen EMP-Schutz erhalten sollen. Der extrem heterogene Innenaufbau eines Kraftwerks verbietet die Schirmung von innen. Daher greift man auf Kupferblech oder -gewebe zurück, das zum Teil mehrlagig auf der Außenfläche des Kraftwerksgebäudes verlegt wird. Im großen Maßstab wird dieses Konzept erstmalig beim Neubau eines Kernkraftwerks angewandt. Erfahrungen daraus lagen zum Zeitpunkt der Drucklegung noch nicht vor.

4.4.5 Geschirmte Zelte

Einem ganz anderen Ansatz als die bisher vorgestellten Schirmungsverfahren folgen *geschirmte Zelte*. In einer konventionellen Umgebung, z. B. einer herkömmlichen KFZ-Halle, einem Testlabor etc. kann durch die Installation eines Schirmzeltens eine im wahrsten Sinne des Wortes flexible Testmöglichkeit geschaffen werden. Dabei ist keine vollständige Umwidmung des Raumes erforderlich. Rollenprüfstände, Montage- und Prüfeinrichtungen können bestehen bleiben. Wichtig ist lediglich, dass der abzuschirmende Bereich mit einer leitfähigen Fläche, z. B. einem Boden aus Kupferblech versehen werden kann. Bei kleineren Zelten besteht der Boden aus strapazierfähig kaschiertem, leitfähigen Textilmaterial und ist elektrisch leitend mit den Zeltwänden verbunden.

Die Zeltwände werden an einem Gestänge befestigt oder bei größeren Zelten an einer Rahmenkonstruktion, die an der Decke abgehängt wird. Der Einsatz von elektrisch angetriebenen Raffmechanismen erlaubt eine vollautomatische Betätigung. Dies bietet einen großen Vorteil: Aufwändige Türen oder Tore können entfallen. Auch KFZ oder große Maschinen können ohne weiteres in eine geschirmte Umgebung gebracht werden, ohne dass Schwellen oder zu kleine Türen hinderlich wären.

Zelte können einfach aufgerafft oder demontiert und der Raum kann so in seiner ursprünglichen Bestimmung weiter genutzt werden.



Bild 4.59 Schirmzelt für HF-Messungen an KFZ. Foto: Wrba.

Der flexible Aufbau von Zelten hat auch seine Nachteile – die erreichten Schirmdämpfungswerte sind niedriger als bei architektonisch geschirmten Räumen oder gar Schirmkabinen. Typischer Weise werden Werte > 40 dB (30 MHz – 3 GHz) garantiert, was nicht immer ausreicht, um beispielsweise Mobilfunkgeräte am Einloggen in ein äußeres GSM-Netz zu hindern. Oft ist dies aber auch nicht unbedingt notwendig, denn es reicht manchmal auch aus, wenn äußere Netze deutlich geschwächt werden.

4.4.6 Schirmwirkung von Gebäuden

Die Schirmdämpfung eines Gebäudes ohne zusätzliche Schirmungsmaßnahmen ist weitgehend unbestimmt. Sie kann, je nach Frequenz, über 20 dB betragen (bei herkömmlichen oberirdischen Gebäuden). Es kann aber durch das Auftreten von Schlitzfenstern auch zu Feldstärkeüberhöhungen und so zu einer negativen Schirmdämpfung kommen.

Je nach Problemstellung bzw. Störquelle müssen daher Schirmungsmaßnahmen getroffen werden. Ziel dabei ist – abgesehen von der magnetostatischen Schirmung von z. B. 50 Hz Magnetfeldern, siehe 4.4.7 – die Schaffung einer geschlossenen leitfähigen Hülle. Die maximale Größe der Öffnungen in der Hülle richtet sich – wie im Kapitel 3 beschrieben, nach der maximalen Frequenz. Bis ca. 4 MHz führt das Verschweißen von Bau-

stahlmatten im Baukörper (Abstand der Verbindungen ca. 15 cm) durchaus zum Erfolg. Allerdings müssen für Fenster, Türen und anderen Durchdringungen auch in diesem Frequenzbereich zusätzliche Maßnahmen getroffen werden (geschirmte Stahltüren, Fenster mit Blitzschutzgittern etc.). Diese Maßnahmen sind dem Themenkomplex Blitzschutz zuzuordnen und in 6.1.4 beschrieben. Im Frequenzbereich oberhalb von 4 MHz sind diese Maßnahmen nicht mehr ausreichend, wie sich in zahllosen unfreiwilligen Versuchen immer wieder bestätigt hat. Hier muss mit Schirmungssystemen gearbeitet werden, wie sie in den Abschnitten 4.4.2 bis 4.4.4 beschrieben sind.

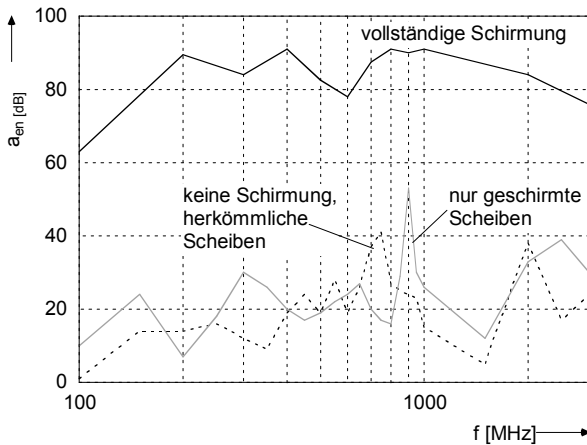


Bild 4.60 Messergebnis einer Schirmdämpfungsmessung an einem Gebäude (Bilog-Antennen, Messentfernung 20m.) Der Einsatz geschirmter Scheiben ohne zusätzliche Schirmung bringt keine signifikante Verbesserung der Schirmdämpfung. Erst eine vollständige Schirmung des Raums erbringt den gewünschten Erfolg.

Oft wird für Räume eines Gebäudes nach außen eine gewisse Schirmdämpfung (z. B. 40 dB) bis in den GHz-Bereich gefordert. Für abstrahlssichere Räume, in denen vertrauliche Daten verarbeitet werden, ist dies meist eine Auflage von Behördenseite, siehe 6.2.2. Dabei drängt sich dem Nutzer natürlich die Frage auf, wie hoch die Schirmdämpfung seines Gebäudes ohne zusätzliche Schirmungsmaßnahmen ist. Während sich bei Großserienprodukten, z. B. Schirmgehäusen, Schirmungsmaßnahmen vor der Serienfertigung an Prototypen erproben lassen, ist dies bei Gebäuden

nicht möglich. Daher wird diese Problematik mitunter zum regelrechten „Glaubenskrieg“, jenseits der Rationalität. Manchmal wird die erforderliche HF-Schirmdämpfung ohne weitere Schirmungsmaßnahmen nur um wenige dB verfehlt. Für den Betreiber der Räume bringt eine zusätzliche HF-Schirmung aber hohe Kosten mit sich. Da ist es verführerisch, sein Glück durch Einzelmaßnahmen wie dem Einbau geschirmter Scheiben zu versuchen. Der „Erfolg“ dieser Einzelmaßnahmen besteht fast immer darin, dass in einem weiteren Anlauf wirklich eine geschlossene leitfähige Hülle geschaffen werden muss – mit insgesamt weit höheren Kosten.

Die Schirmdämpfung von Baustoffen bzw. von am Bau verwendeten Schirmungsmaterialien ist Gegenstand zahlreicher Untersuchungen bzw. Gutachten, [Pauli 02], [BSI 07]. Deren Ergebnisse werden oft den Herstellern zitiert. Das Kernproblem dabei ist allerdings, dass auch die sorgfältigsten Messungen an Materialien keine Aussage über die Schirmdämpfung des „Gesamtsystems Bauwerk“ machen. Dies liegt an der fehlenden Berücksichtigung aller *Öffnungen* und *Durchdringungen*, der *Verarbeitung* sowie der *Materialverbindungen*. Diese Merkmale sind aber für die Schirmdämpfung eines Gebäudes entscheidend!

Bei der Magnetfeldschirmung bei energietechnischen Frequenzen, vgl. 4.4.7 und 6.1.3, verhält es sich anders, denn hier bringt auch eine Teilraumschirmung oder die Abschirmung von Kabeltrassen oft den gewünschten Erfolg. Allerdings empfiehlt es sich auch hier, die Schirmung schon bei der Planung eines Gebäudes zu berücksichtigen – mit der Problematik, dass Architekten und Bauingenieure mit elektromagnetischer Schirmung oft noch keine Berührungspunkte hatten.

Als Hilfestellung beim Bau oder der Einrichtung geschirmter Räume dient daher Abschnitt 4.4.8.

4.4.7 Magnetfeldschirmung von Räumen und Kabeltrassen

Bei der Schirmung *statischer* oder *langsamveränderlicher (quasistatischer) Felder* gelten grundsätzlich andere Prinzipien, als bei der Schirmung hochfrequenter Felder bzw. Wellen. Im diesem unteren Frequenzbereich (0 Hz bis in den kHz-Bereich) ist nur die Schirmung *magnetischer* Felder von Belang. Quasistatische elektrische Felder werden bereits durch einfachste metallische Strukturen (z. B. Stahlarmierung in Gebäuden) ä-

berst wirksam geschirmt. Nicht so jedoch das Magnetfeld, das Beton oder auch das Erdreich nahezu ungedämpft durchdringt. Ursache dieser langsamveränderlichen Magnetfelder sind meist hohe Ströme in Komponenten und Anlagen der Energieversorgung, aber beispielsweise auch MRT-Systeme in der Medizintechnik, siehe 6.1.2. Maßgeblich für die Stärke eines Magnetfelds ist nach dem Durchflutungsgesetz der Strom, nicht jedoch die Spannung, was unter Umständen Niederspannungsanlagen kritischer als Hoch- oder Mittelspannungsanlagen werden lässt, vgl. 2.2.4.

Handelt es sich um veränderliche Felder, liegen also mindestens energietechnische Frequenzen vor, kann eine elektrisch leitfähige Hülle bereits aufgrund Induktion von Wirbelströmen als *elektrodynamischer Schirm* wirken, siehe 3.1.3. Allerdings sind bei niedrigen Frequenzen dazu äußerst geringe elektrische Widerstände und hohe Materialstärken erforderlich. Außerdem muss das Schirmungsmaterial eine möglichst hohe Permeabilität besitzen. Insgesamt lässt sich bei energietechnischen Frequenzen nur durch Wirbelstromausbildung unter vertretbarem Aufwand kein ausreichender Schirmungseffekt erzielen.

Eine permeable Hülle allerdings dient als *magnetostatischer Schirm*, dessen Wirkungsprinzip für niedrige Frequenzen entscheidend ist, 3.1.2. Dieses Prinzip gilt es durch geschickte Anordnung hochpermeabler Materialien zu nutzen. Dabei kommt uns zu Hilfe, dass bei Magnetfeldern, die durch Energieanlagen erzeugt werden, das räumliche Auftreten der Felder immer gleich ist.

Der Einfluss von Öffnungen nimmt mit der betrachteten Frequenz ab. Bei rein magnetostatischen (permeablen) Schirmen kann sogar *die Schirmung einer einzelnen Wand* ausreichend sein. Dies ist ein *grundlegender Unterschied* zum elektrodynamischen Schirm, der stets als Hülle ausgebildet sein muss.

Ein gutes Beispiel ist die Schirmung von Kabeltrassen. Hier werden von verschiedenen Herstellern Kabelkanäle aus permeablem Material angeboten, Bild 3.4 und Bild 4.61.

Die Feldursache - und damit die Störquelle – sind die Betriebsströme. Sie verursachen ein Magnetfeld, welches im umgebenden Raum durch die Schirmung gedämpft werden soll. Der permeable Kabelkanal „bündelt“ aufgrund seiner hohen Permeabilität den magnetischen Fluss in seinem

Inneren: Er wirkt als magnetostatischer Schirm. Damit wird das Magnetfeld im Außenraum geschwächt. Dieses Prinzip funktioniert auch, wenn es sich beim Betriebsstrom um einen Gleichstrom handelt.

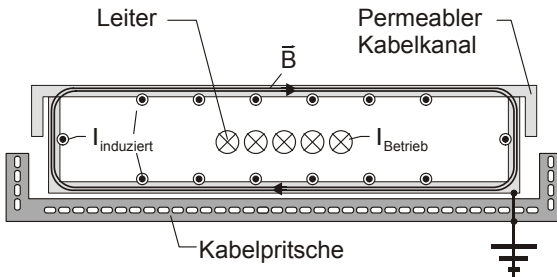


Bild 4.61 Schirmung von Energieversorgungskabeln. Auf einer herkömmlichen Kabelpritsche wird eine Kanal aus permeablem Material befestigt. Er besteht aus zwei U-förmigen Blechen: In das untere werden die Kabel hinein gelegt und mit dem zweiten Blech abgedeckt, vgl. Bild 3.4.

Bei Wechselstrom kommt aber noch die elektrodynamische Schirmwirkung des Schirms hinzu: Der im Schirm verlaufende magnetische Fluss induziert im Schirmblech, aber auch in allen eingeschlossenen Leitern Ströme, die entgegengesetzt zu den Betriebsströmen fließen. Das Magnetfeld dieser Ströme ist dem der Betriebsströme entgegengesetzt und überlagert sich daher destruktiv (in Bild 4.61 nicht gezeichnet). Das bedeutet nichts anderes als eine Schwächung des resultierenden Feldes in der Umgebung, also Schirmung. Natürlich muss der Kabelkanal durchgehend mit großzügigen Querschnitten geerdet sein, damit die induzierten Ströme im Kanal über die Erde zurück fließen können.

Die Erdung ist auch aus Sicherheitsgründen notwendig, damit keine unzulässig hohen Spannungen induziert werden. Für die Dimensionierung der Potentialausgleichsleiter (PA-Leiter) geht man meist vom ungünstigsten Fall aus, nämlich dass der gesamte Betriebsstrom über den PA fließt. *Der Querschnitt ist so zu wählen, dass eine Berührspannung von 50 V nicht überschritten wird.*

Zur Bestimmung der Blechstärke bzw. Permeabilität kann der rechteckige Kabelkanal mit ausreichender Genauigkeit durch einen Hohlzylinder angenähert werden. Die Berechnung erfolgt nach 3.1.3.3. mit Gl. (3.91). In dieser universellen Gleichung sind beide oben genannten Schirmungsmechanismen berücksichtigt.

Oft fließen die Betriebsströme in einem *Drehstromsystem*. Bei symmetrischer Belastung bedeutet dies, dass sich die Magnetfelder der um 120° phasenverschobenen Ströme gegenseitig kompensieren. Allerdings nicht vollständig, denn die Leiter befinden sich an unterschiedlichen Positionen. Außerdem ist die Belastung normaler Weise eben nicht vollständig symmetrisch. Daraus lassen sich aber für Drehstromsysteme zwei Maßnahmen ableiten:

- Die Leiter sollten sich möglichst nahe beieinander befinden.
- Die Leiter sollten so beschaltet werden, dass eine möglichst symmetrische Last erzeugt wird.

Beide Ziele – *niederinduktiver Aufbau und Symmetrie* – werden bei der Planung der Stromversorgung ohnehin angestrebt.

Niederinduktive Leitungsführung und Symmetrie in dreiphasigen Netzen senkt die magnetische Feldstärke. Außerdem wird die Verlustleistung verringert.

Ähnlich wie eine Kabeltrasse lassen sich auch z. B. die Streufelder eines Transformators schirmen. Die Bestimmung der Wandstärke ist allerdings nicht mehr so einfach möglich, wie bei den Kabelkanälen. Zum einen deshalb, da die zu schirmenden Magnetfelder eine komplexere Form haben (z. B. Streufelder eines Drei-Phasen-Transformators), zum anderen, weil diese auch die Schirmwände umgreifen (jedenfalls so lange es sich nicht um eine geschlossene Hülle handelt). Im Zweifelsfall lassen sich derartige Anordnungen mit ausreichender Präzision numerisch berechnen.

Aus hochpermeablem Material werden in seltenen Fällen auch Gehäuse-schirme gefertigt, beispielsweise um durch ihre magnetostatische Schirmwirkung hohe Magnetfelder von der Röhre eines Monitors fernzuhalten.

Für Raumschirmungen wie für Kabelkanäle gilt:

- Die Stöße zwischen den einzelnen Schirmungselementen sind möglichst spaltfrei auszuführen, damit sich der magnetische Fluss leicht schließen kann.
- Eine gute Erdung erhöht nicht nur die Sicherheit der Anlage, sondern verbessert die Schirmungseigenschaften (jedenfalls bei Wechselstrom). Hier besteht ein Unterschied zur HF-Schirmung.

4.4.8 Planung von Raumschirmungsprojekten

Raumschirmungsprojekte sind selten unabhängig von der umgebenden Gebäudestruktur. Selbst bei einer selbsttragenden Schirmkabine, für die genügend umbauter Raum zur Verfügung steht, müssen einige Schnittstellen geklärt werden, so z. B. der elektrische Anschluss sowie die Belüftung. Beim Einsatz architektonischer Schirmungssysteme ist naturgemäß die Anzahl der Schnittstellen deutlich größer.

Insbesondere bei Neubauvorhaben kann durch eine frühzeitige und überlegte Planung der Raumschirmung eine Menge Geld gespart und gleichzeitig ein Höchstmaß an Funktionalität erreicht werden.

Im Folgenden werden Räume oder Bereiche zur *HF-Schirmung* (ab dem kHz-Bereich) betrachtet, weil hier Durchdringungen und Öffnungen eine wesentliche Rolle spielen. Auf die Planung von Magnetfeldschirmungen, 4.4.7 und 6.1.3, wird nicht gesondert eingegangen, da hier wesentlich weniger Schnittstellen und Besonderheiten zu berücksichtigen sind.

4.4.8.1 Prüfung von Notwendigkeit und Wirtschaftlichkeit

Geschirmte Räume verursachen erhebliche Kosten. Ihr Bau bringt einigen Aufwand mit sich. Daher lautet die erste und wichtigste Frage, die bei der Planung geschirmter Räume oder Bereiche zu stellen ist:

Ist die Schirmung wirklich notwendig, oder kann durch technische und / oder organisatorische Maßnahmen auf Raumschirmung verzichtet werden?

Nur wenn alle Alternativen geprüft sind und dabei festgestellt wurde, dass der Bau geschirmter Räume wirtschaftlich oder unverzichtbar ist, sollte mit der weiteren Planung vorangegangen werden. Alternativen zur Schirmung von Räumen sind u. a.:

- Entstörung, Härtung, Schirmung von einzelnen Komponenten
- Alternativer Standort (an dem keine Schirmung notwendig ist)
- Alternative Interpretation von Vorschriften, Normen, Richtlinien (EMV-Normen, BSI-Richtlinien etc.)
- Bei Messräumen: Alternative Mess- / Prüfverfahren

Um eine grobe Kostenübersicht zu gewinnen, empfiehlt sich das Einholen eines Budgetangebots bei einem renommierten Schirmungsanbieter.

Wenn die Entscheidung für eine Raumschirmung gefallen ist, sollte diese konsequent umgesetzt werden.

Eine nur teilweise Umsetzung eines Schirmungskonzeptes bringt im Allgemeinen keine positiven Ergebnisse. Die Nachrüstung ist wesentlich teurer, als ein komplettes Schirmungskonzept von Anfang an umzusetzen!

Mit der Planung geschirmter Räume sollte in einem möglichst frühen Stadium eines Bauvorhabens begonnen werden, gleich ob es sich um einen Umbau oder Neubau handelt. Dies ermöglicht die restliche Gebäudeplanung so anzupassen, dass die wirtschaftlichste und funktionellste Lösung gefunden werden kann.

4.4.8.2 Definition der Anforderungen

Mit der Wirtschaftlichkeitsbetrachtung sollten gleichzeitig die Anforderungen an die Schirmung definiert werden. Dazu gehören u. a.

- Frequenzbereich,
- Schirmdämpfung,
- Durchlassbereich und Einfügungsdämpfung der Filter.
- Zusätzliche Schalldämmung? Schalldämmmaß?
- Zusätzlich Einbruchschutz? Welche Klasse?

Die Definition kann anhand von Normen oder behördlichen Vorgaben erfolgen, siehe Kapitel 6. Dabei ist zu berücksichtigen, dass höhere Forderungen im Allgemeinen mit deutlich höheren Kosten und Komforteinschränkungen verbunden sind. Auch zusätzlichen Anforderungen, wie Schalldämmung oder Einbruchschutz kann wesentlich leichter entsprochen werden, wenn die Anforderungen an die Schirmung niedriger sind.

Ein Beispiel hierfür: Türen mit einer Schirmdämpfung von 60 dB (30 MHz – 3 GHz) gleichen in ihrem Äußeren herkömmlichen Türen. Sie sind mit Brandschutz-, Einbruchschutz- oder Schallschutzeigenschaften kommerziell erhältlich. Sie können mit herkömmlichen Beschlägen, Schlössern oder Zutrittskontrollsystemen versehen werden. 100 dB-Türen mit diesen

Eigenschaften sind auf dem Markt kaum oder gar nicht erhältlich.

Es ist also unbedingt empfehlenswert, die Anforderungen so hoch wie nötig, aber so niedrig wie möglich anzusetzen.

4.4.8.3 Festlegen des geschirmten Bereichs

Zweckmäßiger Weise wird anhand von Gebäudeplänen (gegebenenfalls schon mit eingezeichneter Haustechnik-Planung) der geschirmte Bereich festgelegt. Dabei gelten folgende Grundregeln:

- Geschirmten Bereich so groß wie nötig, aber so klein wie möglich wählen.
- Reduzierung des nutzbaren Volumens durch die Schirmung beachten.
- Geschirmte Bereiche zusammenfassen.
- Möglichst wenig Schirmtüren!
- Möglichst wenig Durchdringungen der Schirmung für Belüftung, Klimatisierung, Elektrizitätsversorgung, Daten- und Steuerleitungen!
- Schirmung, wenn möglich, komplett innerhalb eines Brandabschnitts.
- Bei abhörsicheren / abstrahlsicheren Bereichen oder Sperrzonen: Lage möglichst im Inneren des Sicherheitsbereiches!
- Aus EMV-Sicht: Lage möglichst weit entfernt von Störquellen bzw. Störsenken!
- Durch geschickte Wahl des zu schirmenden Gebäudebereichs können erhebliche Kosten eingespart werden.

4.4.8.4 Elektroinstallation / Steuerleitungen / Datenkabel

Grundsätzlich gilt: Die Stromversorgung geschirmter Räume – oder geschirmter Bereich – muss über Netzfilter erfolgen, siehe 4.2.2 sowie 5.4. Alle anderen Möglichkeiten, Netzleitungen in die Schirmung einzuführen, zerstören unter Umständen die Wirkung des Schirms.

Filter für geschirmte Räume sind auf dem Markt in großer Auswahl verfügbar. Sie besitzen im Allgemeinen bessere Eigenschaften, als vergleichbare Netzfilter für Einzelgeräte. Ein wichtiges Merkmal ist ein HF-dichtes Filtergehäuse, das mit dem Schirm leitfähig verbunden wird.

Je nach Anforderung kann unter Umständen auf Filter verzichtet werden (keine Regel ohne Ausnahme), wenn die Störquelle zumindest ungefähr bekannt ist, z. B. beim Blitzschutz, vgl. 6.1.4. Hier muss durch entsprechende Leitungsführung, Schirmung oder ein geeignetes Erdungskonzept dafür gesorgt werden, dass die induzierende Wirkung des Blitzstromes auf die Leitungen begrenzt bleibt, bzw. durch Überspannungsschutzorgane ein Schutz hergestellt werden kann.

Netzfilter

Spezielle Filter für geschirmte Räume besitzen meist hervorragende Dämpfungseigenschaften im Sperrbereich (Einfügungsdämpfung >100 dB). Ihr Aufbau entspricht dem aus Bild 4.17, wobei allerdings meist mehrstufige Varianten zum Einsatz kommen. Durch eine höhere Anzahl der Stufen kann eine schärfere Trennung zwischen Durchlass- und Sperrbereich erzielt werden. Die maximale Einfügungsdämpfung wird so bereits bei niedrigeren Frequenzen erreicht (z. B. 100 dB ab 14 kHz bei einem dreistufigen Aufbau).

Wie man Bild 4.17 entnehmen kann, ist das Filtergehäuse mit dem Schutzleiter (=Erde) verbunden. Damit hat aber auch unser Schirm zwangsläufig Erdverbindung. Aus Sicherheitsgründen und nach VDE-Vorschrift [VDE 0100 06] muss das auch so sein. In der Filterschaltung besteht jedoch Verbindungen von Leiter (bzw. Neutralleiter) und der Erde (=Masse), und zwar über die Kondensatoren und Entladewiderstände. Somit fließt ein *Ableitstrom*, auch als *Leckstrom* bezeichnet, vom Leiter zur Erde. Es handelt sich dabei im Wesentlichen um den Blindstrom der Kondensatoren, denn die Entladewiderstände sind sehr hochohmig. Filter für hohe Nennströme und mit schmalbandigem Durchlassbereich besitzen große Querkapazitäten. Daher können sehr hohe Leckströme auftreten (bis in den Ampère-Bereich). Sie lösen eventuell vorgeschaltete Fehlerstromschalter (FI-Schalter) aus. Deshalb sollten sich bei geschirmten Räumen die Fehlerstromschalter im *Inneren des Schirms* befinden. Meist wird dort ein Verteiler montiert, der den gefilterten Strom auf mehrere Stromkreise verteilt, die wiederum mit Leitungsschutzschaltern und ggf. mit Fehlerstromschaltern abgesichert werden.

Wenn allerdings nur ein mit FI-Schalter abgesicherter Stromkreis zur Verfügung steht, kann man auf Filter mit ableitstromarmer Ausführung zu-

rückgreifen. Der angegebene maximale Ableitstrom muss in jedem Fall unter der Schaltschwelle des FI-Schalters liegen, nach VDE Richtlinie darf er 30% des Nennfehlerstroms nicht überschreiten. Bei mehrphasigen Systemen ist der Ableitstrom pro Phase angegeben, während der FI-Schalter den gesamten Fehlerstrom erfasst.

Achtung: Ein geschirmter Raum darf nie ohne Erdung betrieben werden. Die Ableitströme der Filter fließen sonst in undefinierter Weise über hochohmige Verbindungen zur Erde ab. An den Wänden kann somit die volle Netzspannung anliegen! Es besteht Lebensgefahr!

Filter für geschirmte Räume müssen in jedem Fall mit einem eigenen Schutzleiter geerdet werden. Die Mindest-Leiterquerschnitte für PE bzw. PA-Leiter ergeben sich aus den VDE-Vorschriften. Die Einbauvorschriften der Filterhersteller sind ebenfalls zu beachten.

Bei der Montage eines geschirmten Raumes muss dieser bereits bei Beginn der Arbeiten geerdet sein. Ist das nicht der Fall, sind nur Werkzeuge und Leuchten mit Kleinspannung (z. B. Akkuschauber) erlaubt. Ebenso ist eine Netzversorgung über einen Trenntrafo zulässig.

Die zu verwendenden Mindest-Leiterquerschnitte für den Anschluss der Filter sind der VDE Vorschrift [VDE 0298-4 88] zu entnehmen.

Filterkästen

Filter für geschirmte Räume sind so gestaltet, dass sie leicht an Schirmkabinen oder Absorberhallen montiert werden können, siehe Bild 4.19 b) und c). Mit einem Bohrer oder einer Lochstanze muss lediglich ein passendes Loch geschaffen werden, in welchem der Filter verschraubt wird. Durch die Verschraubung (mit Spreng- oder Federring) wird ein sehr guter Kontakt zwischen Filtergehäuse und Schirmwand hergestellt.

Bei architektonisch geschirmten Räumen befindet sich die Schirmung direkt auf einer Gebäudewand. Filter oder LWL –Durchführungen können daher nicht direkt an der Schirmung befestigt werden. Die einfachste Lösung dieses Problems ist die Montage einer HF-dicht angeschlossenen Blechplatte über einem Wanddurchbruch. Auf dieser Platte werden wie-

derum die Filter montiert. Zum Anschließen muss die Platte jedoch demontiert werden. Außerdem benötigt man oft aus Gründen der elektrischen Sicherheit oder der Optik eine Abdeckung. Daher ist ab einer gewissen Stückzahl von Filtern ratsam, diese in einen Filterkasten einzubauen. Dieser kann sich sowohl innerhalb, als auch außerhalb des geschirmten Raumes befinden, Bild 4.62

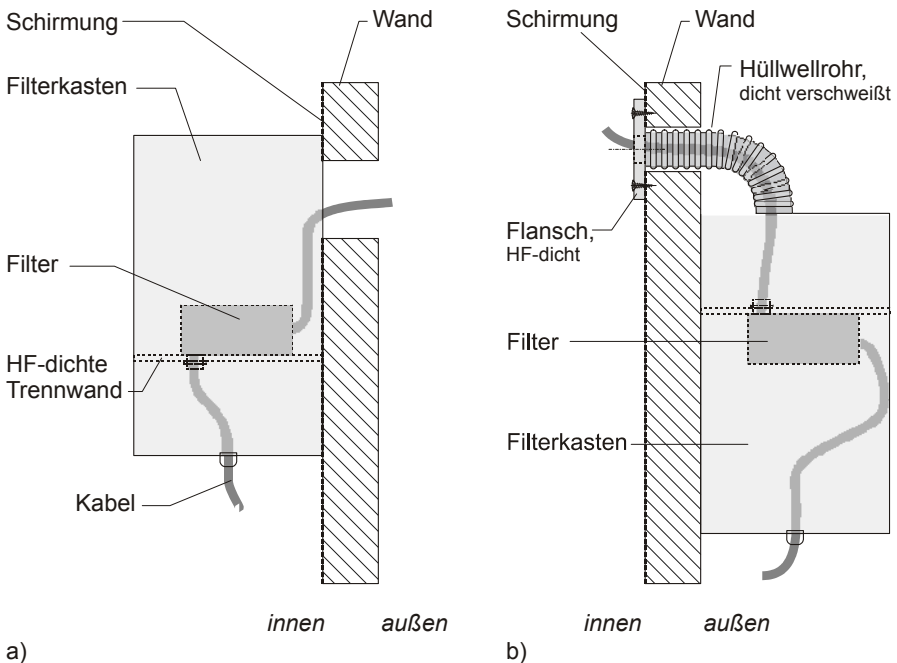


Bild 4.62 Filterkasten für architektonisch geschirmte Räume, a) innerhalb und b) außerhalb der Schirmung

Ein Filterkasten besteht für gewöhnlich aus einer geschirmten und einer ungeschirmten Seite. Es muss immer nur eine der beiden Seiten HF-dicht angeführt werden, für die andere reicht meistens ein Berührschutz aus.

Zur HF-dichten, flexiblen Verbindung (z. B. zwischen Filterkasten außen und Raumschirmung innen wie in Bild 4.62 b) haben sich Hüllwellrohre aus Edelstahl bewährt. Diese praktisch „wasserdichten“ und fast unzerstörbaren Rohre besitzen eine gewisse Flexibilität und können mit angeschweißten Flanschen angebunden werden. Eine Spurlösung bieten hingegen flexible Lüftungsschläuche aus Aluminium, die über metallische Stützen gezogen werden können und dann mit Rohrschellen (oder aushilfswei-

se mit Kabelbindern) festgedrückt werden. Da das Aluminium dünn ist, neigt es jedoch zur Rissbildung und lässt sich leicht beschädigen.

Jeder Filterkasten muss unbedingt einen fest verbundenen Erdungsbolzen oder eine fest verbundene Potenzialausgleichsschiene besitzen. Dieser Erdungsanschluss dient zum Erden der Kabine und zum Anschließen der Erde an die einzelnen Netzfilter. Ein geschirmter Raum oder Bereich sollte nur an einem einzelnen Punkt geerdet sein, damit über die Schirmung keine Ausgleichsströme (meist magnetisch induziert) fließen können. Wenn mehrere Filterkästen vorhanden sind sollte der Raum an einem Punkt (z. B. am Filterkasten mit den leistungsstärksten Filtern) geerdet werden und alle anderen Filterkästen niederohmig an diesen Potenzialausgleich angeschlossen werden.

Die Planung der Stromversorgung und Elektroinstallation bei größeren Schirmungsvorhaben muss in enger Abstimmung mit der Elektroplanung des gesamten Gebäudes erfolgen. Bei der Planung sind folgende Punkte zu klären:

- Elektrische Leistung, die im geschirmten Bereich benötigt wird, festlegen. Art, Anzahl und Position der Netzfilter, Kabelquerschnitte und gegebenenfalls Position des Filterkastens definieren.
- Erdung des geschirmten Raumes: Ort des Anschlusses und Querschnitt des Erdungskabels festlegen.
- Abmessungen und Ort der Elektroverteilung innerhalb des geschirmten Raums klären. Art der Befestigung festlegen.
- FI-Schutzschalter: Vorzugsweise im geschirmten Raum vorsehen. Falls doch außerhalb: Der Nennfehlerstrom $I_{\Delta n}$ des FI-Schalters muss größer sein, als die Summe der Ableitströme der angeschlossenen Filter.
- Art der Beleuchtung und Befestigungsmöglichkeiten festlegen.
- Steuer- und Kommunikationsleitungen: Anzahl, Aderzahl, Nennspannung, maximaler Strom, maximale Frequenz und gegebenenfalls Leitungsimpedanz festlegen.
- Bussysteme: Möglichkeiten der Filterung klären (am besten gemeinsam mit Filterhersteller). Wenn keine Filterung möglich ist, Umsetzung auf LWL prüfen. Position der LWL-Durchführung festlegen.

- Datenleitungen: Im Allgemeinen keine Filterung möglich. Einsatz von Medienkonvertern planen und Position der LWL-Durchführungen festlegen.
- Videosignalleitungen: Filterung ist nicht möglich, Medienkonverter zur Umsetzung auf LWL sind kommerziell erhältlich.
- Leitungsführung und Installationskanäle im geschirmten Raum: Befestigungspunkte festlegen.

4.4.8.5 Klimatisierung / Lüftung / Heizung.

Die Belüftung HF-geschirmter Räume muss über Wabenkamine erfolgen, siehe 4.2.4. Allerdings erzeugt der Wabenkaminfilter einen Druckverlust, der bei der Lüftungsplanung zu berücksichtigen ist.

Tabelle 4.18 Druckverlust in mbar für Wabenkamin-Einsätze 300 mm x 300 mm mit unterschiedlicher Grenzfrequenz (Herstellerangaben Albatross Projects.)

Strömungs- geschwindigkeit [m/s]	Grenzfrequenz des Wabenkamins		
	1 GHz	18 GHz	40 GHz
1	0,03	0,1	0,17
2	0,05	0,15	0,22
3	0,09	0,21	0,31
4	0,12	0,3	0,45
5	0,18	0,4	0,6
6	0,25	0,52	0,8
7	0,32	0,69	1,0
8	0,48	0,83	1,12

Um einen vorgegebenen Luftdurchsatz (in m³/h) zu erreichen, muss die gesamte effektive Querschnittsfläche des Wabenkaminfilters ausreichend groß gewählt werden. Ist sie zu klein, werden zu große Strömungsgeschwindigkeiten erforderlich. Dies führt zu einer erhöhten Geräusentwicklung. Außerdem wird eine höhere Lüfterleistung benötigt.

Solange sie nicht ohnehin an Lüftungskanäle angeschlossen sind, sollten

Wabenkamine für die Abluft möglichst im Deckenbereich, für die Zuluft möglichst weit unten angeordnet sein. Dies unterstützt die natürliche Konvektion und vermeidet Verwirbelungen.

Lüftungskanäle müssen durch geeignete Flansche an Wabenkamineinsätze angeschlossen werden. Je nach Bauart können die Lüftungskanäle auch einfach auf den Wabenkamin aufgeschoben, abgedichtet und mit einigen wenigen Schrauben gesichert werden.



Bild 4.63 Wabenkamin in einer Schirmkabine.

Bei der Klimatisierung von Räumen besteht zur Reduzierung des Luftdurchsatzes die Möglichkeit, über Wabenkamine nur die nötige Frisch- und Abluft zu- bzw. abzuführen. Wärme und Kälte werden getrennt davon mit Wasser- oder Kältemittelleitungen in den geschirmten Raum eingebracht. Auf dieses Prinzip wird auch beim Einsatz von Klima-Splitgeräten zurückgegriffen. Dabei müssen für die Kälteleitungen spezielle thermisch isolierende Rohrdurchführungen verwendet werden, siehe 4.4.2.4.

Bei der Belüftung oder Klimatisierung geschirmter Räume gibt es zahlreiche Schnittstellen, die frühzeitig geklärt werden sollten.

Im ersten Schritt wird die Wärmeleistung, die aus dem geschirmten Be-

reich abgeführt werden muss, betrachtet. Der menschliche Körper besitzt eine Wärmeleistung von ca. 100 W (bei leichter Tätigkeit), dazu kommen weitere Wärmequellen wie z. B. Beleuchtungsanlage, Rechner und elektrische Maschinen.

Außerdem muss eine für den Menschen ausreichenden Luftmenge von außen zugeführt, und die gleiche Menge Abluft abgeführt werden. Als Richtwert für einen hygienischen Luftaustausch gilt eine Luftmenge von 25 m³ - 40 m³ pro Person und Stunde. Die Erfahrung hat gelehrt, dass eine gute Schirmung gleichzeitig eine sehr gute Abdichtung gegen Zugluft darstellt. Man kann also davon ausgehen, dass der Luftaustausch im Wesentlichen nur über die vorgesehenen Lüftungsöffnungen, also über die Wabenkammine erfolgt. Dabei muss der Druckverlust, der durch die Wabenkaminfenster entsteht, berücksichtigt werden.

Soll beispielsweise für ca. 10 Personen Frischluft zugeführt werden, entspricht das einem Luftstrom von ca. 360 m³/h. Daraus ergibt sich bei einer Querschnittsfläche des Lüftungskanals von 0,1 m² eine Strömungsgeschwindigkeit von 3600 m/h = 1 m/s. Aus Tabelle 4.18 ist dafür ein Druckverlust von 0,1 mbar bei einem 18 GHz-Wabenkamin zu entnehmen. Für die Abluft gilt selbstverständlich die gleiche Berechnung.

Weiter ist die Frage zu klären, ob für den geschirmten Raum eine Heizung erforderlich ist. Sie kann über Luft, mit konventionellen Heizkörpern (Heizungsrohre durchdringen die Schirmung!) oder mittels Klima-Splitgerät im Wärmepumpenbetrieb erfolgen. Bei sporadisch genutzten Schirmräumen ist u. U. auch eine einfache elektrische Heizung sinnvoll.

In der weiteren Planung sind insbesondere Position und Querschnitt der Lüftungskanäle, Heizwasser-, Kältemittel- und Kondensatleitungen zu klären. Für alle Komponenten müssen Befestigungspunkte festgelegt werden.

Zusammenfassend sind u. a. folgende Punkte zu klären:

- Reicht Lüftung oder wird Kühlung benötigt?
- Erfolgt die Kühlung über Luft oder mit Kältemittel (Splitgerät)?
- Wird eine Heizung benötigt? Wenn ja, Art der Beheizung?
- Bestimmung der Luftkanalquerschnitte unter Berücksichtigung des Druckverlustes an den Wabenkaminfiltern.

- Planung der Durchführungen von Kältemittelleitungen mit thermisch isolierten HF-Rohrdurchführungen.
- Ist eine Steuerung der Lüftung / Klimaanlage mittels elektrischer Steuer- / Datenleitungen geplant? – Wenn ja, Filter vorsehen!
- Befestigungsmöglichkeiten im geschirmten Raum für alle Lüftungskanäle, Rohrleitungen, Heizkörper und Wärmetauscher festlegen.
- Alle Rohre aus leitfähigem Material sollten außerhalb der Schirmung galvanisch entkoppelt werden, um Erdschleifen zu vermeiden.
- Berücksichtigung von Brandschutzanforderungen. Sind beispielsweise Brandschutzklappen erforderlich, so müssen sie zur Wartung zugänglich bleiben.

4.4.8.6 Feuchteschutz

Wände, Böden und Decken eines Bauwerks müssen trocken gehalten werden, da sie bei einem zu hohen Feuchtigkeitsgehalt ihre wärmedämmenden Eigenschaften verlieren. Bei dauernder Durchfeuchtung besteht darüber hinaus die Gefahr von Schäden an der Bausubstanz, z. B. durch Korrosion. Außerdem kann durch Schimmelbildung die Gesundheit der Benutzer beeinträchtigt werden [Gottfried 05].

Eindringendes Regen-, Oberflächen oder Grundwasser kann zur Durchfeuchtung von Bauwerken führen, aber auch Kondenswasserbildung: Luft kann Wasser in gasförmigem Zustand (=Wasserdampf) aufnehmen, und zwar umso mehr, je wärmer sie ist. Wenn die Luft an die Grenze ihrer Aufnahmefähigkeit gekommen ist, spricht man von wasserdampfgesättigter Luft. Wird sie abgekühlt, geht das Wasser aus dem gasförmigen in den flüssigen Aggregatzustand über und bildet Tröpfchen, die sich insbesondere an kühlen Flächen niederschlagen.

Der Wassergehalt der Luft heißt *absolute Luftfeuchte* [g/m^3]. Der maximale Wasserdampfgehalt (darüber findet Kondensation statt) heißt *Sättigungswasserdampfgehalt*. Das Verhältnis aus beiden heißt *relative Luftfeuchte*.

In Abhängigkeit vom Wasserdampfgehalt der Luft kommt es bei einer bestimmten Temperatur zur Kondensation. Diese Temperatur wird *Tau-temperatur* oder *Taupunkt* genannt.

Die Tautemperatur hat nichts mit dem tauen von Eis zu tun. Nach umgangssprachlichem Verständnis müsste sie eigentlich Kondensations-temperatur heißen. Die Temperatur hingegen, bei der Eis taut, heißt in der Physik *Schmelztemperatur*. Nur bei der *Siedetemperatur* treffen sich Umgangssprache und physikalische Bezeichnungen wieder.

Der Luftdruck entsteht durch die Gewichtskraft, welche die Luftsäule über der Erdoberfläche erfährt. Der in der Luft enthaltene Wasserdampf besitzt ein höheres spezifisches Gewicht, als die Luft selbst. Durch sein Gewicht erzeugt er einen zusätzlichen Druck, der sich dem Druck der trockenen Luft überlagert. Diesen Druck nennt man *Wasserdampfpartialdruck* oder einfach *Wasserdampfdruck*. Bei wasserdampfgesättigter Luft spricht man vom *Wasserdampfsättigungsdruck*.

Tabelle 4.19 Sättigungs-Wasserdampfgehalt von Luft bei 1013 hPa.

Temperatur [°C]	-20	-10	0	10	20	30
Wasserdampfgehalt [g/m ³]	0,9	2,1	4,8	9,4	17,3	30,3

Wasser (in flüssigem Zustand oder als Dampf) kann in unterschiedlicher Form transportiert werden, z. B. mit der Luftströmung beim Lüften, in Kapillaren usw. In unserem Zusammenhang ist der Wassertransport durch *Diffusion* interessant: Angetrieben durch die thermische Molekülbewegung finden Ausgleichsvorgänge statt: Das Wasser wandert stets von Gebieten mit hohem zu Gebieten mit niedrigerem Dampfdruck. Unterschiedliche Materialien setzen dieser Diffusion einen unterschiedlichen *Diffusionswiderstand* entgegen: Während Faserdämmstoffe oder Holz einen sehr geringen Widerstand besitzen, sind Metalle wasserdicht und besitzen daher einen unendlich hohen Diffusionswiderstand.

Hier besteht der Berührungspunkt zur Raumschirmung: Um ein Bauteil (z. B. eine Wand) vor Durchfeuchtung durch Kondenswasser zu bewahren, sollte die Dampfdurchlässigkeit von der Seite des hohen Dampfdrucks zur Seite mit niedrigem Dampfdruck hin zunehmen. Wenn beispielsweise im Inneren eines Gebäudes eine hohe Luftfeuchtigkeit (durch Transpiration, Kochen, Waschen, etc.) und gleichzeitig eine hohe Temperatur (durch Heizen) herrschen, ist der Dampfdruck hoch. Bei kühler Außentemperatur

und geringerer Luftfeuchtigkeit herrscht ein Dampfdruckgefälle von innen nach Außen. Wenn nun auf der Wandinnenseite eine Dampfbremse (z. B. Schirmungsmaterial) oder sogar eine Dampfsperre (z. B. dicht verlötetes Kupferblech) angebracht ist, wird die Feuchtigkeit im Mauerwerk mit der Luft nach außen diffundieren. Von innen kommt aber wegen der Dampfbremse nur wenig Feuchtigkeit nach. Das Mauerwerk ist also geschützt. Allerdings kann die im Raum enthaltene Feuchtigkeit so schwerer entweichen und muss z. B. durch Lüften abgeführt werden.

Anders bei warm-feuchter Außenluft und gekühltem Innenraum: Die Diffusion der Außenluft nach innen wird an einer innenliegenden Dampfsperre, der Schirmung, gestoppt. Es kommt dort zur Kondensation. Wenn dieses Phänomen dauerhaft auftritt (z. B. in tropischen Ländern), ist die Durchfeuchtung des Baukörpers vorprogrammiert.

Der Durchfeuchtung des Baukörpers muss durch thermische Isolierung und dem Einsatz einer Dampfsperre entgegen gewirkt werden.

4.4.8.7 Brandschutz

Weltweit gibt es zahllose Vorschriften für den Brandschutz, was das Thema unübersichtlich werden lässt.

In Deutschland wird das Brandschutzkonzept, das für jedes größere Gebäude erforderlich ist, von einem Brandschutzgutachter erstellt. Die Grundlage für die brandschutzrechtliche Genehmigung von Gebäuden ist die Landesbauordnung des jeweiligen Bundeslandes. In den Landesbauordnungen wird auf die geltenden Normen verwiesen.

Das Brandverhalten von Baustoffen wird gemäß [DIN 4102 04] klassifiziert. Dabei werden Baumaterialien in unterschiedliche *Brennbarkeitsklassen* eingeteilt:

Brennbarkeitsklasse A: nicht brennbare Baustoffe

- A1: Ohne organische Bestandteile, Nachweis nicht erforderlich, z. B. Beton, Stein, Ziegel, Eisen, Glas.
- A2: Mit organischen Bestandteilen, Nachweis erforderlich, z. B. Mineralwolle, Spezielle Gipskartonplatten, spezielle Schaumstoffe.

Brennbarkeitsklasse B: brennbare Baustoffe

- B1: Schwer entflammbar, z. B. Hartschäume, Hartholz, spezielle Spanplatten.
- B2: Normal entflammbar, z. B. Weichholz, Textilien, Silikon, Acryl.
- B3: Leicht entflammbar, z. B. Tapeten, Stroh, Pappe.

Der *Feuerwiderstand* gibt an, wie lange ein Bauteil (Wand, Tür, Fenster etc.) im Brandfall seine Funktion erfüllt:

Feuerhemmend:

- F0: Weniger als 30 Minuten.
- F30 : Mindestens 30 Minuten.

Feuerbeständig:

- F60: mindestens 60 Minuten.
- F90: mindestens 90 Minuten.
- F120: mindestens 120 Minuten.

Hochfeuerbeständig:

- F180: mindestens 180 Minuten.

Der Buchstabe „F“ wird z. B. bei Wänden dem Feuerwiderstandswert vorangestellt, bei Türen der Buchstabe „T“, bei Fenstern oder Glas der Buchstabe „G“ etc.

Im Allgemeinen sind besitzen Wände zwischen Wohnungen die Anforderung F90, die Türen in diesen Wänden die Anforderung T30. Ähnliches gilt für Bereiche in Industriebauten, [DIN 18230].

Der Nachweis der Klassifizierung eines Bauteils erfolgt – soweit nötig – im Brandversuch. Das bedeutet, dass beispielsweise auch für Schirmtüren, an die Brandschutzanforderungen gestellt werden, Brandversuche erforderlich sind. Diese verursachen Kosten in der Höhe von ca. 20.000 EUR, außerdem wird der Prüfling dabei zerstört. Deshalb ist die Auswahl von Schirmtüren mit T30- oder T90-Klassifizierung auf dem Markt sehr begrenzt. Ähnliches gilt auch für alle anderen Durchdringungen von Brandschutzwänden. Abhilfe kann hier eine *Zulassung im Einzelfall* schaffen.

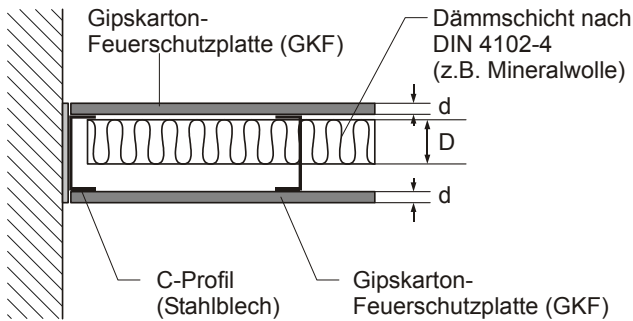


Bild 4.64 Beispiel für eine Gipskartonwand der Feuerwiderstandsklasse F90-A (nicht brennbar). Die Stärke d der Beplankung muss $2 \times 12,5$ mm oder 25 mm betragen. Das Verhältnis der Dicke D [mm] der Dämmschicht zur deren Dichte g [kg/m^3] muss 80/30 oder 60/50 oder 40/100 betragen. Der Anschluss an die Massivwand ist ebenfalls in der Norm beschrieben.

Brandschutz und Schirmung schließen sich zwar nicht aus, ihre gleichzeitige Verwirklichung kostet jedoch Geld. Für die Schaffung elektromagnetisch geschirmter Räume müssen daher folgende Punkte beachtet werden:

- Wenn möglich, Schirmung und Brandschutz entkoppeln.
- Wenn nicht möglich, Überschneidungen minimieren.
- Sind HF-Schirmtüren mit dem nötigen Feuerwiderstand erhältlich?
- Sind HF-Schirmfenster mit dem nötigen Feuerwiderstand erhältlich?
- Bei Lüftungskanälen: Sind Brandschutzklappen erforderlich? Sind diese von außerhalb der Schirmung oder über Revisionsöffnungen zugänglich?
- Bei allen anderen Zuführungen: Sind die Brandschutzabschottungen mit der Schirmung verträglich?
- Brandmeldeanlage: Befestigungspunkte für Sensoren auf der Schirmung planen. Elektrische Filter für Brandmeldeleitungen vorsehen.
- Müssen Sprinklerrohre durch den geschirmten Bereich geführt werden?
- Ist eine Brandlöschanlage (z. B. Argon-Anlage) erforderlich? Wenn ja, Aufstellort klären und Befestigungspunkte für die Montage vorsehen.

Die Zusammenarbeit von Schirmungsplaner und Brandschutzgutachter in

einem möglichst frühen Stadium eines Bauvorhabens ermöglicht eine kostengünstige und funktionelle Erfüllung beider Anforderungen: Schirmung und Brandschutz.

4.4.8.8 Schallschutz

Insbesondere beim Bau abhörsicherer Räume muss die elektromagnetische Schirmung mit einer akustischen Dämmung – also einer Schallisolierung – kombiniert werden. Aber auch bei geschirmten Laborräumen kann eine akustische Isolierung nötig werden.

Als Schall bezeichnet man mechanische Schwingungen von Molekülen, die sich als Longitudinalwellen im Medium (Festkörper, Flüssigkeit, Gas) ausbreiten. Es handelt sich also um ein völlig anderes Phänomen als die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen (elektromagnetische Schwingungen, Transversalwellen). Deshalb muss die Dämpfung der Wellen auf der Grundlage völlig unterschiedlicher Mechanismen erfolgen. Eine elektromagnetische Schirmung besitzt keine schalldämmende Wirkung (oder höchstens als Nebeneffekt) und umgekehrt. Dennoch gibt es Parallelen: Wichtige Kenngrößen sind in beiden Fällen die *Ausbreitungsgeschwindigkeit*, die *Amplitude* und die *Frequenz*. Zur Schirmung bzw. Dämmung von Räumen muss eine *geschlossene Hülle* geschaffen werden, die keine Nebenwege zulässt. Nur ein Ansatz, der alle Komponenten (z. B. Boden, Wände, Decke, Türen, Lüftungskanäle etc.) erfasst, führt zum Erfolg.

In der Bauakustik unterscheidet man, je nach Ausbreitungsweg, *Luftschall* (Ausbreitung in der Luft), *Körperschall* (Ausbreitung in festen Stoffen) und *Trittschall* (durch Begehen hervorgerufener Körperschall, der sich auch als Luftschall weiter ausbreitet).

Der Mensch nimmt Schall im Frequenzbereich von ca. 16 Hz bis ca. 16 kHz wahr. Darunter liegende Frequenzen bezeichnet man als *Infra-schall*, Frequenzen darüber als *Ultraschall*. Eine Verdopplung der Frequenz entspricht einer *Oktave*. Das menschliche Gehör umfasst also ungefähr einen Frequenzbereich von 10 Oktaven.

Der durch eine Schallwelle verursachte Wechseldruck wird als *Schall-druck* bezeichnet und in $\text{Pa} = \text{N}/\text{m}^2$ gemessen. Das menschliche Ohr kann einen Schalldruck von $p_{\min} = p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ N}/\text{m}^2$ gerade noch als Geräusch wahrnehmen (Hörgrenze). p_0 wird als *Bezugs-Schalldruck* bezeichnet.

Umgekehrt beginnen Geräusche mit einem Schalldruckpegel $> 2 \cdot 10^1 \text{ N/m}^2$ Schmerzen zu verursachen (Schmerzgrenze).

Analog zur Definition der Pegel für elektromagnetische Größen gilt in der Akustik ebenfalls eine Definition der Pegel in dB. Der *Schalldruckpegel* (auch verkürzend *Schallpegel*) L ist definiert als

$$L = 20 \log \frac{p}{p_0} \text{ [dB]}, \quad (4.3)$$

wobei p_0 der Bezugs-Schalldruck ist. Das menschliche Gehör besitzt also einen dynamischen Bereich von $20 \log(2 \cdot 10^1 / 2 \cdot 10^{-5}) = 120 \text{ dB}$. Eine Verdopplung des Schalldrucks entspricht einer Erhöhung des Schalldruck-Pegels um $20 \log(2) = 3,01 \text{ dB}$.

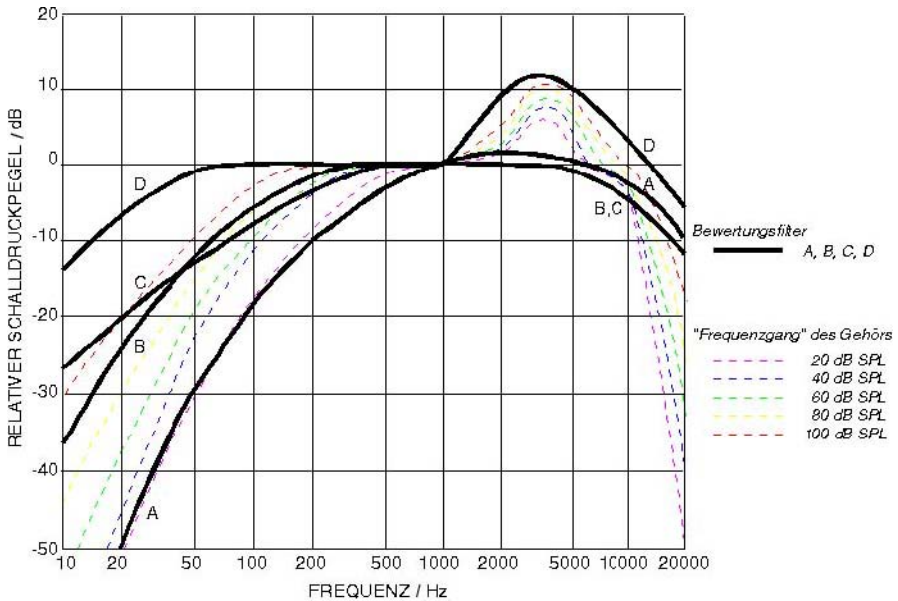


Bild 4.65 Bewertungskurven zur Berücksichtigung des menschlichen Hörempfindens bei der Schallpegelmessung. In der Bauakustik wird die Bewertungskurve A verwendet, die auch sonst am gebräuchlichsten ist. Grafik: Lizenzfrei aus www.wikipedia.org

Das menschliche Ohr ist nicht bei allen Frequenzen gleich empfindlich für den Schalldruck. Der extrem unlineare Frequenzgang des Gehörs wurde durch Versuche ermittelt und ist tabelliert bzw. in Grafiken dargestellt. Die *empfundene Lautstärke* wird in *Phon* angegeben; ein Ton mit beispielswei-

se 10 Phon besitzt bei allen Frequenzen die gleiche wahrgenommene Lautstärke aber einen variierenden Schalldruckpegel. Für die Frequenz 1 kHz fallen beide Skalen zusammen, d. h. einem Lautstärkepegel von 10 Phon entspricht ein Schalldruckpegel von $L = 10$ dB.

Um die Bewertung des unlinearen Zusammenhangs zwischen Schalldruck und Lautstärke zu erleichtern, wurde der *bewertete Schalldruckpegel* L_A in dB(A) eingeführt. Er kann mit Hilfe einer relativ einfachen Bewertungskurve (in Abhängigkeit von der Frequenz) aus dem Schalldruckpegel L bestimmt werden, vgl. Kurve A in Bild 4.65. In Messgeräten wird die Bewertungskurve durch eine Filterschaltung berücksichtigt. Damit ahmt das Messgerät praktisch die spektrale Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs nach.

Beispiele für bewertete Schalldruckpegel in dB(A) sind

- die Hörgrenze bei 0 dB(A),
- ein sehr ruhiger Ventilator mit 35 dB(A),
- ein Radio in Zimmerlautstärke, Abstand 1 m mit 55 dB(A),
- eine stark befahrene Autobahn, Abstand 25 m mit 80 dB(A) oder
- eine Kettensäge im Abstand 1 m mit 105 dB(A).

Bei der Bestimmung der Schalldämmung von Gebäuden ist die Definition weiterer Größen erforderlich, die in den Normen [DIN 4109 89] *Schallschutz im Hochbau*, [ISO 140 98] *Measurement of sound insulation in buildings and of building elements* sowie [ISO 717 96] *Ratings of sound insulation in buildings and of building elements* beschrieben sind.

ISO 140 Teil 4 beschreibt den Messaufbau zur Messung der Dämmung des Luftschalls durch Gebäude und Gebäudeelemente vor Ort.

ISO 717 Teil 1 beschreibt, wie die Ergebnisse einer Messung nach ISO 140 Teil 4 bewertet werden.

In den Normen werden zahlreiche Größen definiert. Als wichtigste Größe sei hier *das bewertete Schalldämm-Maß mit Schallübertragung über flankierende Bauteile* R'_w genannt. Es beschreibt die Dämpfung des Luftschalls durch Bauteile (Wände, Türen, Fenster) und kann vor Ort durch Messung nach ISO 140 Teil 4 bestimmt werden. Dazu wird im schallisolierten Raum eine definierte Geräuschquelle (weißes Rauschen) aufgestellt

und der Schalldruckpegel gemessen. Danach wird der Schalldruckpegel außerhalb des Raumes gemessen. Die Dämpfung des Schalldrucks erhält man durch Differenzbildung der beiden Messwerte (Schallpegeldifferenz D). Dieses Vorgehen ist Analog zur Bestimmung der elektromagnetischen Schirmdämpfung durch Einfügungsdämpfungsmessung. Aus der Schallpegeldifferenz wird unter Berücksichtigung der Raumfläche das Schalldämm-Maß R berechnet und mit einer Bewertungskurve gewichtet. Der Algorithmus zur Bewertung ist in ISO 717 Teil 1 beschrieben

Daher auch der Index W für „Wertung“ oder „weighted“. Der Apostroph in „ R'_w “ zeigt an, dass die Übertragung über Nebenwege (Wandanschluss, Deckenanschluss etc.) mit der Messung berücksichtigt wird. Die Größe R'_w ist deshalb so wichtig, weil sie oft in behördlichen Richtlinien für abhörsichere Räume vorgegeben wird.

DIN 4109 enthält außerdem neben Rechen- und Messverfahren im Beiblatt 1 auch Ausführungsbeispiele, die in der Praxis eine große Hilfe sind. Zusätzlich bieten die Hersteller von Baumaterial (RIHGIPS, KNAUF etc.) umfangreiche Bibliotheken, mit deren Hilfe sich Wände, Böden, Decken und die jeweiligen Anschlüsse entsprechend der jeweiligen Schallschutzanforderung entwerfen lassen, ohne dass Messungen vorab nötig wären.

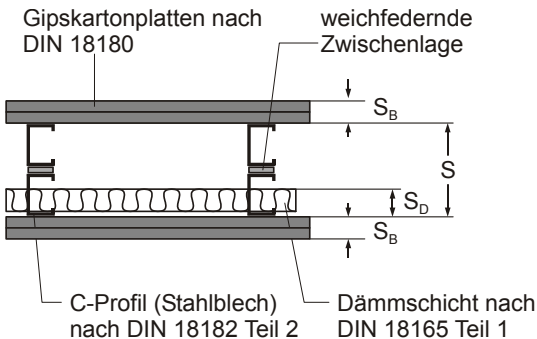


Bild 4.66 Querschnitt durch eine Trockenbauwand mit sehr guter Schalldämmung. Bei Verwendung eines CW-Profiles 50 x 6, einem Schalenabstand S von 105 mm und einer Mindestdämmschichtdicke von $S_D = 80$ mm beträgt das bewertete, rechnerische Schalldämmmaß $R_{w,R} = 63$ dB.

4.4.8.9 Arbeitsschutz / Komfort

Bei einfachen Schirmkabinen, die lediglich sporadisch zu Testzwecken genutzt werden, ist die Schaffung eines angenehmen Arbeitsumfeldes si-

cher nebensächlich. Anders sieht es aus, sobald im geschirmten Bereich Dauerarbeitsplätze eingerichtet werden sollen. Die Arbeitsstättenverordnung [ArStättV 04] schreibt u. a. vor, dass Arbeitsplätze

- eine ausreichende Grundfläche und eine, in Abhängigkeit von der Grundfläche der Räume, ausreichende lichte Höhe aufweisen,
- möglichst ausreichend Tageslicht erhalten und
- eine gesundheitlich zuträgliche Raumtemperatur sowie ausreichend gesundheitlich zuträgliche Atemluft aufweisen.

Diese Anforderungen (neben vielen Anderen, die in der Verordnung aufgelistet sind) müssen bei der Planung geschirmter Räume berücksichtigt werden. Insbesondere die Forderung nach Tageslicht macht hier einige Schwierigkeiten, denn geschirmte Fenster mit ausreichender Transparenz sind lediglich mit einer Schirmdämpfung von gut 60 dB (im Frequenzbereich 30 MHz – 3 GHz) verfügbar.

Als ausreichende lichte Höhe in Gewerbebauten wird im Allgemeinen 2,40 m gefordert. Die in der alten Arbeitsstättenverordnung vorgeschriebenen Mindesthöhen finden sich in der aktuellen Version nicht mehr wieder.

Weitere Punkte, die beachtet werden müssen, sind:

- Schwellen und andere Hindernisse ausreichend markieren! – Achtung: Messerkontakttüren besitzen stets Schwellen.
- Welche Wand-/Bodenbelägen sind vorgesehen?
- Geräuschbeeinträchtigung durch Lüftungsanlage?

4.5 Kabelschirmung

Nach umfangreicher Betrachtung geschirmter Gehäuse und Räume wenden wir uns wieder der Schirmung von Kabeln zu. Grundlage hierfür ist die im Abschnitt 3.3 behandelte Theorie, auf die wir im Folgenden zurückgreifen.

4.5.1 Allgemeines zur Kabelschirmung

Sehr häufig begegnet uns der Kabelschirm beim *Koaxialkabel*, das aufgrund der Geometrie seines Querschnitts günstige HF-Übertragungseigen-

schaften aufweist. Daneben sind auch andere Geometrien mit einer Vielzahl von Innenleitern, umgeben von einem gemeinsamen Schirm, üblich.

Eine wichtige Rolle in der Anwendung spielen *verdrillte Zweidrahtleitungen* (engl. *twisted pair*). Diese verdanken ihre günstigen EMV-Eigenschaften der Verdrillung: Die in den Verdrillungsschleifen induzierten Felder bzw. Spannungen heben sich gegenseitig auf. Diese Zweidrahtleitungen werden oft mit einem zusätzlichen Folienschirm versehen und vor allem zur Datenübertragung in Netzwerken und Bussystemen eingesetzt (Cat. X-Kabel).

Des Weiteren ist die nachträgliche Schirmung von Kabeln bzw. Kabelbündeln durch den Einsatz von Metallschläuchen oder metallisierten Schrumpfschläuchen möglich.

4.5.2 Koaxialkabel

Bild 4.67 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Koaxialkabels. Der *Innenleiter* besteht meist aus einem massiven, blanken oder verzinnnten Kupferdraht.

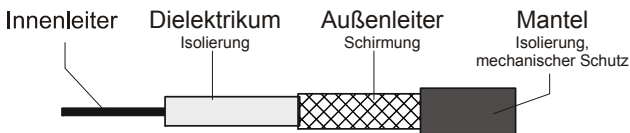


Bild 4.67 Aufbau eines Koaxialkabels

Er ist vom isolierenden *Dielektrikum* umgeben. Bei modernen Koaxialkabeln handelt es sich dabei vorwiegend um Polyethylen wegen seiner für Feststoffe vergleichsweise niedrigen Dielektrizitätszahl. Manchmal wird das Polyethylen zusätzlich geschäumt, was seine Dielektrizitätszahl weiter verringert.

Auf dieses Dielektrikum wird der Schirm, der gleichzeitig als Rückleiter dient, aufgebracht. Häufig wird er von einem oder mehreren Geflechten aus blanken oder verzinnnten Kupferdrähten gebildet (*Geflechschirm*). Sind die Drähte nicht untereinander verflochten, spricht man vom *Seilschirm*. Auch Folien, meist aus Aluminium oder Kupfer auf einer Trägerschicht aus Kunststoff, werden als Kabelschirm verwendet (*Folienschirme*).

Auf den Kabelschirm wird ein Mantel aufgespritzt. Dieser schützt das Kabel vor äußeren Einflüssen. Abhängig vom Einsatzbereich kommen hierbei unterschiedliche Kunststoffe, meist aber PVC zum Einsatz.

Koaxialkabel für die Daten-Netzwerkverkabelung haben an Bedeutung verloren. Innerhalb von Gebäuden werden fast ausschließlich nur noch Twisted-Pair-Kabel verwendet (z. B. für 100 Base T Ethernet oder noch höhere Datenraten). Für den Fernverkehr haben sich Lichtwellenleiter durchgesetzt. Dennoch: Das Kabelfernseh-Netz basiert nahezu ausschließlich auf Koaxialkabeln der Bauart RG-213 oder ähnliche.

4.5.2.1 Seilschirm

Der Seilschirm, der auch als D-Schirm bezeichnet wird, zeichnet sich durch eine besonders hohe Flexibilität aus, da er keine sich kreuzenden Drahtelemente besitzt. Die *Schlagrichtung* kann entsprechend einem Rechtsgewinde erfolgen (*Z-Schlag*) oder entsprechend einem Linksgewinde (*S-Schlag*). Manchmal werden auch zwei Seilschirme mit entgegengesetzter Schlagrichtung übereinander gelegt. Es ist möglich, Seilschirme mit einem optischen Bedeckungsgrad von über 90% herzustellen. Andererseits ist es schwierig, bei einem Durchmesser des Dielektrikums von mehr als 8 – 10 mm eine über die ganze Länge gleichmäßig dichte Schirmung aufzutragen. Außerdem öffnet sich der Schirm bei einer Biegebeanspruchung des Kabels auf der Außenseite der Biegestelle, was zu einer Verschlechterung der Schirmeigenschaften führt.

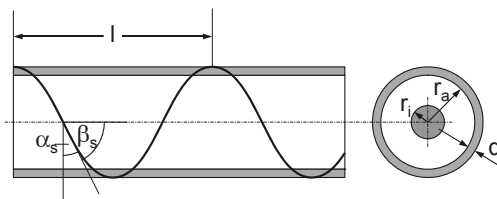


Bild 4.68 Geometrische Größen beim Seilschirm.

Als *Schlaglänge* l bezeichnet man die Länge entlang der Kabelachse, die ein Schirmdraht bei einer vollen Windung zurücklegt, Bild 4.68.

Als *Schlagwinkel* β_s wird der Winkel zwischen der Richtung eines der Kabelachse bezeichnet, siehe Gl. 1.5. Der *Steigungswinkel* $\alpha_s = 90^\circ - \beta_s$ ist der Winkel zwischen Seildraht und einer Ebene senkrecht zur Kabelachse.

Seilschirme sind für eine ständige Bewegung des Kabels ungeeignet, da sich die einzelnen Schirmdrähte dauerhaft verschieben und sich somit die Schirmeigenschaften verschlechtern.

Die rechnerische Kopplungsimpedanz eines Seilschirms (Koaxialkabel mit gewendelttem Außenleiter) ist in 3.3.1.2 zu finden.

Der Seilschirm findet für HF-Kabel kaum noch Anwendung.

4.5.2.2 Geflechtschirm

Am weitesten verbreitet ist – neben Folienschirmen - der *Geflecht-* oder *C-Schirm*. Er besteht aus zwei miteinander verflochtenen, gefachten Drahtbündeln. Diese setzen sich aus drei bis acht parallel nebeneinander liegenden Einzeldrähten zusammen. Das Geflecht bildet ein Netz über der gesamten Oberfläche des zu schirmenden Elements.

Der *optische Bedeckungsgrad*, der eine grobe Aussage über die Schirmwirkung des Geflechtschirms zulässt, ist in weiten Bereichen einstellbar. Die Einstellung erfolgt einerseits über die Festlegung der Anzahl der Flechtgruppen und der Fachdrähte, über den Drahtdurchmesser und über die Schlaglänge bzw. den Geflechtwinkel. Definiert ist der optische Bedeckungsgrad als

$$B = 2q - q^2 \quad (4.4)$$

wobei sich die *Geflechtdichte* aus

$$q = \frac{mw}{2\pi(d_u + 2,25d_w)} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi(d_u + 2,25d_w)}{l} \right)^2} \quad (4.5)$$

ergibt. Dabei sind

w	Breite eines Faches
d _w	Durchmesser eines Flechtdrahts
n	Anzahl Drähte je Flechtgruppe
m	Anzahl der Flechtgruppen
d _u	Durchmesser unter Geflecht (Innendurchmesser des Geflechts)

l Schlaglänge

Als *Schlaglänge* bezeichnet man, wie beim Seilschirm, die Länge entlang der Kabelachse, die ein Schirmdraht bei einer vollen Windung zurücklegt, Bild 4.69.

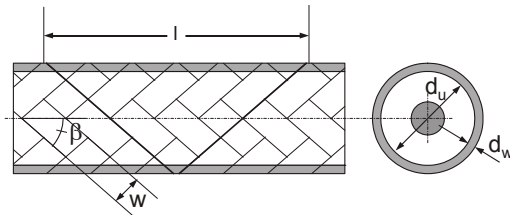


Bild 4.69 Geometrische Größen beim Geflechteschirm

Unter dem *Geflechtswinkel* β versteht man den Winkel zwischen der Richtung eines Flechtdrahtes oder -bandes und der Kabelachse. Er berechnet sich nach

$$\beta = \arctan \frac{\pi(d_u + 2,25d_w)}{l} \quad (4.6)$$

Häufige Bewegung von Kabeln mit Geflechteschirmen wirkt sich verkürzend auf ihre Lebensdauer aus. Durch die Reibung der einzelnen Schirmdrähte an den Flechtkreuzungspunkten erfolgt dort ein beträchtlicher Abrieb. So wird die durchschnittliche mechanische Lebensdauer eines Kabels mit Geflechteschirm, das in einer Schleppkette eingesetzt, auf ca. 1/3 reduziert.

Die häufigste Fehlerquelle bei konfektionierten Kabeln mit Geflechteschirm ist jedoch die Verbindung zum HF-Stecker. Auch bei den hochwertigen Serien (SMA, N, etc.) ist diese Verbindung bei häufiger Bewegung einer hohen Alterung unterworfen. Abhilfe kann man durch Zugentlastungen, Knickschutztüllen und der Vermeidung von Knickbeanspruchungen ganz allgemein schaffen.

Erst bei optimal angebundenem Kabelschirm treten dessen Eigenschaften in den Vordergrund. Der Einfluss des optischen Bedeckungsgrads ist in den Messergebnissen, Bild 4.70, eindeutig zu erkennen.

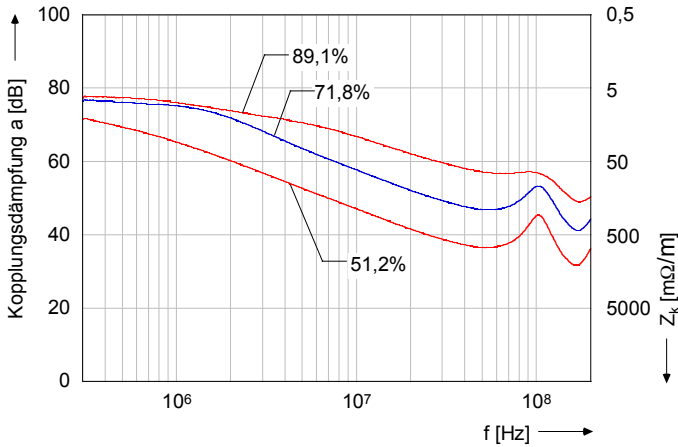


Bild 4.70 Vergleich von Geflechschirmen. Einfluss des optischen Bedeckungsgrades auf die Kopplungsimpedanz: Messungen mit einem HF-technisch optimierten Triaxialmessrohr, vgl. 5.5.

Anders der Einfluss des Geflechtwinkels: Im Gegensatz zum Seilschirm gibt es bei Geflechschirmen keinen eindeutigen Zusammenhang zwischen Geflechtwinkel und der Kopplungsimpedanz, Bild 4.71.

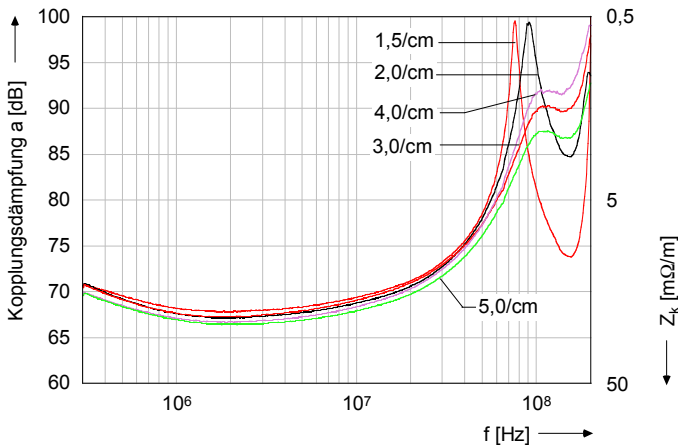


Bild 4.71 Vergleich von Geflechschirmen. Einfluss des Geflechtwinkels (hier in Schlägen pro cm Kabellänge) auf die Kopplungsimpedanz: Messungen mit einem HF-technisch optimierten Triaxialmessrohr, vgl. 5.5.

4.5.2.3 Folienschirme

Der Geflechschirm hat seine Stärke im niederfrequenten Bereich, wo die Kopplung durch die Perforation vernachlässigt werden kann, vgl. Bild 3.47, Bereich I und II. Für die Schirmung bei höherer Frequenz kommen deshalb meist *Folienschirme* oder Kombinationen aus Folien- und Geflechschirmen zum Einsatz. Bei Folienschirmen treten nur im Überlappungsbereich der Folienlagen Öffnungen auf, die einen induktiven beziehungsweise kapazitiven Durchgriff des elektromagnetischen Feldes ermöglichen. Dieser Effekt macht sich allerdings erst oberhalb einiger 100 MHz bemerkbar. Folienschirme bestehen in der Regel aus metallkaschiereten Kunststofffolien oder aus reinen Metallfolien. Als Metall wird vorwiegend Aluminium, manchmal auch Kupfer verwendet. Bedingt durch die geringe Materialstärke der metallischen Schicht (oft nur einige zehn μm) besitzen sie einen vergleichsweise geringen elektrischen Leitwert, was eine geringe Schirmwirkung gegen Magnetfelder bei tieferen Frequenzen zur Folge hat.

Folienschirme kommen häufig bei Twisted-Pair-Datenkabeln zum Einsatz, vgl. 4.5.3.

Werden metallkaschierte Kunststofffolien überlappend gewickelt oder gefaltet, so entsteht das Problem, dass zwei Lagen voneinander elektrisch isoliert sind. Dies vermindert die elektrische Leitfähigkeit des Schirms und damit seine Schirmdämpfung. Außerdem entsteht an der Überlappungsstelle eine unerwünschte Kapazität. Man kann dies mittels der *Kurzschlussfaltung* umgehen. Hierbei wird die innere Kante der Folie im Überlappungsbereich umgefaltet, so dass eine leitfähige Verbindung zur nächsten Lage entsteht, Bild 4.72.

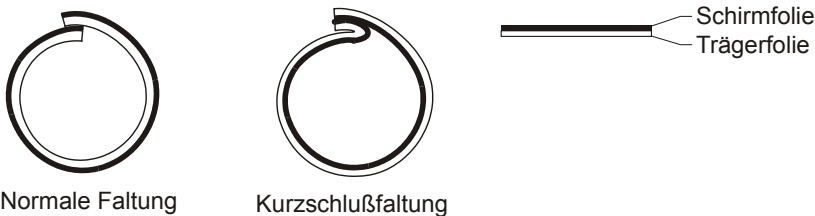


Bild 4.72 Kurzschlussfaltung

Problematisch ist der Einsatz eines Folienschirme in flexiblen Kabeln, da sich der Schirm bei der Bewegung leicht verschieben kann und dann eine

ausreichende Überlappung der leitfähigen Schicht nicht mehr gewährleistet ist.

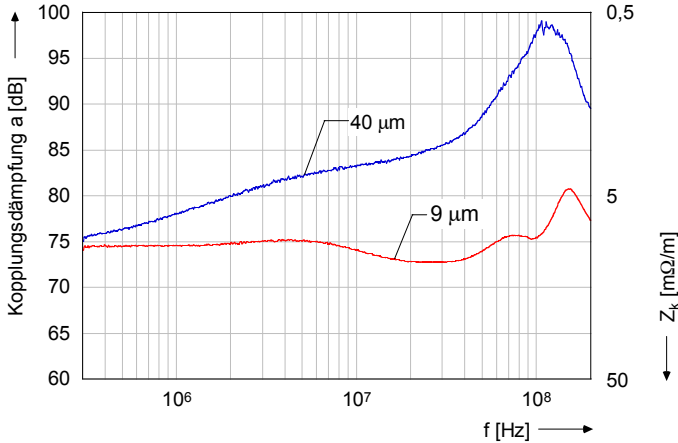


Bild 4.73 Einfluss der Materialstärke auf die Kopplungsimpedanz: Messungen mit einem HF-technisch optimierten Triaxialmessrohr, 5.5.

4.5.3 Twisted-Pair Kabel / Datenkabel

Koaxialkabel weisen günstige HF-Übertragungseigenschaften auf und besitzen aufgrund ihrer Bauform sowieso einen Schirm. Allerdings ist die Herstellung recht aufwändig und daher teuer. Zur Datenübertragung und für Bussysteme werden daher heute vorzugsweise *Kabel mit verdrehten Adernpaaren* (engl. *twisted pair*) eingesetzt. Den Vorteil des Verdrellens illustriert Bild 4.74.

Der Abstand zwischen den beiden Adern ist trotz des Verdrellens nahezu konstant. Daher können Zweidrahtleitungen mit einem definierten Wellenwiderstand hergestellt werden. Es werden Kabel mit mehreren Adernpaaren, z. B. vier Paare bei Netzkabeln gefertigt. Die Gesamtheit der Adernpaare (gegebenenfalls zusammen mit Fülladern aus Kunststoff zum Ausfüllen der Hohlräume) wird als *Seele* bezeichnet. Zur Seele gehören meist noch ein blanker Metalldraht als Erdverbindung und Kunststoff-Trennelemente, die den richtigen Abstand zwischen den Adernpaaren gewährleisten.

Um eine induktive Kopplung (Nebensprechen, vgl. 3.3.3) zwischen den Adernpaaren im Kabel zu verhindern, werden die einzelnen Paare mit unterschiedlichen Schlaglängen verdreht. Die Seele ist umgeben vom Kabelmantel, meist aus PVC.

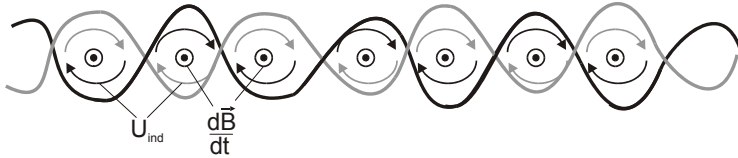


Bild 4.74 Ein verdrehtes Adernpaar bildet Induktionsschleifen, in denen ein äußeres magnetisches Wechselfeld Spannungen induziert. Die längs einer Ader induzierten Spannungen (dargestellt durch schwarze Pfeile für die schwarze Ader, durch graue Pfeile für die graue Ader) heben sich gegenseitig auf. Die Einkopplung von Gegentaktstörungen in den Nutzstromkreis durch äußere Störfelder wird so wesentlich reduziert. Ebenso senkt das Verdrehen die Emissionen der Kabelverbindung.

Das Verdrehen erhöht die Störfestigkeit einer Leitungsverbindung deutlich. Es handelt sich dabei aber um keine Schirmungsmaßnahme. Durch den zusätzlichen Einsatz von Folienschirmen können unerwünschte Kopplungen weiter reduziert werden. Dabei werden sowohl die einzelnen Adernpaare gegeneinander als auch die gesamte Seele geschirmt.

Bezeichnung der Schirmung von Twisted-Pair-Kabeln ist nach [DIN EN 50173-1 03] bzw. [ISO/IEC-11801 02] genormt.

Sie hat folgendes Format

XX/YYZ

Darin bedeuten

XX	Schirmung der Seele: U = Ungeschirmt, F = Foliengeschirmt, S = Geflechschirm, SF = Geflecht- und Folienschirm
Y	Schirmung des Adernpaares: U = Ungeschirmt, F = Foliengeschirmt, S = Geflechschirm
ZZ	Kabeltyp, hier immer TP für Twisted Pair

Die gängigsten Schirmungsanordnungen sind in Tabelle 4.20 aufgeführt:

Tabelle 4.20 Bezeichnung der Schirmung von Twisted-Pair-Kabeln.

Bezeichnung	Schirmung der Seele	Schirmung der einzelnen Aderpaare
U/UTP	keine	keine
U/FTP	keine	Folienschirm
S/FTP	Geflecht	Folienschirm
F/FTP	Folienschirm	Folienschirm
FS/FTP	Geflecht und Folienschirm	Folienschirm
S/UTP	Geflecht	keine

Entsprechend Ihrer Fähigkeit, auch hochfrequente Signale bzw. hohe Bitraten zu übertragen, werden die Kabel nach [ISO/IEC-11801 02] in Kategorien unterteilt, Tabelle 4.21.

Um einer bestimmten Kategorie anzugehören, muss ein Kabel die Spezifikation erfüllen, die von der Norm vorgegeben wird. Zu dieser Spezifikation gehören unter anderem auch Nah- und Fernnebensprechdämpfung (NEXT und FEXT). Diese beiden Werte erlauben Rückschlüsse auf die Qualität der Schirmung. Die Schirmdämpfung bzw. Kopplungsimpedanz des Kabels wird in der Norm nicht spezifiziert. Es stehen hier Übertragungseigenschaften und weniger EMV-Eigenschaften im Vordergrund.

Tabelle 4.21 Kategorieeinteilung von Twisted-Pair-Kabeln.

Kategorie	f_{\max}	Anwendungsbeispiel
Cat. 1	100 kHz	Analoge Sprachübertragung
Cat. 2	1 MHz	Digitale Sprachübertragung (ISDN)
Cat. 3	16 MHz	10 Base-T Ethernet
Cat. 4	20 MHz	10 Base-T Ethernet
Cat. 5	100 MHz	100 Base-T, 1000 Base-T Ethernet
Cat. 6	250 MHz	1000 Base-T Ethernet, ATM-Netze
Cat. 7	600 MHz	10 Gbit Ethernet

Die mit der Kategorie zunehmende Qualität (insbesondere der Schirmung)

bringt es mit sich, dass Flexibilität der Kabel abnimmt. Größere Mindestbiegeradien sowie eine deutlich schwierigere Handhabung bei der Installation sind die Folge. Auch werden bessere Steckverbinder benötigt. Dazu kommt ein höherer Laufmeter-Preis. Sich dennoch im Zweifelsfall für ein Kabel einer höheren Kategorie und mit besserer Schirmung zu entscheiden, bringt, neben den mit Sicherheit günstigeren EMV-Verhalten, den Vorteil der „Zukunftsfähigkeit“.

4.5.4 Vergleich der Schirmwirkung unterschiedlicher Kabelschirme

Da Koaxialkabel nach wie vor eine große Verbreitung besitzen – das Breitbandkabelnetz besteht zu großen Teilen aus Koaxialkabeln – ist die Qualität ihrer Schirmung von Interesse. Im Folgenden zeige Grafiken die Ergebnisse vergleichender Kopplungsimpedanzmessungen, die mit dem Paralleldrahtverfahren entsprechend [IEC 1196-1], vgl. 5.5, durchgeführt wurden.

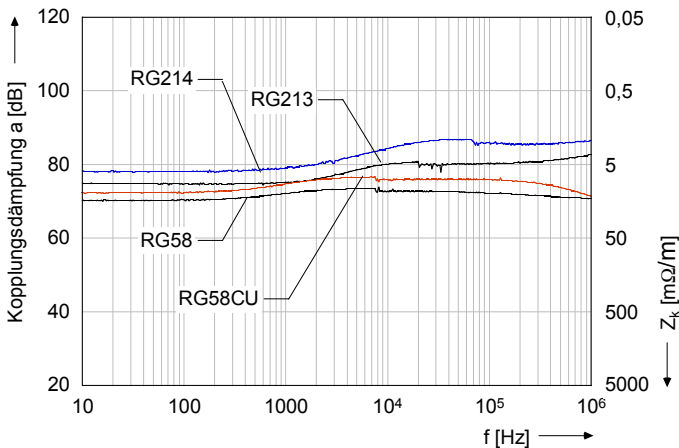


Bild 4.75 Kopplungsdämpfung bzw. -impedanz unterschiedlicher Koaxialkabel-Typen im Frequenzbereich 10 Hz bis 1 MHz. Man erkennt ab ca. 1 kHz eine Zunahme der Dämpfung um ca. 10 dB. Dieser Verlauf entspricht dem eines homogenen Rohres, 3.3.1.1. Ab ca. 20 kHz werden die Messkurven wieder flacher. Es macht sich die Einkopplung durch die Öffnungen des Geflechts bemerkbar.

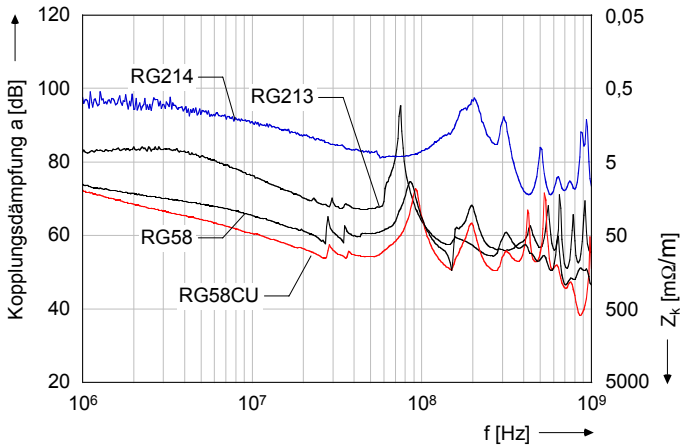


Bild 4.76 Kopplungsdämpfung bzw. -impedanz unterschiedlicher Koaxialkabel-Typen im Frequenzbereich 1 MHz bis 1 GHz. Die Kopplungsdämpfung sinkt in diesem Frequenzbereich aufgrund der Aperturkopplung ab. Oberhalb von ca. 60 MHz treten Resonanzen auf, die sich auf den gekoppelten Leitungssystemen des Messaufbaus ausbreiten. Die Amplitude und Frequenz der Resonanzen ist vom Messaufbau abhängig und daher keine Eigenschaft des geprüften Kabels.

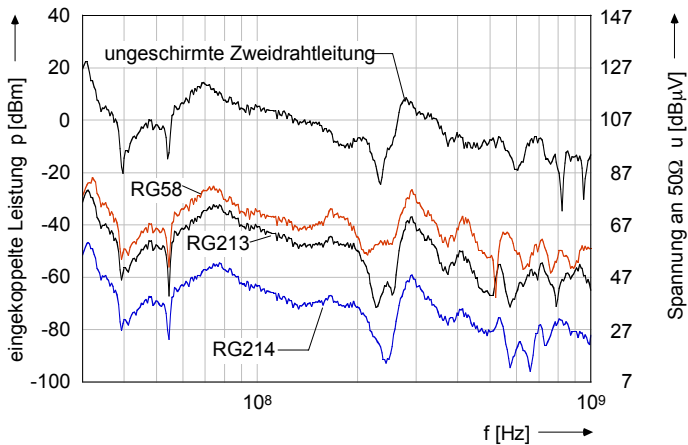


Bild 4.77 Eingekoppelter Leistungspegel bei Bestrahlung; Vergleich unterschiedlicher Koaxialkabel-Typen im Frequenzbereich 30 MHz bis 1 GHz. Die Kabel wurden auf einer Länge von 1 m einem elektromagnetischen Feld (10 V/m) ausgesetzt. Versuchsaufbau: Vgl. Bild 3.51.

Aus EMV-Sicht ist es interessant, wie sich diese Kabel bei Emissionsmessungen und Störfestigkeitstests von Systemen verhalten. Hierzu wurden die gleichen Koaxialkabel-Typen in der Absorberhalle einem definierten elektromagnetischen Feld ausgesetzt und die Einkopplung gemessen. Der Messaufbau ist in Bild 3.51 dargestellt.

Die unterschiedliche Qualität der Kabelschirmung macht sich in den Messergebnissen deutlich bemerkbar. Die quantitativen Unterschiede aus den Kopplungsimpedanzmessungen bestätigen sich bei der Absorberhallenmessung. Beispielsweise beträgt der Unterschied zwischen RG 213 und RG 214 bei beiden Messverfahren ca. 20 dB. Es zeigt sich aber auch, dass die gestrahlte Messung im hohen Frequenzbereich (ab ca. 100 MHz) aussagekräftigere Ergebnisse liefert.

4.5.5 Erdverbindung von Kabelschirmen

Eine Frage, die sich in der Praxis immer wieder stellt, ist die Erdung von Kabelverbindungen.

Zunächst müssen wir zwischen den Begriffen *Erde* und *Masse* unterscheiden: Als *Erde* bezeichnet man das gemeinsame Potential aller Leiter, die mit dem Boden verbunden sind, z. B. über Fundamenterde oder andere Erdungsvorrichtungen. Das Heizungs- oder Trinkwasserrohrnetz ist geerdet. Für die elektrische Sicherheit hat die Erdung eine große Bedeutung, denn niederohmig geerdete Strukturen können gegenüber dem Erdboden keine unzulässig hohen Spannungen annehmen. Erdverbindungen (Schutzleiter, Potentialausgleichsleiter) sind aber nicht vollständig stromlos: Alle gegen Erde geschalteten Kapazitäten, insbesondere die von Filtern, leiten Ströme zur Erde hin ab (so genannte Ableitströme, vgl. 4.2.2.1). Daher wird in Laborgebäuden oft zusätzlich ein „sauberes“ Erdungssystem verlegt: die so genannte „Messerde“.

Als *Masse* bezeichnet man ein gemeinsames Potential, auf welches alle Spannungen innerhalb einer elektrischen Schaltung bezogen werden. Üblicher Weise ordnet man der Masse das Potential 0 V zu.

Als „erden“ eines Kabelschirms werden umgangssprachlich zwei Vorgänge bezeichnet: Erstens (korrekterweise) das Verbinden des Kabelschirms mit der Erde und zweitens (weniger korrekt) das Auflegen des Schirms am Gehäuseschirm.

Befassen wir uns zunächst mit der Frage der Erdung. Hier ist die Unterscheidung zweier Fälle angebracht:

1. Fall: Die beiden verbundenen Geräte besitzen eine galvanische Verbindung zur Erde z. B. über die Stromversorgung:

Dies ist bei allen Einrichtungen der Energieversorgung der Fall, Bild 4.78 b).

Bei der Schirmung von *Magnetfeldern energietechnischer Frequenzen* ist die Erdung bzw. das Mitführen von Potentialausgleichsleitern in Kabeltrassen ein unverzichtbarer Bestandteil der Schirmung. Darauf wird in 4.4.7 näher eingegangen.

Auch bei Magnetfeldern *höherer Frequenz*, insbesondere zum Blitzschutz, vgl. 6.1.4, ist eine beidseitige niederohmige Erdung des Kabelschirms notwendig, denn das magnetische Feld des Blitzes induziert hohe Spannungen bzw. Ströme in alle Leiterschleifen. Die Geräte, die durch das Kabel verbundenen sind, besitzen im Allgemeinen sowieso eine Erdverbindung, es liegt also der vorausgesetzte 1. Fall vor. Wenn die Erdung des Kabelschirms jedoch nicht ausreichend niederohmig ist oder gar die Schirmanbindung fehlt, suchen sich die vom Blitz induzierten Ströme ihren Weg durch Signal- oder Netzleitungen und rufen dort (Zer-) Störungen hervor. Ein beidseitig niederohmig geerdeter Schirm jedoch nimmt den größten Anteil dieses Stromes auf und erzeugt ein magnetisches Gegenfeld; er erfüllt also seine Funktion als elektrodynamischer Schirm.

Bei elektromagnetischen Wellenfeldern *im HF-Bereich* (Wellenlänge in der Größenordnung der Kabelstrecke) spielt die Erdung nur noch eine untergeordnete Rolle (siehe 2. Fall).

2. Fall: Das mit dem (geschirmten) Kabel angeschlossene Gerät oder Bauteil ist vollständig von der Erde isoliert:

Dies ist oft bei Komponenten wie z. B. Mikrofon, Tastatur, Sensoren der Fall, aber auch bei geschirmten Signalleitungen, wie koaxiale Mess- und Antennenleitungen.

Bei einem integren Kabelschirm, der zwei Schirmgehäuse miteinander verbindet und rundum aufgelegt ist, kann eine Erdung der Gehäuse an beiden Enden der Leitung ungünstige Auswirkungen haben. Im *NF-Bereich*

(Wellenlänge groß im Vergleich zur Kabellänge) kommt es hier zur Erdschleifen-Problematik, wie sie Schwab in [Schw 07] anschaulich beschreibt, vgl. Bild 4.78 a):

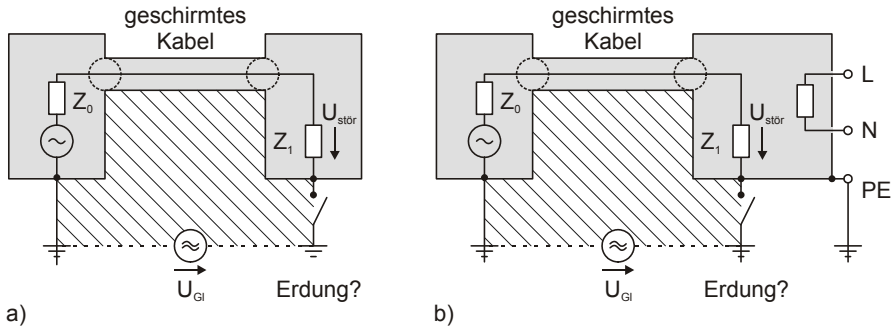


Bild 4.78 a) Erdschleifen-Problematik bei Mehrfacherdung geschirmter Kabelverbindungen nach [Schw 07], b) über die Stromversorgung geerdetes Gerät.

Die Spannungsquelle mit Leerlaufspannung U_0 und Innenwiderstand Z_0 befindet sich in einem Schirmgehäuse. Sie ist über ein geschirmtes Kabel mit der ebenfalls geschirmten Last (Impedanz Z_1) verbunden. Es handelt sich dabei um einen unsymmetrischen Aufbau des Stromkreises.

Eine durch galvanische oder induktive Kopplung hervorgerufene Spannung U_{Gl} treibt einen (Gleichtakt-) Strom sowohl durch den Innenleiter als auch durch den Kabelschirm. Dieser ruft am Lastwiderstand Z_1 eine Störspannung $U_{stör}$ hervor. Bei stromlosen Nutzstromkreis gilt für den Betrag der Störspannung $U_{stör}$

$$U_{stör} = U_{Gl} \cdot \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1 + Z_{Erdung}} \quad (4.7)$$

Beim Auftrennen der Erdverbindung ($Z_{Erdung} \rightarrow \infty$) kann sich kein Stromkreis für die Gleichtaktstörung schließen. *Dies gilt jedoch nur, wenn das mit dem Kabel angeschlossene Gerät keine weitere Verbindung zur Erde besitzt.* Andere Abhilfemaßnahmen sind

- niederinduktive Leitungsverlegung
- niederohmige Lasten
- Einsatz von Trenntransformatoren (bei niedrigen Frequenzen)
- Einsatz von Ferriten oder Eisenringkernen (Windungssinn so, dass

Gleichtaktströme gedämpft werden)

- Einsatz eines symmetrischen Leitungspaares innerhalb des Kabelschirms.

Wie wirkt sich eine einseitige oder zweiseitige Erdung im *HF-Bereich* aus, vgl. Bild 3.51 ? – Die Wellenlänge kommt dann in die Größenordnung der Kabellänge. Wir erwarten eine unbestimmte Auswirkung, denn die zusätzliche Erdverbindung ändert nicht die Schirmeigenschaften. Das gestrahlte Wellenfeld wirkt induktiv und kapazitiv auf den Kabelschirm ein, je nach Frequenz in unterschiedlicher räumlicher Verteilung. Außerdem wird der Kabelschirm elektrisch lang. Voraussagen scheinen schwierig. Und tatsächlich, anhand der Messergebnisse, Bild 4.79, lässt sich kein allgemeingültiger Zusammenhang feststellen.

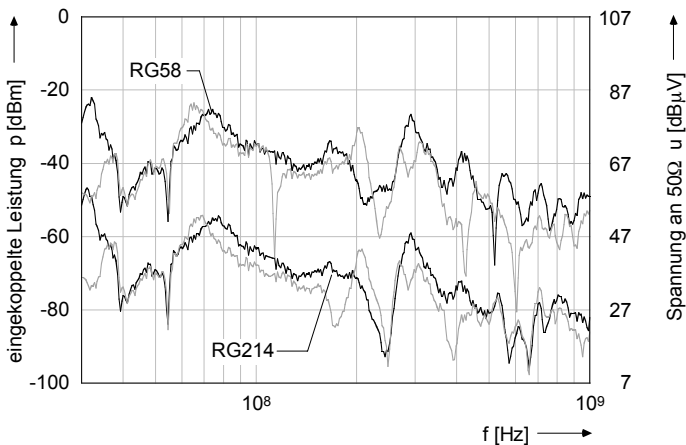


Bild 4.79 Bei Bestrahlung eingekoppelter Leistungspegel, siehe Bild 3.51: Schwarz: Kabelschirm nur einseitig geerdet. Grau: Kabelschirm beidseitig mit Erde verbunden.

Bei HF-Schirmen spielt die Erdung eine untergeordnete Rolle. Dies ist ein wesentlicher Unterschied zur Schirmung magnetischer Felder, bei denen Erdverbindungen wie eingangs erwähnt, wesentlich das EMV-Verhalten beeinflussen. Grundsätzlich gilt die Regel:

Ein guter HF-Schirm braucht keine Erde! (oder nur aus Gründen der elektrischen Sicherheit.)

Wie erwähnt, ist die Frage der Erdung oft hinfällig, denn die metallischen Schirmgehäuse besitzen meistens aus Sicherheitsgründen eine Verbindung zur Erde (z. B. über den PE-Leiter).

Schirmanbindung

Wesentlich wichtiger als die Erdung ist im HF-Bereich die *Schirmanbindung*: Im Idealfall verbinden Kabel zwei oder mehrere Geräte, die geschirmte Gehäuse besitzen. Der Kabelschirm stellt dabei die Fortsetzung des Gehäuseschirms dar.

Um die Integrität der Schirmung sicher zu stellen, muss der Kabelschirm beidseitig, also an beiden Enden des Kabels aufgelegt werden, auch wenn er nicht als Masseleiter dient.

Der Kabelschirm muss unbedingt rundum angebunden werden – „Pigtail“-Verbindungen sind unbedingt zu vermeiden!

Es kann allerdings vorkommen, dass das Auflegen des Kabelschirms eine zusätzliche galvanische Verbindung schafft, welche die Symmetrie des Nutzstromkreises aufhebt. Damit wird der Stromkreis empfänglich für galvanische und induktive Kopplungen. Dies führt bei unvollkommener Schirmung der Gehäuse oder der Kabelverbindung zu Störungen. Durch das Auftrennen der Masseverbindung, also Unterbrechung des Kabelschirms, wird die Störung manchmal beseitigt. Diese Problematik ist aber eher schaltungstechnischer als schirmungstechnischer Natur, denn hier liegt sowieso kein integerer Schirm vor.

Das Auflegen des Kabelschirms ist aber, wie schon gesagt, nicht gleichbedeutend mit der Erdung des Kabelschirms oder der angeschlossenen Geräte bzw. Komponenten.

4.5.6 Geschirmte Steckverbinder

Steckverbinder dienen zum Anschluss elektrischer Leitungen an Gehäuse, an andere Kabel oder an Komponenten wie z. B. Antennen. Die wesentliche Eigenschaft, die sie besitzen müssen, ist die Schaffung einer möglichst dauerhaften, niederohmigen Verbindung zwischen Kontakten und Gegenkontakten. Bei HF-Kabeln muss außerdem durch geeignete Geometrie gewährleistet sein, dass an den Steckverbindern keine Stossstellen (also

sprunghafte Änderungen des Wellenwiderstands) zu Reflexionen führen. Außerdem muss ein Steckverbinder den Schutz der Kontakte gegen äußere Einflüsse gewährleisten sowie eine Zugentlastung herstellen. Die Anbindung eines eventuell vorhandenen Kabelschirms ist eine zusätzliche Aufgabe. Bei Koaxialkabeln ist der Kabelschirm zur Funktion essentiell, daher sind Koaxialsteckverbinder meist auch gute „Schirmanbinder“.

Die höherwertigen Serien SMA, SMB sowie N bieten bei ausreichender Säuberung der Kontaktflächen die Gewähr, dass selbst bei Kabeln mit Kopplungsdämpfung über 100 dB keine Verschlechterung der Schirmung an den Steckverbindern eintritt. Anders bei der Serie BNC, wo der Steckverbinder manchmal die Achillesferse des gesamten Systems ist. Diese Aussage ist schwer zu quantifizieren, denn nur ein kleines „Rütteln“ am Steckverbinder ändert die Dämpfungseigenschaften deutlich.

Tsaliovich [Tsal 99] hat diese Problematik untersucht und die Emissionen einer 3 m Kabelstrecke, die zwei Schirmgehäuse verbindet verglichen. (Frequenzbereich 30 MHz – 1 GHz) Dabei konnte er Unterschiede von über 60 dB feststellen! Die günstigste Möglichkeit ist – wie erwartet – die Rundum-Kontaktierung des Kabelschirms bei gleichzeitigem Abschluss mit dem Wellenwiderstand. Die ungünstigste Konfiguration war die isolierte Einführung des Kabelschirms und Verbindung mit der Masse mittels einer langen Pigtail-Verbindung.



Bild 4.80 Qualitativ hochwertige geschirmte Steckverbinder der Serien RJ-45 und M12. Grafik: Phoenix Contact

Dies bestätigt die Notwendigkeit, qualitativ hochwertige Steckverbinder zu verwenden und diese einwandfrei mit dem Kabelschirm zu verbinden. Gerade im Bereich geschirmter RJ- und D-Steckverbinder gibt es große Qualitätsunterschiede. Auch die Art der Montage von Einbaubuchsen (Rundumkontaktierung!) kann entscheidend sein.

Um die Qualität geschirmter Steckverbinder zu beurteilen, gibt es zahlreiche genormte Verfahren, siehe Abschnitt 5.5.

4.5.7 **Metallschläuche zur Schirmung von Kabeln und Kabelbündeln**

Manchmal ist es erforderlich, ungeschirmte Kabel zwischen zwei Schirmgehäusen oder -räumen zu verlegen. Um diese Kabel nicht über Filter führen zu müssen, bietet sich die Verwendung von Metallschläuchen an, die beidseitig auf vollem Umfang mit dem Schirm verbunden werden [Witz 07]. Dies kann z. B. durch das anschweißen HF-dichter Flansche erfolgen. Um gute Schirmdämpfungswerte zu erzielen, bietet sich die Verwendung dichter Metallschläuche an, so genannte *Hüllwellrohre*. Diese werden oft aus Edelstahl hergestellt und beispielsweise auch für LKW-Auspuffe verwendet. Neben höchsten Schirmdämpfungswerten besitzen sie eine sehr gute Korrosionsbeständigkeit. Nachteile sind die recht geringe Flexibilität, der hohe Aufwand beim Anschweißen von Flanschen sowie ein recht hoher Preis.

Bei Betrachtung von Bild 4.81 erkennt man, dass

- der homogene, hochleitfähige Schlauch aus Zinnbronze Dämpfungswerte oberhalb der Nachweisgrenze (ca. 130 dB) besitzt, und nur Rauschen dargestellt wird.
- beim ebenfalls homogenen Schlauch aus Edelstahl, der allerdings eine niedrigere Leitfähigkeit als der Bronzeschlauch aufweist, die hohen Dämpfungswerte erst bei höheren Frequenzen erreicht werden. Siehe: Kopplungsimpedanz eines homogenen Rohrs, 3.3.1.1
- die Schirmwirkung der inhomogenen Hakenprofilschläuche durch die Perforation bestimmt wird, wobei der Schlauch mit zusätzlichem Geflecht aufgrund der höheren Bedeckung besser abschneidet.

Diese Deutung der Messergebnisse befindet sich in vollständiger Überein-

stimmung mit der Theorie, 3.3.

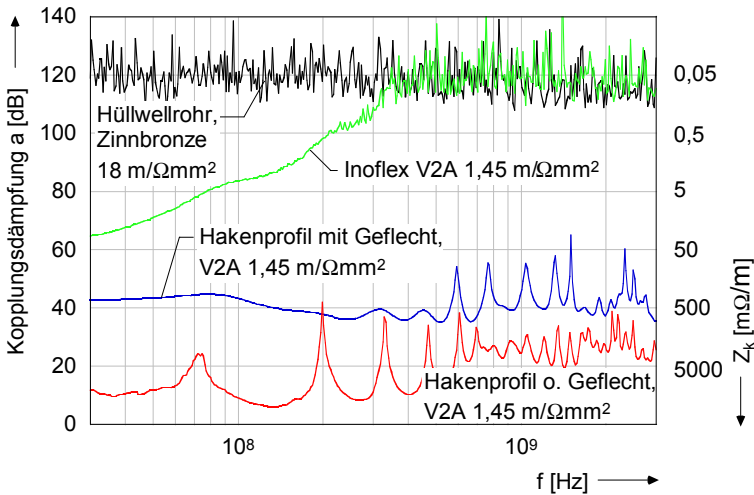


Bild 4.81 Vergleich von Metallschläuchen zu Schirmungszwecken. Messung mit dem Paralleldrahtverfahren, vgl. 5.5.

Eine Low-Cost Lösung ist die Verwendung von Hüllschläuchen aus Aluminium, wie sie im Lüftungsbau verwendet werden. Diese besitzen bei hoher Flexibilität eine recht gute Schirmdämpfung (> 80 dB ab 10 MHz). Allerdings sind sie extrem empfindlich gegen äußere Beschädigungen. Zum Anflanschen hat es sich bewährt, diese Schläuche über einen Stutzen mit genau passendem Außendurchmesser zu ziehen. Die Fixierung erfolgt vorzugsweise mit Schlauchschellen, notfalls auch mit Kabelbindern.

5 Messverfahren und Normen

Um die Wirkung elektromagnetischer Schirme zu bestimmen, gibt es eine unüberschaubare Zahl von Messverfahren. Eines haben sie aber alle gemein: Eine sehr hohe Messunsicherheit. Die Abweichungen können trotz normgerechten Messaufbaus leicht 20 dB betragen! Die Ursachen dafür sind u. a.

- unterschiedliche Geometrien des Messaufbaus, der verwendeten Messkammern, Messzellen usw.,
- Resonanzerscheinungen im Messaufbau,
- unterschiedliche Antennencharakteristika (insoweit Antennen verwendet werden),
- Unterschiede in der Herstellung der Kontakte von Prüfling und Messumgebung (schon eine geringe Variation des Anpressdrucks und der Sauberkeit der Kontaktflächen kann zu stark abweichenden Ergebnissen führen).

Diese Umstände senken die *Reproduzierbarkeit* von Messergebnissen. Die *Wiederholbarkeit* ist jedoch deutlich besser: die Abweichungen betragen hier je nach Messverfahren weniger als 1 dB.

Eine wesentliche Größe, die bei allen Messungen der Schirm- oder Kopplungsdämpfung angegeben werden *muss*, ist die *Messdynamik*, auch *Messbereich* oder *Nachweisgrenze* genannt. Sie gibt die maximal nachweisbare Schirm- oder Kopplungsdämpfung an und hängt allein vom Messaufbau bzw. den Messgeräten ab. Ihre Kenntnis ist deshalb so wichtig, weil der Messwert nach oben durch die Messdynamik begrenzt wird. Die tatsächliche Dämpfung (wahrer Wert) eines Prüflings kann bei Überschreiten der Nachweisgrenze viel höher sein.

5.1 Messverfahren zur Bestimmung der Schirm- dämpfung von Materialien (Intrinsic-Schirm- dämpfung)

Die Eigenschaft eines Materials, elektrische oder magnetische Felder zu schirmen, wird als *Intrinsic-Schirmdämpfung* bezeichnet. Es handelt sich dabei um eine reine Materialeigenschaft, die unabhängig von der betrachteten Geometrie ist. Bei guten elektrischen Leitern ist sie wesentlich höher als die Schirmdämpfung des gesamten Schirms, denn diese wird durch Materialverbindungen oder Durchdringungen begrenzt. Deshalb ist die Intrinsic-Schirmdämpfung insbesondere bei leitfähigen oder leitfähig beschichteten Kunststoffen mit geringer Leitfähigkeit von Interesse, denn sie stellt die Obergrenze des Erreichbaren dar. Eine ausreichende Intrinsic-Schirmdämpfung des verwendeten Schirmmaterials ist eine notwendige, aber nicht hinreichende Bedingung für die gewünschte Schirmdämpfung.

Zur Bestimmung der Intrinsic-Schirmdämpfung von Materialien sind Messungen auf einem Freifeld, mit einer Schirmkabine oder in einer Absorberhalle nur bedingt geeignet. Auf diesen Messgeländen ist es erforderlich, eine räumlich begrenzte Schirmwand (eines Gehäuses oder einer Schirmkabine) zu schaffen, die aus dem zu untersuchenden Material besteht. Geometrie und Aufbau der Anordnung, insbesondere die Raumeigenschaften des Messgeländes (Resonanzen!) und Eigenschaften von Sende- und Empfangsantenne fließen in das Messergebnis ein.

Um diese Nachteile zu vermeiden, haben sich folgende Verfahren zur Messung der Intrinsic-Schirmdämpfung etabliert [Whi 88]:

5.1.1 Dual-Chamber-Box nach ASTM-Norm

Die *Dual-Chamber-Box* nach ASTM-Norm [ASTM ES 7 83] besteht aus zwei kleinen Gehäusen, in denen sich magnetische oder elektrische Dipole befinden. Die Gehäuse verfügen über ein gemeinsames Koppelfenster, in das der Prüfling eingesetzt wird. In eines der beiden Gehäuse wird der Sendepiegel p_1 eingespeist, am anderen der Ausgangspegel p_2 gemessen. Diese Messung wird mit und ohne Prüfling im Koppelfenster durchgeführt und so die Schirmdämpfung als Einfügungsdämpfung bestimmt.

Das Feld in der Dual-Chamber ist stark inhomogen und daher praktisch nicht berechenbar. Die Messdynamik beträgt lediglich 60 - 70 dB. Mess-

werte sind nur bei exakt gleichen Kammerabmessungen und Antennen reproduzierbar.

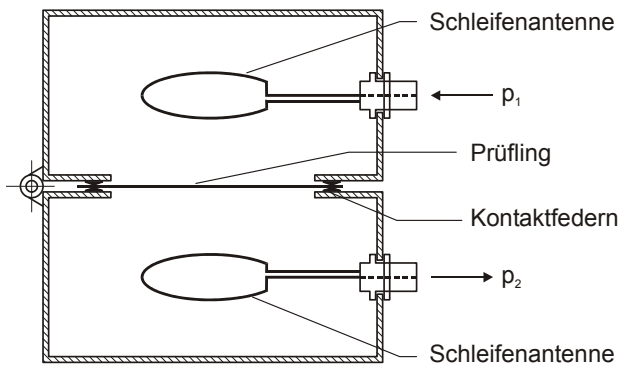


Bild 5.1 Dual-Chamber Box nach ASTM-Norm

5.1.2 Transmission-Line-Holder nach ASTM bzw. NBS Norm

Ein weiteres Verfahren nach ASTM-Standard [ASTM D 4935 99] ist die Messung mit dem *Transmission-Line Holder*, einer koaxialen TEM-Zelle, in welche die Materialprobe senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der TEM-Welle eingefügt wird, Bild 2.2 a). Sowohl \vec{E} als auch \vec{H} sind damit parallel zur Probe gerichtet, weshalb man von einer Fernfeld-Simulation spricht [Wil 88 a]. Eine isolierende Probe mit $\epsilon_r = 0$ und $\mu_r = 0$ behindert die Ausbreitung der TEM-Welle nicht und Reflexionen treten nicht auf. Eine ideal leitende Probe hingegen bewirkt vollständige Reflexion. Bei realen Proben werden Anteile der einfallenden Welle transmittiert, reflektiert und absorbiert. Es liegt also eine messtechnische Realisierung von *Schelkunoffs* Impedanzkonzept vor.

In der Praxis ergibt sich jedoch bei der im ASTM-Standard vorgeschlagenen Zelle mit durchgehendem Innenleiter das Problem der Kontaktierung der Materialprobe. Sie stößt senkrecht auf Innen- und Außenleiter, was eine leitfähige Anbindung an die Zelle, insbesondere bei beschichteten Proben, sehr erschwert. Auch unter Zuhilfenahme von Silberleitlack ist keine gute Kontaktierung gewährleistet. Um Abhilfe zu schaffen, schlägt das NBS [Wil 88 a] eine verbesserte Version des Transmission-Line Holders mit gestoßenen Leitern und Flanschen zur Ankopplung des Prüflings vor, Bild 5.2 b).

Die Leiter der TEM-Zelle werden hier vom Prüfling geteilt und nur kapazitiv miteinander verbunden. Deshalb kann eine Referenzmessung nicht einfach ohne Prüfling erfolgen. Es müssen isolierende Scheiben zwischen die aufeinander stoßenden Leiter gesetzt werden: Eine zur kapazitiven Verbindung der Innenleiter, die andere in Form einer Unterlegscheibe zur Verbindung der Außenleiter. Die Messdynamik beträgt ca. 90 dB bei Frequenzen über 100 MHz.

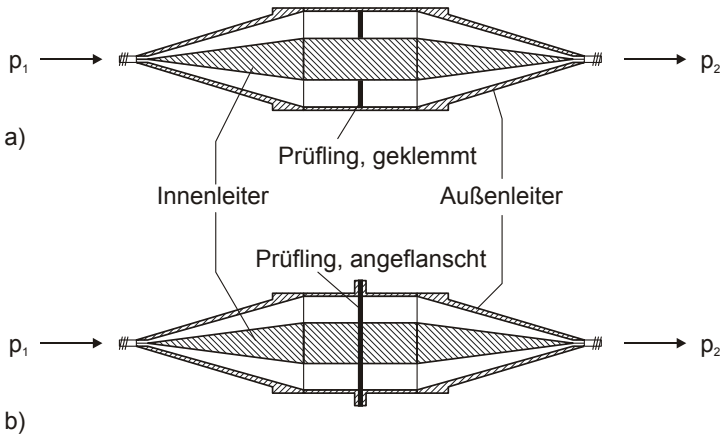


Bild 5.2 Transmission-Line Holder nach a) ASTM und b) NBS.

5.1.3 Doppel-TEM-Zelle

Die *Doppel-TEM-Zelle* (engl. *Dual-TEM cell*) wird aus zwei herkömmlichen parallelen TEM-Zellen gebildet, die eine gemeinsame Öffnung besitzen [Wil 85], [Wil 88 b]. In dieses Koppelfenster wird der Prüfling eingesetzt und gegebenenfalls unter Zuhilfenahme von Kontaktfederleisten kontaktiert. Eine der beiden Zellen wird angeregt: Eine TEM-Welle breitet sich längs der Zelle aus. Das elektrische Feld der Welle ist dabei senkrecht, das magnetische Feld parallel zur Materialprobe gerichtet, weshalb man von einer "Nahfeld-Simulation" spricht. Diese Felddausrichtung entspricht dem „Worst-Case“ für die Schirmdämpfungsmessung. Die Feld-einkopplung führt in der zweiten Zelle zur Ausbreitung einer TEM-Welle, die vom angeschlossenen Abschlusswiderstand bzw. von der Impedanz des angeschlossenen Messgerätes absorbiert wird.

Die Schirmdämpfung erhält man als Einfügungsdämpfung, d. h. als Pegel-differenz von Messungen ohne und mit einer Probe im Koppelfenster.

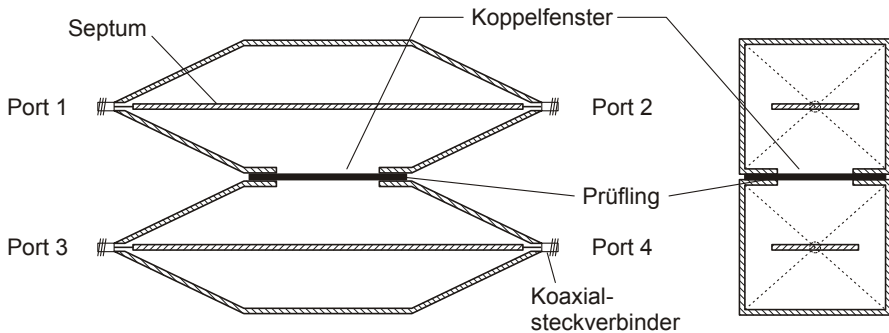


Bild 5.3 Doppel-TEM-Zelle mit rechteckigem Querschnitt zur Bestimmung der Intrinsic-Schirmdämpfung von Materialien. Der Prüfling wird mit HF-Dichtungen angepresst.

Der dynamische Bereich des Messverfahrens beträgt über 100 dB ab ca. 30 MHz. Bei hohen Frequenzen treten Resonanzerscheinungen in den TEM-Zellen auf – es werden höhere Moden als der TEM-Mode ausbreitungsfähig. Dies behindert Messungen im GHz-Bereich. Die großen Auflageflächen ermöglichen einen guten elektrischen Kontakt der Prüflinge. Dazu können auch HF-Dichtungen zu Hilfe genommen werden. Sowohl Reproduzierbarkeit als auch Wiederholbarkeit sind bei diesem Messverfahren sehr gut. Es lassen sich auch geringe Unterschiede, beispielsweise in der elektrischen Leitfähigkeit der Prüflinge auflösen, vgl. [Wo 01].

5.2 Genormte Verfahren zur Messung der Schirmdämpfung von Gehäusen

Die Schirmdämpfung von Gehäusen wird bei allen etablierten Messverfahren als Einfügungsdämpfung bestimmt, siehe Bild 5.4. Das heißt, es wird zunächst die Kopplung zwischen zwei Antennen oder Feldsonden gemessen, ohne dass sich eine schirmende Barriere dazwischen befindet (*Referenzmessung*). Dann wird bei gleichem Messaufbau der Schirm zwischen Sende- und Empfangsantenne *eingefügt*, daher der Name *Einfügungsdämpfung*. Die Kopplung wird erneut gemessen (*Dämpfungsmessung*). Die Schirmdämpfung erhält man als Verhältnis der gemessenen Feldstärken, bzw. als Differenz der gemessenen Pegel.

Die Definition der Schirmdämpfung, vgl. 2.5.2.2, setzt die Feldstärken an einem Raumpunkt mit und ohne Schirm ins Verhältnis. Die messtechnische Bestimmung der Schirmdämpfung bringt aber das Problem mit sich,

dass sich diese beiden Werte nicht gleichzeitig bestimmen lassen. Bei der Einfügungsdämpfungsmessung werden die Werte in zwei unterschiedlichen Messdurchläufen nacheinander bestimmt und dabei die Randbedingungen möglichst konstant gehalten. Dieses Verfahren lässt sich mit vertretbarem Aufwand in die Praxis umsetzen, auch wenn es einige Nachteile aufweist, siehe 5.6.

In den folgenden Abschnitten sind die gängigsten Normen dazu kurz beschrieben.

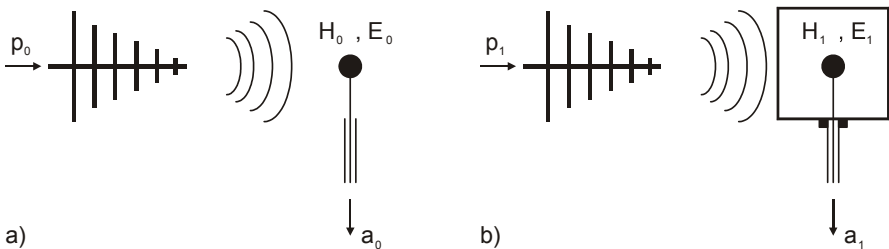


Bild 5.4 Messung der Schirmdämpfung als Einfügungsdämpfung.

a) Referenzmessung: Eine Sendeleistung wird mit einer definierten Leistung gespeist (Pegel p_0). Sie erzeugt am Ort der Empfangsantenne ein elektrisches und / oder magnetisches Feld, das mit einer Empfangsantenne gemessen wird (Pegel a_0).

b) Dämpfungsmessung: Bei sonst exakt gleichem Aufbau wird der Schirm um die Empfangsantenne eingefügt und der Empfangspegel erneut gemessen (Pegel a_1). Unter der Voraussetzung, dass die Sendeleistung konstant bleibt ($p_0 = p_1$), erhält man die Schirmdämpfung als Pegeldifferenz $a_0 - a_1$. Der Schirm kann auch – anders als im Bild – um die Sendeleistung herum eingefügt werden.

5.2.1 DIN EN 61000-5-7

Die Norm [DIN EN 61000-5-7 01] beschreibt sehr detailliert und mit hohem Praxisbezug die Messung der Schirmdämpfung von Gehäusen und Schränken im Bereich 10 kHz bis 40 GHz. Die Messung erfolgt in Anlehnung an Störfestigkeitsprüfungen nach [DIN EN 61000-4-3 06]. Als Besonderheit sieht die Norm die Kennzeichnung der Schirmwirkung von Gehäusen mit einem Buchstabencode vor, dem EM-Code. Dieser ist an die IP-Codierung angelehnt und besitzt folgendes Format:

EM ABCDEF

EM (für **E**lektro-**M**agnetisch) ist fest. Die „Variablen“ A bis F stehen für

die Schirmdämpfung und zwar jede für einen bestimmten Frequenzbereich, welcher der Tabelle 5.1 entnommen werden kann.

Tabelle 5.1 EM-Code: Zuordnung der Variablen A bis F zu Frequenzbereichen.

Frequenzbereich	Variable
10 kHz – 100 kHz	A
100 kHz – 1 MHz	B
1 MHz – 30 MHz	C
30 MHz – 1 GHz	D
1 GHz – 10 GHz	E
10 GHz – 40 GHz	F

Je nach erreichter Schirmdämpfung nehmen die Variablen Werte an, die der Tabelle 5.2 zu entnehmen sind:

Tabelle 5.2 EM-Code: Codierung der Variablen.

Schirmdämpfung [dB]	Wert
ungeprüft	x
< 10	0
≥ 10	1
≥ 20	2
≥ 30	3
≥ 40	4
≥ 50	5
≥ 60	6
≥ 70	7
≥ 80	8
≥ 100	9

Ein Beispiel dazu: Ein Gehäuse, das mit

EM 66644x

bezeichnet ist, besitzt im Frequenzbereich 10 kHz – 30 MHz eine Schirm-

dämpfung ≥ 60 dB, im Bereich 30 MHz – 10 GHz eine Schirmdämpfung von mehr als 40 dB.

Innerhalb eines Frequenzbandes, das eine Breite von maximal 5% der Mittelfrequenz der Bereiche aus Tabelle 5.2 besitzt, kann das Messergebnis um 10 dB vom Wert abweichen – das Gehäuse kann also „schlechter“ sein. Dann ist allerdings dem Code ein „T“ anzuschließen, also z. B. EM 66644xT. Damit soll dem Umstand Rechnung getragen werden, dass bei breitbandigen, transienten Störgrößen eine schmalbandige Verringerung der Schirmdämpfung nur eine geringe Rolle spielt.

Normgerechter Messaufbau

Die Messung muss innerhalb einer geschirmten Kabine erfolgen, die bei Messfrequenzen oberhalb von 10 MHz mit Absorbern ausgestattet sein muss. Ihre Mindestgröße muss das 3-fache der Prüflingsabmessung betragen. Alternativ kann auch ein „offener Strahlungsraum“ als Messgelände dienen, wobei innerhalb eines Umkreises von 5 m kein leitfähiges Material vorhanden sein darf.

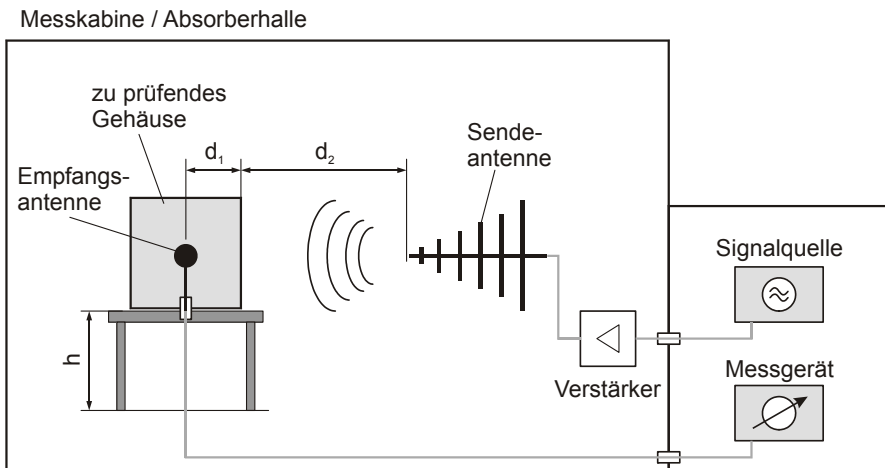


Bild 5.5 Prüfaufbau bei Schirmdämpfungsmessungen nach DIN EN 61000-5-7. Gezeichnet ist die Dämpfungsmessung. Der Verstärker ist optional. Der Empfangskreis kann durch eine LWL-Strecke ersetzt werden. Bei der Referenzmessung (auch Kalibrierung genannt) wird der Prüfling entfernt, während die Antennenpositionen etc. exakt gleich bleiben. Bei der Rauschmessung – ebenfalls ohne Prüfling – wird das Kabel von der Empfangsantenne getrennt und mit einem geschirmten Abschlusswiderstand versehen. Beide Antennen bleiben dabei in Position.

In beiden Fällen muss die Feldhomogenität am Ort der Vorderfront des Prüflings (bei dessen Abwesenheit) 3 dB betragen.

Der (ungeerdete!) Prüfling muss auf eine isolierende Unterlage der Höhe h gestellt werden, wobei h 80 cm bei Tischgehäusen und 10 cm bei großen Prüflingen beträgt.

Je nach Frequenzbereich sind folgende Antennenanordnungen zu wählen:

Tabelle 5.3 Antennenkonfiguration nach DIN EN 61000-5-7.

Frequenzbereich	Antennen	d_1	d_2
10 kHz – 30 MHz	Rahmenantennen 30 cm \varnothing , ko-planar. Erforderlichenfalls sind kleinere Antennen zu wählen, die Rahmengröße darf 90% der kleinsten Seitenwand nicht überschreiten.	30 cm	30 cm
30 MHz – 1 GHz	Dipole, LogPer-Antennen, Bikonische Antennen. Abmessungen der Empfangsantenne max. 1/8 der größten Prüfwellenlänge.	30 cm	> 2,50 m
1 GHz – 40 GHz	Hornstrahler	30 cm	> 2,00 m

Die Kopplungsdämpfung der verwendeten Kabel muss 10 dB über der gemessenen Schirmdämpfung liegen.

Normgerechte Durchführung der Messungen

Vor der Messung werden die Prüffrequenzen festgelegt. Die Frequenz darf maximal in 1%-Schritten variiert werden, was bei Verwendung eines Spektrumanalysators oder eines Netzwerkanalysators leicht möglich ist. Bei Verwendung einer diskreten Signalquelle und einem Messempfänger sollten beide Geräte von einem PC aus gesteuert und ausgelesen werden.

Vor der Prüfung soll ein Prüfplan erstellt werden, der die geplante Messung mit ausreichender Genauigkeit beschreibt.

Alle in der Messung gewonnenen Datensätze sind in eine Tabelle zu übernehmen, die in der Norm als *Prüfmatrix* bezeichnet wird.

Die Messung wird in folgenden Teilschritten durchgeführt:

Referenzmessung (Kalibrierungsmessung): Die Antennen werden in gleicher Weise aufgestellt, wie später nach dem Einfügen des Prüflings. Diese Messung wird mit beiden Polarisationsrichtungen der Antennen durchgeführt. Für alle Messfrequenzen und beide Polarisationsrichtungen wird der Pegel der Empfangsantenne gemessen und aufgezeichnet (Pegel p_c).

Rauschmessung: Die Antennen verbleiben in ihrer Position. Die Empfangsantenne wird vom Kabel getrennt, welches mit einem geschirmten Abschlusswiderstand versehen wird. Im Idealfall ist die Schirmung des Messsystems so gut, dass keine messbare Kopplung zwischen Sende- und Empfangskreis stattfindet. Dann wird nur das Eigenrauschen des Messgerätes angezeigt. Der Rauschpegel wird für alle Messfrequenzen und beide Polarisationsrichtungen gemessen und aufgezeichnet (Pegel p_{Rauschen}).

Die Vermessung des Prüflings (Dämpfungsmessung): Der Prüfling wird zwischen Sende und Empfangsantenne eingefügt und mit dem gleichen Leistungspegel bestrahlt, wie bei der Referenzmessung. Die Prüfung erfolgt auf den zuvor festgelegten Gehäuseseiten in beiden Polarisationsrichtungen. Für alle Messfrequenzen und beide Polarisationsrichtungen wird der Pegel der Empfangsantenne gemessen und aufgezeichnet (Pegel p_m).

Der Prüfling muss auf mindestens drei Seiten, jeweils in beiden Polarisationsrichtungen geprüft werden. Es müssen die kritischen Stellen des Gehäuses, insbesondere Öffnungen, Türen oder Displays bestrahlt werden.

Die *Messdynamik* (auch als *Messbereich* bezeichnet) erhält man als Pegeldifferenz aus Referenz- und Rauschmessung, $p_c - p_{\text{Rauschen}}$. Sie sollte mindestens 10 dB höher sein als die Schirmdämpfung des Prüflings.

Um eine hohe und über der Frequenz gleichmäßige Messdynamik zu erreichen, empfehlen sich folgende Maßnahmen:

- Optimale Schirmung des Messsystems: Mehrfach geschirmte Kabel, u. U. nochmals in flexibles Wellrohr gepackt. Die Kabel sollten möglichst nicht im Wellenfeld der Sendeantenne verlaufen. Der geschirmte Abschluss bei der Rauschmessung muss ggf. in ein zusätzliches Schirmgehäuse gepackt werden.
- Minimale Bandbreite des Empfängers. Bei Spektrumanalysatoren kann ohne weiteres die kleinste Bandbreite gewählt werden. Bei abgetrennter Signalquelle ist das nicht immer möglich, weil Sender und Empfänger unter Umständen nicht exakt auf der eingestellten Fre-

quenz arbeiten. Eine Abstimmung von Hand ist oft nicht möglich bzw. zu zeitaufwändig.

- Einsatz geeigneter Antennen mit entsprechender Richtwirkung.
- Einsatz von Verstärkern (sowohl im Sende- als auch im Empfangskreis möglich).
- Bedämpfung von Mantelwellen auf dem Kabelschirm durch Ferrite.

Es empfiehlt sich, die Messdynamik *vor* der Dämpfungsmessung zu optimieren, da alle Änderungen am Messaufbau bereits erfolgte Messungen hinfällig werden lassen.

Die *Schirmdämpfung* des Prüflings erhält man als Pegeldifferenz aus Referenz- und Dämpfungsmessung, $p_c - p_m$.

Um in einem der Frequenzbereiche die Kennzeichnung gemäß EMCodierung zu erhalten, muss der Prüfling bei allen Prüffrequenzen, allen Polarisations- und allen Einstrahlrichtungen die entsprechende Schirmdämpfung besitzen.

Nach erfolgter Messung müssen die Ergebnisse in einem Messbericht ausführlich dokumentiert werden.

5.2.2 DIN EN 61587-3

Diese Norm lehnt sich an Emissionsmessungen nach CISPR 16 [DIN EN 55016-1-1 06] an. Folgerichtig befindet sich die Sendeantenne im Inneren des Prüflings. Es wird die Abstrahlung gemessen, wobei das verwendete Messgelände die Anforderungen der CISPR 16-1 erfüllen muss. Die Norm gilt nur für die Frequenzbereiche 30 MHz – 230 MHz und 230 MHz – 1 GHz.

Als *Sendeantenne* wird ein sphärischer Dipol mit einem Durchmesser von höchstens 150 mm vorgeschlagen. Im Bereich außerhalb des Prüflings wird zur Ansteuerung eine Glasfaserverbindung empfohlen.

Die *Empfangsantenne* im Bereich 30 MHz bis 230 MHz sollte eine bikonische Antenne sein, im Bereich 230 MHz bis 1 GHz wird eine Log-Per-Antenne empfohlen. Der Wechsel zwischen den Antennen kann bei Frequenzen zwischen 200 MHz und 300 MHz erfolgen.

Vor der Schirmdämpfungsmessung werden die Antennen ausgerichtet und

geprüft. Die Sendeantenne wird in einer Höhe von 1,10 m platziert, wobei die Hauptstrahlrichtung zur Empfangsantenne zeigen muss. Die Empfangsantenne wird in 3 m Abstand in 1 m Höhe aufgestellt. Die Kopplung wird in beiden Polarisationsrichtungen bei den Frequenzen 100 MHz und 500 MHz gemessen.

Die *Referenzmessung* ist in beiden Polarisationsrichtungen der Antennen durchzuführen, wobei Sende- und Empfangsantenne die gleiche Polarisationsrichtung besitzen müssen. Bei der Referenzmessung wird die Frequenz variiert, und zwar in maximal 5 MHz-Schritten unter 100 MHz, darüber in maximal 50 MHz-Schritten. Dazu wird bei jeder Messfrequenz die Höhe der Empfangsantenne im Bereich 1 m bis 4 m variiert und dabei das Maximum der empfangenen Feldstärke ermittelt und aufgezeichnet.

Für die *Dämpfungsmessung* wird der Prüfling um die Sendeantenne herum eingefügt, wobei diese ihre Position und Ausrichtung beibehält. Der Prüfling soll – im Falle dass es sich dabei um einen Schrank handelt – auf eine isolierende Unterlage der Höhe 10 cm gestellt werden. Tischgehäuse sind auf einer Höhe von 80 cm zu platzieren. Der Prüfling sollte z. B. mittels eines Drehtisches von mindestens 4 Seiten vermessen werden, d. h. maximal Drehung um 90°. Das Maximum der empfangenen Feldstärke ist aufzuzeichnen.

Bei der Anwendung der Norm steht man in der Praxis vor dem Problem, dass bei jeder Prüffrequenz die Polarisationsrichtung, die Höhe der Empfangsantenne sowie die Prüflingsausrichtung verändert und das Maximum gesucht werden müssen. Natürlich entwickelt der Prüfer bald ein „Gefühl“ dafür, bei welcher Antennenhöhe und Prüflingsausrichtung der Wert maximal wird. Eine Messung genau nach dem Wortlaut der Norm würde sehr lang dauern.

Die Bewertung der Messergebnisse wird mit erreichten Prüfschärfegraden beschrieben, die in Tabelle 5.4 aufgeführt sind.

Eine wichtige Anmerkung, die in der Norm nur kleingedruckt ist, lautet: Bei der Mindest-Schirmdämpfung werden Hohlraumresonanzen ausgeschlossen. Die Frequenzen, bei denen Hohlraumresonanzen auftreten, können berechnet werden, wie in Abschnitt 3.1.4.4 beschrieben. Allerdings treten bei nicht idealen Geometrien Verstimmungen auf. Um herauszufinden, ob es sich wirklich um eine Resonanz handelt, bietet es sich an, die

Geometrie leicht zu verändern (z. B. durch Einbringen eines metallischen Körpers). Die Resonanzfrequenz muss sich dann verschieben.

Tabelle 5.4 Prüfschärfegrade nach DIN EN 61587-3

Prüfschärfegrad	Mindest-Schirmdämpfung	
	Frequenzbereich 30 MHz – 230 MHz	Frequenzbereich 230 MHz – 1 GHz
1	20 dB	10 dB
2	40 dB	30 dB
3	60 dB	50 dB

Nicht in der Norm beschrieben wird die Bestimmung der Messdynamik. Es empfiehlt sich aber, in jedem Fall die Messdynamik mittels einer zusätzlichen Rausmessung zu bestimmen. Dazu wird die Empfangsantenne durch einen geschirmten Abschlusswiderstand ersetzt.

5.2.3 VG 95373-15

Die Normenreihe VG 95373 befasst sich mit der elektromagnetischen Verträglichkeit von Geräten, die von der Bundeswehr eingesetzt werden. (VG-Norm: Verteidigungsgeräte-Norm). Diese Normen sind zwar nur für die militärische Beschaffung verbindlich, oft werden sie aber dennoch herangezogen, wenn keine entsprechenden zivilen Normen zur Verfügung stehen. Teil 15 befasst sich mit Messverfahren für Kopplungen und Schirmungen [VG 95373-15 04]. Dazu gehört auch Schirmdämpfungsmessungen an Gehäusen. Es werden dabei zwei Frequenzbereiche unterschieden

Frequenzbereich 30 Hz bis 3 MHz (Magnetfeld), Messverfahren KS03G

Die Besonderheiten dieses Messverfahrens liegen im großen Frequenzbereich (ab 30 Hz!) und in der konzentrischen Anordnung von Sendeleitung und Empfangsspule, Bild 5.6.

Die Messung erfolgt am leeren Gehäuse in einem geschirmten Messraum, eine Absorberauskleidung ist nicht notwendig. Sendeleitung und Empfangsspule liegen konzentrisch in einer Ebene.

Der Durchmesser der Sendespule muss mindestens doppelt so groß sein, wie die größte Diagonalabmessung des Prüflings. Sie darf aber nicht größer sein als $\lambda/30$ der Prüfwellenlänge, also maximal 3 m bei 3 MHz. Optional wird ein Anpassungsnetzwerk verwendet, um die Signalquelle und die Sendespule anzupassen. Mit der Stromwandlerzange wird der Strom durch die Sendespule gemessen. Er muss bei Referenz- und Dämpfungsmessung gleich groß sein.

Der Prüfling und der Messempfänger müssen isoliert aufgestellt werden und auch vom Stromnetz getrennt sein. Daher muss der Messempfänger mit einer Batterie versorgt werden. Am Prüfling wird eine Koaxialdurchführung angebracht über die der Messempfänger angeschlossen wird. Die Anpassung der Empfangsspule an den Messempfänger erfolgt laut Norm mit einem 6 dB-Dämpfungsglied.

Messkabine (Absorber nicht vorgeschrieben)

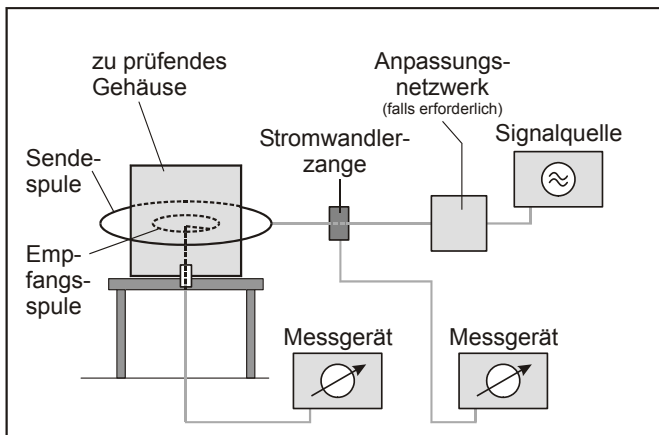


Bild 5.6 Schirmdämpfungsmessung an einem Gehäuse gemäß VG 95373-15 im Frequenzbereich 30 Hz- 3 MHz (Messverfahren KS 03 G).

Der Prüfling soll in allen drei Raumachsen vermessen werden.

Die Schirmdämpfung erhält man entsprechend 2.5.2.2 als Pegeldifferenz aus Referenz- und Dämpfungsmessung.

Messfrequenzen, die Abstände des Prüflings und der Spulen sowie Strom- und Empfangspegel müssen aufgezeichnet werden. Die Messanordnung muss beschrieben und fotografiert werden.

Frequenzbereich 3 MHz – 3 GHz, Messverfahren KS04G

Die Messanordnung dieses Verfahrens entspricht weitgehend dem der DIN EN 61000-5-7, vgl. Bild 5.5.

Die Messung erfolgt am leeren Gehäuse in einem geschirmten, mit Absorbieren ausgekleideten Messraum.

Der Sender (HF-Generator und gegebenenfalls HF-Verstärker) darf sich innerhalb des Messraums oder in einem zweiten geschirmten Messraum befinden (wie in Bild 5.5 dargestellt). Von der Sendeantenne abgestrahlte Leistung muss mit einem Leistungsmessgerät ermittelt werden.

Der Prüfling wird auf einer isolierenden Unterlage aufgestellt, deren Höhe aber nicht festgelegt ist. Der Abstand zwischen Sendeantenne und Prüflingsvorderfront (d_2 in Bild 5.5) muss bei Messfrequenzen zwischen 30 MHz bis 200 MHz größer als 2,50 m sein. Oberhalb von 200 MHz kann er auf 1 m verringert werden.

Die Empfangsantenne muss klein im Vergleich zum Prüfling sein und muss sich in dessen Mitte befinden. Sie muss mittels geeigneter Kabel an das Messgerät (Messempfänger, Spektrumanalysator) angeschlossen werden. Die Kopplungsdämpfung dieser Kabel muss mindestens 10 dB höher sein als die Schirmdämpfung des Prüflings. Mit Koaxialdurchführungen müssen die Kabelschirme rundum an Wände des Prüflings und des Messraums angeschlossen werden.

Bei der Referenzmessung wird der Sendeleistungspegel (abhängig von der Frequenz) protokolliert.

Die Vermessung des Prüflings erfolgt beim gleichen Sendeleistungspegel in allen drei Raumachsen.

Die Schirmdämpfung erhält man entsprechend 2.5.2.2 als Pegeldifferenz aus Referenz- und Dämpfungsmessung.

Messfrequenzen, die Abstände des Prüflings und der Antennen sowie Sendeleistungs- und Empfangspegel müssen aufgezeichnet, die Messanordnung muss beschrieben und fotografiert werden.

5.3 Genormte Verfahren zur Messung der Schirm- dämpfung von geschirmten Räumen

Die Schirmdämpfung von geschirmten Räumen wird, wie bei den Gehäusen, durch Einfügungsdämpfungsmessung bestimmt, siehe Bild 5.4. Wesentliche Unterschiede sind jedoch

- Die Wände eines geschirmten Raumes sind im Gegensatz zu einem Gehäuse nicht entfernbar. Das bedeutet, dass die Referenzmessung an einem anderen Ort stattfinden muss, als die Dämpfungsmessung, was eine Unsicherheit mit sich bringt.
- Geschirmte Räume sind meistens nicht mit Absorbern ausgestattet. Oft befinden sie sich wiederum innerhalb eines Gebäudes, das keine absorbierenden Wände, sondern im Gegenteil, eine Vielzahl metallischer Strukturen besitzt. Aufgrund der großen Abmessungen treten hier Resonanzen schon bei verhältnismäßig niedrigen Frequenzen auf.
- Innerhalb geschirmter Räume ist normaler Weise genügend Raum vorhanden, um große Antennen mit entsprechendem Gewinn aufzustellen. Auch kann der Sender und ggf. der Verstärker im Inneren des Schirms betrieben werden, während der Empfänger außerhalb aufgestellt wird. Die Messdynamik wird daher nicht durch die Kopplungsdämpfung der verwendeten Kabel begrenzt; Sender und Empfänger sind vollständig von einander entkoppelt. Dadurch lässt sich eine sehr hohe Messdynamik erreichen.
- Aufgrund der Trennung von Sender und Empfänger besteht das Problem, diese zu „synchronisieren“, also auf derselben Frequenz zu betreiben. Dies kann durch manuelle Bedienung erfolgen oder rechnergesteuert mittels LWL-Verbindung.

Die wichtigsten Normen dazu sind im Folgenden beschrieben.

5.3.1 IEEE 299

Der IEEE Std. 299 [IEEE 299 97] beschreibt die Messung der Schirmdämpfung von geschirmten Räumen oder Kabinen durch Einfügungsdämpfungsmessung.

Unterschieden werden nach IEEE Std. 299 drei Frequenzbereiche:

1. Magnetfeldmessungen im Bereich 9 kHz bis 20 MHz, „Low Range“.

Hier kommen elektrisch kleine Rahmen- (Loop-) Antennen zum Einsatz. Gemessen wird die magnetische Schirmdämpfung im Nahfeld der Antennen.

Zur Referenzmessung werden die Rahmenantennen im Abstand von 60 cm plus der Dicke der Schirmwand aufgebaut. Beide Rahmen befinden sich in der gleichen Ebene, stehen also senkrecht zur Schirmwand. Die Sendeantenne wird von einem Signalgenerator, ggf. unter zusätzlicher Verwendung eines Breitbandverstärkers gespeist. An der Empfangsantenne wird ein Detektor – meist ein Messempfänger – angeschlossen. Die Aufnahme der Referenz erfolgt bei mindestens drei Einzelfrequenzen, die zusammen mit dem Nutzer des Raumes festgelegt werden. Danach werden die Antennen auf beiden Seiten der Schirmung platziert und es wird bei gleichen Frequenzen (und gleichen Einstellungen der Messgeräte) die Kopplung gemessen, Bild 5.7. Die Schirmdämpfung erhält man als Pegeldifferenz von Referenzmessung und Dämpfungsmessung.

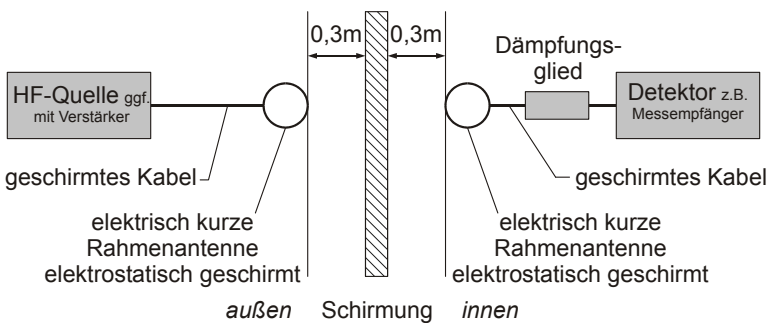


Bild 5.7 Messaufbau zur Bestimmung der magnetischen Schirmdämpfung. Weitere Details, insbesondere die Anordnung verschiedener Messpunkte an Raumkanten, Türen, etc. sind im IEEE Std. 299 explizit beschrieben.

Die elektrische Schirmdämpfung in diesem Frequenzbereich ist im Allgemeinen durch die ideale Wirkung des Schirms als *Faraday*'scher Käfig derart hoch, dass sie mit gängiger Messausrüstung nicht nachgewiesen werden kann.

2. Messungen im „Resonanzbereich“ 20 MHz bis 300 MHz, „Resonant Range“. Gemessen wird bis 100 MHz vorzugsweise mit bikonischen Antennen, bis 300 MHz mit Dipolantennen (also auch LogPer-Antennen). Das auftretende Feld geht bei diesen Frequenzen vom Nah- zum Fernfeld

über. Die Wellenlänge kommt hier in die Größenordnung der Abmessungen des Raumes, d. h. es treten Resonanzerscheinungen auf (daher die Bezeichnung „Resonant Range“). Die Anzahl der Messfrequenzen ist nicht vorgeschrieben, es soll aber vermieden werden, gerade bei einer Resonanzfrequenz des geschirmten Raumes zu messen. Die Raumresonanzen werden mit Gl. (3.210) berechnet

Die Referenz wird vor der Wand des geschirmten Raumes bestimmt, wobei die Empfangsantenne 0,3 m vor der Schirmwand platziert wird. Der Abstand zwischen den Antennen sollte mindestens 2 m betragen. Zur Dämpfungsmessung werden die Antennen, wie in Bild 5.8 zu sehen, innerhalb und außerhalb des Raumes angeordnet. Der Antennenabstand muss der gleiche wie bei der Referenzmessung sein.

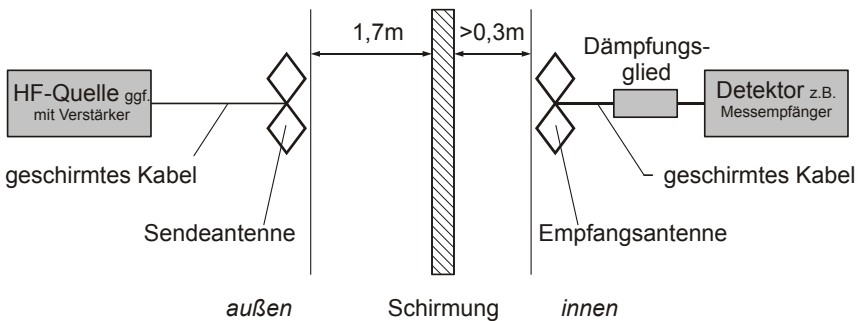


Bild 5.8 Messaufbau zur Bestimmung der elektromagnetischen Schirmdämpfung. Weitere Details, insbesondere die Anordnung verschiedener Messpunkte an Raumkanten, Türen, etc. sind im IEEE Std 299 explizit beschrieben.

3. Messungen im Frequenzbereich >300 MHz, „High-Frequency“. In diesem Frequenzbereich erfolgen die Messungen im Fernfeld der verwendeten Antennen. Es werden nahezu ebene Wellen erzeugt. Der Messaufbau entspricht weitgehend dem beim „Resonant Range“, weshalb in der Praxis oft beide Messungen gemeinsam, z. B. mit einer Bilog-Antenne durchgeführt werden. Vorgeschlagen wird von der Norm mindestens je eine Messfrequenz in den Bereichen 300 – 600 MHz, 600 MHz – 1 GHz, 1 – 2 GHz, 2 – 4 GHz, 4 – 8 GHz und 8 – 18 GHz. (Es werden nur solche Frequenzbereiche betrachtet, die vom Anwender spezifiziert sind.)

Für alle Messungen gilt: Messfrequenzen, mögliche Abweichungen von der Norm etc. sind zusammen mit dem Anwender des geschirmten Raumes zu vereinbaren und im Prüfbericht festzuhalten. Im Standard wird weiter-

hin die Verwendung von kalibrierten Messmitteln vorgeschlagen. Da es sich aber bei den beschriebenen Messungen stets um Relativmessungen handelt – alle nicht zufälligen Messabweichungen „heben sich heraus“ –, sollte der aktuelle Kalibrierschein eines Messgerätes weniger eine Rolle spielen, als ein vor der Messung durchgeführter Funktionstest mit Plausibilitätskontrolle.

Schnüffelmessungen: Kritisch beim IEEE 299 ist die Vielzahl vorgeschriebener Antennenpositionen. Der Aufwand lässt Schirmdämpfungsmessungen sehr teuer werden, insbesondere bei großen geschirmten Räumen. Es hat sich daher bewährt, umfangreiche *Schnüffelmessungen* durchzuführen und an gefundenen Schwachstellen des Schirms wieder nach Norm nachzumessen.

Als Schnüffelsonden kommen elektrisch kurze Antennen zum Einsatz, die nicht resonant betrieben werden – meistens kleine Rahmenantennen (eng. small loops) oder Monopole mit Dachkapazität (eng. top-loaded monopole). Bewährt hat sich folgende Vorgehensweise:

Zunächst wird ein Bereich des Schirmes nach Norm vermessen. Bei einem verbesserungswürdigen Messergebnis wird die (im Raum befindliche) Empfangsantenne entfernt. Die Sendeantenne wird mit der kritischen Frequenz betrieben, bei der man mit dem Messergebnis unzufrieden ist. Im Rauminneren werden nun alle kritischen Stellen mit der Schnüffelantenne abgetastet, wobei der Abstand zu Wand ruhig klein (ca. 2 cm) sein darf. Wichtig ist es, die Schnüffelantenne nicht zu berühren. Wenn auf die Sendefrequenz eine Modulation aufgeschaltet wird, kann man das Empfangssignal hörbar machen, was die Fehlersuche weiter erleichtert. Aber Achtung, die Lautstärke kann täuschen, daher sollte von einer zweiten Person ständig der gemessene Wert durchgesagt werden.

Kritische Stellen sind z. B.

- alle Nähte und Kanten, also die Nahtstellen zwischen Schirmungsblechen oder die Überlappungen von flexiblem Schirmmaterial,
- Tür(en), Fenster,
- alle Stellen, an denen die Schirmwand zur Befestigung durchbohrt oder durchbrochen wurde (z.B. Leuchten, Elektroinstallation, Halterungen aller Art),

- Filterplatten und -kästen,
- Wabenkamine,
- Rohrdurchführungen.

Nach dem Auffinden von Schwachstellen werden diese beseitigt und der abgeschnüffelte Bereich wird nochmals nach Norm vermessen.

Bei Frequenzen > 100 MHz erfolgt die Einkopplung meist durch Öffnungen – Löcher oder Schlitze im Schirm, wobei hier z. B. Türdichtungen mit unzureichendem Kontakt oder andere, nicht durchgehend kontaktierte Schirmungselemente die gleiche Wirkung wie ein Schlitz haben. Diese Öffnungen besitzen eine charakteristische Frequenz (meist wirken sie als $\lambda/2$ -Strahler) und lassen sich leicht lokalisieren.

Schwieriger wird es z. B. bei unzureichend an den Schirm angebundenen Rohrdurchführungen. Ein Heizkörper kann im Raum wie eine Sendeantenne wirken, die außerhalb des Raumes vorhandenen Rohrleitungen als Empfangsantenne und die fehlerhafte Rohrdurchführung wie eine Koaxialleitung. In diesem Fall findet manchmal bei Frequenzen unter ca. 100 MHz eine Einkopplung statt – je nach Abmessungen der Anordnung, was eine Lokalisierung erschwert. Hier hilft nur ein Vergleich der einkoppelnden Wellenlänge mit den Abmessungen potentieller Fehlerstellen.

Im Gegensatz zur Vorgänger-Norm MIL-STD 285 werden beim IEEE 299 Messaufbau und -ablauf genauer beschrieben. Beispielsweise werden Antennenposition und -ausrichtung präziser festgelegt. Auch werden physikalisch-technische Hintergrundinformationen mitgeliefert, wie die Behandlung von Raumresonanzen, nichtlinearen Schirmmaterialien etc.

5.3.2 MIL-STD 285

Seit 1997 ist der MIL-STD 285, die klassische Norm für Schirmdämpfungsmessungen an geschirmten Räumen, offiziell aufgehoben und durch den IEEE Std. 299 abgelöst. Dennoch wird der MIL-STD 285 nach wie vor sehr häufig zitiert [MIL 285 56].

Es werden in der Norm drei Fälle unterschieden: Niederimpedantes (magnetisches) Feld, hochimpedantes (elektrisches) Feld und elektromagnetisches Wellenfeld. Die Frequenzgrenzen sind dabei aber nicht ausdrücklich festgelegt.

Der Messaufbau für das *Magnetfeld* entspricht dem, der in Bild 5.7 dargestellt ist. Sende- und Empfangsspule (\varnothing 30 cm) liegen in einer Ebene und haben jeweils $12''$, also ca. 30 cm Abstand zur Schirmwand. Besonderes Augenmerk wurde in der Norm auf die Anpassung zwischen den Antennen und dem Sender bzw. dem Empfänger gelegt, was jedoch beim Einsatz moderner Messgeräte kein Problem mehr darstellt. Die Messung erfolgt wie gehabt als Einfügungsdämpfungsmessung. Insbesondere Durchführungspaneelle und Türen sind zu untersuchen.

Für die Messung im hochimpedanten, *elektrischen Feld* ist ein Messaufbau beschrieben, der weitgehend dem in Bild 5.8 entspricht. Die Entfernung der Antennen beträgt jedoch wiederum jeweils $2 \times 12''$.

Bei der Messung der Schirmdämpfung im *elektromagnetischen Wellenfeld* weist der Standard eine Besonderheit auf: Die Schirmwand wird mit einer Sendeantenne im Abstand d_1 von mindestens $72''$, also ca. 1,80 m bestrahlt. Die Empfangsantenne wird zur Referenzmessung auf der gleichen Seite der Wand wie die Sendeantenne angeordnet. Ihr Abstand d_4 soll zwischen $2''$ und $24''$ (5 cm bis 60 cm) betragen, wobei die Position nach dem Feldstärkemaximum zu wählen ist. Zur Dämpfungsmessung wird die Empfangsantenne innerhalb des Schirms im Abstand d_3 von der Wand platziert. d_3 soll mindestens $2''$ betragen, ist aber ebenfalls nach dem Feldstärkemaximum zu wählen.

Diese Vorgehensweise wurde im IEEE 299 durch eine „echte“ Einfügungsdämpfungsmessung ersetzt.

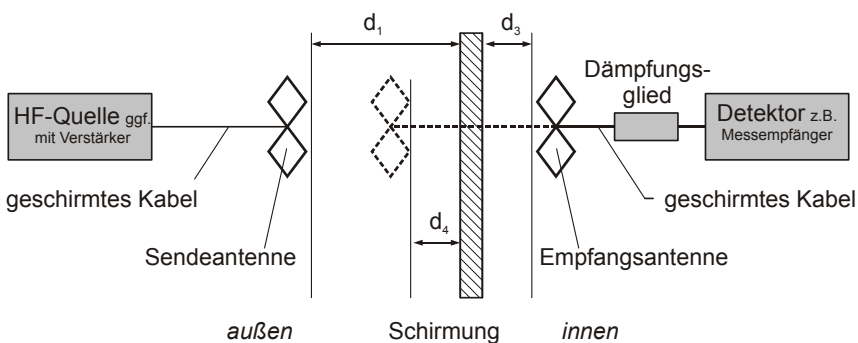


Bild 5.9 Messaufbau zur Bestimmung der elektromagnetischen Schirmdämpfung (ebene Welle) nach MIL STD 285.

5.3.3 DIN EN 50147

Die Euro-Norm [DIN EN 50147-1 96] beschreibt die Schirmdämpfungsmessung von Absorberhallen, kann aber prinzipiell für alle Arten geschirmter Räume angewandt werden. Das Messverfahren entspricht weitgehend IEEE 299. Allerdings gibt die Norm auch Mindestwerte für die Schirmdämpfung vor:

Standardraum, magnetisches Feld

- 10 KHz bis 10 MHz: Schirmdämpfung > **40 dB auf 100 dB** linear ansteigend mit dem Logarithmus der Frequenz.
- Von 10 MHz bis 30 MHz Schirmdämpfung > **100 dB**.

Raum mit „hochwertigen Eigenschaften“, magnetisches Feld,

- 10 KHz bis 1 MHz: Schirmdämpfung > **60 dB auf 100 dB** linear ansteigend mit dem Logarithmus der Frequenz.
- Von 1 MHz bis 30 MHz Schirmdämpfung > **100 dB**.
- Direkt am Türspalt darf die Schirmdämpfung 10 dB niedriger sein, muss aber ab 3 MHz ebenfalls 100 dB betragen.

Alle Räume, elektrisches Feld bzw. ebene Welle

- 10 MHz bis 2 GHz Schirmdämpfung > **100 dB**.
- Von 2 GHz bis 3 GHz Schirmdämpfung > **100 dB auf 80 dB** linear fallend mit dem Logarithmus der Frequenz.
- Von 3 GHz bis 10 GHz Schirmdämpfung > **80 dB**.

5.4 Genormte Verfahren zur Messung der Einfügungsdämpfung von Filtern

Der Einsatz von Filtern wurde bereits in Abschnitt 4.2.2 behandelt. Dort zeigt Bild 4.16 den grundsätzlichen Messaufbau zur Bestimmung der Einfügungsdämpfung von Filtern. Die Messung der Einfügungsdämpfung von Filtern ist in den Normen [CISPR 17 81] und [MIL STD 220A 59] beschrieben.

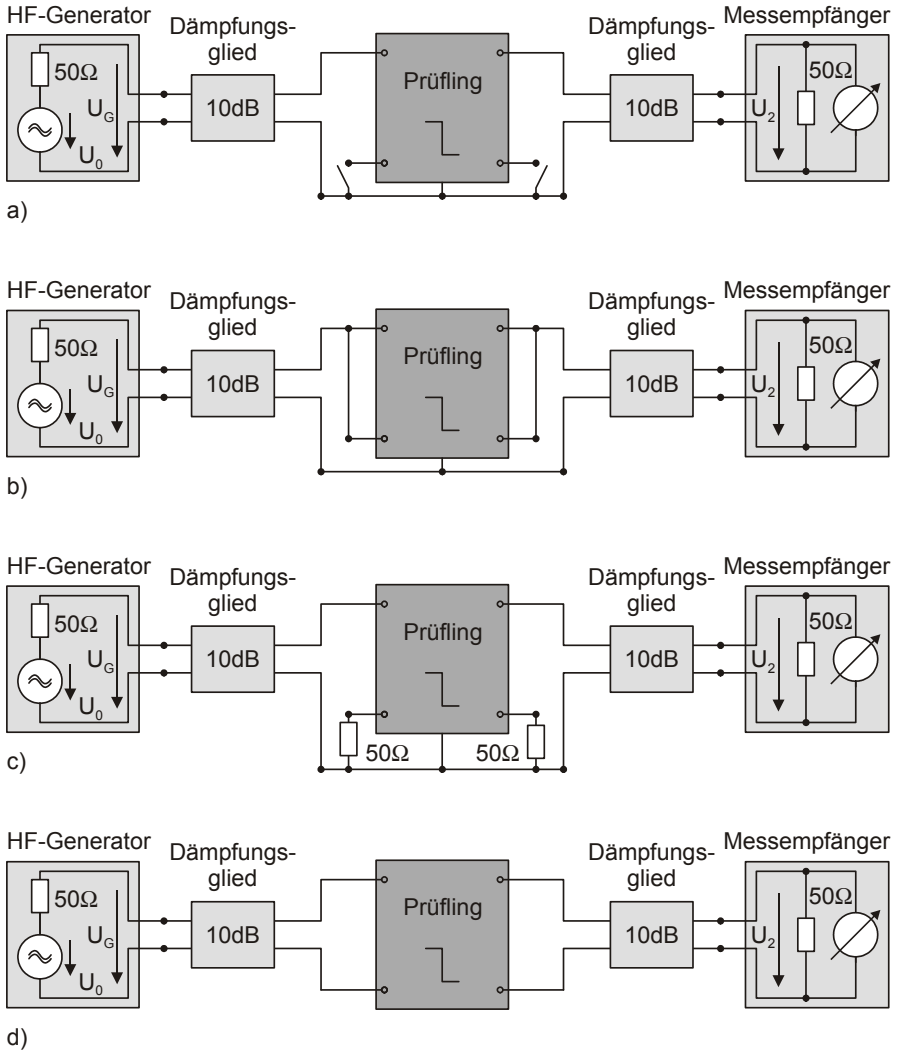


Bild 5.10 Messaufbauten zur Bestimmung der Filter-Einfügungsdämpfung.
 a) Standard-Messaufbau nach MIL STD 220A (asymmetrische Messung), die unbeschalteten Zweige werden entweder kurzgeschlossen oder bleiben offen.
 b) Abgewandelter Messaufbau, Zweige parallel geschaltet, (asymmetrische Messung).
 c) Unsymmetrische Messung (unbalanced) nach CISPR 17.
 d) Symmetrische Messung (balanced) nach CISPR 17. Für diese Messung werden i. A. Symmetrieübertrager verwendet, da die Messgeräte unsymmetrische Ein- bzw. Ausgänge besitzen.

5.4.1 MIL-STD 220A

Der grundsätzliche Messaufbau (*basic test circuit*) sieht die Anschaltung des Prüflings mittels Dämpfungsgliedern an die Signalquelle sowie an den Empfänger vor, Bild 5.10 a). Gemessen wird in einem 50 Ω -System. Alle Komponenten der Messeinrichtung sollen eine ausreichende Schirmung besitzen, die durch die Bestimmung des dynamischen Bereichs der Messung nachgewiesen wird. Dieser sollte 10 dB über der Einfügungsdämpfung der Prüflinge liegen.

Der Messaufbau soll mit einer Genauigkeit von $\pm 1,0$ dB die Dämpfung eines (bekannten) Standard-Dämpfungsglieds wiedergeben.

Bei mehrpoligen Filtern (also z. B. Zweileiter-Netzfiltern) sollen diejenigen Zweige, die nicht vermessen werden, jeweils an beiden Ports kurzgeschlossen oder offen gelassen werden (Schalter in Bild 5.10 a)). Der schlechtere Messwert aus beiden Messungen ist dann als Endergebnis zu nehmen.

Eine Abwandlung des Standard-Messaufbaus ist in Bild 5.10 b) zu sehen: Bei dieser Beschaltung werden die Zweige des Filters parallel geschaltet. Messergebnisse, die mit diesem Aufbau bestimmt wurden, werden oft von Filterherstellern zur Spezifikation herangezogen.

Neben der Messung des unbelasteten Prüflings gemäß Bild 5.10 a) sieht die Norm Messungen unter Vollast vor. Dazu wird ein Gleichstrom in den geprüften Zweig eingespeist. Die Anschaltung Gleichspannungsquelle erfolgt mittels zweier Koppelnetzwerke (*buffer networks*) auf die Ports des Prüflings. Koppelnetzwerke und Einspeiseadapter sind in der Norm mit Konstruktionszeichnungen beschrieben.

5.4.2 CISPR 17

Die Norm CISPR 17 unterscheidet prinzipiell zwischen unterschiedlichen Methoden zur Bestimmung der Filtercharakteristik: Die *Standard-Methode* (ähnlich wie in MIL-STD 220A) und verschiedene *Worst-Case-Methoden*, die das Resonanzverhalten des Filters in Abhängigkeit von der äußeren Beschaltung berücksichtigen sollen. Diese Worst-Case-Methoden haben sich aufgrund ihrer Komplexität in der Praxis kaum durchgesetzt. Eine bemerkenswert einfache Worst-Case-Methode ist jedoch auch von praktischer Bedeutung: Die *in situ* Messung eines Filters an seinem Einsatzort

unter normalen Betriebsbedingungen. Dieses Messverfahren eignet sich jedoch kaum zur Spezifikation der Filter durch den Hersteller, denn seine Ergebnisse sind abhängig vom Einbauort.

Die Standard-Methode ist eine konventionelle Einfügungsdämpfungsmessung, ohne und mit Last. Die Beschaltung erfolgt bei ähnlich wie beim MIL-STD 220A, jedoch werden die unbenutzten Zweige stets mit dem Wellenwiderstand des Messsystems (also i. A: 50Ω) abgeschlossen. So ergibt sich der unsymmetrische Messaufbau, der in Bild 5.10 c) dargestellt ist. Für symmetrische Schaltungen (insbesondere Filter für Daten- und Kommunikationsleitungen) wird der symmetrische Messaufbau nach Bild 5.10 d) verwendet. Dabei ist es nötig, den unsymmetrischen Ausgang der Signalquelle und den Eingang des Messgerätes zu symmetrieren, was mit sogenannten *Symmetrieübertragern* (engl. *Baluns* - *balanced* / *unbalanced*) erfolgt.

Für Filter die kein Schirmgehäuse besitzen bzw. die nicht einfach mit einem geschirmten Koaxialkabel zu verbinden sind, beschreibt die Norm unterschiedliche Montageanordnungen für die verschiedenen Filtertypen. Bei allen Anordnungen werden die Filter in Schirmgehäuse eingebaut, die mit Koaxial-Steckverbindern versehen sind. Die Gehäuseabmessungen werden durch die Norm begrenzt, um definierte Streukapazitäten und – Induktivitäten zu erhalten.

Für die Messungen unter Last werden auch in CISPR 17 Koppelnetzwerke (engl. *buffer networks*) beschrieben, die eine Einspeisung von Lastströmen bei gleichzeitiger HF-Messung ermöglichen.

5.5 Genormte Verfahren zur Messung der Schirmwirkung von Kabelschirmen, Schirmschläuchen und Verbindungssteckern

Zur Messung der Schirmwirkung von Kabeln gibt es eine fast unüberschaubare Anzahl von Normen, siehe Übersicht Tabelle 5.5. Im Folgenden sind aufgrund der Normenvielfalt die zugrunde liegenden Messverfahren beschrieben, ohne auf die Besonderheiten der jeweiligen Norm einzugehen.

Tabelle 5.5 Normen zur Bestimmung der Schirmwirkung von Kabelschirmen, Schirmschläuchen, Verbindungssteckern und Bauelementen.

Norm	Bestimmung der	Prüfobjekte	Verfahrensprinzip	Zugrundeliegendes Verfahren
VG 95214-11	Kopplungsimpedanz, Kopplungsdämpfung	Kabel, Bauelemente	Paralleldrahtverfahren	KS 11 B
VG 95214-12	Kopplungsimpedanz, Kopplungsdämpfung	Kabel, Bauelemente, Dichtungen	Triaxialverfahren	KS 12 B KS 22 B
VG 95373-15	Kopplungsimpedanz, Kopplungsdämpfung	konfektionierte Kabel	Paralleldrahtverfahren, Triaxialverfahren	KS 11 B KS 12 B KS 02 G
DIN EN 61726 2000	Schirmdämpfung**	Kabel, Kabel, Steckverbinder, passive Mikrowellenbauteile	Modenverwirbelungskammer	IEC 61726 1999
DIN IEC 62153-4-2 04	Kopplungsdämpfung, Schirmdämpfung**	Kabel	Koppelzange	IEC 62153-4-2
DIN IEC 62153-4-3 04*	Kopplungswiderstand	Kabel	Triaxialverfahren	IEC 46A/576
DIN IEC 62153-4-4 04*	Schirmdämpfung**	Kabel	Triaxialverfahren	IEC 46A/581
DIN IEC 62153-4-5 04*	Kopplungsdämpfung, Schirmdämpfung**	Kabel	Absorberzange	IEC 46A/586
DIN IEC 62153-4-6 04*	Kopplungsimpedanz	Kabel	Paralleldrahtverfahren	IEC 46A/587

*Diese Teile der Norm DIN EN 62153 befanden sich zum Zeitpunkt der Drucklegung noch im Entwurfsstadium.

**Der Begriff Schirmdämpfung ist im Zusammenhang mit Kabelschirmen nicht eindeutig definiert.

Tabelle 5.5 (fortgesetzt) Normen zur Bestimmung der Schirmwirkung von Kabelschirmen, Schirmschläuchen, Verbindungssteckern und Bauelementen.

Norm	Bestimmung der	Prüfobjekte	Verfahrensprinzip	Zugrundeliegendes Verfahren
DIN IEC 62153-4-7 07*	Kopplungs-dämpfung, Schirmdämpfung**	HF-Stecker und konfektionierten Kabel	Triaxialverfahren	IEC 46A/657
DIN IEC 62153-4-8 05*	Kopplungs-admittanz	Kabel	Kapazitive Brücke, Pulsmessung	IEC 46/145
DIN IEC 62153-4-9 07*	Kopplungs-dämpfung	Symmetrische Kabel	Triaxialverfahren	IEC 46/190

*Diese Teile der Norm DIN EN 62153 befanden sich zum Zeitpunkt der Drucklegung noch im Entwurfsstadium.

**Der Begriff Schirmdämpfung ist im Zusammenhang mit Kabelschirmen nicht eindeutig definiert.

5.5.1 Triaxialmethode

Ein bewährtes Messverfahren zur Bestimmung der Kopplungsimpedanz ist das Triaxialverfahren, bei dem das zu vermessende Kabel in ein Messrohr eingespannt wird.

Bild 5.11 a) zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Triaxialmessrohrs mit Prüfling. Man erhält durch diesen Aufbau zwei koaxiale Systeme. Das zu prüfende Kabel bildet das innere System, das am senderfernen Ende mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen ist. Das äußere System besteht aus Kabelschirm und Messrohr. Es ist am sendernahen Ende kurzgeschlossen.

Im Vergleich zur Definition der Kopplungsimpedanz, 3.3.1 fällt auf, dass die Kopplungsrichtung umgekehrt ist: Der „Störstrom“ wird bei der Messung ins Kabel eingespeist und im äußeren System die Spannung gemessen. Tatsächlich ist die Kopplungsrichtung für das Messergebnis unerheblich. Die Einspeisung in das mit dem Wellenwiderstand abgeschlossene Kabel hat aber den Vorteil, dass der HF-Generator nicht durch Reflexionen am Kurzschluss unzulässig belastet wird.

Man kann das Messrohr auch als eine Art *Messkammer* auffassen, in die

der Kabel-Prüfling in definierter Weise eingebracht wird. Wenn in den Prüfling eine HF-Leistung eingespeist wird, ermöglicht uns die Messkammer, die austretende Leistung zu messen.

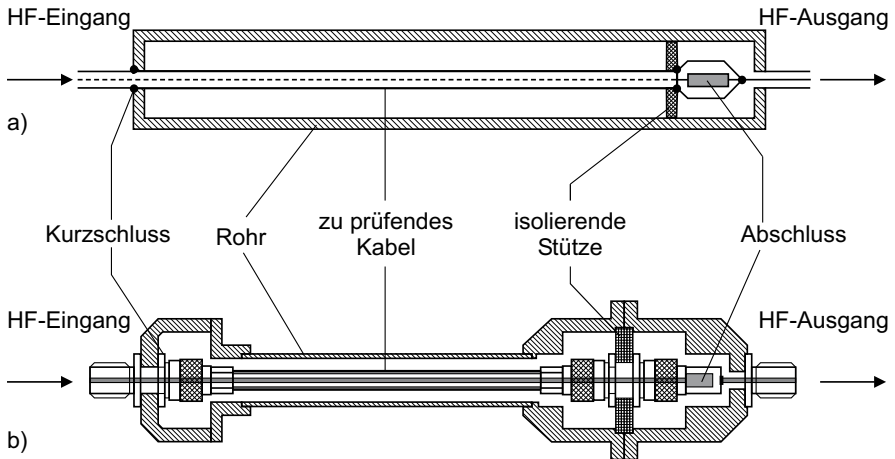


Bild 5.11 Triaxialmessrohr zur Messung der Kopplungsimpedanz. a) Prinzipieller Aufbau. b) HF-technisch optimierter Aufbau, äußeres System an den Wellenwiderstand angepasst.

Um bei hohen Frequenzen messen zu können, ist ein möglichst reflexionsarmer Messaufbau wünschenswert. Durch geeignete Wahl der Geometrie kann der Wellenwiderstand des äußeren Systems an die verwendeten Messleitungen (i. d. R. 50Ω) angepasst werden. Maßgeblich ist dabei das Verhältnis vom Innendurchmesser des Rohres zum Außendurchmesser des Kabelschirms. Innerhalb des gesamten Messaufbaus sollten keine Sprünge im Wellenwiderstand auftreten. Dadurch sind die Durchmesserhältnisse und die Abstände genau festgelegt, vgl. [Mei 92]. Der nutzbare Frequenzbereich des Messrohres hängt sehr stark von der Konstruktion des senderfernen Bereichs ab.

Dennoch treten Resonanzen auf, sobald der Aufbau elektrisch lang wird, siehe Bild 4.76. Das geschieht auch, wenn er durch eine angepasste Geometrie weitgehend reflexionsarm ist. Die Resonanzen kommen durch die unterschiedlichen Laufzeiten und damit unterschiedliche Phasenlage der Signalanteile zustande, je nachdem, ob eine sendernahe oder senderferne Koppelstelle betrachtet wird. Um den Frequenzbereich des Messaufbaus nach oben zu erweitern, muss der Aufbau verkürzt werden, was jedoch

einen Verlust an Messdynamik mit sich bringt.

5.5.2 Absorptions-Messwandlerzange

Mit der Absorptions-Messwandlerzange, Bild 5.12, kann das Verhältnis zwischen der übertragenen Leistung in einem Kabel und abgestrahlter Störleistung bestimmt werden. Mit *übertragener Leistung* sei hier diejenige Leistung bezeichnet, die von einer Signalquelle am Anfang des Kabels ausgesendet wird und eine Last am Ende des Kabels erreicht.

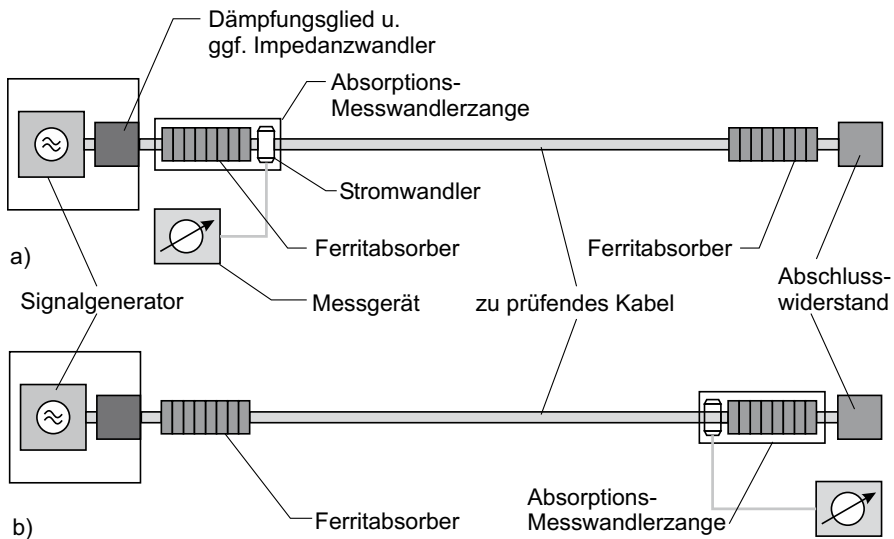


Bild 5.12 Messung der Schirmwirkung von Kabelschirmen mit der Absorptions-Messwandlerzange, a) sendernahe und b) senderferne Messung.

Bei der Messung wird das Kabel – es bildet das *Primärsystem* – mit der Hochfrequenzleistung P_1 gespeist. Die Dämpfung der Leistung längs der Kabelprobe bleibt unberücksichtigt. Das *Sekundärsystem* wird vom Außenleiter des Kabels und der Umgebung gebildet. Die elektromagnetische Kopplung des Kabels mit dem Außenraum bewirkt Störströme (*Gleichtaktströme*, *Mantelströme*), die sich auf der Schirmaußenseite längs des Kabels ausbreiten. Diese werden mit der Messzange gemessen, die nach dem Stromwandlerprinzip arbeitet. Der Höchstwert der gemessenen Oberflächenströme wird zur Berechnung der maximalen Leistung $P_{2\max}$ im Sekundärsystem herangezogen. Die Messung der Oberflächenströme kann auf unterschiedliche Art und Weise gemessen erfolgen:

- bei fester Frequenz und bewegter Absorberzange
- bei kontinuierlicher Frequenzänderung und ruhender Zange
- bei kontinuierlicher Frequenzänderung und bewegter Zange

Die Entfernung zwischen der Messzange und den Ferritabsorbieren wird als *wirksame Länge* einer Kabelprobe bezeichnet. Sie muss ausreichend groß sein oder mit Faktoren korrigiert werden, die in der Norm angegeben sind. Ebenso müssen die Eigenschaften des Stromwandlers und die Dämpfung der Messkabel berücksichtigt werden.

Nach Berücksichtigung der Korrekturen ergibt sich die *Schirmdämpfung* eines Kabels zu:

$$a_s = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{2\max}} \quad (5.1)$$

Messergebnisse sind in den Bereichen unterhalb von 2 MHz und oberhalb von 200 MHz sehr unbestimmt. Für exakte Messungen im unteren Frequenzbereich ist die wirksame Länge der Kabelprobe der meist zu gering. Eine Verlängerung ist aus räumlichen Gründen nicht immer möglich.

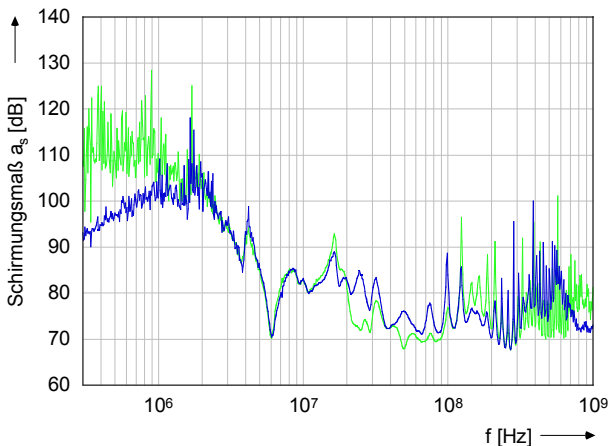


Bild 5.13 Messergebnisse der gleichen Kabelprobe bei unterschiedlichen Standorten der Prüfperson.

Mit steigender Frequenz nimmt der Einfluss der – sehr unbestimmten –

kapazitiven Kopplung des Prüflings mit der Umgebung zu, was die Reproduzierbarkeit der Messung wesentlich verschlechtert.

Die Messdynamik des Verfahrens ist eher bescheiden; sie wird durch die Einfügungsdämpfung der Absorptions-Messwandlerzange und durch ggf. nötige Impedanzwandler verringert.

5.5.3 Strominjektion (Paralleldrahtverfahren)

Das Paralleldrahtverfahren ist ein kostengünstiges und einfach umzusetzendes Verfahren zur Qualifizierung von Kabelschirmen und Steckverbindern.

Auf dem Prüfling wird ein Injektionsdraht angebracht. Er bildet zusammen mit dem Kabelschirm eine Leitung mit definiertem Wellenwiderstand, hier als äußere Leitung bezeichnet. Die innere Leitung ist das Kabel selbst, bestehend aus Innenleiter und Kabelschirm. Mit der so geschaffenen Anordnung kann die Kopplungsdämpfung (vgl. 3.3.3 und 3.3.4) zwischen beiden Leitungen gemessen werden, die ein gutes Maß für die Qualität der Schirmung ist. Man kann Ströme und Spannungen in der äußeren Leitung auch als injizierte Störungen betrachten, die je nach Qualität der Schirmung in das innere System einkoppeln.

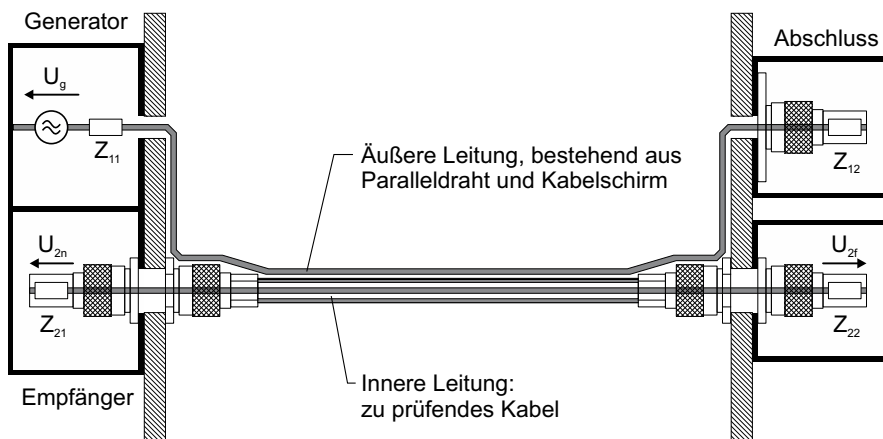


Bild 5.14 Messaufbau bei Paralleldrahtverfahren (hier: sendernahe Messung).

Bewährt hat sich das Aufkleben des Paralleldrahtes mit doppelseitigem Klebeband und zusätzliche Fixierung mit Kabelbindern. Beim Messaufbau ist darauf zu achten, dass der Abstand des Injektionsdrahtes von der

Schirmoberfläche möglichst konstant ist. Von diesem Abstand hängt der Wellenwiderstand der äußeren Leitung ab. In der Praxis wird er durch Wahl der geeigneten Isolation des Paralleldrahts eingestellt. Er kann näherungsweise aus (5.2) bestimmt werden [Mei 92].

$$Z_L = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{ar\,cosh} \frac{4(d_1 + d_2 + h)^2 - d_1^2 - d_2^2}{2d_1 d_2} \quad (5.2)$$

Z_0 in Gl. (5.2) ist der Freiraumwellenwiderstand, 377Ω . Die Abmessungen sind Bild 5.15 zu entnehmen. Die Dielektrizitätszahl ϵ_r wird durch das Material der Isolierstoffe vorgegeben.

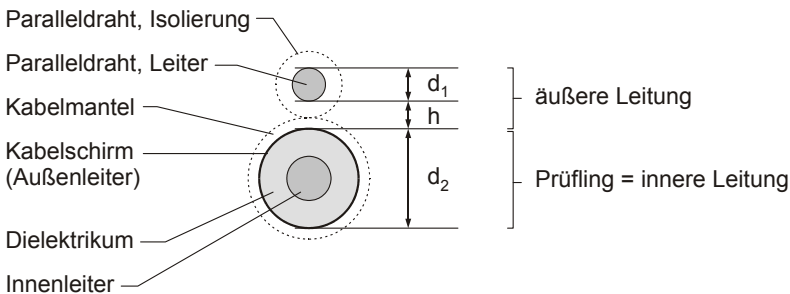


Bild 5.15 Paralleldrahtverfahren: Kabel und Paralleldraht bilden ein gekoppeltes Leitungssystem.

Variiert der Wellenwiderstand, so entstehen Reflexionen, die das Messergebnis verfälschen. Ein konstanter Wellenwiderstand ist aber besonders bei dünnen Kabeln schwierig einzuhalten. Die Anpassung des Messaufbaus sollte durch Messung des Reflexionsfaktors, z. B. mit einem schnellen TDR-Oszilloskop geprüft werden.

Neben den geringen Kosten spricht die einfache Anwendung für das Paralleldrahtverfahren. Für Kabel mit größerem Durchmesser, für Schutzschläuche und für Steckverbinder ist es sehr gut geeignet. Außerdem liefert es eine hohe Messdynamik (ca. 110 dB) über einen großen Frequenzbereich (bis einige 100 MHz).

Das Paralleldrahtverfahren ist grundsätzlich auch für Schirmdämpfungsmessungen an Gehäusen geeignet, siehe 5.6.4.

5.6 Alternative Messverfahren

Bei fast allen genormten Messverfahren wird Schirmdämpfung durch Einfügungsdämpfungsmessung bestimmt. Dabei ergeben sich jedoch folgende Kritikpunkte:

- Jeder Messaufbau bzw. jede Messumgebung besitzt eine andere Feldverteilung, auch bei normgerechten Antennenpositionen. Dabei spielt die Richtcharakteristik der Antennen, aber auch Reflexionen eine wichtige Rolle. Vor allem bei Feldeinkopplung durch Öffnungen ergeben sich so unterschiedliche Messresultate, denn die Feldstärke am Ort der Öffnung ist entscheidend für das Messergebnis.
- Insbesondere bei der Vermessung geschirmter Räume verfälschen Resonanzerscheinungen (Hohlraumresonanzen, resonierende metallische Bauelemente etc.) das Messergebnis wesentlich.
- Die Feldverteilung innerhalb eines Prüfvolumens ist inhomogen. Selbst in einer Absorberhalle differiert die Feldstärke innerhalb einer 1,5 m x 1,5 m großen Fläche leicht um mehr als 6 dB.
- Die Festlegung des Ortes der Sende und Empfangsantennen ist willkürlich vorgegeben. Dass z. B. der Mittelpunkt des Schirms von der Norm vorgeschlagen wird, ist keinesfalls zwingend. Bei Hohlraumresonanzen im Schirm sind die Messergebnisse aber entscheidend von der Position und Ausrichtung der Antennen abhängig.
- Die Angabe der Schirmdämpfung in dB reduziert die unregelmäßige Feldverteilung innerhalb des Schirms auf einen einzigen Wert. Der Komplexität des Problems wird so nicht immer Rechnung getragen.
- Das Verfahren der Einfügungsdämpfungsmessung ist nur bei Gehäuse- und Raumschirmen anwendbar, bei Kabelschirmen kann es nicht angewendet werden, weil in den Kabelschirm keine Feldsonden eingebracht werden können. Benutzt man den Innenleiter als „Empfangsantenne“, so steht man vor dem Problem, dass man keine Referenzmessung durchführen kann, denn bei entferntem Kabelschirm ist das Kabel zerstört. Der Begriff „Schirmdämpfung“ ist für Kabelschirme nicht eindeutig definiert, sondern wird je nach Norm oder Literaturstelle mit unterschiedlichen physikalischen Größen bzw. Messverfahren verbunden.

Um diese Nachteile zu überwinden, wurden alternative Messverfahren entwickelt, die (noch) nicht in Normen beschrieben sind. Einige davon sind in den folgenden Abschnitten beschrieben.

5.6.1 Schirmdämpfungsmessungen von Gehäusen in Modenverwirbelungskammern

Während sich Modenverwirbelungskammern, siehe 4.4.1.5, als alternatives Verfahren für Emissionsmessungen und Störfestigkeitsprüfungen bereits etabliert haben, werden sie für Schirmdämpfungsmessungen noch selten genutzt. [Kü 99].

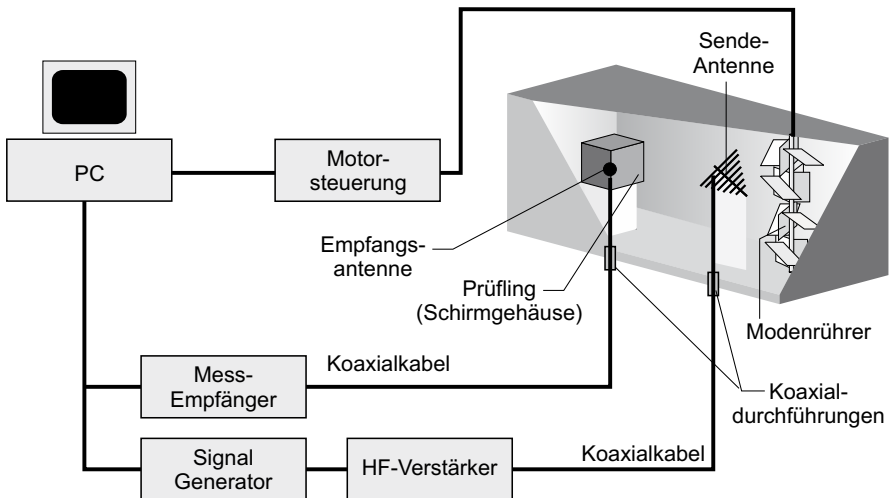


Bild 5.16 Prinzipdarstellung eines möglichen Messaufbaus für Schirmdämpfungsmessungen in der Modenverwirbelungskammer. Auf HF-Dichtigkeit des Aufbaus, insbesondere der dem Feld ausgesetzten Kabelverbindungen, ist besonderen Wert zu legen.

In der Diskussion wird oft kritisch angemerkt, dass bei Störfestigkeitsprüfungen die Feldstärke an einem bestimmten Ort nur im zeitlichen Mittel konstant sei, zu bestimmten Zeitpunkten jedoch, abhängig von der Rührerstellung ein Vielfaches der Nennfeldstärke auftreten könne. Dies ist insbesondere bei Prüflingen kritisch, deren Arbeitszyklen deutlich kürzer sind als die Umlaufzeit des Modenrührers. Bei Emissionsmessungen ergibt sich die gleiche Problematik; die Feldkopplung zwischen Prüfling und Empfangsantenne ist von der Rührerposition abhängig und nur im zeitlichen

Mittel konstant. Bei Schirmdämpfungsmessungen jedoch entfällt jede Zeitabhängigkeit des Prüflings, somit eignet sich die Modenverwirbelungskammer besonders für diesen Zweck.

Wie der Messaufbau für Schirmdämpfungsmessungen aussehen kann, zeigt Bild 5.16.

Messdynamik

Der dynamische Bereich des Messaufbaus in einer MSC wird als Pegeldifferenz zwischen der Referenzmessung und einer Messung mit optimal geschirmten und mit dem Wellenwiderstand abgeschlossenem Messsystem bestimmt. Abhängig ist die Messdynamik von der Sendeleistung, den Eigenschaften der Antennen und des Messgeländes sowie vom Eigenrauschen des Messempfängers. Bei einer Messung mit optimal geschirmten Messsystem und Abschluss des Messkabels mit einem geschirmten Abschlusswiderstand darf nur das Eigenrauschen des Messempfängers gemessen werden. Ist das nicht der Fall, tritt eine zusätzliche Kopplung zwischen Sende- und Empfangskreis auf, zum Beispiel über ein unzureichend geschirmtes Messkabel. Dann führt die Erhöhung der Sendeleistung nicht zu einer Erhöhung der Dynamik. Grundsätzlich gilt, dass die Messdynamik die maximal bestimmbare Schirmdämpfung angibt und in der Praxis ca. 10 dB über der gemessenen Schirmdämpfung liegen sollte.

In der Praxis lässt sich in einer Modenverwirbelungskammer bei einem Watt Sendeleistung ein dynamischer Bereich von mehr als 100 dB erzielen. Bei einer Messung in der Absorberhalle werden dazu ca. 200 Watt benötigt.

Schirmdämpfung

Bei Schirmdämpfungsmessungen in der Absorberhalle ist das Messergebnis von der Ausrichtung des Prüflings zur Antennenposition abhängig. Die Schirmdämpfung liegt bei jeder Messfrequenz zwischen einem Minimal- und einem Maximalwert. Diese Richtungsabhängigkeit entfällt bei Messungen in der MSC. Zahlreiche Messungen mit sehr unterschiedlichen Prüflingen [Kür 99] ergaben, dass die Ergebnisse einer MSC-Messung den Mittelwerten mehrerer Absorberhallen-Messungen mit gedrehtem Prüfling entsprechen, Bild 5.17.

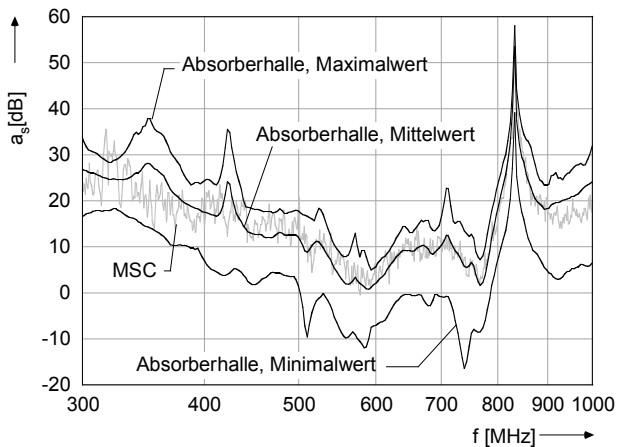


Bild 5.17 Elektrische Schirmdämpfung eines Messinggehäuses mit den Innenabmessungen $308 \times 305 \times 308 \text{ mm}^3$ und mit 25 cm - Schlitz, gemessen in Absorberhalle und MSC. Bei der Messung in der Absorberhalle wurde der Prüfling auf 4 Gehäuseseiten in zwei Polarisationsrichtungen bestrahlt. Aus diesen Messungen wurde für jeden Frequenzpunkt der maximale, der minimale und der mittlere Wert der Schirmdämpfung bestimmt. Im Vergleich dazu: Schirmdämpfung aus Mittelwerten, gemessen in der MSC. Der Verlauf zeigt ein breitbandiges Minimum bei 600 MHz , entsprechend der $\lambda/2$ -Resonanz des Schlitzes. Deutlich erkennbar ist die TEM_{111} -Gehäuseresonanz bei 846 MHz , die zum Verschwinden der elektrischen Feldstärke im Gehäusemittelpunkt führt.

Weil das Drehen des Prüflings entfällt, stellen Schirmdämpfungsmessungen in der Modenverwirbelungskammer eine gute Alternative zu den langwierigeren Messungen in der Absorberhalle dar. Wenn allerdings die Gehäuseoptimierung oder die Fehlersuche im Vordergrund steht, fehlt die Information über Einstrahlrichtung und -polarisation.

5.6.2 Messung der Feldstärken an metallischen Oberflächen mit elektrisch kleinen Oberflächenstromsensoren.

Elektrisch kleine Antennen, die unterhalb Ihrer Resonanzfrequenz betrieben werden [Bra 96], besitzen den Vorteil eines linearen Frequenzganges. Ihre Rückwirkung auf das äußere Feld ist gering. Aufgrund ihrer geringen Abmessungen lassen sich punktuelle Feldmessungen durchführen.

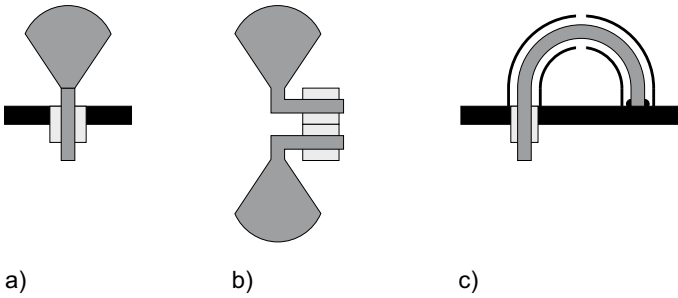


Bild 5.18 Elektrisch kurze Sensoren zur Feldmessung. a) Monopol, b) Dipol und c) Schleifenantenne.

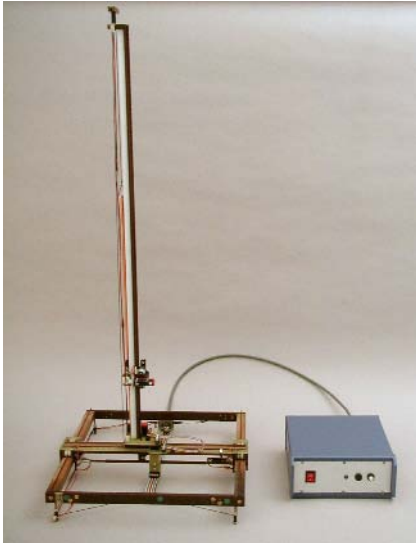
Derartige Antennen lassen sich kostengünstig in größerer Stückzahl herstellen und gleichzeitig an verschiedenen Orten in oder an einem Prüfling anbringen. Dies ermöglicht eine Messung der *Feldverteilung*, im Gegensatz zur pauschalisierten Aussage, die herkömmliche Messverfahren mit einer einzigen Antennenposition liefern. Der Nachteil dieser Sensor-Antennen (engl. *Probes*) liegt in der vergleichsweise geringen Empfindlichkeit, also einem hohen Antennenfaktor.

Eine interessante Anwendung besteht darin, einen komplexen Schirm, z. B. den Rumpf eines Flugkörpers oder ähnliches, mit einer Vielzahl derartiger Antennen zu bestücken und den Schirm daraufhin einem definierten Strahlungsfeld auszusetzen. Dies kann z. B. in einer Absorberhalle oder einem Freifeld erfolgen. Oft ist dort die Ausrüstung zur Erzeugung hoher Feldstärken vorhanden. Die Messergebnisse der einzelnen Sensor-Antennen geben Aufschluss über die räumliche Feldverteilung, die grafisch ansprechend dargestellt und mit Simulationsergebnissen verglichen werden kann.

5.6.3 Automatisierte Messung der Feldverteilung in Gehäusen

Der Mensch besitzt keine Sinnesorgane für elektrische oder magnetische Felder. Dennoch besteht der Wunsch, die räumliche Feldverteilung durch Messung sichtbar zu machen. Ein an der Universität Karlsruhe entwickeltes System [Jor 00] ermöglicht die Messung elektromagnetischer Feldverteilungen in allen drei Achsen eines Prüfvolumens, z. B. dem Inneren eines Schirmgehäuses: Eine rechnergesteuerte Mechanik aus nichtleitendem Material positioniert eine Feldsonde mit hoher Genauigkeit. Der Rechner

steuert nicht nur die Positionierung, sondern startet auch die Messung, liest die Messdaten aus und speichert diese. Die gewonnenen Datensätze können nach der Messung durch geeignete Nachbearbeitung visualisiert werden.



a)



b)

Bild 5.19 Sensor-Positionier-Mechanik a) mit Steuereinheit und b) in Schirmschrank eingebaut.

Mit dem System lässt sich die Komplexität der Feldverteilung, insbesondere beim Auftreten von Resonanzen, sehr gut veranschaulichen. Der Nutzer kann quasi in den Prüfling *hineinblicken*.

Das System ist so miniaturisiert, dass es in einem Schirmschrank eingesetzt werden kann. Bei großen Prüflingen, z. B. Schirmkabinen, lassen sich derartige Systeme weitaus leichter realisieren.

Eine „abgespeckte“ Variante ist die Verwendung von Feldsonden auf einem Kunststoff-Stativ bei manueller Positionierung. Damit lassen sich ebenfalls – allerdings unter großem Zeitaufwand – dreidimensionale Feldverteilungen messen.

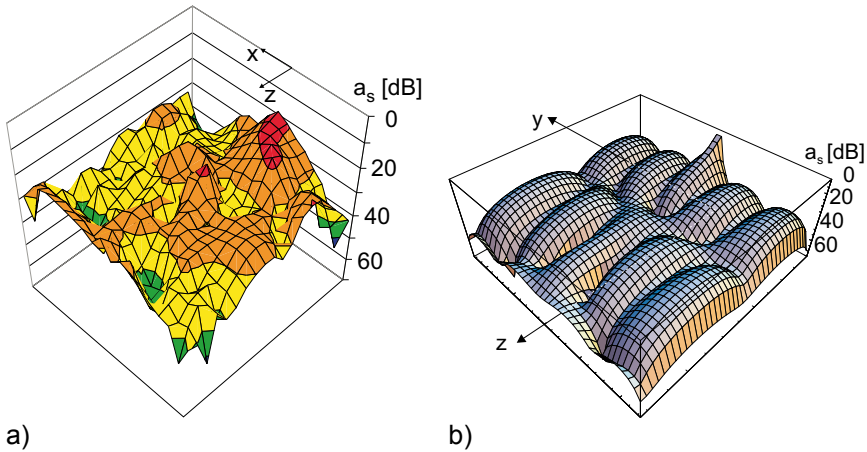


Bild 5.20 Prüfling: Schirmschrank, 516 x 516 x 1230 mm³ mit einem 32 mm-Loch. Elektrische Schirmdämpfung bei 1000 MHz in einer horizontalen Ebene, a) Messung und b) Rechnung mit dem Dipolspiegelungsverfahren. Das Feldstärke-maximum befindet sich erwartungsgemäß unmittelbar im Bereich des Loches.

5.6.4 Messung der Schirmdämpfung mit Strominjektion

Die „Simulation“ der vom äußeren Feld auf der Schirmoberfläche induzierten Ströme durch künstliche Injektion erspart dessen Erzeugung. Dies reduziert den Aufwand entscheidend. Ein Nachteil ist jedoch, dass die Messergebnisse nicht ohne Interpretation als Schirmdämpfungswerte angesehen werden können.

Einige dieser leitungsgeführten Prüfverfahren sollen im Folgenden vorgestellt werden.

5.6.4.1 Kopplungsimpedanz bzw. -dämpfung von Schirmgehäusen

Die einfache und erfolgreiche Anwendung leitungsgebundener Verfahren zur Bestimmung der Kopplungsimpedanz bzw. -dämpfung von Kabeln, vgl. 5.5, legt die Überlegung nahe, diese Verfahren auf Gehäuseschirme zu übertragen [Ber 97].

Bild 5.21 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer möglichen Messanordnung zur Bestimmung der Kopplungsimpedanz von Gehäusen.

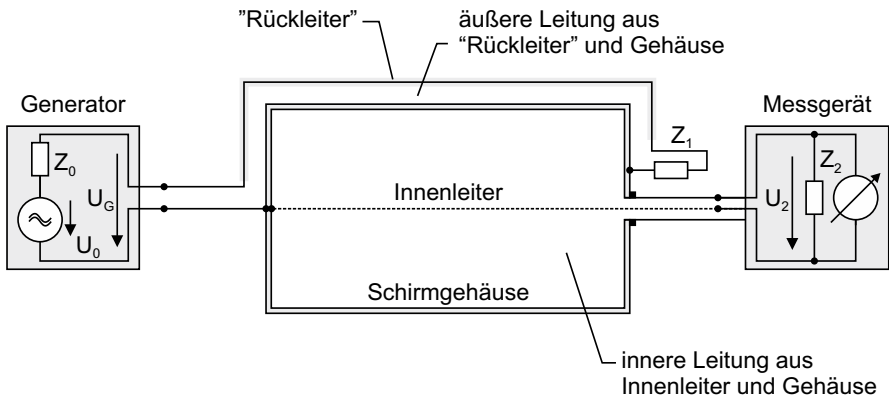


Bild 5.21 Messung der Kopplungsdämpfung eines Schirmgehäuses. Hier: senderferne Messung.

Folgende Punkte sind wesentlich:

- Es muss ein Innenleiter in das Schirmgehäuse eingezogen werden. Dieser macht Kopplungsimpedanzmessungen erst möglich.
- Ebenso muss durch Anbringen eines geeigneten Rückleiters eine äußere Leitung geschaffen werden („Rückleiterproblematik“)
- Von der Geometrie der Leiter hängt das HF-Übertragungsverhalten ab. Wünschenswert ist ein konstanter Wellenwiderstand, damit keine Reflexionen auftreten und längs des Gehäuses ungefähr die gleiche Feldstärke herrscht.
- Im Gegensatz zu Kabeln weisen Gehäuse auf ihrem Umfang unterschiedliche Strukturen auf, z. B. eine Perforation des Gehäusedeckels. Skin- bzw. Proximity-Effekt führen bei hoher Frequenz dazu, dass sich die Felder auf Bereiche in unmittelbarer Umgebung des Rückleiters konzentrieren. Das heißt, bei einem einzelnen Rückleiter macht das Messverfahren eine lokale Aussage für den Bereich in dessen unmittelbarer Nähe. Wird z. B. der Rückleiter längs des perforierten Deckels geführt, erhält man eine geringere Dämpfung als Messergebnis.

Aus letztgenanntem Grund bieten sich ausgedehntere Rückleiteranordnungen an, die jedoch für höhere Frequenzen zunehmend schwieriger herzustellen sind, Bild 5.22 b) bis d).

Eine einfache Alternative zu den „komplizierten“ Rückleiterstrukturen ist das mehrfache Messen mit dem Einzeldraht Bild 5.22 a) und anschließen-

der „worst case“-Betrachtung.

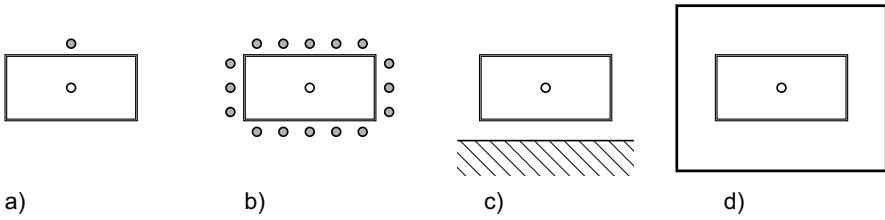


Bild 5.22 Rückleiteranordnungen zur Strominjektion.

Vergleichende Messungen der Kopplungsdämpfung (Paralleldrahtverfahren) und der Schirmdämpfung (gestrahltes Verfahren in der Absorberhalle) wurden von Bernauer [Ber 97] durchgeführt. Beide Verfahren lieferten eine gute Übereinstimmung (maximal +/- 10 dB Abweichung), solange längs des Rückleiters eine gleichmäßige Schirmstruktur vorlag (z. B. perforiertes Blech). Bei einzelnen Inhomogenitäten (z. B. einzelnes Loch im Gehäusedeckel) wichen die Ergebnisse um bis zu 30 dB voneinander ab, wobei der grundsätzliche Verlauf der Dämpfung bei beiden Verfahren gleich war.

5.6.4.2 Strominjektion und Lecksuche bei geschirmten Räumen

Das Strominjektionsverfahren lässt sich auch in hervorragender Weise zur Lecksuche in geschirmten Räumen anwenden. Dazu wird in die Raumschirmung ein Strom eingespeist – je nach System im kHz-Bereich (magnetische Messung) oder im HF-Bereich bis zu mehreren GHz.

Das System nach Bild 5.23 a) ist kommerziell verfügbar: Ein Generator speist in einen Strom (95 kHz) in den auf der Außenseite der Schirmkabine verlegten Paralleldraht (gewöhnlicher Kupferdraht). In der Stromschleife, bestehend aus Draht und Schirmung wird so ein Magnetfeld erzeugt. Außerhalb der Leiterschleife heben sich die Magnetfelder von Hin- und Rückleiter gegenseitig auf – eine intakte Schirmung vorausgesetzt. Im geschirmten Raum wird mit einer Magnetfeldsonde (einer Empfangsspule mit Verstärker) nach Undichtigkeiten in der Schirmung gesucht. Das System ist hochempfindlich: selbst bei leicht korrodierten Verbindungsstellen zwischen Schirmungsmodulen kann der gehemmte Stromfluss und die damit verbundene Einkopplung des Magnetfelds festgestellt werden. Die

Stromverteilung auf der Kabine – und somit auch die Ausbreitung des Magnetfelds – ist bei 95 kHz noch recht großflächig. So kann eine größere Fläche mit ein- und derselben Drahtanordnung untersucht werden.

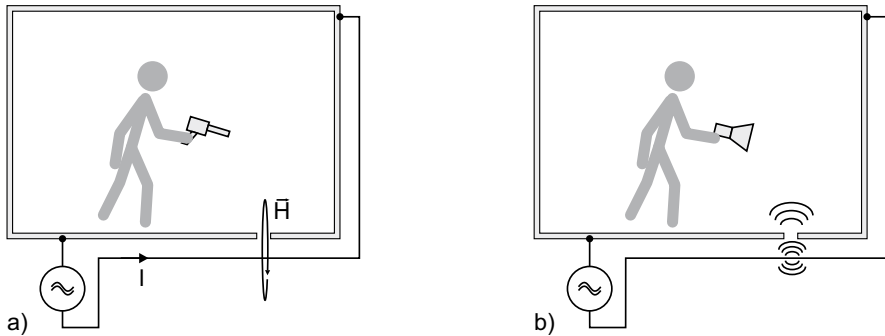


Bild 5.23 Lecksuche in geschirmten Räumen mit Strominjektion. Auf die Außenseite der Schirmung (z. B. Schirmkabine) wird ein Störstrom eingespeist. Innerhalb der Kabine kann an Leckstellen die Feldeinkopplung detektiert werden.

Beim Messaufbau nach Bild 5.23 b) wird in ein „schlechtes“ Koaxialkabel auf der Außenseite der Kabine ein HF-Strom im hohen MHz oder GHz-Bereich eingespeist. Der Innenleiter des Koaxialkabels ist am fernen Ende mit der Kabine verbunden. Das Messprinzip ist das gleiche wie beim vorstehend beschriebene System. Die Wirkung ist jedoch aufgrund des Proximity-Effekts auf die unmittelbare Umgebung des Leiters begrenzt. Zusätzlich wirkt das Koaxialkabel aber auch als „Leakage-Line-Antenne“ und strahlt HF-Energie ab. Diese koppelt durch Öffnungen in den geschirmten Raum ein und kann dort mit Hilfe einer Richtantenne, z. B. einem Hornstrahler, festgestellt werden. Wenn das empfangene Signal demoduliert und auf einen Laufsprecher gegeben wird, erleichtert das die Leckstellensuche weiter. Bei 100 dB-Schirmungen sollte nur noch Rauschen zu hören sein: Das „Durchkommen“ des Trägers weist auf eine Schwachstelle hin.

Bei beiden Systemen empfiehlt es sich, die Injektionsdrähte bereits beim Bau des geschirmten Raums zu verlegen. Pro ca. 10 m² Grundfläche empfiehlt sich jeweils ein Injektionsdraht an Boden und Decke.

Auf Grundlage dieses Prinzips ließe sich eine Einrichtung zur Überwachung der HF-Dichtigkeit von Schirmräumen aufbauen, siehe 6.4.3.

5.6.4.3 Streifenleiter-Strominjektion

Eine äußerst innovative Methode zum Auffinden von Schirmungsdefekten ist die Strominjektion mit Streifenleiter (engl. *line-injection*). Als einziges Verfahren erlaubt es die Prüfung der Schirmung nur von einer Seite. Die Rückseite (das Innere von Gehäusen oder die Rückseite von geschirmten Wänden) muss nicht zugänglich sein [Rei 02].

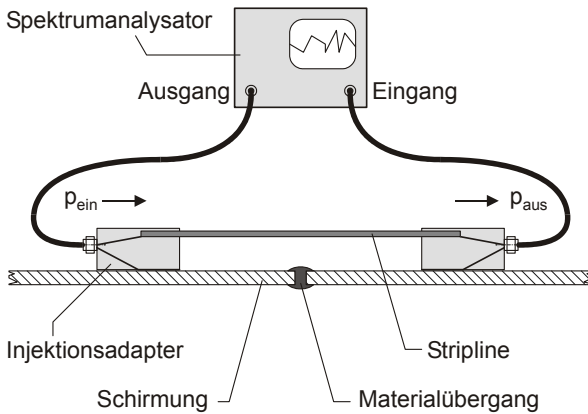


Bild 5.24 Line-Injection zum Prüfen von Materialverbindungen

Grundsätzlich kann man davon ausgehen, dass Fehler oder Leckstellen in einer HF-Schirmung auf fehlerhafte Materialübergänge zurückzuführen sind. Diese können mit der Streifenleiter-Strominjektion geprüft werden. Über der Schirmungsoberfläche wird ein Streifenleiter (engl. *strip-line*) angebracht. Die Bezugsfläche (engl. *ground-plane*) wird durch die Schirmung gebildet. Streifenleiter und Schirmung bilden also einen Wellenleiter.

Mittels geeigneter Adapter wird der Streifenleiter an eine HF-Quelle, z. B. den Tracking-Ausgang eines Spektrumanalysators, angeschlossen. Das andere Ende des Streifenleiters wird mit dem Eingang eines Messgeräts, vorzugsweise den Eingang eines Spektrumanalysators, verbunden. So kann das Spektrum der Übertragungsfunktion des Wellenleiters gemessen werden.

Zunächst erfolgt diese Messung an einem nachweislich guten Materialübergang (*Referenzmessung* oder *Kalibrierung*). Man erhält ein, für den Übergang typisches Spektrum. Deshalb wird das Verfahren von seinem Erfinder Reiser auch als *Fingerprint*-Verfahren bezeichnet.

Die eigentliche Prüfung an einem unbekanntem Materialübergang erfolgt in der gleichen Weise. Bei Vorhandensein eines Schlitzes oder eines schlechten Kontaktes zwischen zwei Schirmungsteilen wird der Fluss der Wandströme im Wellenleiter gestört, was sich bei der Messung der Übertragungsfunktion deutlich bemerkbar macht, Bild 5.25

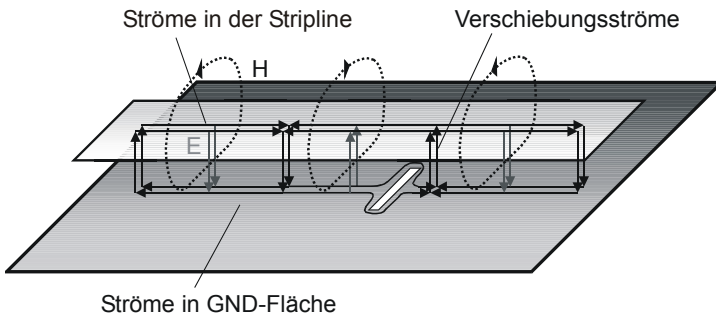


Bild 5.25 Leitungs- und Verschiebungsströme in einem Streifenleiter



Bild 5.26 Prüfen von Materialübergängen mit Streifenleiter-Strominjektion. Streifenleiter, Injektionsadapter, Spektrumanalysator sowie eine Auswerte-Einheit zum Vergleich mit der Referenzmessung sind in einem Gerät integriert.

Die aus Kalibrierung und Prüfung gewonnenen Spektren werden miteinander verglichen. Sind die Abweichungen zu groß, kann man von einer gestörten Materialverbindung ausgehen. Im Vergleichsalgorithmus und im Aufbau der Injektionsadapter steckt das eigentliche Know-How.

Zur praktischen Anwendbarkeit des Verfahrens wurden Injektionsadapter und Stripline in einem Block integriert. Die so entstandenen Sensoren gibt es zum Test von ebenen und abgewinkelten Materialverbindungen, von Gewindebolzen und von großen Oberflächen, Bild 5.26.

In der Anwendung ist dieser Verfahren sehr einfach. Zur Funktionskontrolle von Gehäuseschirmungen kann es in der Serienproduktion verwendet werden. Ein weiteres Anwendungsgebiet sind Baustellen, wo es unter rauen Umgebungsbedingungen eingesetzt werden kann.

Neben einfacher Handhabung und sofortiger „gut / schlecht“-Aussage hat das Verfahren noch einen weiteren Vorteil: Die Schirmhülle muss nicht geschlossen sein. Tests sind also vor Fertigstellung der Schirmung möglich.

6 **Anwendungen elektromagnetischer Schirme**

Die Anwendungsmöglichkeiten elektromagnetischer Schirme sind zahlreich. Sie lassen sich jedoch grundsätzlich auf zwei Fälle zurückführen: Der Schirm soll das elektrische, magnetische oder elektromagnetische Feld in einem bestimmten räumlichen Bereich dämpfen, damit dort

- keine Störungen, Schäden oder Zerstörungen verursacht werden oder
- kein unerwünschter Empfang von elektromagnetischen Signalen mit Informationsgehalt möglich ist.

Je nach praktischem Anwendungsfall sowie je nach Frequenz und Feldstärke des zu schwächenden Feldes kommen die unterschiedlichen Schirmungskonzepte zum Einsatz, die in den vorangegangenen Kapiteln vorgestellt wurden. Dabei werden die Anforderungen an die Schirmung meist durch Normen oder behördliche Vorgaben festgelegt.

Nachdem im Kapitel 1 bereits die Anwendungen elektromagnetischer Schirme aus einer eher abstrakten Ebene betrachtet wurden, wird im Folgenden konkreter auf die einzelnen Anwendungsgebiete eingegangen.

6.1 Der Schirm als EMV-Entstörmittel

Elektromagnetische Verträglichkeit kann als „friedliche Koexistenz von Sendern und Empfängern elektromagnetischer Energie“ bezeichnet werden [Schw 07].

Wie im Abschnitt 1.1.2 bereits erwähnt, dämpft ein Schirm die elektromagnetische Kopplung zwischen Sendern und Empfängern und sorgt so als *Entstörmittel* zur Erhöhung der Verträglichkeit.

Es gibt zur Sicherstellung der EMV von Komponenten, Geräten oder Sys-

temen grundsätzlich drei Möglichkeiten:

- Erhöhung der Störfestigkeit der Störsenke
- Verringerung der Störaussendung der Störquelle
- Unterbrechung bzw. Bedämpfung des Kopplungspfad.

Bei allen drei Möglichkeiten kann – muss aber nicht – die Schirmung eine Lösungsmöglichkeit sein. Außer dem gesunden Menschenverstand schreiben Normen vor, welcher dieser drei Wege gewählt werden muss. Deshalb beschäftigen sich die nächsten Abschnitte mit der EMV-Normung.

6.1.1 EMV-Normung

In der Europäischen Union sind die Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit durch eine europäische Richtlinie geregelt, so wie beispielsweise auch die Ungefährlichkeit von Kinderspielzeug oder die elektrische Sicherheit von Geräten. Die europäische EMV-Richtlinie [Eur 336 89] ist in Deutschland durch ein Bundesgesetz in geltendes Recht umgesetzt [EMVG 98].

Die neue europäische Richtlinie [Eur 108 04] ist zum Zeitpunkt der Drucklegung noch nicht in nationales Recht umgesetzt. Die wesentliche Änderung ist die Erweiterung auf Anlagen. Für diese muss keine Konformität erklärt werden, auch eine CE-Kennzeichnung ist nicht nötig. Sie müssen aber nach „den Regeln der Kunst“ installiert werden, um elektromagnetische Beeinflussung auszuschließen.

Das Gesetz legt keine Messverfahren und Grenzwerte fest. Dies wird den nationalen und Internationalen Normungsgremien überlassen, deren Normen damit quasi Gesetzeskraft erhalten. Die für die (quasi gesetzliche) EMV-Normung zuständigen Institutionen sind

- auf internationaler Ebene die **International Electrotechnical Commission IEC**
- deren Unterorganisation, das **Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques CISPR**
- auf europäischer Ebene das *Comité Européen de Normalisation CENELEC*

- sowie auf nationaler Ebene die *Deutsche Kommission Elektrotechnik*, ein Organ des VDE und des DIN. In Österreich der *Österreichische Verband für Elektrotechnik OVE*, in der Schweiz die *Electrosuisse*.

Die Einhaltung der Normen überwacht in Deutschland die Bundesnetzagentur BNetzA, vormals RegTP.

Die technische Komplexität, die unterschiedlichsten kommerziellen und (industrie-) politischen Interessen, die Verschiedenheit der Normungsgremien und vor allem die vielen höchst unterschiedlichen Produkte haben zu einer großen Vielfalt von EMV-Normen geführt. Umso erfreulicher ist, dass man sich im Rahmen der IEC weltweit für privat und industriell genutzte Geräte auf einheitliche Prüf- und Messmethoden festgelegt hat, auch wenn die Grenzwerte und Prüfschärfegrade für unterschiedliche Produkte und Wirtschaftsräume variieren. Diese Prüf- und Messverfahren sind als IEC-Normen verabschiedet und in die europäische bzw. nationale Normung übernommen worden. Einige IEC-Normen zur Messung der Wirksamkeit elektromagnetischer Schirme wurden im vorangegangenen Kapitel vorgestellt.

Die konkreten Anforderungen (Grenzwerte) sind in der EU vereinheitlicht. Die in das deutsche Normenwerk übernommenen Euro-Normen tragen die Bezeichnung DIN EN (mit der entsprechenden Europäischen Normennummer) und besitzen zusätzlich noch eine VDE-Nummer. In Österreich heißen die Normen OEVE/OENORM EN, in der Schweiz SN EN.

Gesonderte Normen gelten naturgemäß für Sendefunkanlagen (R&TTE-Richtlinie, geregelt im Gesetz über Funkanlagen und Telekommunikationseinrichtungen [FTGE 01]).

Neben diesem europäischen Normensystem für industrielle und privat genutzte Produkte gibt es gesonderte Normen für die Kfz-Industrie, die Luft- und Raumfahrtindustrie sowie für den militärischen Bereich. Außerdem gelten in anderen Wirtschaftsräumen zum Teil andere Normen.

Die EMV-Normenlandschaft ist sehr weitläufig. Eine Übersicht über alle Normen ist nicht beabsichtigt; sie sprengt den Rahmen dieses Buchs. Um dennoch eine Vorstellung über die Größenordnung geforderter Werte für Störfestigkeit und Emission zu erhalten, werden im Folgenden einige EU-Normen kurz angesprochen.

6.1.1.1 Störfestigkeit gegen Störfelder

Die Prüfung der Störfestigkeit erfolgt im zivilen Bereich nach IEC-Grundnormen der Reihe 61000-4. Durch Schirmung kann naturgemäß nur die Störfestigkeit gegen *feldgekoppelte* oder *gestrahlte* Störgrößen erhöht werden.

Die feldgebundenen Störfestigkeits-Prüfverfahren, die in diesen Fällen zum Einsatz kommen, sind

- Beaufschlagung mit elektrostatischen Entladungen nach [DIN EN 61000-4-2 01]. Die elektrostatische Entladung verursacht einen Strom mit kurzer Anstiegszeit, der ein magnetisches Feld induziert.
- Beaufschlagung mit hochfrequenten elektromagnetischen Feldern in der Absorberhalle gemäß [DIN EN 61000-4-3 06].
- Beaufschlagung mit quasistatischen Magnetfeldern in der Helmholtz-Spule nach [DIN EN 61000-4-8 01], [DIN EN 61000-4-9 01] und [DIN EN 61000-4-12 07].
- Beaufschlagung mit hochfrequenten elektromagnetischen Feldern in TEM-Wellenleitern gemäß [DIN EN 61000-4-20 03].
- Beaufschlagung mit hochfrequenten elektromagnetischen Feldern in der Modenverwirbelungskammer gemäß [DIN EN 61000-4-21 03].

Besonders hervorzuheben ist dabei die Prüfung in der Absorberhalle; nach wie vor die Standardprüfung für alle Haushalts- und ISM-Geräte.

Neben diesen feldgekoppelten Störfestigkeitsprüfungen gibt es zahlreiche leitungsgebundene Prüfverfahren. Diese sind ebenfalls in der Normenreihe DIN EN 61000-4 beschrieben, aber hier nicht aufgeführt.

Welche dieser Prüfnormen mit welchen Prüfschärfen anzuwenden sind, regeln die Fachgrund-, Produktfamilien und Produktnormen. Die Prüfschärfegrade einiger häufig angewandter Normen sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Besondere Anforderungen gibt es militärischen sowie im KFZ- und Luftfahrtbereich. Hier wird oft eine Störfestigkeit im HF-Bereich von 100 V/m und darüber gefordert, [DO 160E 04], [MIL 461E 99]. In jedem Fall muss zur Feststellung der Prüfschärfe die gültige Norm oder Hersteller-Spezifikation herangezogen werden.

Die Störfestigkeitsanforderungen für leitungsgebundene Störgrößen auf Netz-, Daten- und Signalleitungen sind ebenfalls in den Fachgrund-, Produktfamilien- und Produktnormen enthalten. Diese Anforderungen gehören nicht zur Thematik „Schirmung“ und sind hier nicht aufgeführt.

Tabelle 6.1 Störfestigkeitsanforderungen gegen feldgebundene Störgrößen. Eine Erweiterung des Frequenzbereichs nach oben ist in Vorbereitung.

	Fachgrundnorm Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbe- triebe Fachgrundnorm DIN EN 61000-6-1	Industriebereich Fachgrundnorm DIN EN 61000-6-2	Haushaltsgeräte, Elektrowerk- zeuge und ähnli- che Elektro- geräte Produktfamili- ennorm DIN EN 55014-2	Einrichtungen der Infor- mationstechnik Produkt- familiennorm DIN EN 55024
Magnetfeld mit energietechnischer Frequenz	3 A/m bei 50/60 Hz $\cong 3,77 \mu\text{T}$	30 A/m bei 50/60 Hz $\cong 37,7 \mu\text{T}$	-	1 A/m bei 50/60 Hz $\cong 1,26 \mu\text{T}$
Elektromagnetisches HF-Feld, amplitudenmoduliert	3 V/m von 80 MHz bis 1 GHz, 80% AM, 1 kHz	10 V/m von 80 MHz bis 1 GHz, 80% AM, 1 kHz	3 V/m von 80 MHz bis 1 GHz, 80% AM, 1 kHz	3 V/m von 80 MHz bis 1 GHz, 80% AM, 1 kHz
ESD, Kontaktentladung	4 kV	4 kV	4 kV	4 kV
ESD, Luftentladung	8 kV	8 kV	8 kV	8 kV
Anmerkung				Besondere Prüfungen an ausgewählten Einzel- frequenzen

6.1.1.2 Aussendung feldgebundener Störgrößen

Die Messung feldgebundener oder gestrahlter Störgrößen auf ziviler Ebene erfolgt ebenfalls mit weltweit genormten Messverfahren die u. a. in Grundnormen wie

- [CISPR 11 04] „Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment - Electromagnetic disturbance characteristics - Limits and methods of measurement“
- [CISPR 16-2-3 06] „Radiated disturbance measurements“
- [CISPR 22 06] „Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement“

beschrieben sind.

Tabelle 6.2 Grenzwerte für die Funkstör-Feldstärke.

	Fachgrundnorm Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe Fachgrundnorm DIN EN 61000-6-3	Industriebereich Fachgrundnorm DIN EN 61000-6-4	Haushaltsgeräte, Elektrowerkzeuge und ähnliche Elektrogeräte Produktfamiliennorm DIN EN 55014-1	Einrichtungen der Informationstechnik Produktfamiliennorm DIN EN 55022	
				Klasse A Industriebereich	Klasse B Wohnbereich
Gestrahlte Störaussendung 30 bis 230 MHz	30 dB(µV/m) in 10 m	30 dB(µV/m) in 30 m	30 dB(µV/m) in 10 m	40 dB(µV/m) in 10 m	30 dB(µV/m) in 10 m
Gestrahlte Störaussendung 230 bis 1000 MHz	37 dB(µV/m) in 10 m	37 dB(µV/m) in 30 m	37 dB(µV/m) in 10 m	47 dB(µV/m) in 10 m	37 dB(µV/m) in 10 m
Anmerkung		Quasipeak-Detektor	Quasipeak-Detektor	Quasipeak-Detektor	Quasipeak-Detektor

Die deutschen Fassungen dieser Normen heißen [DIN EN 55011 03],

[DIN EN 55016-2-3 07], [DIN EN 55022 07]. Als Prüfverfahren sind Messungen in Absorberhallen, auf Freifeldern, mittels Rahmenantennen sowie in-situ-Messungen vorgesehen.

Die Grenzwerte für feldgebundene Emissionen werden von Fachgrund-, Produktfamilien- oder Produktnormen vorgeschrieben. Einige der wichtigsten Grenzwerte sind in Tabelle 6.2 aufgeführt

Die Emissionsgrenzwerte für leitungsgebundene Störgrößen auf Netz-, Daten- und Signalleitungen sind ebenfalls in den Fachgrund-, Produktfamilien- und Produktnormen enthalten. Diese Anforderungen gehören nicht zur Thematik „Schirmung“ und sind hier nicht aufgeführt.

Für die Emissionen von KFZ- und Flugzeugkomponenten sowie im militärischen Bereich gelten ebenfalls wieder besondere Normen oder Hersteller-Spezifikationen. Besondere Bedeutung besitzen hier ebenfalls die [DO 160E 04] und der [MIL 461E 99].

Zur Verringerung quasistatischer, magnetischer Störfelder vgl. 6.1.3, zur Verringerung der HF-Störaussendung vgl. 6.1.2.

6.1.2 HF-Schirmung zur Verbesserung des EMV-Verhaltens

Ein elektromagnetischer Schirm dient naturgemäß zur Verringerung *feldgebundener* Emissionen und zur Erhöhung der Störfestigkeit gegen *feldgebundene* Störgrößen. Leitungsgebundene Störungen werden durch einen Schirm nur deshalb gedämpft, weil er gegebenenfalls mit Filtern ausgestattet ist. Dies ist wichtiger Gesichtspunkt, denn wenn eine rein leitungsgebundene Kopplung vorliegt – und das ist bei Frequenzen bis ca. 80 MHz oft der Fall – ist der Schirm unnötig.

Ist als Ursache für zu hohe Emissionen oder zu geringe Störfestigkeit allerdings ein feld- bzw. strahlungsgebundener Koppelpfad identifiziert, so gibt es eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Verbesserung des EMV-Verhaltens, siehe [Schw 07]:

- EMV-gerechtes Platinendesign: niederinduktive Leitungsführung, Masseflächen auf der Leiterplatte,
- Verwendung von Bausteinen mit höherer Störfestigkeit / geringeren Emissionen,

- geringere Flankensteilheit von Impulsen,
- Änderung von Betriebsfrequenzen / Takten, insbesondere langsamere Taktung,
- geringere oder höhere Betriebsspannungen,
- Einsatz anderer Technologien (z. B. TTL statt CMOS oder umgekehrt),
- geänderte Schaltung; Schaltungsentwurf nach EMV-Gesichtspunkten,
- niederohmige / niederinduktive Masseführung innerhalb eines Gehäuses bzw. Schaltschranks, zusätzliche Masseverbindungen,
- Einsatz von Filtern oder Filterschaltungen,
- Einsatz von Ferriten,
- Entfernung / Änderung von Strukturen, die eine Antennenwirkung besitzen,
- bei Anlagen: Betrieb kritischer Komponenten an anderem Ort, Vergrößerung der Distanz zwischen Störquelle und Störsenke
- etc.

Diese Maßnahmen sind meist wesentlich preiswerter als Schirmungsmaßnahmen. Ihre Anwendung sollte daher zuerst geprüft werden.

Maßnahmen zur HF-Schirmung sind im Allgemeinen mechanischer Natur (Entlacken einer Kontaktfläche, Einsatz einer HF-Dichtung, Verwendung eines geschirmten Displays etc.). Verglichen mit Maßnahmen auf schaltungstechnischer Ebene (Änderung der Schaltung oder des Schaltungslayouts, Hinzufügen von Entstörkomponenten etc.) sind sie teurer und in der Umsetzung zeitaufwändiger. Auch deshalb ist eine sorgfältige Prüfung sinnvoll, ob Schirmungsmaßnahmen wirklich erforderlich sind.

Wenn die Notwendigkeit von Schirmungsmaßnahmen geklärt ist, sollten diese konsequent durchgeführt werden. Als Maßnahmen bieten sich an:

- Schirmung kritischer Bauteile / Baugruppen / Module durch Kapselung, siehe Bild 4.29.
- Verwendung von geschirmten Gehäusen / Baugruppenträgern, die

kommerziell erhältlich sind, vgl. Bild 4.27 und Bild 4.28.

- Verwendung geschirmter Schränke / Racks, die kommerziell verfügbar sind, vgl. Bild 6.1.
- Ertüchtigung bestehender Gehäuse zu Schirmgehäusen.
- Neuentwicklung von Schirmgehäusen.
- Betrieb von Geräten, Einrichtungen, Anlagen in geschirmten Räumen.



Bild 6.1 19“-Schrack (Rack) zur Aufnahme von Einbaueinheiten und Baugruppenträgern. Foto: Schroff GmbH.

Die Kosten für diese Maßnahmen liegen in einem Bereich zwischen einigen Cent und einigen 10.000 Euro, also innerhalb einer gewaltigen Spanne. Daher ist besonders bei großen Stückzahlen die Suche nach der wirtschaftlichsten Lösung lohnend.

Generell gilt die Aussage: Die Kosten sind umso niedriger, je früher geeignete Maßnahmen bei der Produktentwicklung oder Projektplanung berücksichtigt werden.

Leider senkt ein Schirm mit einer Schirmdämpfung von x dB die Emissionen nicht in jedem Fall um x dB. Dies liegt an den Unsicherheiten bei der Bestimmung der Schirmdämpfung, am Aufbau in der Anwendung (der von der bei der Schirmdämpfungsmessung abweicht) und nicht zuletzt an den Streuungen in der Serienproduktion von Schirmgehäusen und -schränken. Ob, und wenn ja wie effektiv der Einsatz eines Schirms ist, zeigt sich daher erst im Versuch bzw. in der HF-Prüfung.

6.1.3 Schirmung quasistatischer Magnetfelder zur Verbesserung des EMV-Verhaltens

Als Ursache quasistatischer Magnetfelder und damit als Störquelle treten all diejenigen Anwendungen elektrischer Energie in Erscheinung, bei denen hohe Ströme auftreten:

- Komponenten der elektrischen Energieversorgung: Starkstromkabel, Freileitungen, Transformatoren, Sammelschienen, Schaltanlagen,
- Bahnstromanlagen und deren Komponenten, insbesondere auch Fahrdrähte,
- Antriebe hoher Leistung,
- Induktionsöfen oder
- supraleitende Magneten, z. B. in Magnetresonanztomographen, siehe 6.3.

Störsenken sind vor allem diejenigen Geräte, deren Funktion auf Magnetfeldern basiert, z. B.:

- Magnetische Datenspeicher wie Festplatten,
- Magnetstreifen und Magnetstreifenlesegeräte,
- Kathodenstrahlröhren, beispielsweise in Monitoren.

Ein vom Strom I durchflossener Leiter bewirkt in einer Entfernung r zur Leitermitte ein Magnetfeld der Stärke

$$H = \frac{I}{2\pi r}. \quad (6.1)$$

Ein einphasiger Leiter beispielsweise, der einen Strom von $100 A_{\text{eff}}$ führt,

erzeugt in einem Meter Abstand ein Magnetfeld von $15,9 \text{ A/m}_{\text{eff}}$. Dieser Wert liegt oberhalb der Störfestigkeitsanforderungen für den privaten Bereich, aber noch unterhalb des Wertes für industrielle Umgebungen, vgl. Tabelle 6.1. Die Problematik wird dadurch entschärft, dass sich im Allgemeinen der Neutralleiter in unmittelbarer Nähe der Phase befindet und aufgrund seiner entgegengesetzten Stromrichtung das resultierende Magnetfeld schwächt. Bei einem Dreiphasen-System mit symmetrischer Last superponieren sich die Ströme ebenfalls zu Null.

Im Umkehrschluss bedeutet dies aber, dass die Fahrdrähte von *Bahnstromanlagen*, die aufgrund der vergleichsweise niedrigen Betriebsspannung zudem noch hohe Ströme führen, bedeutsame Störquellen darstellen. In 3 m Abstand können Feldstärken von ca. 50 A/m auftreten. Eine Schirmung der Störquelle ist im Allgemeinen nicht möglich, oft aber auch nicht nötig, da die an Bahnlängen angrenzende Bebauung meist einen ausreichenden Abstand hat. Bei U-Bahnen, in Bahnhöfen etc. kann eine Schirmung benachbarter Gebäudebereiche je nach Nutzung erforderlich sein.

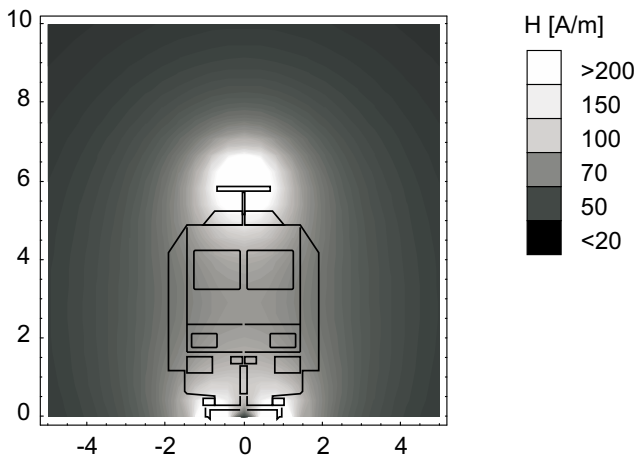


Bild 6.2 Magnetische Feldstärke in der Umgebung einer Bahnüberleitung, Bemaßung in m. Stromstärke im Fahrdraht 1000 A.

Den Verlauf von *Kabeltrassen* wird man üblicher Weise so wählen, dass ein ausreichender Abstand zu möglichen Störquellen gegeben ist. Ähnliches gilt auch für die Standorte von Transformatoren, deren Streufelder in der kritischen Größenordnung liegen können.

Wenn allerdings die Schaffung eines ausreichend großen Abstandes durch

bauliche Maßnahmen nicht möglich ist, bleibt nur die Schirmung von Kabeltrassen oder Räumen mit hochpermeablem Material, vgl. 4.4.7. Die Hersteller der Schirmungsprodukte machen entweder Angaben zur Permeabilität, so dass man die Feldschwächung ausrechnen kann, vgl. 3.1.2.1 oder geben Mindestabstände in Abhängigkeit von der Stromstärke an.

Im Gegensatz zur HF-Schirmung, wo mit zunehmender Frequenz Inhomogenitäten im Schirm eine größere Rolle spielen, sind bei der Schirmung langsamveränderlicher Magnetfelder Öffnungen im Schirm erlaubt. Es kann durchaus sinnvoll sein, nur eine Wand eines Raumes oder nur einen kritischen Abschnitt einer Kabeltrasse zu schirmen. Auch wird bei der Installation der Magnetfeldschirmung weniger fachliches Know-how benötigt.

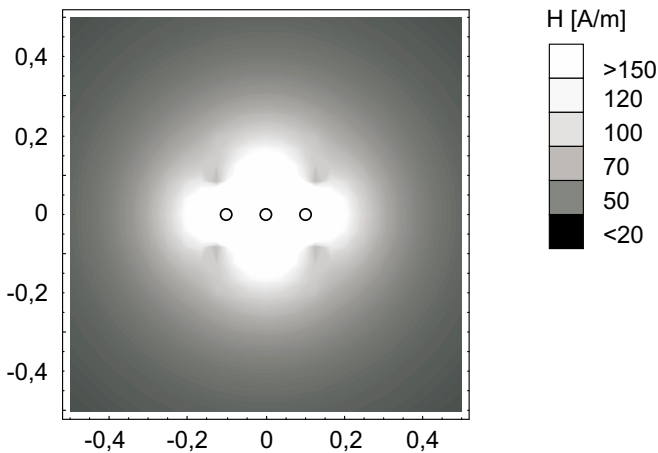


Bild 6.3 Magnetische Feldstärke in der Umgebung eines Drehstromsystems aus drei Einzelkabeln, Bemaßung in m. Stromstärke 100 A

6.1.4 Schirmung und Blitzschutz

Blitze sind Entladungen atmosphärischer Elektrizität. Bei Gewittern kommt es zu starken vertikalen Luftströmungen bei gleichzeitig hohen Temperaturunterschieden. Die Reibung von Eiskristallen führt zur Ladungstrennung und zur Ansammlung von Ladungswolken. So entstehen hohe elektrische Feldstärken zwischen den Wolken und zur Erde hin. Durch Ionisation – z. B. in Folge kosmischer Strahlung – wird eine Entladung in Form eines langen Plasmakanals ausgelöst: Der Blitz. Der Licht-

bogen, der sich ausbildet, ist elektrisch leitfähig. Sein Auftreten entspricht dem Schließen eines Schalters. Im leitfähigen Kanal des Lichtbogens kommt es zu mehreren Stromstößen mit Anstiegszeiten im μ -Sekundenbereich und maximalen Stromstärken von ca. 20 kA. Als Maximalparameter werden Stromamplituden von 200 kA bei einer Ladung von 500 As und einer maximalen Stromänderung von 300 kA/ μ s angenommen. Ein Blitz kann auf dreifache Weise Schaden verursachen:

Galvanische Kopplung: Der direkte Blitzeinschlag führt mit seinem hohen Strom zur thermischen Belastung oder Zerstörung des Opfers. An hohen Impedanzen (z. B. Erdboden) treten hohe Spannungen auf, die ebenfalls gefährlich für Lebewesen und Technik sind.

Induktive Kopplung: Der hohe Strom erzeugt ein starkes Magnetfeld, das außerdem kurze Anstiegszeiten besitzt (ca. 1 μ s). Das Magnetfeld und vor allem seine induzierende Wirkung kann Schäden verursachen, insbesondere durch Überspannungen. So wirkt sich der Blitz auch auf Störsenken aus, die vom direkten Blitzeinschlag nicht betroffen sind. Die Überspannungen können sich auf elektrischen Leitungen als Wanderwellen ausbreiten und so auch weiter entfernt zu Störungen führen.

Strahlungskopplung: Aufgrund der kurzen Anstiegszeit löst der Stromimpuls eine elektromagnetische Stosswelle aus (Lightning ElectroMagnetic Pulse, LEMP), die sich weiter auswirken kann, als dies dem magnetischen (Nah-) Feld des Stromes möglich ist. Diese Welle erzeugt HF-Störungen in weiter entfernten Störsenken. Wir nehmen sie z. B. als Knackgeräusch im Radio wahr.

Schirmungsmaßnahmen dienen der Reduzierung der induktiven Kopplung sowie der Strahlungskopplung.

Beim Blitzschutz unterscheidet man zwischen *äußeren Blitzschutz* (Blitzableiter, Erdung etc.), der Gebäude und Personen vor Blitzen schützen soll und dem *inneren Blitzschutz* auf Geräte-, System- und Anlagenebene. Standardisiert sind innere und äußere Blitzschutzmaßnahmen sowie das Blitzschutzmanagement in der Normenreihe [DIN EN 62305 07].

Der Bau von geschirmten Räumen wird im Allgemeinen dem inneren Blitzschutz zugeordnet. Alle Schirmungsmaßnahmen auf Komponenten-, Geräte- oder Systemebene sind ebenfalls innere Blitzschutzmaßnahmen.

Die erforderliche Wirksamkeit eines Blitzschutzsystems wird nach DIN

EN 62305-4 je nach äußerer Gefährdung in vier Schutzklassen eingeteilt. Welche Schutzklasse zur Anwendung kommt, ergibt sich durch eine Risikobewertung, die in Teil 2 der Norm beschrieben ist. Je nach Schutzklasse ist das Blitzschutzsystem für unterschiedliche Gefährdungsparameter ausgelegt, d. h. Leiterquerschnitte, Maschenweiten, Schirmung und andere konstruktive Eigenschaften der Blitzschutzeinrichtungen werden entsprechend vorgegeben. Die für die Blitzschutzklassen angenommenen Blitzparameter sind in Tabelle 6.3 aufgelistet.

Tabelle 6.3 Schutzklassen und zugrundegelegte Parameter. Die Wirksamkeit eines Blitzschutzsystems nimmt von Klasse I zu Klasse IV ihn ab. Innerhalb der (gedachten) Blitzkugel sind Direkteinschläge eines Blitzes möglich. Die Blitzkugel wird gedanklich an so nahe die Fangeinrichtungen (Blitzableiter) herangebracht, dass sie diese berührt. Schützenswerte Gebäude- oder Anlagenteile müssen außerhalb der Blitzkugel liegen.

Gefährdungspegel / Schutzklasse	Radius der Blitzkugel [m]	Maximaler Scheitelwert des Blitzstroms [kA]	Minimaler Scheitelwert des Blitzstroms [kA]	Einfangwahrscheinlichkeit [%]
I	20	200	2,9	99
II	30	150	5,4	97
III	45	100	10,1	91
IV	60	100	15,7	84

Die Festlegung der inneren und äußeren Blitzschutzmaßnahmen erfolgt üblicher Weise mit dem Blitzschutz-Zonenkonzept gemäß DIN EN 62305-4. Dabei wird eine zu schützende bauliche Anlage entsprechend der Gefährdung in räumliche *Blitzschutzzonen* (BSZ, englisch *Lightning Protection Zone*, LPZ) unterteilt, siehe Tabelle 6.4.

Bei der Festlegung der Zonen müssen die Anforderungen an die Blitzschutzkomponenten (Erdungssystem, Überspannungsableiter, Schirmung) entsprechend der Störfestigkeit der zu schützenden Geräte oder Anlagen definiert werden.

Das Magnetfeld, das ohne einen Schirm bei einem Blitzeinschlag in der Entfernung r_0 zum Blitzkanal auftritt, besitzt die Feldstärke $H_0 = i/2\pi r_0$,

vgl. 2.2.4. Dieses Feld muss durch Schirmungsmaßnahmen zu weit gedämpft werden, dass die EMV-Störfestigkeitsanforderungen aus der Normenreihe DIN EN 61000-4 nicht überschritten werden. Je nach Prüfschärfegrad ist eine Störfestigkeit gegen (induzierte) Stoßspannungen von 0,5 kV – 4 kV vorgeschrieben [DIN EN 61000-4-5 07]. Die Störfestigkeit gegen impulsförmige Magnetfelder muss – ebenfalls je nach Prüfschärfe – 100 A/m bis 1000 A/m betragen [DIN EN 61000-4-9 01]. Welcher Prüfschärfegrad zur Anwendung kommt, ist in Fachgrund- oder Produkt(familien) normen festgelegt.

Tabelle 6.4 Blitzschutzzonen nach DIN EN 62305-4.

Blitzschutzzone		Beschreibung	Beispiel
äußere Blitzschutz-zonen	LPZ 0 _A	Gefährdet durch direkte Blitzeinschläge, den vollen Blitzstrom und das volle elektromagnetische Feld des Blitzes.	Antennen außerhalb des Schutzbereiches von Blitzfangeinrichtungen, Freileitungs- und Beleuchtungsmasten.
	LPZ 0 _B	Geschützt vor direkten Blitzeinschlägen, aber gefährdet durch das volle elektromagnetische Feld des Blitzes.	Antennen, Beleuchtungseinrichtungen, Anlagenteile im Freien innerhalb des Schutzbereiches von Blitzfangeinrichtungen
innere Blitzschutz-zonen	LPZ 1	Gefährdet durch anteilige Blitzströme, die durch die Stromaufteilung auf das Erdungssystem und durch Überspannungsschutzgeräte an den Zonengrenzen begrenzt sind. Eine Schirmung kann vorhanden sein.	Gebäudeinneres mit geerdeter Betonarmierung. Blitzstromableiter an den Eintrittsstellen von Netz- und Kommunikationsleitungen.
	LPZ 2...n	Weitere innenliegende Zonen, in denen der Blitzstrom weiter begrenzt wird. Eine Schirmung ist im Allgemeinen vorhanden.	Geschirmter Raum innerhalb eines Gebäudes. Überspannungsableiter an den Eintrittsstellen von Netz- und Kommunikationsleitungen.

Die Schirmung von Gebäuden oder Gebäudeteilen gegen das Magnetfeld von Blitzen wird oft durch die Vermaschung von Baustahlarmierungen realisiert. Das ist natürlich nur bei Neubauten möglich. Für die nachträgliche Ertüchtigung von bestehenden Bauten muss mit erhöhtem Aufwand gerechnet werden. Die gitterförmige Struktur der Baustahlmatten ist mit der Fangeinrichtung verbunden und geerdet. Bei einem direkten Blitzschlag fließen anteilig Blitzströme über die Leiter des Gitters. So sind die Stromdichten und damit das Magnetfeld deutlich niedriger als bei einem einzelnen Ableiter. Außerdem wirkt das Gitter als elektrodynamischer Schirm. Beide Effekte sind bei einer geringeren Maschenweite des Gitters besser ausgeprägt. DIN EN 62305-4 gibt Näherungsformeln für die Schirmdämpfung gitterförmiger Schirmstrukturen an, siehe Tabelle 6.5. Sie wurden numerisch bestimmt und berücksichtigen den Strom in den einzelnen Leitern und im Blitzkanal sowie die Wechselwirkung aufgrund von Gegeninduktion.

Tabelle 6.5 Magnetische Schirmdämpfung von gitterförmigen Schirmen nach DIN EN 62305-4. Die angegebenen Werte gelten für ein Volumen innerhalb des Schirms, in dem mindestens der Sicherheitsabstand w von den Wänden eingehalten ist (w : Maschenweite des Schirms).

Material	Schirmdämpfung [dB]*	
	25 kHz erster Teilblitz	1 MHz Folgeblitze
unmagnetisches Material	$20 \log \frac{8,5}{w / m}$	$20 \log \frac{8,5}{w / m}$
Stahl mit $\mu_r \approx 200$	$20 \log \frac{8,5}{w / m \sqrt{1 + \frac{18 \cdot 10^6}{(r / m)^2}}}$	$20 \log \frac{8,5}{w / m}$
w: Maschenweite [m], w ≤ 5m		
r: Radius der Leiter [m]		

*in der Norm als Schirmfaktor bezeichnet.

Dazu ein Beispiel: Die Risikobewertung ergibt die Notwendigkeit der Schutzklasse I. Das bedeutet, mit einem Blitz mit der maximalen Strom-

amplitude von 200 kA und einer maximalen Stromänderung von 300 kA/μs muss gerechnet werden. In der LPZ 0_B sind Geräte und Anlagen dem vollen elektromagnetischen Feld des Blitzes ausgesetzt. Bei einem einzelnen Ableiter im Abstand von 5 m beträgt der Maximalwert des Magnetfeldes $H_{\max} = 200 \text{ kA}/(2\pi \cdot 5 \text{ m}) = 6,37 \text{ kA/m}$. Um diesen Wert auf 100 A/m zu reduzieren, muss das Magnetfeld um den Faktor 64, also um 36 dB gedämpft werden. Dies erreicht man mit einer geschirmten Blitzschutzzone LPZ 1. Deren Schirmgitter müsste nach Tabelle 6.5 eine Maschenweite von 13,3 cm besitzen. Analoge Überlegungen gelten für die induzierten Stoßspannungen, die allerdings von der Induktivität des gestörten Stromkreises abhängen.

Da die Schirmung eines Gebäudes durch verschweißte Baustahlmatten mit einer Maschenweite von 13,3 cm sehr aufwändig ist, wird man für die LPZ 1 ein gröber vermaschtes Erdungssystem, ein sogenanntes Potenzial-Ausgleichsnetzwerk vorsehen. Bei einer Maschenweite von 5 m vermindert dieses die Feldstärke um ca. 5 bis 6 dB. Innerhalb der LPZ 1 kann durch Schaffung einer oder mehrerer LPZ 2 für die besonders empfindlichen Anlagen oder Anlagenteile (z. B. Rechnerraum) der notwendige Schutz erreicht werden. [Dehn 07].

Kabel sind insbesondere dann kritisch, wenn sie die Grenzen von Blitzschutzzonen durchdringen. Da die verbundenen Anlagenteile ohnehin geerdet sind, muss auch der Schirm aufgelegt und geerdet werden. Ist das nicht der Fall, induziert das Magnetfeld des Blitzes hohe Spannungen in den Signaladern, vgl. 4.5.5.

Wenn ein Kabel nicht mit Überspannungsableitern versehen ist, fließt beim Blitzeinschlag ein Stoßstrom über den Kabelschirm. Kabel müssen deshalb eine ausreichende Spannungsfestigkeit der Isolierung sowie eine ausreichende Stromtragfähigkeit des Kabelschirms aufweisen. Der Blitzstrom (im kA-Bereich, Ermittlung nach DIN EN 62305-1) wird in den Kabelschirm eingepreßt. Dabei darf die Spannungsfestigkeit der Isolierung nicht überschritten werden. Die Kopplungsimpedanz beschreibt das längenbezogene Verhältnis von Störspannung zu (eingepreßtem) Störstrom. Sie darf somit im relevanten Frequenzbereich (25 kHz – 1 MHz) nicht höher liegen, als $Z_{k,\max} = U_{\max}/(I \cdot l)$.

6.2 Einsatz elektromagnetischer Schirme zum Schutz des Menschen

Der Einfluss elektromagnetischer Felder auf Lebewesen, insbesondere auf Menschen, wird nach wie vor kontrovers diskutiert. Unbestritten ist die Tatsache, dass elektromagnetische Felder bzw. Wellen sehr hoher Intensität aufgrund ihrer thermischen Wirkung im Körper Schäden verursachen können (dieser Effekt wird bei Mikrowellenöfen ausgenutzt). Zur Klärung der Frage, ob auch nicht-thermische Effekte, die schon bei geringerer Feldstärke auftreten könnten, Organismen schädigen, wurden bereits zahlreiche Untersuchungen durchgeführt, die aber keine abschließende Klärung bringen konnten. Gleiches gilt für Magnetfelder geringerer Frequenz.

Dieses Buch beschäftigt sich ausschließlich mit den technischen Maßnahmen, die zur Verringerung von Feldstärken getroffen werden können. Zu den Auswirkungen elektromagnetischer Felder auf den Menschen und zur Höhe von Grenzwerten werden keine Aussagen getroffen.

Die Bewertung aller Erkenntnisse, die Schaffung von Rechtsvorschriften und die Festlegung von Grenzwerten zum Schutz der Bevölkerung ist letztlich ein politischer Prozess.

Um elektromagnetische Schirmung als Mittel zur Einhaltung von Grenzwerten einordnen zu können, müssen wir in den folgenden Abschnitten einen Blick auf die EMVU-Normung werfen.

6.2.1 EMVU-Normung

Für die Schaffung von Richtlinien zum Schutz des Menschen bzw. der Umwelt vor elektromagnetischen Feldern ist interdisziplinäre wissenschaftliche Zusammenarbeit von Biologen, Medizinern, Physikern und Elektrotechnikern nötig. Viele Gruppen an Universitäten und Laboratorien weltweit beschäftigen sich mit dem Themenbereich. Die Ergebnisse einzelner Studien müssen gesichtet und bewertet werden, um ein Gesamtbild zu erhalten, das Grundlage zur Festlegung von Grenzwerten ist. Diese Aufgabe erfüllen im internationalen Bereich die **World Health Organisation**, WHO, und die **International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection** ICNIRP. Die ICNIRP - Empfehlungen finden weltweite Beachtung als Grundlage für nationale bzw. europäische Vorschriften.

Basierend auf den ICNIRP-Richtlinien gelten in der EU:

- Die Empfehlung des Rates 1999/519/EG [Eur 519 99]. Sie gilt für die gesamte Bevölkerung.
- Die Richtlinie 2004/40/EG [Eur 40 04]. Sie gilt für berufliche Exposition.

Es bestehen auch einige europäische Normen zum Thema EMVU, [DIN EN 50360 03], [DIN EN 50383 03], [DIN EN 50384 03], [DIN EN 50385 03], [DIN EN 50392 04], [DIN EN 50401 07], [DIN EN 50421 07]. Dazu kommen Normentwürfe.

Die Richtlinien der EU wurden durch Gesetze und Verordnungen in nationales Recht umgewandelt, in Deutschland bereits zum Teil 1996 durch die 26. BImSchV [BImSchV 96]. Dazu kommen Verordnungen der Berufsgenossenschaften zum Arbeitsschutz. Die Grenzwerte der nationalen Verordnungen sind für Gerätehersteller und Errichter oder Betreiber von Anlagen bindend.

Die Richtlinie 2004/40/EG [Eur 40 04] wurde bisher noch nicht in nationales Recht der EU-Mitgliedsstaaten umgesetzt. Die Frist dazu wurde bis zum 30. 4. 2012 verlängert, da die Umsetzung den Betrieb von Magnetresonanztomographen behindern würde.

Neben den in diesem Buch bereits behandelten Größen *Stromdichte*, *elektrische / magnetische Feldstärke*, *Leistung* und *Leistungsdichte* werden zur Bewertung der Strahlungsexposition in den Vorschriften noch weitere Größen heran gezogen. In der Ratsempfehlung [Eur 519 99] werden folgende Begriffe definiert:

Als *Kontaktstrom* (I_C) in [A] wird der Strom zwischen einer Person und einem Gegenstand bezeichnet. Ein leitfähiger Gegenstand in einem elektrischen Feld kann durch das Feld aufgeladen werden.

Die *spezifische Energieabsorption* (SA) in [J/kg] ist die je Masseneinheit biologischen Gewebes absorbierte Energie. In der Ratsempfehlung wird sie zur Begrenzung der nichtthermischen Wirkungen gepulster Mikrowellenstrahlung benutzt.

Die *spezifische Energieabsorptionsrate* (SAR) in [W/kg], gemittelt über den ganzen Körper oder Teile davon, ist die Rate, mit der Energie je Masseneinheit des Körpergewebes absorbiert wird. Die Ganzkörper-SAR ist

ein weithin akzeptiertes Maß, um schädliche Wärmewirkungen zu einer HF-Exposition in Beziehung zu setzen. Neben der mittleren Ganzkörper-SAR sind lokale SAR-Werte notwendig, um übermäßige Energiekonzentrationen in kleineren Körperbereichen infolge besonderer Expositionsbedingungen zu bewerten und zu begrenzen.

Von diesen Größen lassen sich magnetische Flussdichte, Kontaktstrom, elektrische und magnetische Feldstärke und die Leistungsdichte direkt messen.

Bei den Grenzwerten unterscheidet die Ratsempfehlung [Eur 519 99] zwischen *Basisgrenzwerten* und *Referenzwerten*.

Basisgrenzwerte gelten für Größen, deren physiologische Auswirkungen unmittelbar nachgewiesen wurden. In der EU-Richtlinie [Eur 40 04] wird (praktisch synonym) die Bezeichnung *Expositionsgrenzwerte* verwendet. Diese Größen lassen sich aber in der Praxis nur schwer bestimmen.

Deshalb dienen *Referenzwerte* der praktischen Beurteilung einer Expositionssituation durch Rechnung oder Messung. Die Einhaltung der Referenzwerte gewährleistet die Einhaltung der entsprechenden Basisgrenzwerte. Eine Überschreitung der Referenzwerte bedeutet allerdings nicht zwangsläufig, dass auch die Basisgrenzwerte überschritten sind, denn bei der Festlegung wurden hohe Sicherheitszuschläge berücksichtigt. In der EU-Richtlinie [Eur 40 04] wird für die Referenzwerte (praktisch synonym) die Bezeichnung *Auslösewerte* verwendet.

Die Basisgrenzwerte nach [Eur 519 99] und die Expositionsgrenzwerte nach [Eur 40 04] sind in Tabelle 6.6 gegenüber gestellt.

Es fällt auf, dass im HF-Bereich ab 1 kHz die Grenzwerte nach beiden Richtlinien gleich sind. Bei den langsamveränderlichen Feldern im darunterliegenden Frequenzbereich gibt es Unterschiede. [Eur 519 99] das begrenzt das magnetische Gleichfeld auf 40 mT, während [Eur 40 04] keine die Begrenzung vorsieht. (Zum Vergleich: Erdmagnetfeld 30 μ T bis 60 μ T). Allerdings müssen die Auslösewerte für sehr langsam veränderliche Magnetfelder nach Tabelle 6.9 beachtet werden.

Bei den sehr hohen Frequenzen, oberhalb von 10 GHz, lässt [Eur 40 04] die fünffache Leistungsdichte zu.

Tabelle 6.6 Basisgrenzwerte entsprechend [Eur 519 99] und [Eur 40 04].

Frequenzbereich	Magnetische Flussdichte [mT]		Stromdichte J für Kopf und Rumpf [mA/m ²], Effektivwert		Mittlere Ganzkörper SAR [W/kg]		Lokale SAR (Kopf und Rumpf) [W/kg]		Lokale SAR (Gliedermaßen) [W/kg]		Leistungsdichte S [W/m ²]	
	1999/519/EG	2004/40/EU	1999/519/EG	2004/40/EU	1999/519/EG	2004/40/EU	1999/519/EG	2004/40/EU	1999/519/EG	2004/40/EU	1999/519/EG	2004/40/EU
0 Hz	40	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
>0 Hz – 1 Hz	-	-	8	4	-	-	-	-	-	-	-	-
1 Hz – 4 Hz	-	-	8/f	40/f	-	-	-	-	-	-	-	-
4 Hz – 1000 Hz	-	-	2	10	-	-	-	-	-	-	-	-
1000 Hz – 100 kHz	-	-	f/500	f/100	-	-	-	-	-	-	-	-
100 kHz – 10 MHz	-	-	f/500	f/100	0,08	0,4	2	10	4	20	-	-
10 MHz – 10 GHz	-	-	-	-	0,08	0,4	2	10	4	20	-	-
10 GHz- 300 GHz	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	10	50

Zu den Grenzwerten gibt Richtlinie [Eur 519 99] folgende Hinweise:

f ist die Frequenz in Hertz.

Der Basisgrenzwert für die Stromdichte soll vor akuten Expositionswirkungen auf ZNS-Gewebe (ZNS: **Z**entrales **N**erven**S**ystem) in Kopf und Rumpf schützen und enthält einen Sicherheitsfaktor. Die Basisgrenzwerte für ELF-Felder (ELF: **E**xtrêmement **L**ow **F**requency) beruhen auf nachgewiesenen schädlichen Wirkungen auf das Zentralnervensystem. Solche akuten Wirkungen sind im wesentlichen momentan, und es besteht keine wissenschaftliche Begründung für eine Änderung der Basisgrenzwerte für eine kurzzeitige Exposition. Da der Basisgrenzwert jedoch für schädliche Wirkungen auf das Zentralnervensystem gilt, können in anderen Körpergeweben als dem zentralen Nervensystem unter den gleichen Expositionsbedingungen höhere Stromdichten zulässig sein.

Aufgrund der elektrischen Inhomogenität des menschlichen Körpers sollten die Stromdichten über einen Querschnitt von 1 cm² senkrecht zur Stromrichtung gemittelt werden.

Für Frequenzen bis 100 kHz können die Spitzenwerte für die Stromdichten erhalten werden, indem der Effektivwert mit $\sqrt{2}$ ($=1,414$) multipliziert wird. Für Pulse der Dauer t_p sollte die auf die Basisgrenzwerte anzuwendende Frequenz über $f = 1/(2t_p)$ ermittelt werden.

Für Frequenzen bis 100 kHz und für gepulste Magnetfelder können die mit den Pulsen verbundenen maximalen Stromdichten aus den Anstiegs- und Abfallzeiten sowie der maximalen Änderungsrate der magnetischen Flussdichte berechnet werden. Die induzierte Stromdichte lässt sich dann mit den entsprechenden Basisgrenzwerten vergleichen.

Sämtliche SAR-Werte sind über 6-Minuten-Intervalle zu mitteln.

Die zu mittelnde Gewebemasse für lokale SAR-Werte beträgt 10 g eines beliebigen zusammenhängenden Körpergewebes; die so ermittelten SAR-Maximalwerte sollten für die Expositionsermittlung verwendet werden. Diese 10 g Gewebe sollen eine Masse von benachbartem Gewebe mit nahezu gleichen elektrischen Eigenschaften sein. Hinsichtlich der Bestimmung einer Masse von zusammenhängendem Gewebe wird anerkannt, dass dieses Konzept bei der Computerdosimetrie angewandt werden kann, bei direkten physikalischen Messungen jedoch zu Schwierigkeiten führen kann. Es kann eine einfache geometrische Form, beispielsweise eine kubische Gewebemasse verwendet werden, sofern die berechneten dosimetrischen Größen konservative Werte in bezug auf die Expositionsleitlinien aufweisen.

Für Pulse der Dauer t_p sollte die äquivalente, auf die Basisgrenzwerte anzuwendende Frequenz über $f = 1/(2t_p)$ ermittelt werden. Darüber hinaus wird bei gepulsten Expositionen für den Frequenzbereich von 0,3 bis 10 GHz und für die lokale Exposition des Kopfes ein zusätzlicher Basisgrenzwert empfohlen, um durch thermoelastische Expansion bedingte Höreffekte einzuschränken oder zu vermeiden. Danach sollte die SA 2mJ kg^{-1} nicht überschreiten, gemittelt über je 10 g Gewebe.

Tabelle 6.7 Referenzwerte entsprechend [Eur 519 99] und [BlmSchV 96]. Für die Auslösewerte nach [Eur 40 04] siehe Tabelle 6.9.

Frequenzbereich	Stärke des E-Felds [V/m]		Stärke des H-Felds [A/m]		B-Feld [μ T]		Entsprechende Leistungsdichte ebener Wellen, S_{eq} [W/m ²]	
	1999/519/EG	26. BlmSchV	1999/519/EG	26. BlmSchV	1999/519/EG	26. BlmSchV	1999/519/EG	26. BlmSchV
>0 – 1 Hz	-	-	$3,2 \cdot 10^4$	-	$4 \cdot 10^4$	-	-	-
1 Hz – 8 Hz	10000	-	$3,2 \cdot 10^4$ /f ²	-	$4 \cdot 10^4$ /f ²	-	-	-
8 Hz – 25 Hz	10000	10.000 (gilt nur für 16 2/3 Hz)	4000/f	-	5000/f	100 (gilt nur für 16 2/3 Hz)	-	-
25 Hz – 800 Hz	250/ f [kHz]	5.000 (gilt nur für 50 Hz)	4/f[kHz]	-	5/f[kHz]	300 (gilt nur für 50 Hz)	-	-
800 Hz – 3 kHz	250/ f [kHz]	-	5	-	6,25	-	-	-
3 kHz – 65 kHz	87	-	5	-	6,25	-	-	-
65 kHz – 150 kHz	87	-	5	-	6,25	-	-	-
150 kHz – 1 MHz	87	-	0,73/ \sqrt{f} [MHz]	-	0,92/ \sqrt{f} [MHz]	-	-	-
1 MHz - 10 MHz	87/ \sqrt{f} [MHz]	-	0,73/ \sqrt{f} [MHz]	-	0,92/ \sqrt{f} [MHz]	-	-	-
10 MHz - 400 MHz	28	27,5	0,073	-	0,092	-	2	-
400 MHz – 2 GHz	1,375· \sqrt{f} [MHz]	1,375· \sqrt{f} [MHz]	0,0037· \sqrt{f} [MHz]	-	0,0046· \sqrt{f} [MHz]	-	f/200	-
2 GHz – 300 GHz	61	61	0,16	-	0,20	-	10	-

Alle weiteren Hinweise in den Dokumenten [Eur 519 99], [Eur 40 04] und [BImSchV 96] zur Messung und Interpretation der Grenzwerte sind zu beachten. Eine Übersicht über die Referenzwerte von [Eur 519 99] und [BImSchV 96] gewährt Tabelle 6.7.

Zu den Grenzwerten gehören laut Richtlinie [Eur 519 99] folgende Hinweise:

f ist die Frequenz in Hertz. (In der Vorschrift wird oft die Frequenz aus der 1. Spalte ohne Einheit eingesetzt). Die Darstellung hier ist eindeutig.

Bei Frequenzen zwischen 100 kHz und 10 GHz sind S_{eq} , E^2 , H^2 und B^2 über beliebige 6-Minuten-Intervalle zu mitteln.

Bei Frequenzen über 10 GHz sind S_{eq} , E^2 , H^2 und B^2 über beliebige $68/f^{1,05}$ -Minuten-Intervalle zu mitteln (f in GHz).

Kein E-Feld-Wert wird für Frequenzen <1 Hz angegeben, bei denen es sich um statische elektrische Felder handelt. Bei den meisten Menschen sind elektrische Oberflächenladungen bei Feldstärken unter 25 kV/m nicht störend wahrnehmbar. Belastende bzw. störende Funkenentladungen sollten vermieden werden.

Es gelten außerdem nach [Eur 519 99] die Grenzwerte für Kontaktströme nach Tabelle 6.8.

Tabelle 6.8 Referenzwerte für Kontaktströme [Eur 519 99] und [Eur 40 04].

Frequenzbereich	Maximaler Kontaktstrom [mA]	
	1999/519/EG	2004/40/EU
$>0 - 2,5$ kHz	0,5	1
2,5 kHz – 100 kHz	$0,5 \cdot f$ [kHz]	$0,4 f$ [kHz]
100 kHz – 110 MHz	20	40

Leider konnten die Referenzwerte für Feldstärken aus [Eur 40 04] nicht in Tabelle 6.7 übernommen werden, da die Frequenzbereiche nicht deckungsgleich sind. Für diese Werte (in [Eur 40 04] als Auslösewerte bezeichnet) siehe Tabelle 6.9.

Tabelle 6.9 Auslösewerte entsprechend [Eur 40 04].

Frequenzbereich	Stärke des E-Felds [V/m]	Stärke des H-Felds [A/m]	B-Feld [μ T]	Entsprechende Leistungsdichte ebener Wellen, S_{eq} [W/m^2]	Kontaktstrom I_C [mA]	Strom durch die Gliedmaßen I_L [mA]
>0 – 1 Hz	-	$1,63 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$	-	1,0	-
1 Hz – 8 Hz	20000	$1,63 \cdot 10^5 / f$	$2 \cdot 10^5 / f$	-	1,0	-
8 Hz – 25 Hz	20000	$2 \cdot 10^4 / f$	$2,5 \cdot 10^4 / f$	-	1,0	-
25 Hz – 820 Hz	$500 / f$	$20 / f$	$25 / f$	-	1,0	-
820 Hz – 2,5 kHz	610	24,4	30,7	-	1,0	-
2,5 kHz – 65 kHz	610	24,4	30,7	-	0,4 f[kHz]	-
65 kHz – 100 kHz	610	1600 / f[kHz]	2000 / f[kHz]	-	0,4 f[kHz]	-
100 kHz – 1 MHz	610	1,6 / f[MHz]	2 / f[MHz]	-	40	-
1 MHz - 10 MHz	$610 / f$ [MHz]	1,6 / f[MHz]	2 / f[MHz]	-	40	-
10 MHz - 110 MHz	61	0,16	0,2	10	40	100
110 MHz - 400 MHz	61	0,16	0,2	10	-	-
400 MHz – 2 GHz	$3 \sqrt{f}$ [MHz]	$0,08 \sqrt{f}$ [MHz]	$0,01 \sqrt{f}$ [MHz]	$f / 40$	-	-
2 GHz – 300 GHz	137	0,36	0,45	50	-	-

Alle weiteren Hinweise in den Dokumenten [Eur 519 99], [Eur 40 04] und [BlmSchV 96] zur Messung und Interpretation der Grenzwerte sind zu beachten, des Weiteren auch die Bewertungsvorschriften für multispektrale Feldursachen.

6.2.2 Maßnahmen zur Einhaltung von EMVU-Grenzwerten

Für *herkömmliche Geräte* und Anlagen im Sinne des EMVG [EMVG 98] bietet die Einhaltung der zur CE-Kennzeichnung erforderlichen Emissionsgrenzwerte meist die Gewähr der Einhaltung der EMVU-Grenzwerte der 26. BImSchV. Allerdings ist zu Bedenken, dass die EMV-Emissionsgrenzwerte für eine Messentfernung von 10 m bzw. 30 m gelten, während die EMVU-Grenzwerte jederzeit und überall eingehalten werden müssen. Elektromagnetische Schirmung kann dabei zur Einhaltung der Grenzwerte beitragen.

Bei *Sendefunkanlagen* treten naturgemäß höhere Feldstärken auf, welche die EMVU-Grenzwerte übersteigen können. Eine Schirmung von Antennen (die ja die elektromagnetische Energie absichtlich aussenden) ist nicht sinnvoll. Der Überschreitung von Grenzwerten in unmittelbarer Umgebung von Sendeantennen kann durch die Einhaltung von Schutzabständen gewährleistet werden.

Auch wenn die gesetzlichen Grenzwerte durch Gerätehersteller und Anlagenbetreiber eingehalten werden, fühlen sich viele Menschen durch elektromagnetische Felder beeinflusst. Unabhängig davon, ob dieses Empfinden physiologischen oder psychologischen Ursprungs ist, können im *privaten Bereich* Maßnahmen getroffen werden, um die Feldexposition zu senken:

- Quasistatische Magnetfelder werden durch hohe Ströme im 50 Hz *Stromnetz* und im $16^{2/3}$ Hz *Bahnstromnetz* hervorgerufen. Die Feldwirkung ist proportional zu $1/r^2$, nimmt also mit dem Abstand stark ab. Das Meiden der unmittelbaren Nähe stromführender Leiter reduziert daher die Feldexposition. Hohe Ströme fließen z. B. bei allen elektrischen Heizgeräten (Heizkissen!), Backöfen und leistungsstarken elektrischen Maschinen. Beim Abschalten fließen keine Ströme mehr; ein trennen vom Netz ist nicht notwendig.
- *Transformatoren* bzw. *Netzteile* verursachen quasistatische magnetische Streufelder. Diese Komponenten müssen vom Netz getrennt werden, damit die Streufelder verschwinden. Praktisches Beispiel: Ausstecken von Steckernetzteilen am Kopfende von Betten.
- *Hochspannungsleitungen* erzeugen starke quasistatische elektrische

Felder. Sie werden allerdings durch die Stahlarmierung von Wohngebäuden zuverlässig abgeschirmt, da diese als *Faraday'scher Käfig* wirkt. Selbst die Überspannung von Wohngebäuden ist unproblematisch. Das Magnetfeld der Hochspannungsleitungen hängt vom Strom ab. Da der Abstand zu den Leitern aus Sicherheitsgründen recht groß sein muss, ist damit auch eine starke Abnahme des Magnetfeldes verbunden.

- Anders verhält es sich mit den Magnetfeldern von *Stromversorgungskabeln*. Unabhängig von der Betriebsspannung können hohe Ströme fließen, bis in den kA-Bereich. Während das elektrische Feld durch den Kabelmantel vollständig abgeschirmt ist, kann das Magnetfeld die Umgebung fast ungehindert durchdringen. Abhilfe ist durch die Erhöhung des Abstandes oder durch eine Magnetfeldschirmung möglich, vgl. 4.4.7.
- *Mobilfunk-Basisstationen* senden elektromagnetische Wellen mit vergleichsweise hoher Leistung aus (50 W). Leistung der Endgeräte ist niedriger (1 – 2 W). Diese werden allerdings in der unmittelbaren Nähe des Kopfes betrieben, was wesentlich höhere Leistungsdichten entstehen lässt. Wer eine Gesundheitsbeeinträchtigung durch elektromagnetische Wellen fürchtet, kann seine Exposition deutlich verringern, indem er auf häufige Nutzung von Mobilfunkgeräten verzichtet. Ähnliches gilt auch für Schnurlos-Telefone und WLAN-Anwendungen.
- Bei Heimanwendung können *WLAN-Strecken* und *Schnurlostelefone* durch kabelgebundene Systeme ersetzt werden, wenn die Bereitschaft zum Komfortverzicht in ausreichendem Maße vorhanden ist.
- Eine *HF-Schirmung privater Räume* ist in der Praxis nicht sinnvoll. Ein einfaches Bekleben von Wänden mit „Abschirmtapete“ oder das Streichen von Wänden mit „Abschirmfarbe“ bringt keinen Erfolg, selbst wenn die verwendeten Materialien die vom Hersteller angegebene Schirmdämpfung tatsächlich besitzen. Die elektromagnetischen Wellen dringen nämlich nahezu ungehindert über eine Vielzahl von Schwachstellen (Fenster, Türen, elektrische Leitungen, Wasserleitungen etc.) in den Raum ein, wo sie von den leitfähigen Wänden auch noch reflektiert (statt absorbiert) werden. Die Kosten für eine wirklich funktionsfähiges architektonisches Schirmungssystem sind für Privat-

leute meist zu hoch. Außerdem wird die Funktionalität der Räume eingeschränkt.

- Während des Betriebs von *Mikrowellenöfen* sollte man sich nicht in deren unmittelbaren Nähe aufhalten. Öfen im Standby-Betrieb senden keine Strahlung aus, man muss sie also nicht vom Netz trennen.
- In der unmittelbaren Nähe von *Radio- und Fernsehsendern*, Radarstationen und anderen Hochfrequenzanlagen treten naturgemäß höhere elektromagnetische Leistungsdichten auf.

Die aufgezählten Maßnahmen sind *keine* Empfehlung des Autors, sondern lediglich Möglichkeiten zur Senkung der Feldexposition.

6.3 Einsatz elektromagnetischer Schirme in der Medizintechnik

Bei der Messung von Hirnströmen (EEG), der elektrischen Aktivität von Muskeln (EMG) bzw. Nerven (ENG) und bei anderen elektrodiagnostischen Verfahren werden elektrische Signale gemessen, die oftmals nur geringe Amplituden besitzen. Eine elektromagnetisch „ruhige“ Umgebung ist daher für diese Diagnoseverfahren wünschenswert, denn Geräte oder Systeme aus der Umgebung machen eine zuverlässige Diagnose oft unmöglich. Als Abhilfemaßnahme kommen vorzugsweise architektonisch geschirmte Räume zum Einsatz.

Haupteinsatzgebiet geschirmter Räume ist die *Magnetresonanztomographie* (MRT). Bei diesem Diagnoseverfahren wird mit einem supraleitenden Magneten ein sehr starkes magnetisches Gleichfeld erzeugt. Dessen Feldstärke beträgt bis zu 10 Tesla. (Zum Vergleich: Das Erdmagnetfeld besitzt eine Feldstärke von $30 \mu\text{T}$ - $60 \mu\text{T}$). Atomkerne besitzen ein magnetisches Moment. Mit dem Magnetfeld werden sie aus ihrer Ruhelage ausgelenkt. Die Abschirmung dieses statischen Feldes ist kaum möglich und auch nicht nötig. Allerdings wird es von hochfrequenten Feldern überlagert, die von magnetischen Sendeantennen erzeugt werden. So wird die Eigenfrequenz der Atomkerne (*Lamorfrequenz*) angeregt. Die in Resonanz versetzten Atomkerne verhalten sich wiederum wie kleine HF-Sender. Ihre Ausstrahlung wird mit Empfangsantennen gemessen. Je nach Art des untersuchten Gewebes klingt nach Abschaltung der Anregung die Eigenschwingung der Atomkerne unterschiedlich schnell ab, was bildgebend

dargestellt und zur Diagnose genutzt werden kann. Die Lamorfrequenz ist um so höher, je stärker das magnetische Gleichfeld ist. Bei einem 4 Tesla MRT beträgt sie beispielsweise 170,4 MHz. Der Trend in der MRT-Entwicklung geht hin zu immer stärkeren Gleichfeldern, die höhere Lamor-Frequenzen und somit höhere Auflösungen ermöglichen. Die Umgebung von Magnetspinresonanztomographen sollte vor Beeinflussung der HF-Felder geschützt werden, ebenso sollten äußere Beeinflussungen des MRT-Systems verhindert werden. Die dazu verwendeten geschirmten Räume müssen nur bei der Lamorfrequenz, also schmalbandig wirken, was die Konstruktion vereinfacht. Häufig wird ein Schirmdämpfungswert von 100 dB spezifiziert.

6.4 Elektromagnetische Schirmung zum Informationsschutz

Oft wird die Gegenwart als das *Informationszeitalter* bezeichnet. In der Tat nimmt der Stellenwert der Information aufgrund des *Technologiewandels* (EDV-Nutzung, Daten- und Kommunikationsnetze, verteiltes Wissen) und der *Globalisierung* zu. Während es bisher vor allem im politisch / militärischen Bereich ein großes Interesse gab, Informationen nur einem definierten Personenkreis zugänglich zu machen, ist dies mittlerweile auch für Wirtschaftsbetriebe aller Art zur Notwendigkeit geworden.

Die Problematik des *Informations-* oder *Geheimsschutzes* ist vielschichtig. Organisatorische Maßnahmen, Aufklärung und Schulung der Mitarbeiter, Dokumentenmanagement und –vernichtung, IT-Sicherheit (mit allen ihren Facetten), Zugangskontrolle etc.: Dies sind nur einige Beispiele für Themen, mit denen sich die Sicherheitsbeauftragten der Unternehmen beschäftigen müssen.

Ein Teilbereich des Geheimsschutzes ist die Verhinderung ungewünschter Informationsübertragung. Das Übertragungsmodell dazu ist in Abschnitt 1.1.4 erläutert. Die Übertragung von Information vom Sender hin zum Empfänger ist stets mit einem Energiefluss verknüpft. Dieser Energiefluss kann z. B. durch die Ausbreitung mechanischer Wellen (Schall) oder elektromagnetische Wellen auf Leitungen oder im freien Raum erfolgen.

Durch elektromagnetische Schirmung können Räume geschaffen werden, aus denen elektromagnetische Wellen nur stark gedämpft oder in kontrollierter Weise austreten können. Gegebenenfalls zusammen mit einer akus-

tischen Isolierung kann so ein Abfluss von Information verhindert werden, denn die stark gedämpften Wellen lassen keine Rekonstruktion (Demodulierung) ihres Informationsgehaltes mehr zu. Der akustische wie der elektromagnetische Kopplungspfad ist dann blockiert. Auf diese Weise wird ein (räumlicher) Bereich geschaffen, der den Nutzern ein hohes Maß an Vertraulichkeit bietet.

Eine Informationsübertragung aus einem solchen Raum zu einem (berechtigten) Empfänger außerhalb muss verschlüsselt erfolgen, um die Integrität des Schutzes sicher zu stellen.

Man unterscheidet bei geschirmten Räumen zum Informationsschutz zwischen *Abhörschutz* und *Abstrahlschutz*, vgl. 4.4.1.5 und 4.4.2.9.

6.4.1 Abhörschutz

Beim Abhörschutz wird davon ausgegangen, dass sich ein Angreifer mit dem Ziel unberechtigter Informationsgewinnung durch technische Maßnahmen unbemerkt einen Übertragungskanal aus einem (räumlichen) Bereich zu einem Standort außerhalb aufbaut. Die Vertraulichkeit innerhalb des Bereichs ist dann nicht mehr gegeben. Diese Sichtweise setzt voraus, dass zumindest zeitweise Personen Zugang besitzen, die nicht zu 100% vertrauenswürdig sind. Dies ist in der Praxis bei fast allen Unternehmen oder Institutionen der Fall.

Tabelle 6.10 gewährt eine Übersicht über Abhörmittel und Gegenmaßnahmen. Es fällt auf, dass keine einzelne Gegenmaßnahme gegen alle Abhörmittel zu schützen vermag. Das „Non-Plus-Ultra“ ist ein fensterloser Raum mit elektromagnetischer Schirmung und akustischer Isolierung, vgl. 4.4.1.5. Derartige Räume werden vor allem von Regierungsorganisationen und von Firmen genutzt, denen Zugang zu hoheitlich geschützten Verschlussachen erlaubt gewährt wird (geheimschutzbetreute Wirtschaft).

Abhörgeschützte Räume mit geringer Schirmdämpfung bieten einen etwas niedrigeren Sicherheitsstandard, dafür aber mehr Komfort (Fenster!) und somit bessere Akzeptanz beim Nutzer, was sich insbesondere bei Schutz von Vorstandsbüros und Konzernzentralen auszahlt.

Tabelle 6.10 Technische Abhörmittel und Gegenmaßnahmen.

Abhörmittel	Übertragung	mögliche Gegenmaßnahmen
Richtmikrofone	akustisch	akustische Isolierung, Verrauschung mittels Rauschgeneratoren, Nutzung von Räumen im Gebäudeinneren
Lauschen	akustisch	akustische Isolierung, Zutrittskontrolle
Körperschallmikrofone	akustisch / elektronisch	akustische Isolierung und / oder elektromagnetische Schirmung, Sweeping (Planmäßige Suche nach Abhörmittel mit spezieller Ausrüstung)
Video- / Fotoüberwachung, ggf. mit Lippenlesen	optisch	Verdunkelung von Scheiben (Jalousien), Nutzung von Räumen im Gebäudeinneren
<p>Laserangriff: Beim Sprechen werden in einem Raum Glasscheiben oder Spiegel in Schwingungen versetzt. Bei Sichtkontakt in den Raum (z. B. vom Nachbargebäude) kann ein Laserstrahl auf diese spiegelnden Flächen gerichtet und der reflektierte Strahl wieder empfangen werden. Der reflektierte Strahl ist durch die Schwingungen moduliert. Durch Demodulation kann das Gespräch hörbar gemacht werden.</p>	optisch	Verdunkelung von Scheiben (Jalousien außenliegend), Nutzung von Räumen im Gebäudeinneren
Minisender Audio, Video	elektronisch	elektromagnetische Schirmung, Sweeping
<p>Mikrofone mit Übertragung über fest verlegte Leitungen Kommunikationskabel, Antennenkabel etc. Auch Wasserleitungen kommen in Betracht!</p>	elektronisch	elektromagnetische Schirmung (inkl. Filterung), Sweeping

Tabelle 6.10 (Fortgesetzt) Technische Abhörmittel und Gegenmaßnahmen.

Abhörmittel	Übertragung	mögliche Gegenmaßnahmen
Mikrofone mit Übertragung über das Stromnetz	elektronisch	elektromagnetische Schirmung (inkl. Filterung), Sweeping
manipulierte Festnetz-Telefone, Faxgeräte oder Telefonanlagen	elektronisch	Entfernen von TK-Einrichtungen bei sicherheitsrelevanten Gesprächen, Überprüfung der TK-Einrichtungen auf Manipulation
manipulierte Mobiltelefone oder Schnurlostelefone (letztere müssen u. U. nicht einmal zu Abhörzwecken manipuliert werden)	elektronisch	Entfernen von TK-Einrichtungen bei sicherheitsrelevanten Gesprächen, elektromagnetische Schirmung
drahtlose Sprech- oder Mikrofonanlagen (auch hier ist oft keine Manipulation nötig)	elektronisch	Entfernen der Einrichtungen bei sicherheitsrelevanten Gesprächen, elektromagnetische Schirmung
kompromittierende Abstrahlung	elektronisch	elektromagnetische Schirmung, Verwendung von speziellem strahlungsarmen Gerät

Ein anderer Ansatz ist, auf bauliche Maßnahmen komplett zu verzichten und nur durch Sweepings, also durch planvolles Suchen nach Abhöreinrichtungen mit dem nötigen Spezialgerät, die Vertraulichkeit einer Umgebung sicher zu stellen. Damit kann aber nur ein kurzzeitiger Schutz erzielt werden.

Für die geheimschutzbetreute Wirtschaft ist das Bundeswirtschaftsministerium der Ansprechpartner in Sachen Geheimschutz. Unterstützt wird es dabei vom **Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik, BSI**. Diese Bundesbehörde hat eine Vielzahl von Aufgaben, insbesondere aus dem Themenbereich IT-Sicherheit. Die Beratung in Sachen Abhörschutz sowie die Überprüfung umgesetzter Maßnahmen gehören ebenfalls dazu. Neben der Privatwirtschaft werden auch nationale und europäische Behörden vom BSI beraten. Das BSI hat Abhörschutz-Richtlinien erstellt, die für die geheimschutzbetreute Industrie bindend sind. Diese Richtlinien basieren im

Wesentlichen auf NATO-Standards. Darin werden Eigenschaften abhörsicherer oder abhörgeschützter Räume wie Schirmdämpfung, akustische Dämpfung, Leitungsführung, bauliche Maßnahmen etc. spezifiziert. Auch Unternehmen, die nicht zum Schutz hoheitlicher Geheimnisse verpflichtet sind, ihren Sicherheitsstandard aber erhöhen wollen, können sich vom BSI beraten lassen.

Im militärischen Bereich gibt es ebenfalls Dienststellen, die nach NATO-Standards die Abhör- und Abstrahlsicherheit militärisch genutzter Räumlichkeiten prüfen.

6.4.2 Abstrahlenschutz (TEMPEST)

EDV-Geräte und Netzwerke strahlen unbeabsichtigt elektromagnetischer Wellen aus. Militärische und zivile Behörden befürchten, dass Unbefugte diese Aussendungen empfangen und deren vertraulichen Informationsgehalt rekonstruieren können. Man spricht daher von *bloßstellender* oder *kompromittierender Abstrahlung*.

Eine Möglichkeit zu deren Vermeidung ist die Verwendung *abstrahlarmer Hardware*, also beispielsweise Rechner, die durch Einsatz von geschirmten Gehäusen und Filtern reduzierte Emissionen aufweisen. Diese Geräte müssen von den zuständigen Behörden (z. B. dem BSI) geprüft und zugelassen werden. Sie sind vergleichsweise teuer und nicht immer auf dem letzten Stand der Technik. Dafür sind sie ohne baulichen Aufwand sofort einsetzbar.

Eine andere Möglichkeit ist der Bau abstrahlsicherer, elektromagnetisch geschirmter Räume, die nach militärischer oder behördlicher Vermessung den Einsatz handelsüblicher Hardware erlauben. Auch für diese abstrahlsicheren Räume, 4.4.2.9, existieren Vorgaben des BSI bzw. NATO-Standards.

Bei der Festlegung der Abstrahlchutzanforderungen durch das BSI oder durch militärische Dienststellen wird maßgeblich die Lage der Räumlichkeiten berücksichtigt. Befindet sich ein Raum in einem Gebäude, das auch von nicht überprüften Personen ohne Zutrittskontrolle betreten werden darf (z. B. Bürohochhaus), so werden wesentlich höhere Anforderungen an den Abstrahlenschutz gestellt, als bei Gebäuden, die sich innerhalb eines Sicherheitsbereichs befinden (z. B. Kaserne oder gesichertes Firmengelände mit

Zutrittskontrolle). Im letzteren Fall wird die Liegenschaft in Zonen unterteilt. Die Abstrahlschutzanforderungen für die einzelnen Zonen werden in Abhängigkeit zum Abstand der Bereichsgrenze festgelegt (*Zonenmodell* des BSI, NATO *Tempest-Zoning*).

6.4.3 Funktionsüberwachung der Raumschirmung

Die Achillesferse geschirmter Räume zum Informationsschutz ist ihre Anfälligkeit für Sabotage. Ihre Überprüfung kann nur durch eine Schirmdämpfungsmessung zuverlässig erfolgen. Diese ist aber mit einem recht hohen materiellen und personellen Aufwand verbunden und wird daher oft nur einmal pro Jahr oder noch seltener durchgeführt. Daher wäre ein System zur permanenten Funktionsüberwachung geschirmter Räume hilfreich. Ein derartiges System, das allerdings gegenwärtig noch nicht kommerziell verfügbar ist, könnte folgendermaßen funktionieren:

Vom HF-Ausgang eines Spektrumanalysators wird, gegebenenfalls unter Verwendung eines Verstärkers, eine fest im Raum angebrachte Breitband-Sendeantenne gespeist, Bild 6.4. Auf der Außenseite des Raumes befindet sich, ebenfalls fest installiert, eine Empfangsantenne, z. B. eine Leckleitung. Diese ist mit dem Eingang des Spektrumanalysators verbunden. Bei nachgewiesenermaßen intakter Schirmung wird mit dem Spektrumanalysator der Frequenzgang der Übertragungsfunktion erstmalig bestimmt und abgespeichert. Bei der Überprüfung der Schirmung wird das Spektrum erneut bestimmt und mit dem abgespeicherten verglichen. Weist es eine deutliche Abweichung (vor allem nach oben) von der Referenz auf, muss die Schirmung auf Fehler hin untersucht werden.

Um den Raum vollständig zu erfassen, sollten mehrere Leckleitungen verlegt und für jede eine Referenz abgespeichert werden. Bei der Funktionsüberprüfung könnte dann anhand der Lage der Leitung mögliche Fehlerstellen lokalisiert werden.

Mit entsprechender Software und ggf. einer selbsttätigen Umschaltung zwischen den Leckleitungen mittels Koaxialrelais könnte der Messvorgang weitgehend automatisiert und evt. sogar ferngesteuert werden. Somit müsste sich zur Sicherstellung der Integrität der Raumschirmung nicht zwangsläufig geschultes Personal vor Ort befinden.

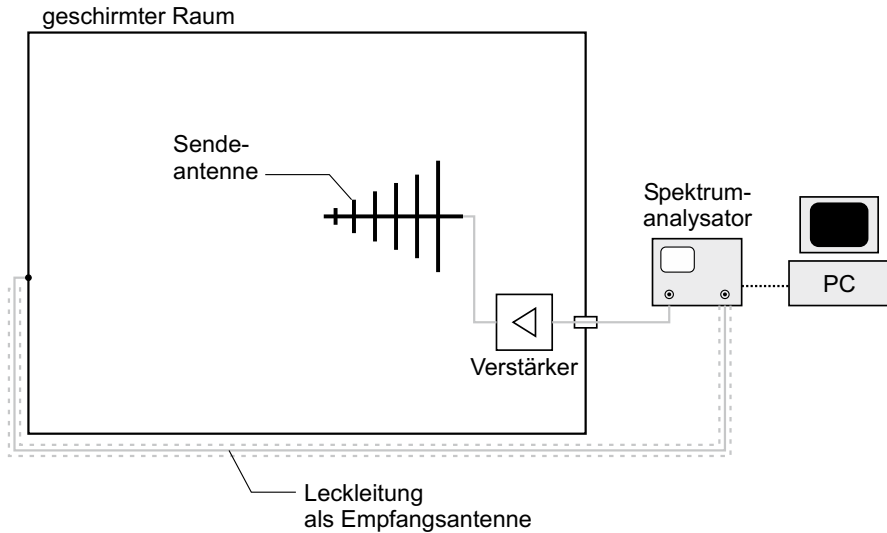


Bild 6.4 System zur Funktionüberwachung von geschirmten Räumen.

6.5 Schutz gegen EMP und vorsätzliche elektromagnetische Beeinflussung

Elektromagnetische Pulse, die sich in Form von Stosswellen im freien Raum oder in Form von Wanderwellen auf Leitungen ausbreiten, können in besonderem Maße zu elektromagnetischer Beeinflussung führen. Diese Pulse besitzen unterschiedliche Ursachen. Besondere Beachtung verdient allerdings ihre absichtliche Erzeugung zur vorsätzlichen Störung von Geräten oder Anlagen. Schutz vor dieser Form der Sabotage erlangt zunehmende Relevanz im Bereich Anlagensicherheit / Objektschutz. Die zur Störung eingesetzten Störgrößen müssen allerdings nicht immer impulsförmig sein. Daher bietet es sich an, diesen Themenkomplex unter dem Oberbegriff *vorsätzliche Elektromagnetische Beeinflussung* oder *Intentional EMI* zusammenzufassen und zu betrachten.

6.5.1 Elektromagnetische Pulse (EMP)

Ein *elektromagnetischer Puls* (EMP) ist eine sprunghafte Änderung einer elektrischen oder magnetischen Größe, z. B. der Stromstärke, der Spannung oder der Feldstärke. Der Maximalwert, den die Größe erreicht, wird als Amplitude bezeichnet.

Von demjenigen Zeitpunkt, an dem der Impuls 10% seines Maximalwertes erreicht hat bis zum Erreichen der 90%-Marke vergeht eine Zeitspanne, die als *Anstiegszeit* bezeichnet wird, Bild 6.5. Um einen Impuls zu erzeugen, muss eine gewisse Energie in gespeicherter Form „vorrätig“ sein, z. B. in einem geladenen Kondensator. Durch einen Schaltvorgang wird der Energiespeicher schlagartig entladen, so dass trotz begrenzter Energie eine sehr hohe Leistung auftritt.

Die Energie der Impulse lässt sich – gedanklich – auf unendlich viele Einzel Frequenzen verteilen, vgl. 2.4. Man erhält so die spektrale Leistungsdichte eines Impulses oder einer Impulsfolge. Je kürzer die Anstiegszeit eines Impulses ist, um so stärker sind höherfrequente Anteile in ihm enthalten.

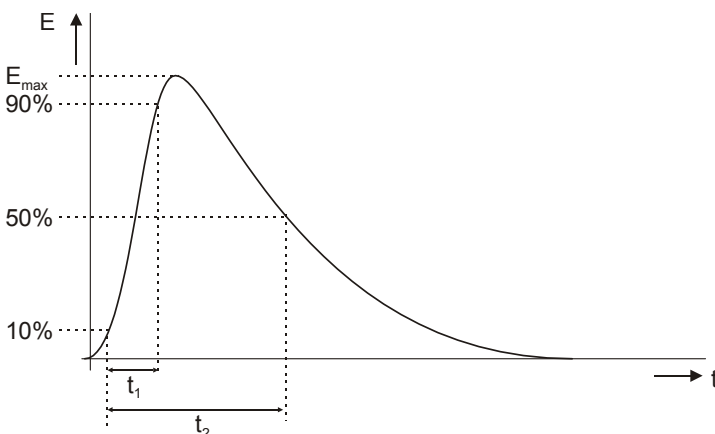


Bild 6.5 Impuls mit der Amplitude E_{\max} und der Anstiegszeit t_1 und der Rückzeit t_2 .

Ursachen für elektromagnetische Pulse

Impulse in der Energieversorgung: Prinzipiell führt schon das Betätigen eines Lichtschalters zu einem elektromagnetischen Impuls: Das Schließen des Stromkreises führt zu einem sprunghaften Ansteigen des Stromes. In größerem Maßstab tritt dies in Elektroenergiesystemen beim Schalten hoher Ströme auf. Die sprunghafte Stromänderung führt an Induktivitäten (z. B. von Transformatoren) zu „Spannungsspitzen“, die als Überspannungen bezeichnet werden. Diese breiten sich in Form von Wanderwellen auf den Leitungen aus. Diese Impulse stammen aus dem System selbst und werden von den Netzbetreibern beherrscht. Ihre Auswirkungen werden

durch Gegenmaßnahmen, z. B. durch Filterung begrenzt.

Blitze (LEMP): Siehe 6.1.4.

Kernwaffendetonation (NEMP): Bei der Zündung von Kernwaffen wird schlagartig Gammastrahlung in hoher Intensität freigesetzt. Diese ionisiert Teilchen in der Atmosphäre, so dass es zur Ladungstrennung kommt. Der Ausgleichsvorgang dieser Ladungen erzeugt ebenfalls eine elektromagnetische Schockwelle mit einer Anstiegszeit von ca. 4 ns, also wesentlich kürzer als beim LEMP-Impuls. Herkömmliche Blitzschutzsysteme sprechen daher oft auf den NEMP nicht an. Der NEMP ist Begleiterscheinung bei jeder oberirdischen Kerndetonation. Es bestehen auch Pläne, nukleare Sprengsätze in der Atmosphäre (Endo-NEMP) und im Weltraum (Exo-NEMP) zu zünden, um deren elektromagnetische Wirkung als Waffe nutzen zu können und große Bereiche elektromagnetisch „lahm zu legen“. Diese Atomdetonationen in großer Höhe zum Zwecke der elektromagnetischen (Zer-) Störung werden zusammenfassend auch als *HEMP* (**H**igh **A**ltitude **E**lectro**M**agnetic **P**ulse) bezeichnet. Militärische Gerätschaften wurden daher in der Vergangenheit gehärtet, um dem Einfluss des NEMP zu widerstehen. Zivile Geräte und Anlagen besitzen im Allgemeinen keinen NEMP-Schutz.

High Power Microwave – (HPM) Waffen: Wie erwähnt, lässt sich die Energieverteilung eines Pulses auf das elektromagnetische Spektrum verteilen. Je kürzer die Anstiegszeit ist, umso höhere Frequenzen treten auf und umso kürzer ist die Wellenlänge der sich ausbreitenden Stoßwelle. Kurzwelligere elektromagnetische Strahlung kann aber leichter durch Öffnungen in Gebäude, Fahrzeuge und Gehäuse eindringen. Außerdem sind in elektronischen Geräten Kabel und Leiterbahnen vorhanden, die für hochfrequente elektromagnetische Felder als Antenne wirken. Diese Verwundbarkeit elektronischer Geräte und Systeme machen sich sogenannte HPM-Waffen zu nutze. Man unterscheidet EMP-Generatoren, die Impulse mit Anstiegszeiten von 1 – 4 ns erzeugen und **Ultra-Wide-Band-** (UWB) Generatoren mit Anstiegszeiten < 1 ns. Letztere strahlen ihre Energie im Frequenzbereich zwischen 100 MHz und 1 GHz ab, genau in dem Bereich, in dem die meisten elektronischen Geräte besonders empfindlich sind. Zu den HPM-Waffen werden aber auch Generatoren gezählt, die kontinuierliche hochenergetische Störungen mit sinusförmigen Zeitverlauf erzeugen (CW-Sender).

Welche Wirkungen hat ein EMP?

Ein elektromagnetischer Impuls kann elektronische Geräte stören (z. B. einen Rechner zum Absturz bringen) oder gar zerstören. Letzteres geschieht, indem z. B. Spannungsüberschläge in Sperrschichten von Halbleitern herbeigeführt oder sogar Bauelemente und Leiterbahnen durch thermische Auswirkungen des Impulses zerstört werden. Abhängig ist die zerstörende Wirkung vor allem von der oben bereits erwähnten Anstiegszeit und von der maximalen elektrischen Feldstärke. Bei UWB-Pulsen (Anstiegszeit ca. 100 ps) sind elektrische Feldstärken $> 15 \text{ kV/m}$ ausreichend, um z.B. einen Rechner zuverlässig zum Ausfall zu bringen. Bei längeren Anstiegszeiten wie sie herkömmliche EMP-Generatoren erzeugen, werden höhere Feldstärken im Bereich 50 kV/m notwendig. Erst zweiter Linie hängt die Gefährlichkeit eines EMPs von dessen Gesamtenergie – also von der Dauer eines Einzelimpulses - ab.

Bemerkenswert bei Schädigungen durch einen EMP ist die Tatsache, dass dessen Auftreten nicht direkt wahrgenommen werden kann. Von sprengstoffbetriebenen EMP-Generatoren abgesehen, ist seine Erzeugung lautlos und unsichtbar. Die Schäden auf den Leiterbahnen können nur Fachleute von Blitzschäden unterscheiden.

6.5.2 HPM- / EMP-Bedrohungsszenarien

Der Bau von HPM-Waffen wurde in der Vergangenheit hauptsächlich durch das Militär vorangetrieben. Es gibt Berichte über deren Einsatz durch US-Truppen auf dem Balkan und im Irakkrieg. Als Energiequelle kommen neben elektrischen Energiespeichern (z. B. Kondensatoren) auch Sprengstoffe in Frage, deren Explosionsenergie in elektromagnetische Energie umgewandelt wird („Flux-Compression-Bomb“).

Aufgrund der leichten Verfügbarkeit schneller Halbleiterschalter und der allgemein zugänglichen Erkenntnisse über Impulsleistungstechnik - das Studienfach kann an vielen Hochschulen von jedem Elektrotechnikstudenten gehört werden – ist damit zu rechnen, dass auch die terroristische Szene in Kürze in der Lage sein wird, HPM-Generatoren zu bauen und einzusetzen. Prinzipzeichnungen und Funktionsschemata von EMP-Waffen sind im Internet zugänglich. Damit tritt ein neues, bisher weitgehend unberücksichtigtes Bedrohungspotential in Erscheinung.

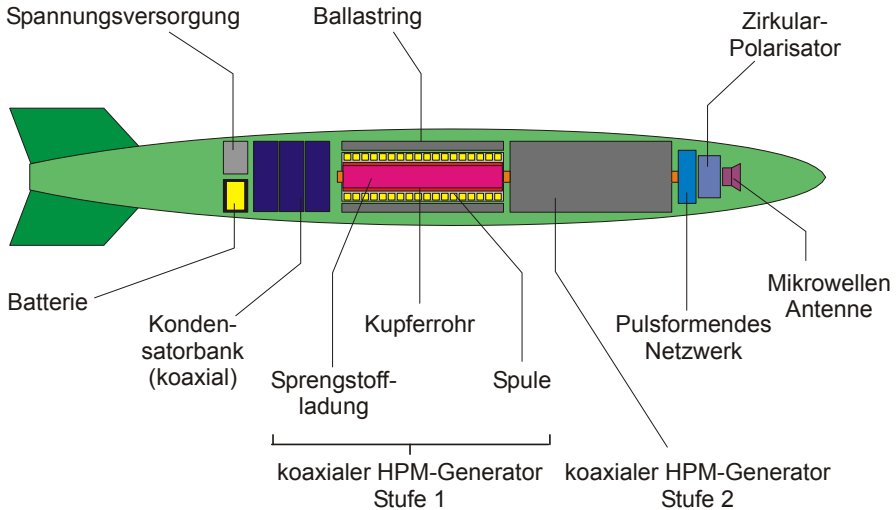


Bild 6.6 Zweistufige HPM-Bombe wie sie laut unterschiedlicher Quellen vom US-Militär eingesetzt wird: Aus der Batterie wird über eine geregelte Spannungsversorgung eine koaxiale Kondensator-Bank aufgeladen. Unmittelbar vor der Zündung wird diese auf eine Spule geschaltet, in der so ein sehr hoher Strom fließt. In der Spule befindet sich ein Kupferrohr mit der Sprengladung. Diese weitet bei der Zündung schlagartig das Kupferrohr auf, welches die Spulenwindungen kurzschließt. So kommt es zu einer schnellen Änderung des magnetischen Flusses in der Spule und somit zu einer sehr hohen Induktionsspannung. Mit dieser wird die zweite Stufe betrieben. An deren Ausgang befindet sich ein pulsformendes Netzwerk, mit dem sich der zeitliche Verlauf des Impulses einstellen lässt. Der Zirkular-Polarisator sorgt dafür, dass der mit einer Mikrowellen-Antenne abgestrahlte Impuls E-Feld-Komponenten in alle Richtungen besitzt. Prinzipzeichnungen und Funktionsbeschreibungen derartiger HPM-Waffen kursieren im Internet.

Denkbar ist beispielsweise ein HPM-Generator, der samt Energiespeicher (z. B. Kondensatoren) in einem Kraftfahrzeug installiert ist. Die Abstrahlung kann durch eine Antenne außerhalb der Karosserie in gerichteter Form erfolgen. Der Angreifer kann so den Generator unbemerkt in unmittelbare Nähe seines Ziels, z. B. einem Rechenzentrum oder einer leittechnischen Anlage eines Energie-, Gas- oder Wasserversorgungsnetzes bringen.

Die Folgen können verheerend sein: Von der Betriebsstörung bis hin zur physikalischen Zerstörung der Anlage.

6.5.3 HPM- / EMP-Schutz

Kritische Infrastrukturen wie Kraftwerke, leittechnische Anlagen oder Rechenzentren werden mit hohem Aufwand gegen Brand, Einbruch und Wasser geschützt. Die Bedrohung durch elektromagnetische Beeinflussung kommt als ein weiteres Szenario hinzu, wobei die Schirmung eines Gebäudes oder eines Raumes eine wirkungsvolle Schutzmaßnahme darstellt.



Bild 6.7 Geplantes Rechenzentrum mit EMP-Schutz im Wiener Augarten. Grafik: DCV GmbH.

Ein elektromagnetischer Impuls breitet sich im leeren Raum aus und trifft in einer bestimmten Entfernung sein Ziel. Von Behörden und Militärs wird eine zu erwartende elektrische Feldstärke von ca. 100 kV/m angenommen, die durch HPM-Waffen erzeugt werden kann. Die Störfestigkeit informationstechnischer Geräte liegt üblicher Weise bei ca. 10 V/m. Dies bedeutet, dass eine Dämpfung der Feldstärke um den Faktor 10.000 also 80 dB erforderlich ist. Diese Dämpfung sollte im Frequenzbereich 100 kHz – 4 GHz vorhanden sein, um alle Bedrohungsszenarien abzudecken.

Da die Feldstärke entsprechend der Entfernung abnimmt, kann hieraus schon eine erste Schutzmöglichkeit abgeleitet werden: Durch *organisatorische Maßnahmen* kann verhindert werden, dass Angreifer in die Nähe des verwundbaren Ziels gelangen. Wie groß der Schutzbereich sein muss, hängt von der angenommenen Stärke der Bedrohung ab und lässt sich nicht pauschal beantworten. Militärs gehen von einigen 100 m aus. Bei dichter Bebauung (z. B. in Städten) dürfte es schwierig werden, ausreichend große Schutzzonen zu bilden. Gegen einen Angriff aus der Luft ist ein Schutz durch organisatorische Maßnahmen ohnehin nur schwer möglich.

Gebäude dämpfen elektromagnetische Wellen. Im gefährlichen Frequenzbereich ist die Dämpfung herkömmlicher Gebäude allerdings eher gering. Die kurzweilige elektromagnetische Strahlung kann durch Fenster und andere Gebäudeöffnungen nahezu ungehindert eindringen. Aber auch die Schirmwirkung von Mauerwerk und Beton liegt nur in der Größenordnung von ca. 20 dB. Anlagen unter der Erde versprechen schon einen etwas besseren Schutz, sind aber im Allgemeinen nicht verfügbar. Über die Dämpfung zwischen einem (angenommenen) Angriffspunkt und dem Ort, an dem sich die zu schützenden Anlagen befinden, kann nur eine Schirmdämpfungsmessung eine zuverlässige Aussage liefern.

Den zuverlässigsten Schutz bieten *elektromagnetisch geschirmte Räume* mit gefilterter und EMP-geschützter Stromversorgung. Derartige Räume sollten idealer Weise folgende Merkmale aufweisen.

- Elektromagnetische Schirmdämpfung >80 dB nach IEEE Std. 299 im Frequenzbereich 100 kHz – 3 GHz.
- Netzspannungsversorgung über spezielle Filter mit EMP-Schutz: Das sind hochwertige HF-Filter mit integriertem Überspannungsableiter.
- Die Schirmung muss eine bestimmte Mindest-Stromtragfähigkeit besitzen. Bei Beaufschlagung einer homogenen Kupferschirmung mit einem 100 kV/m - Impuls treten beispielsweise Leistungsdichten von ca. 5 kW/m² auf. Im Allgemeinen besitzen alle wirksamen Schirmungsmaterialien eine ausreichende Stromtragfähigkeit.

Der Anbieter von EMP-geschützten Räumen sollte die Einhaltung der Schirmdämpfung für das gesamte System garantieren. Elektromagnetisch geschirmte Räume bieten neben dem EMP-Schutz zusätzlich den Vorteil der Abstrahlsicherheit. Beispielsweise können die meisten Anforderungen

des BSI ohne zusätzlichen Aufwand erfüllt werden.

6.5.4 Normung des EMP-Schutz

Neben zahlreichen militärischen Normen, die sich mit dem Thema (H)EMP beschäftigen (z. B. die Normenreihe VG 95371) gibt es auch europäische Normen: [DIN EN 61000-2-9 96], [DIN EN 61000-2-10 99], [DIN EN 61000-2-11 99]. Diese Normen basieren ihrerseits auf IEC-Normen des IEC-Gremiums SC 77C „High power transient phenomena“.

Dies gilt auch für die Normen [DIN EN 61000-4-23 01] und [DIN EN 61000-4-24 97] für den HEMP-Schutz. Darin werden eher Entstörmittel-Prüfungen als Störfestigkeitsprüfungen im eigentlichen Sinne beschrieben. Dennoch hat die IEC diese Normen in der „Störfestigkeits-Normenfamilie 61000-4-x untergebracht. Diese Zuordnung wurde auf europäischer Ebene übernommen.

Die Norm **[DIN EN 61000-4-23 01]** beschreibt ausführlich *Prüf- und Messverfahren zum Schutz gegen HEMP und andere gestrahlte Störgrößen*. Sie deckt also nicht nur den HEMP-Schutz, sondern auch den Schutz von anderen HPM-Waffen ab.

Die in der Norm vorgestellten Verfahren wurden in diesem Buch zum größten Teil schon beschrieben. Es handelt sich dabei um Verfahren zur Bestimmung der Schirmdämpfung von

- Gebäuden,
- Schirmkabinen und -räumen,
- Geräteschränken, Gerätegestellen und Schirmgehäusen,
- Kabel und Steckverbindern,
- leitfähigen Dichtungen,
- leitfähigen Abschirmblechen,
- Hohlleitern und Aperturen.

Als Messverfahren – in der Norm als Prüfverfahren bezeichnet - werden vorgeschlagen:

- Prüfung mit Impulsförmigen Feldern in HF-Wellenleitern – diese Messgelände werden häufig zur Prüfung der EMP-Störfestigkeit ver-

wendet. Die Norm beschreibt jedoch die Anwendung zur Bestimmung der Schirmdämpfung.

- Prüfung mit gestrahlten Dauerfeldern (CW-Bestrahlung) wie bei den gängigen Schirmdämpfungs-Messverfahren, vgl. 5.2 und 5.3.
- Prüfung mit CW-Feldern in TEM- und GTEM-Zellen.
- Prüfung durch Stromeinspeisung in Gehäuse, vgl. 5.6.4.
- Bestimmung der Kopplungsimpedanz und –admittanz, vgl. 5.5.
- Messung des spezifischen (Gleichstrom-) Widerstands.

Außerdem beinhaltet die Norm im umfangreichen Anhang

- Prüfkonzepte für Systeme bzw. Anlagen,
- Eigenschaften von Schirmkabeln,
- Einrichtungen für HEMP-Impulsmessungen,
- Geräte für CW-Prüfungen,
- Charakterisierung eines ebenen Schirms für HEMP-Schutz.

Die Norm ist also eine Sammlung von Messverfahren, Konzepten und Verfahrensanweisungen zur Messung, Messdatenverarbeitung und –bewertung. Außerdem enthält sie Beschreibungen von Messmitteln sowie theoretisch- / begriffliche Grundlagen.

Die **[DIN EN 61000-4-24 97]** beschäftigt sich mit *Prüfverfahren für Geräte zum Schutz gegen leitungsgeführte HEMP-Störgrößen*. Damit sind Überspannungsableiter oder ähnliche Bauelemente gemeint. Dieser Bereich gehört nicht zum Thema „Elektromagnetische Schirmung“.

Literaturverzeichnis

- [ArStättV 04] Arbeitsstättenverordnung der Bundesrepublik Deutschland, 2004
- [ASTM ES 7 83] "Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials", 1983
- [ASTM D 4935 99] "Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effective of Planar Materials", 1999
- [Ber 97] J. Bernauer, "Äquivalenz von Störeinstrahlung und Strominjektion", Dissertation, Logos Verlag, Berlin, 1997
- [Beth 44] H. A. Bethe, „Theory of Diffraction by Small Holes“, Physical Review, Nos.7 a. 8. 10, 1944
- [BlmschV 96] Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BlmSchV), 1996
- [Bra 96] Ch. Braun, P. Guidi, H. U. Schmidt, „Elektrisch kurze Antennen zur Feldmessung“, FhG-Bericht, 1996
- [BSI 07] Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik, J. Rohde, T. Frenzel, Technischer Richtlinie TR-03209 „Elektromagnetische Schirmung von Gebäuden“, 2007
- [Bro 91] I.N. Bronstein, K. A. Semendjajew, „Taschenbuch der Mathematik“, 25. Auflage, Teubner Verlag, Stuttgart / Verlag Harri Deutsch, Thun, 1991
- [But 78] C. M. Butler, Y. Rahmat-Samii, R. Mittra, “EM Penetration Through Apertures in Conducting Surfaces“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-20, No. 1, Feb. 1978
- [Cas 76] F K. F. Casey, „On the Effective Transfer Impedance of Thin Coaxial Cable Shields“, IEEE Transactions on Elec-

- tromagnetic Compatibility, Vol. EMC-18, No. 3, Aug. 1976
- [Cas 85] K. F. Casey, „Quasi-Static Electric- and Magnetic-Field Penetration of a Spherical Shield Through a Circular Aperture“, IEEE Transactions On EMC, Vol. EMC-27, No. 1, Feb. 1985
- [Cas 88] K. F. Casey, „EM Shielding Behavior of Wire-Mesh Screens“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-30, No. 3, Aug. 1988
- [Cat 83] W. T. Cathey Jr., „Approximate Expressions for Field Penetration Through Circular Apertures“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-25, No. 3, Aug. 1983
- [Catrysse 92] J. A. Catrysse, „A measuring method for the characterisation of shielding gaskets“, Eighth International Conference on Electromagnetic Compatibility, Edinburgh, 1992
- [Catrysse 96] J. A. Catrysse, G Vandecasteele „A comparative study of different methods for the characterization“, 13th International Wroclaw Symposium on EMC, Wroclaw, 1996
- [Chen 95] H.-Y. Chen, I-Y. Tarn and Y.-J. Hwang, „NEMP Fields Inside a Metallic Container with an Aperture in One Wall“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-37, No. 1, Feb. 1995
- [Cohn 51] S. B. Cohn, „Determination of aperture parameters by electrolytic tank measurements“, Proceedings of the IRE, Vol. 39, pp. 1416-1421, 1951
- [Cor 00] P. Corona, G. Ferrara, M. Migliaccio, „On the characterization of the electromagnetic field in reverberation chambers“, Internation Symposium on EMC, Zürich, Schweiz, 1997
- [CISPR 11 04] Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment - Electromagnetic disturbance characteristics - Limits and methods of measurement, 2004
- [CISPR 17 81] Methods of measurement of the suppression characteristics of passive radio interference filters and suppression components, 1981
- [CISPR 16-2-3 06] Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, Part 2-3: Methods of meas-

- urement of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements, (IEC/CISPR 16-2-3: 2006); Deutsche Fassung EN 55016-2-3:2006, 2006
- [CISPR 22 06] Information technology equipment – Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement, (IEC/CISPR 22: 2006), 2006
- [CRS 04] CRS Report for Congress „High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and High Power Microwave (HPM) Devices: Threat Assessments“, Order Code RL32544, 20. Aug 2004
- [Dehn 07] Dehn + Söhne GmbH & Co KG, „Blitzplaner[®]“, 2007
- [DIN 4102 04] Brandverhalten von Baustoffen und Bauteilen, Teile 1 – 22, 2004
- [DIN 18230 02] Baulicher Brandschutz im Industriebau, Teile 1 – 3, 2002
- [DIN EN 50147-1 96] Absorberräume – Teil 1: Schirmdämpfungsmessung; Deutsche Fassung EN 50147-1:1996, 1996
- [DIN EN 50173-1 03] Informationstechnik – Anwendungsneutrale Kommunikationskabelanlagen – Teil 1: Allgemeine Anforderungen und Bürobereiche; Deutsche Fassung EN 50173-1:2002 + Corrigendum, Januar 2003, 2003
- [DIN EN 50360 03] Produktnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von Mobiltelefonen mit den Basisgrenzwerten hinsichtlich der Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern (300 MHz – 3 GHz); Deutsche Fassung EN 50360:2001, 2002
- [DIN EN 50383 03] Grundnorm für die Berechnung und Messung der elektromagnetischen Feldstärke und SAR in Bezug auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen (110 MHz bis 40 GHz); Deutsche Fassung EN 50383:2002, 2003
- [DIN EN 50384 03] Produktnorm zur Konformitätsüberprüfung von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten für schnurlose Telekommunikationsanlagen im Hinblick auf die Basisgrenz- und Referenzwerte bezüglich der Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (110 MHz bis 40 GHz) - Berufliche Exposition; Deutsche Fassung EN 50384:2002, 2003

- [DIN EN 50385 03] Produktnorm zur Konformitätsüberprüfung von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten für schnurlose Telekommunikationsanlagen im Hinblick auf die Basisgrenz- und Referenzwerte bezüglich der Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (110 MHz bis 40 GHz) – Allgemeinbevölkerung; Deutsche Fassung EN 50385:2002, 2003
- [DIN EN 50392 04] Fachgrundnorm zur Demonstration der Konformität elektronischer und elektrischer Geräte mit den Basisgrenzwerten für die Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz bis 300 GHz); Deutsche Fassung EN 50392:2004, 2004
- [DIN EN 50401 07] Produktnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von stationären Einrichtungen für Funkübertragungen (110 MHz bis 40 GHz), die zur Verwendung in schnurlosen Telekommunikationsnetzen vorgesehen sind, bei ihrer Inbetriebnahme mit den Basisgrenzwerten oder den Referenzwerten bezüglich der Exposition der Allgemeinbevölkerung gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern; Deutsche Fassung EN 50401:2006, 2007
- [DIN EN 50421 07] Produktnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von einzelnen Rundfunksendern mit den Referenzwerten oder den Basisgrenzwerten bezüglich der Exposition der Allgemeinbevölkerung gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern (30 MHz bis 40 GHz); Deutsche Fassung EN 50421:2006, 2007
- [DIN EN 55011 03] Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Hochfrequenzgeräte (ISM-Geräte) – Funkstörungen – Grenzwerte und Messverfahren (IEC/CISPR 11:1997, modifiziert + A1:1999 + A2:2002); Deutsche Fassung EN 55011:1998 + A1:1999 + A2:2002, 2003
- [DIN EN 55014-1 07] Elektromagnetische Verträglichkeit – Anforderungen an Haushaltgeräte, Elektrowerkzeuge und ähnliche Elektrogeräte – Teil 1: Störaussendung (IEC/CISPR 14-1:2005); Deutsche Fassung EN 55014-1:2006, 2007
- [DIN EN 55014-2 02] Elektromagnetische Verträglichkeit – Anforderungen an Haushaltgeräte, Elektrowerkzeuge und ähnliche Elektrogeräte – Teil 2: Störfestigkeit; Produktfamiliennorm (Einschließlich Corrigendum:1997) (IEC/CISPR 14-2:1997 + A1:2001); Deutsche Fassung EN 55014-2:1997 + A1:2001, 2002

- [DIN EN 55016-1-1 06] Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit – Teil 1-1: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Messgeräte (IEC/CISPR 16-1-1:2003 + A1:2005); Deutsche Fassung EN 55016-1-1:2004 + A1, 2005, 2006
- [DIN EN 55016-2-3 07] Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit – Teil 2-3: Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit – Messung der gestrahlten Störaussendung (IEC/CISPR 16-2-3:2006); Deutsche Fassung EN 55016-2-3:2007, 2007
- [DIN EN 55022 07] Einrichtungen der Informationstechnik – Funkstöreigenschaften – Grenzwerte und Messverfahren (IEC/CISPR 22:2005, modifiziert); Deutsche Fassung EN 55022:2006, 2007
- [DIN EN 55024 03] Einrichtungen der Informationstechnik – Störfestigkeitseigenschaften – Grenzwerte und Prüfverfahren (IEC/CISPR 24:1997, modifiziert + A1:2001 + A2:2002); Deutsche Fassung EN 55024:1998 + A1:2001 + A2:2003, 2003
- [DIN EN 61000-2-9 96] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 2: Umgebungsbedingungen; Hauptabschnitt 9: Beschreibung der HEMP-Umgebung; Störstrahlung; EMV-Grundnorm (IEC 61000-2-9:1996); Deutsche Fassung EN 61000-2-9:1996, 1996
- [DIN EN 61000-2-10 99] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 2-10: Umgebungsbedingungen; Beschreibung der HEMP-Umgebung; Leitungsgeführte Störgrößen (IEC 61000-2-10:1998); Deutsche Fassung EN 61000-2-10:1999, 1999
- [DIN EN 61000-2-11 99] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 2-11: Umgebungsbedingungen; Klasseneinteilung von HEMP-Umgebungen (IEC 77C/71/FDIS:1999); Deutsche Fassung prEN 61000-2-11:1999, 1999
- [DIN EN 61000-4-2 01] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-2: Prüf- und Messverfahren; Prüfung der Störfestigkeit gegen die Entladung statischer Elektrizität (IEC 61000-4-

2:1995 + A1:1998 + A2:2000); Deutsche Fassung EN 61000-4-2:1995 + A1:1998 + A2:2001, 2001

- [DIN EN 61000-4-3 06] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-3: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen hochfrequente elektromagnetische Felder (IEC 61000-4-3:2006); Deutsche Fassung EN 61000-4-3, 2006, 2006
- [DIN EN 61000-4-5 07] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-5: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen Stoßspannungen (IEC 61000-4-5:2005); Deutsche Fassung EN 61000-4-5:2006, 2007
- [DIN EN 61000-4-8 01] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-8: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen Magnetfelder mit energietechnischen Frequenzen (IEC 61000-4-8:1993 + A1:2000); Deutsche Fassung EN 61000-4-8:1993 + A1:2001, 2001
- [DIN EN 61000-4-9 01] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-9: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen impulsförmige Magnetfelder (IEC 61000-4-9:1993 + A1:2000); Deutsche Fassung EN 61000-4-9:1993 + A1:2001, 2001
- [DIN EN 61000-4-12 07] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-12: Prüf- und Messverfahren – Störfestigkeit gegen gedämpfte Sinusschwingungen (Ring wave) (IEC 61000-4-12:2006); Deutsche Fassung EN 61000-4-12:2006, 2006
- [DIN EN 61000-4-20 03] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-20: Prüf- und Messverfahren – Messung der Störaussendung und Störfestigkeit in transversal-elektromagnetischen (TEM-) Wellenleitern (IEC 61000-4-20:2003); Deutsche Fassung EN 61000-4-20:2003, 2003
- [DIN EN 61000-4-21 03] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren – Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer (IEC 61000-4-21:2003); Deutsche Fassung EN 61000-4-21:2003, 2003
- [DIN EN 61000-4-23 01] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-23: Prüf- und Messverfahren – Prüfverfahren für Geräte zum Schutz gegen HEMP und andere gestrahlte Störgrößen (IEC 61000-4-23:2000); Deutsche Fassung EN 61000-4-23:2000, 2001

- [DIN EN 61000-4-24 97] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4: Prüf- und Meßverfahren – Hauptabschnitt 24: Prüfverfahren für Einrichtungen zum Schutz gegen leitungsgeführte HEMP-Störgrößen; EMV-Grundnorm (IEC 61000-4-24:1997); Deutsche Fassung EN 61000-4-24:1997, 1997
- [DIN EN 61000-5-7 01] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 5-7: Installationsrichtlinien und Abhilfemaßnahmen – Schutzarten durch Gehäuse gegen elektromagnetische Störgrößen (EM-Code) (IEC 61000-5-7:2001); Deutsche Fassung EN 61000-5-7, 2001, 2001
- [DIN EN 61000-6-1 02] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-1: Fachgrundnorm – Störfestigkeit für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe (IEC 61000-6-1:1997, modifiziert); Deutsche Fassung EN 61000-6-1:2001, 2002
- [DIN EN 61000-6-2 06] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-2: Fachgrundnormen – Störfestigkeit für Industriebereiche (IEC 61000-6-2:2005); Deutsche Fassung EN 61000-6-2:2005, 2006
- [DIN EN 61000-6-3 07] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-3: Fachgrundnormen – Störaussendung für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe (IEC 61000-6-3:2006); Deutsche Fassung EN 61000-6-3:2007, 2007
- [DIN EN 61000-6-4 07] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-4: Fachgrundnormen – Störaussendung für Industriebereiche (IEC 61000-6-4:2006); Deutsche Fassung EN 61000-6-4:2007, 2007
- [DIN EN 61547 01] Einrichtungen für allgemeine Beleuchtungszwecke – EMV-Störfestigkeitsanforderungen (IEC 61547:1995 + A1:2000); Deutsche Fassung EN 61547:1995 + A1:2000, 2001
- [DIN EN 61587-3 07] Mechanische Bauweisen für elektronische Einrichtungen – Prüfungen für IEC 60917 und IEC 60297 – Teil 3: Schirmdämpfungsprüfungen für Schränke, Gestelle und Baugruppenträger (IEC 61587-3:2006); Deutsche Fassung EN 61587-3, 2006, 2007
- [DIN EN 61726 00] Konfektionierte Kabel, Kabel, Steckverbinder und passive Mikrowellenbauteile - Messung der Schirmdämpfung

mit dem Strahlungskammerverfahren (IEC 61726:1999);
Deutsche Fassung EN 61726, 2000, 2000

- [DIN IEC 62153-4-0 06] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-0: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Beziehung zwischen Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung, empfohlene Grenzwerte (IEC 46/162/CD: 2005), 2006
- [DIN IEC 62153-4-1 06] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-1: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Einführung in elektromagnetische (EMV) Messungen der Schirmwirkung (IEC 46/164/CD: 2005), 2006
- [DIN IEC 62153-4-2 04] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-2: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Schirm- und Kopplungsdämpfung - Verfahren mit gespeister Zange (IEC 62153-4-2: 2003); Deutsche Fassung EN 62153-4-2:2004, 2004
- [DIN IEC 62153-4-3 04] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-3: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Kopplungswiderstand - Triaxialverfahren (IEC 46A/576/CD: 2003) 2004
- [DIN IEC 62153-4-4 04] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-4: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Geschirmtes Messverfahren zur Messung der Schirmdämpfung "a_s" bis zu und über 3 GHz (IEC 46A/581/CD:2003) 2004
- [DIN IEC 62153-4-5 04] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-5: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Kopplungsdämpfung oder Schirmdämpfung – Verfahren mit Absorberzangen (IEC 46A/586/CD:2003) 2004
- [DIN IEC 62153-4-6 04] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-6: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Kopplungswiderstand – Speisedrahtverfahren (IEC 46A/587/CD: 2003), 2007
- [DIN IEC 62153-4-7 07] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-7: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Messverfahren zur Messung des Kopplungswiderstandes und der Schirmdämpfung oder der Kopplungsdämpfung – Rohr-im-Rohr-Verfahren (IEC 62153-4-7:2006); Deutsche Fassung EN 62153-4-7: 2006, 2007

- [DIN IEC 62153-4-8 05] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-8: Elektromagnetisches Verhalten (EMV) – Kapazitive Kopplungsadmittanz (IEC 46/145/CD:2005), 2005
- [DIN IEC 62153-4-9 07] Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-9: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Kopplungsdämpfung geschirmter symmetrischer Kabel – Triaxialverfahren (IEC 46/190/CDV:2006), 2007
- [DIN EN 62305 07] Blitzschutz, Teile 1 – 4 und Beiblätter
- [DO 160E 04] “Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment”, RTCA/DO-160E, 2004
- [Durcan 99] G. Durcansky, „EMV-gerechtes Gerätedesign“, 5. Auflage, Francis Verlag München, 1999
- [EMVG 98] Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten, Bundesgesetz der Bundesrepublik Deutschland, 1998
- [Eur 336 89] Richtlinie 89/336/EWG des Rates vom 3. Mai 1989 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit, 1989
- [Eur 519 99] Empfehlung 99/519/EG des Rates vom 12. Juli 1999 zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Felder (0 Hz – 300 GHz), 1999
- [Eur 40 04] Richtlinie 2004/40/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 29. April 2004 über Mindestvorschriften zum Schutz von Sicherheit und Gesundheit der Arbeitnehmer vor der Gefährdung durch physikalische Einwirkung (elektromagnetische Felder), 2004
- [Eur 108 04] Richtlinie 2004/108/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 15. Dezember 2004 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit und zur Aufhebung der Richtlinie 89/336/EWG, 2004
- [Fisch 00] P. Fischer, "Effiziente Modellierung von Aperturen und Leiterstrukturen mit dem TLM-Verfahren", Dissertation, Logos-Verlag, Berlin, 2000
- [Fö 94] O. Föllinger, „Laplace- und Fourier-Transformation“, 6. Auflage, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1993
- [FTGE 01] Gesetz über Funkanlagen und Telekommunikationsendeinrichtungen (FTEG), 2001

- [Gar 97] H. Garbe "Field Homogeneity in Different TEM Waveguides", EMC Symposium, University of Magdeburg, June, 1997
- [Gra 76] B. D. Graves, T. T. Crow, C. D. Taylor, „On the Electromagnetic Field Penetration through Apertures“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-18, No. 4, Nov. 1976
- [Her 97] D. L. Herke, G. D. M. Barber, „The use of Mode-Stirred Chambers in EM evaluation testing“, IEE 10th international Conference on EMC, Sep. 1997
- [Hil 77] D. A. Hill, „EM Surface Wave propagation over a bonded Wire Mesh“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-19, No. 1, Feb. 1977
- [Hil 93] D. A. Hill, M.L. Crawford, M. Kanda, D.I. Wu, „Aperture Coupling to a Coaxial Air Line: Theory and Experiment“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-35, No. 1, Feb. 1993
- [Hil 98] D. A. Hill, "Electromagnetic Theory of Reverberation Chambers", NIST Technical Note 1506, National Institute of Standards and Technology, United States Department of Commerce, Technology Administration, Dez. 1998
- [Hue 03] U.-D. Hünicke, S- Möller, "Auswertung der statischen Magnetisierungskurve zur Kontrolle von Gefüge- und Behandlungszuständen bei Stählen", DGZfP-Jahrestagung 2003
- [IEEE 299 97] IEEE Std. 299, 1997
- [Imo 94] F. Imo, Ch. Fuchs, A. Schwab: "Erweitertes Impedanzkonzept zur Berechnung von geschlossenen Schirmen", Archiv für Elektrotechnik 76, 1993, S. 437 – 441
- [ISO/IEC 11801 02] Information technology - Generic cabling for customer premises, 2002
- [Jack 02] J. D. Jackson, „Klassische Elektrodynamik“, 3. Auflage, Walter de Gruyter Verlag, Berlin, New York, 2002
- [Jar 61] W. Jarva, „Shielding efficiency calculation methods for screening, waveguide ventilation Panels and other perforated electromagnetic shields“, Armor Research Foundation, Nov. 1961

- [Jor 00] D. Jordan, "Entwicklung eines Systems zur automatisierten Messung der elektrischen/magnetischen Feldverteilung in Gehäusen", Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, 2000
- [Kad 51] H. Kaden, „Loch- und Schlitzkopplungen zwischen koaxialen Leitungssystemen“, Zeitschrift für angewandte Physik, III Band, Heft 2, 1951
- [Kad 59] H. Kaden, „Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik“, 2. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1959
- [Kie 62] R. B. Kieburz, A. Ishimaru, „Aperture Fields of an Array of Rectangular Apertures“, IRE Transactions on Antennas and Propagation, Nov. 1962
- [Koch 95] M. Koch, H. Garbe, „Investigation of Field Distorsion in a TEM Waveguide“, 11th International Zürich Symposium and Technical Exhibition on EMC, pp. 595 – 598, 1995
- [Koch 96] M. Koch, H. Garbe, „Geometrieabhängige Modenanalyse einer kompletten TEM-Zelle“, EMV '96 Karlsruhe, fünfte internationale Fachmesse und Kongress, Seiten 325 - 332, 1996
- [Koch 98] M. Koch, „Analytische Feldberechnung in TEM-Zellen“, Dissertation, Shaker Verlag, Aachen, 1998
- [Kü 99] W. Kürner, "Die Mode-Stirred Chamber als alternatives Verfahren zur Schirmdämpfungsmessung", Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, 1999
- [Kü 02] W. Kürner, "Messung gestrahlter Emissionen und Gehäuseschirmdämpfungen in Modenverwirbelungskammern", Dissertation, Tenea-Verlag, Berlin, 2002
- [Kupf 05] K. Kupfmüller, W. Mathis, A. Reibinger, „Theoretische Elektrotechnik. Eine Einführung: Eine Einführung“, 17. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 2005
- [Lee 86] K. S. H. Lee, "EMP Interaction: Principles, Techniques and Reference Data", Hemisphere Publishing Corporation, 1986
- [Loh 05] G. C. O. Lohmeyer, H. Bergmann, M Post, „Praktische Bauphysik“, Teubner Verlag, Wiesbaden, 2005

- [Mei 92] Meinke / Gundlach, „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“, 5. Auflage, herausgegeben von K. Lange und K.-H. Löcherer, Springer-Verlag, Berlin, 1992
- [Men 77] H. A. Mendez, „Shielding Theory of Enclosures with Apertures“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-20, No. 2, May 1977
- [Merz 91] G. Merziger, Th. Wirth, „Repititorium der höheren Mathematik“, 1. Auflage, Feldmann-Verlag, Springe, 1991
- [Meu 77] F. de Meulenaere, J. van Bladel, „Polarizability of Some Small Apertures“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-25, No. 4, March 1977
- [MIL 220A 59] “Method of Insertion Loss Measurement”, MIL-Std-220A, US Dept. Of Defence, 1959
- [MIL 285 56] “Attenuation Measurements for Enclosures, Electromagnetic Shielding, for Electronic Test Purposes, Method of”, MIL-Std-285, US Dept. Of Defence, 1956
- [MIL 461E 99] “DOD Interface Standard Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment" MIL-Std-461E, , US Dept. Of Defence, 1999
- [Mly 93] D. A. Mlynski, „ Elektrodynamik“, Scriptum, Karlsruhe, 1993
- [Mön 95] G. Mönich and R. Lorch, „Eine schnelle Abschätzung der Auswirkung von Schlitzen in Schirmen und Gehäusen“ Elektrie 5/6/7, Berlin, 1995
- [Oko 81] E. Okon, R.F. Harrington, „The Polarizabilities of Electrically Small Apertures of Arbitrary Shape“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23, NO. 4, Nov. 1981
- [Ott 88] H. W. Ott, “Noise Reduction Techniques in Electronic Systems”, John Wiley & Sons, 1988
- [Pauli 02] P. Pauli, D. Moldan, „Maßnahmen an Gebäuden zur Abschirmung elektromagnetischer Wellen im privaten Bereich“, Schlussbericht der Studie im Auftrag des Bayerischen Staatsministeriums für Landesentwicklung und Umweltfragen 2002
- [Rei 02] P. Reiser, H. Garbe, „Messverfahren zur Wartung von geschirmten Gehäusen“, Konferenzband EMV 2002 In-

- ternationale Fachmesse und Kongress, Februar, Düsseldorf, 2002
- [Rei 08] P. Reiser, H. Garbe, „Untersuchung der Schirmdämpfung bei der Resonanzfrequenz eines Schlitzes“, Konferenzband EMV 2008 Internationale Fachmesse und Kongress, Februar, Düsseldorf, 2008
- [Ril 89] D. J. Riley, L. D. Bacon, „An approximate Solution for Coupling to a Coaxial Waveguide Which terminates at a Conducting Wedge“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-31, No. 1, Feb. 1989
- [Rob 98] M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos, J. F. Dawson, A. C. Marvin, S. J. Porter, D. P. Thomas, „Analytical Formulation for the Shielding Effectiveness of Enclosures with Apertures IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-40, No. 3, Aug. 1998
- [Schel 38] S. A. Schelkunoff, „The Impedance Concept and its Application to Problems of Reflection, Shielding and Power Absorption“, Bell System Technical J. 17, 1938
- [Schw 98] A. J. Schwab, „Begriffswelt der Feldtheorie“, 5. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1998
- [Schw 07] A. J. Schwab, W. Kürner „Elektromagnetische Verträglichkeit“, 5. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2007
- [Schwe 93] E. Schwenk, „Mein Name ist Becquerel“, Sonderausgabe der IZE, Frankfurt a. Main, 1993
- [Stae 94] D. H. Staelin, A. W. Morgenthaler, J. A. Kong, „Electromagnetic waves“, Prentice-Hall, London, 1994
- [Sti 77] E. Stirner, „Antennen“, Band 1 "Grundlagen", Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1977
- [Stra 06] G. Strassacker, R. Süße, „Rotation, Divergenz und Gradient. Eine Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie“, 6. Auflage, Teubner-Verlag, Stuttgart, 2006
- [Stre 99] H. Strehlow, „Vergleich von Methoden zur Bestimmung elektromagnetischer Kopplung durch Aperturen“, Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, 1999
- [Tsal 95] A. Tsaliovich, „Cable shielding for Electromagnetic Compatibility“, Chapman & Hall, New York, 1995

- [Tsal 99] A. Tsaliovich, "Electromagnetic Shielding Handbook for Wired and Wireless EMC Applications", Kluwer Academic Publishers, Norwell, 1999
- [Tschan 99] U. Tschan, „Untersuchung konstruktiver Einflußgrößen auf die Kopplungsimpedanz von HF-Kabeln“, Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, 1999
- [Vac 02] Vacuumschmelze GmbH & Co KG, "Weichmagnetische Werkstoffe und Halbzeuge", Ausgabe 2002
- [Van 78] E. F. Vance, "Coupling to Shielded Cables", John Wiley & Sons, 1978
- [Van 80] E. F. Vance, „EM-Interference Control“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-22, No. 4, Nov. 1980
- [VDE 0100 06] DIN VDE 0100 Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen bis 1000 V, VDE-Verlag, Berlin, 2006
- [VDE 0298-4 03] DIN VDE 0298 Teil 4 Verwendung von Kabeln und isolierten Leitungen für Starkstromanlagen Teil 4: Empfohlene Werte für die Strombelastbarkeit von Kabeln und Leitungen für feste Verlegung in und an Gebäuden und von flexiblen Leitungen VDE-Verlag, Berlin, 2003
- [VG 95214-11 02] Prüfung von Bauelementen – Teil 10: Messverfahren für Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung; Allgemeines
- [VG 95214-11 02] Prüfung von Bauelementen – Teil 11: Messverfahren für Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung; Kopplungswiderstand von geschirmten Bauelementen (Paralleldraht-Verfahren, KS 11 B), 2002
- [VG 95214-12 02] Prüfung von Bauelementen – Teil 12: Messverfahren für Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung; Kopplungswiderstand von geschirmten Bauelementen (Triaxial-Verfahren, KS 12 B) und von leitenden Dichtungen (Triaxial-Verfahren, KS 22 B), 2002
- [VG 95214-13 02] Prüfung von Bauelementen – Teil 13: Messverfahren für Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung; Schirmdämpfung von geschirmten Bauelementen (Triaxial-Verfahren, KS 13 B), 2002, Änderung A1, 2005
- [VG 95371-1 94] VG Norm 95371 – Teil 1 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschließ-

- lich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz- Teil 1: Allgemeine Grundlagen; Schaltzeichen, Auswahl“, 1994
- [VG 95371-2 94] VG Norm 95371 – Teil 2 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschließlich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz- Teil 1: Allgemeine Grundlagen, Begriffe“, 1994
- [VG 95371-3 94] VG Norm 95371 – Teil 3 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschließlich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz- Teil 3: Allgemeine Grundlagen, Einheiten“, 1994
- [VG 95371-10 03] VG Norm 95371 – Teil 10 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschließlich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz – Teil 10: Bedrohungsdaten“, 2003
- [VG 95373-15 04] VG Norm 95373 – Teil 15 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit – Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten – Teil 15: Messverfahren für Kopplungen und Schirmungen“, 2004
- [VG 95373-25 97] VG Norm 95373 – Teil 25 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit – Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten – Teil 25: Grenzwerte für Kopplungen und Schirmungen“, 1997
- [VG 95373-40 97] VG Norm 95373, Teil 40 (Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit - Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten - Teil 40: Messverfahren für geschirmte Steckverbinder“, 1997
- [VG 95373-41 97] VG Norm 95373 – Teil 41(Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit - Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten - Teil 41: Messverfahren für geschirmte Kabel und schirmende Kabelschutzschläuche“, 1997
- [VG 95373-60 97] VG Norm 95373 – Teil 60(Verteidigungsgerätenorm), „Elektromagnetische Verträglichkeit - Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten - Teil 60: Grenzwerte für geschirmte Steckverbinder“, 1997

- [Whi 88] D. R. J. White, M. Mardiguan, „Electromagnetic Shielding“, Handbook Series on EM Interference and Compatibility, Vol. 3, 1988
- [Wiki 07] www.wikipedia.org, freie Internet-Enzyklopädie
- [Wil 85] P. F. Wilson, M. T. Ma, „Shielding Effectiveness Measurements with a Dual TEM Cell“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-27, No. 3, Aug. 1985
- [Wil 88 a] P. F. Wilson e.a., „Techniques for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Materials: Part I – Far-Field Source Simulation“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-30, No. 3, Feb. 1988
- [Wil 88 b] P. F. Wilson e.a., „Techniques for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Materials: Part II – Near-Field Source Simulation“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-30, No. 3, Feb. 1988
- [Wo 99 a] H. A. Wolfspurger, H. Strehlow, A. J. Schwab, „A new Dual-Coaxial-TEM Cell“, EMC '99, Tokyo International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 528 – 531, 1999.
- [Witz 07] Witzemann GmbH, „Handbuch der Metallschläuche“, Weka Verlag Wien, 2007
- [Wo 99 b] H. A. Wolfspurger, H. Strehlow, A. J. Schwab, „Measurement Techniques to determine electromagnetic Coupling through Apertures“, EMC MD '99, Magdeburg International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record pp. 165 – 170, 1999.
- [Wo 00 a] H. A. Wolfspurger, A. J. Schwab, "Messtechnische Bestimmung der Polarisierbarkeit von Aperturen beliebiger Form", Konferenzband EMV 2000 Internationale Fachmesse und Kongress, 22. - 24. 02. 2000, Düsseldorf, S. 615 - 622, 2000
- [Wo 00 b] H. A. Wolfspurger, D. Jordan, A. J. Schwab, "Automatic Field Distribution Measurement inside of Enclosures", Symposium Record, 2000 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 21. - 25. 8. 2000, Washington, S. 237 - 240, 2000

- [Wo 00 c] H. A. Wolfspurger, H. Struwe, A. J. Schwab, "Einfluss konstruktiver Parameter auf die Schirmwirkung von Kabelschirmen", EMC-Kompodium 2000, S.93 u. 94, 2000
- [Wo 01] H. A. Wolfspurger, „Elektromagnetische Feldeinkopplung durch Aperturen in Schirmgehäusen“. Dissertation an der Universität Karlsruhe (TH), Logos-Verlag, Berlin, 2001
- [Wo 04] H. A. Wolfspurger, „Berechnung der Schirmwirkung von Drahtgeweben“, Konferenzband EMV 2004 Internationale Fachmesse und Kongress, 10. – 12. 02. 2004, Düsseldorf, S. 203 - 210, 2004
- [Wu 87] D. I. Wu, D. C. Chang, "An Investigation of a Ray-Mode Representation of the Green's Function in a Rectangular Cavity“, NBS Technical Note 1312, 1987
- [Zich 00] Zich, R., Wolfspurger, H. A., „Analysis and experimental validation of the shielding effectiveness of loaded perforated shields“, Proceedings of 15th International Wrocław Symposium on EMC, Poland, June 27-30, 2000, pp.235-239, 2000
- [Zin 95] O. Zinke, H. Brunswig, „Hochfrequenztechnik 1“, 5. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1995
- [Ziv 06] Zivildschutzforschung, „Dritter Gefahrenbericht der Schutzkommission beim Bundesminister des Innern Bericht über mögliche Gefahren für die Bevölkerung bei Großkatastrophen und im Verteidigungsfall“, Schriftenreihe der Schutzkommission beim Bundesminister des Innern Herausgegeben vom Bundesamt für Bevölkerungsschutz und Katastrophenhilfe im Auftrag des Bundesministeriums des Innern, Band 59, März 2006
- [ZVEI 00] Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie (ZVEI), „Elektromagnetische Felder und Umwelt“, 2000

Stichwortverzeichnis

Absorberhalle	277, 312ff, 352, 408, 421, 439
Absorption	57, 65, 88, 134ff, 142, 489
Absorptionsdämpfung	140, 190
Aluminium	132, 229, 233ff, 289, 295, 298, 310, 329, 353, 368, 373, 386
Amplitude	2, 14, 53, 56, 72, 77, 225, 363, 378, 467f
Anpressdruck	254, 257, 259
Antenne	57, 135, 196, 208, 223, 328, 397, 404, 428, 469, 471
Antennenmesssystem	314
Aperturgeometrien	177f
Äquivalente Leitschichtdicke, siehe auch Eindringtiefe	86, 107f, 111
Arbeitsschutz	366, 451
Ausbreitungserscheinung	56f, 136
Baugruppenträger	287ff, 483
Baustoffe	94, 360f
Bedeckungsgrad, optischer	370
Beeinflussung	140, 461, 467
elektromagnetische	2, 5, 434, 467, 472
Beeinflussungsmodell	5, 8, 10, 13
Beschlag	328
Besselfunktionen	152
Beugung	57, 63
Bezugssystem	55
Blitzschutz	343, 351, 380, 444ff, 485
Brandschutz	314, 349, 360ff, 479
Brechung	28f, 57f, 63, 93, 95
Brennbarkeitsklasse	360f

BSI	319, 344, 348, 464f, 474, 477
Buffer Network.....	273, 410f
Crosstalk.....	221, 222
Cut-off.....	166
Dauerarbeitsplatz.....	192, 304, 311, 336, 367
Dauermagnet	39
Decke, abgehängte.....	324, 334
Diagnoseraum.....	337
Dielektrizität, siehe auch Permittivität	24f, 29, 248, 249
Dielektrizitätszahl.....	24, 93f, 229, 248f, 368, 418
Differentialform, der Maxwellgleichungen.....	35ff, 40, 44, 46, 51f
Dipol	
elektrischer	53, 180
magnetischer.....	181, 194f
Dipolmoment.....	177, 181f, 197, 202
Display	228, 288, 300f, 396, 440
beschichtetes.....	237
Doppelboden	299, 300, 333
Draht, stromdurchflossener	108
Drahtgewebe.....	192, 493
Druckverlust	284, 355, 357
Dübelplatte	334ff
Durchflutungsgesetz.....	29f, 48ff, 97, 100ff, 111, 212, 276, 345
Durchführungsfiler	275
Durchführungskondensatoren.....	271, 275
Durchgriffsleitwert, siehe Kopplungsadmittanz.....	219
Echofunktion	155, 162
Edelstahl.....	234, 254
Eindringtiefe.....	86, 107f, 112, 117ff, 136, 140f, 193f, 206, 218, 228f, 238, 240ff
Einfügungsdämpfung, von Filtern.....	273, 408
Eisen.....	25, 132, 191, 229ff, 238ff, 258, 310, 360
weiches	230
hartes	232
Eisenkern.....	43ff, 103

Elastomer.....	236, 261
Elastomerdichtungen	
leitfähige.....	261f, 266
mit leitfähigem Textilüberzug.....	264
Elastomer-Kern.....	259f
Elektroinstallation.....	350, 354, 405
Elektromagnetische Verträglichkeit, siehe auch EMV.....	2, 7, 9, 285, 434, 485
Elektronenstrahlen.....	3, 49
Eloxierung.....	233
EMF, siehe auch EMVU.....	7
Emission, siehe auch Störaussendung.....	4, 7, 435
EMP.....	13, 272, 341, 467ff, 470ff, 487, 491
EMP-Schutz.....	272, 341, 472ff
EMV ... 4ff, 100, 210, 284ff, 311, 348, 350, 368, 376ff, 382, 433ff, 458, 481, 482ff	
EMVU.....	7ff, 450f, 458
Entstörmittel.....	6f, 286, 433, 474
Ersatzdipole.....	176
ESD.....	3, 311, 437
ESD-Kabine.....	311
Faraday.....	88ff, 100ff, 134ff, 194, 206, 229, 403, 459
Feldeinkopplung	
durch lange Schlitze.....	208
durch Öffnungen.....	174ff, 296, 419
Feldlinien	
elektrische.....	43, 93
magnetische.....	39, 56, 95
Feldstärke	
elektrische.. 20f, 35, 45f, 68, 84, 91, 111ff, 122ff, 131, 137ff, 213, 444, 470ff	
magnetische..... 23f, 54ff, 84, 99ff, 115, 124, 154ff, 177, 207, 230, 347, 451f	
Feldursache..... 3ff, 19, 30ff, 38, 42, 49, 54f, 85f, 92, 100, 106, 134, 209, 268, 345	
Fenster, geschirmte..... 175, 192, 323, 329, 330, 338, 343, 361ff, 405, 459ff, 473	
Fernfeld..... 57ff, 134, 139, 155, 389, 403,f	
Ferritabsorber.....	67, 313
Ferritring.....	276f
Ferromagnetikum.....	230
Feuchteschutz.....	358

Feuerwiderstand	361f
FEXT	376
Filter	271ff, 299ff, 311, 332, 339, 349, 350ff, 379, 385, 408ff, 439f, 465, 473
für geschirmte Räume.....	350ff
Fluss	
elektrischer	31f
magnetischer.....	38, 42
Flussdichte	
elektrische.....	21ff, 32, 35f
magnetische	22f, 39, 45, 452
Flussdichtevektor.....	21, 22
Folienschirm.....	224, 368, 373
Fourier	16, 64, 72ff, 87, 151, 485
-Koeffizienten.....	76, 151
-Reihenentwicklung.....	72ff, 87
-Transformation.....	64, 75ff, 87, 485
Frequenz, kritische	165ff, 283
Gauß'sches Gesetz	32, 34, 40
Geflechtichte	370
Geflechtschirm	128, 216ff, 224, 368, 370ff
Gegentaktstörungen.....	269, 278, 301, 375
Gegentaktströme.....	276
Gehäuse, dicht geschweißte.....	291
Gestrickdichtungen.....	258ff, 266
Gipskartonwand.....	362
Glasfassade.....	338f
Gleichanteil	74
Gleichfeld	
elektrisches	102
magnetisches	460
Gleichtaktstörung	269
Gleichtaktströme	276, 382, 415
Gleitbügel.....	22
Gravitationsfeld.....	14, 19
Grenzfläche	26ff, 32, 37, 67ff, 93ff, 116, 136ff
Grenzfrequenz	168, 284, 314f, 355

Grenzwert	4, 10, 100, 434ff, 451, 456ff, 480ff, 491
Grundwelle	166ff
Gruppengeschwindigkeit	169
Halbebene, metallische	109
Hankel'sche Funktion	152
Heizkörper	334, 358, 406
HEMP	469, 474ff, 481ff
Hertz, Heinrich	30, 58
HF-Dichtung	209, 228, 236f, 252ff, 280ff, 300ff, 324ff, 391, 440
Hohlleiter	88, 165ff, 282, 308, 318, 331f
Dämpfung eines	167
-wellenlänge	166f
Hohlraumresonanzen	92, 135, 141, 165, 171ff, 312, 315, 318, 398, 419
Hohlzylinder	88, 107, 113, 121, 123, 127, 131, 150, 159, 160, 346
Hörgrenze	363, 365
Hüllenfluss, Satz vom	29, 30ff, 40, 52, 53
Hüllfläche	31ff, 38, 39, 40, 41
Hysterese	229f
Immunität, siehe Störfestigkeit	4, 7
Impedanzanpassung	271, 273
Impedanzbelag	111
Impedanzkonzept	72, 88, 137ff, 158f, 187, 205, 249, 389, 486
erweitertes	141
Induktion	22, 43, 55ff, 88f, 102, 201, 295, 345
Induktionsgesetz	29, 41ff, 51ff, 100ff, 117
Induktivität	53, 206, 217, 449
Informationsgehalt	433, 465
Informationsquelle	10ff
Informationsschutz	10, 285, 461, 462, 466
Informationssenke	10, 12
Informationsübertragung	2, 3, 10ff, 461f
feldgekoppelte	11
leitungsgeführte	11
Integralform, der Maxwellgleichungen	33, 35, 38, 40, 43ff, 51, 52
Interferenz	57ff, 63

500 Stichwortverzeichnis

IP-Schutz	291ff
Isotropie.....	25
Kabelschirm	128, 174f, 210ff, 278ff, 367ff, 380ff, 397, 401, 413, 417ff, 449
homogener	212
inhomogener	214
Kabelschirmung.....	86, 210, 367, 379
Kabeltrasse	272, 344f, 380, 443, 444
Kabelverschraubung.....	275, 279
Kaden	94, 103f, 113, 122, 128, 133, 149, 150, 159, 177ff, 194, 205, 210ff, 487
Kapazität.....	53f, 270, 275, 373
Klebebänder.....	252, 284, 323
Klebstoffe, leitfähige	236
Koaxialkabel.....	218, 224, 279, 309, 367f, 369, 370, 374, 377ff, 411, 428
Kobalt	230, 232
Koerzitivfeldstärke	230ff
Kompensationsspule.....	26
kompromittierende Abstrahlung.....	11, 319, 464
Kondensator	21, 50, 54, 468, 471
Kontaktfederleisten	254ff, 295, 327, 390
Kontaktfedern	254, 257, 266
Kontaktkorrosion.....	250
Kontaktstreifen	254ff, 267, 296
Kopplung	
galvanische	270
induktive.....	220, 268ff, 375, 381, 383
kapazitive	221, 268f
Kopplungsadmittanz.....	86, 218ff, 413, 485
Kopplungsimpedanz.....	86, 210ff, 370ff, 385, 412ff, 425, 449, 475, 490
Kopplungsleitwert	219
Kopplungspfad	5, 6ff, 462
Kopplungswiderstand	211, 412, 484, 490
Körperschall	11, 363
Korrosion.....	232ff, 249ff, 322, 340, 358
Korrosionsbeständigkeit.....	233ff, 249, 385
Kugel	35ff, 58, 113, 129
Kugelkoordinaten	36, 129, 131

Kugelladung	36, 37, 38
Kunststoff	
leitfähiger	235
metallbedampfter	236
Kupfer	235
Kupfer-Beryllium	254ff, 258
Kupferblech	323ff, 333, 341, 360
Kupfergewebe	329f
Kupferschütte	279f
Kurzschlussfaltung	373
Ladung.. 14f, 20ff, 30ff, 44, 49, 50ff, 89f, 107, 153, 219ff, 250, 269, 313, 445, 469	
Ladungsdichte	33, 36
LAN	281
Langwellensender	135
Laplace-Operator	106
Leistungsdichte	138, 188f, 203f, 451ff, 468
Leistungspegel	80ff, 223, 378, 382, 396
Leitung	
asymmetrische	273, 409
symmetrische	273, 347, 411
unsymmetrische	255, 273, 409, 411
geschirmte, Anbindung von	278
Leitungsferrite	276f, 313
Leitungsstrom	49ff, 65, 110f
Lenz'sche Regel	42
Licht	17, 30, 58, 91, 152, 283
Lichtgeschwindigkeit	30, 57f, 64, 87, 156, 163
Lichtwellenleiter	171, 271f, 281, 369
Linearität	25, 59, 65
Linke-Hand-Regel	41
Lochblech	192f, 283, 299
Lochkopplung	183, 187, 192, 205, 207, 215, 297
Lüftungsplanung	355
Lufttraum	105, 115, 124, 146
Luftschall	363
LWL, siehe auch Lichtwellenleiter	274, 278, 281f, 352ff, 394, 402

502 Stichwortverzeichnis

Magnetfeldschirmung.....	272, 287, 294, 296, 344, 444, 459
Magnetisierung.....	231
Materialgleichung.....	20, 24, 25, 27, 28, 29, 52
Materialstärke.....	112f, 132ff, 149, 160ff, 176, 227ff, 235ff, 285, 321ff, 373f
Maxwell.....	20, 29f, 52, 58, 91
Maxwell-Gleichungen.....	20
Medienkonverter.....	281, 355
Messerkontakttür.....	304, 325
Messing.....	235
Messkabine.....	192, 311
Mode Stirred Chamber, siehe auch Modenverwirbelungskammer.....	315
Modenverwirbelungskammer.....	174, 315ff, 412, 420ff, 436, 482
Modulation.....	14, 405
Modulbauweise.....	303f
Mumetall.....	96, 230ff, 238
Nahfeld.....	57, 155, 196ff, 390, 403
Nebensprechen.....	224, 375
NEMP.....	13, 469, 478
Nennstrom (von Filtern).....	272
NEXT.....	376
Nickel.....	229, 230ff, 237, 258, 262, 310, 322
Nordpol.....	39f
Normaleneinheitsvektor.....	35
Normalkomponente.....	26, 31f, 132, 154
Normalpotenzial.....	229, 251
Optische Bedeckung, siehe auch Bedeckungsgrad.....	216ff, 370
Passivität.....	25
Passivschicht.....	233f, 250, 254
Pegel.....	79, 81, 83, 364, 391f, 396
bezogener.....	81
relativer.....	79, 81
Permittivität, siehe auch Dielektrizität.....	24, 93, 94
Phasengeschwindigkeit.....	168
Plasmakanal.....	49, 58

Pointingvektor	63, 188, 203
Polarisierbarkeit.....	57, 63, 96, 176, 177ff, 187, 202, 208, 492
Potenzreihen	155
Propagatormatrix	144
Pyramidenabsorber	67, 313
Quelle	11, 32ff, 40, 53ff, 83, 95, 429, 471
Quellendichte.....	33, 40
Quellenfeld	33f, 40, 56, 57
Quellenfreiheit.....	29, 38, 40, 52, 59, 106
Racks	287, 299, 321, 333, 441
Radiosender	2
Raum	
abhörgeschützt.....	338
abhörsicherer	2, 318
abstrahlsicherer.....	319
Raumladungsdichte	38
Raumschirmungsprojekte, Planung von	348
Rechteckhohlleiter.....	165ff
Rechte-Hand-Regel	48
Reflexion	57f, 63, 67ff, 88, 134, 136ff, 389
Reflexionen, multiple	140f
Reflexionsdämpfung	139f, 190
Remanenz	231ff
Reverberation Chamber, siehe auch Modenverwirbelungskammer	315
Reziprozitätsgesetz.....	85f
Rohrdurchführung	167, 304, 308f, 331f, 356, 358, 406
Röntgenstrahlung.....	17, 58
Rückwirkungsfaktor	124, 130, 154, 206
Rückwirkungsfeld	101f, 112, 117, 124, 129, 130, 135, 194ff, 228
Rundhohlleiter	170
Sandwich-Paneel	305f
Sauerstoffkorrosion	249
Schalengehäuse	284, 287
Schalldruckpegel	364ff

Schallschutz.....	325, 363ff
Schallwelle	14, 363
Schaltschränke.....	210, 287, 289
Schelkunoff	137, 389
Schirm	
aktiver magnetostatischer	97
elektrodynamischer	46, 88, 94, 96, 100, 107, 113, 174, 295, 345, 380, 448
elektrostatischer.....	89
Kugel-.....	88, 107, 128, 129, 131
magnetostatischer	94
Platten-	88, 107, 113, 119ff, 206
Zylinder-.....	88, 107, 113, 121ff, 131, 150, 159f, 346
Schirmfaktor.....	83f, 116, 122ff, 131, 146f, 156, 204ff, 223, 448
quasistationärer.....	163
Schirmgehäuse.....	85, 94, 128, 134f, 272ff, 284f, 290ff, 380ff, 396, 411, 426
Schirmkabine.....	302ff, 318, 336, 348, 356, 388, 427, 428
Schirmschränke	256
Schirmung, geschweißte.....	324, 339
Schlaglänge	369ff
Schlagwinkel	369
Schließkraft	258, 327
Schließmechanismus	307
Schließzylinder	328
Schnüffelmessung	302, 405
Schwelle	304ff, 327
Schwingkreis	53
Sechseck-Hohlleiter.....	171
Seilschirm.....	218, 368ff
Skalarfeld	19
Skalarpotenzial	105, 129, 181, 182
Skinneffekt, siehe auch Stromverdrängung.....	88, 102, 215
Spannungsfestigkeit, von Filtern	271
Spannungsreihe	234, 251f
Sperrbereich.....	271ff, 351
Spule.....	23, 97ff, 436, 471
Stahl	234
Stahlblech	233, 303, 306, 321, 324, 339

Steckverbinder, geschirmter	279, 385
Stetigkeitsbedingung	70f, 91
Stokes, Satz von	44, 51
Störaussendung	4, 7, 9, 13, 286, 434, 438f, 480ff
Störfestigkeit	4, 7, 13, 210, 285, 375, 434ff, 446f, 472ff, 480ff
Störquelle	5ff, 13, 342ff, 350f, 434, 440ff
Störsenke	5ff, 350, 434, 440ff
Störung, feldgekoppelte	4ff
Strahlungskopplung	268ff, 445
Streumatrix	142f
Streuparameter	142
Stromdichte	25, 102, 114, 451ff
Stromverdrängung	102, 108ff, 206, 212
Stromversorgung	271f, 300ff, 320, 333, 347, 350, 354, 380f, 473
Südpol	39f
Tangentialkomponente	27, 41, 47f, 68, 132, 163
Teilchenstrahlung	15
Testladung	20, 34, 44
Textilien, leitfähige	237, 309
Therapieraum	337
Torus	56
Transferadmittanz, siehe Kopplungsadmittanz	219
Transferimpedanz, siehe Kopplungsimpedanz	211
Transmissionsmatrix	143, 144, 146
Transparenz	192, 237, 300, 329, 330, 367
Trittschall	363
Tür	
geschirmte	175, 227, 253ff, 306f, 314, 323ff, 329, 338ff, 361ff, 403ff, 459
Messerkontakt-	254, 257, 303ff, 325, 367
Twisted Pair	368, 374
Umlaufintegral	42f, 48f, 276
Umwelt	2ff, 267, 312, 450, 493
Universalgehäuse	287f
USB	281

Vektorfeld.....	19ff, 34f, 44, 51, 105
Vektorpotenzial	180
Verdrillen	269, 272, 375
Verschiebungsdichte.....	21
Verschiebungsstrom	49ff, 104
Vertraulichkeit.....	12, 462ff
Vielfachreflexionen	140f
Vierpol.....	141
Vliesstoff	320
Wabenkamineinsatz.....	282ff, 299ff, 355ff
Wärmeleistung.....	356
Weber'sche Funktion.....	152
Wechselfeld, magnetisches.....	94, 102, 375
Welle	
ebene.....	68, 136ff, 150f, 160, 166, 188, 257, 261, 303, 322, 330, 404ff
elektromagnetische....	6, 14, 17, 30, 51ff, 134, 165, 193, 283, 312, 332, 459ff
harmonische	64, 66, 107
Wellenfeld	4, 88, 135ff, 150, 159ff, 224, 382, 396, 406f
Wellenkettenmatrix	142, 143
Wellenlänge, kritische	166, 169
Wellentypen, höhere.....	166
Wellenzahl.....	64f, 69, 107, 149ff, 181
Wirbeldichte	43f
Wirbelfeld.....	43ff, 106
Wirbelstrom.....	102ff, 112ff, 124, 129ff, 153, 194, 205f, 212, 228, 295, 487
Wireless-LAN	12, 459
Wirtschaftlichkeit	228, 285, 311, 348
Zelte, geschirmte	341
Zink	234
Zinn	235
Zylinderfunktionen.....	152