

Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit



Schirmdämpfungs- und Nahfeldmessungen mit einem elektro-optischen Sensorsystem unter Aspekten der elektromagnetischen Verträglichkeit



 Cuvillier Verlag Göttingen Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag Schirmdämpfungs- und Nahfeldmessungen mit einem elektro-optischen Sensorsystem unter Aspekten der elektromagnetischen Verträglichkeit

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.

Schirmdämpfungs- und Nahfeldmessungen mit einem elektro-optischen Sensorsystem unter Aspekten der elektromagnetischen Verträglichkeit

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

> zur Erlangung der Würde einer Doktor-Ingenieurin (Dr.-Ing.) genehmigte Dissertation

von Dipl.-Wirtsch.-Ing. Lena Annika Thiele

aus Hildesheim

eingereicht am:	29.06.2012
mündliche Prüfung am:	10.09.2012
Referenten:	Prof. Dr. rer. nat. Achim Enders
	Prof. DrIng. Wolfgang Kowalsky
Prüfungsvorsitzender:	Prof. DrIng. Tim Fingscheidt

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.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2012

Zugl.: (TU) Braunschweig, Univ., Diss., 2012

978-3-95404-232-6

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2012 Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen Telefon: 0551-54724-0 Telefax: 0551-54724-21 www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2012

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-95404-232-6



Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist im Rahmen meiner Tätigkeit am Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit an der Technischen Universität Carolo Wilhelmina zu Braunschweig unter der Leitung von Prof. Dr. rer. nat. Achim Enders entstanden. Neben der Mitarbeit an unterschiedlichen Projekten in der Luftfahrt- und Automobilindustrie und in der Lehre konnte ich während meiner Arbeitszeit diese Dissertation erstellen.

Besonderer Dank gilt meinem Betreuer Herrn Prof. Dr. rer. nat. Achim Enders für die Möglichkeit zu selbstständigem und eigenverantwortlichem Arbeiten am Institut und für die entgegengebrachte Unterstützung beim Erstellen dieser Arbeit. Desweiteren möchte ich mich bei meinem Zweitgutachter Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Kowalsky, sowie dem Vorsitzenden der Promotionskommission Herrn Prof. Dr.-Ing. Tim Fingscheidt, herzlich bedanken. Gesonderter Dank gilt ebenfalls meinem Kollegen Herrn Dr.-Ing. Robert Geise für die stets konstruktiven Diskussionen und die guten Forschungsideen.

Weiterhin möchte ich mich bei meinen lieben Kollegen - gerade auch von den Nachbarinstituten für Hochspannungstechnik (ELENIA) und Nachrichtentechnik (IfN) - für die gute Zusammenarbeit bei der fächerübergreifenden Forschung und ihre Unterstützung während und auch nach der Arbeitszeit herzlich bedanken.

Außerdem möchte ich an dieser Stelle meine Eltern erwähnen, die mich während meines Studiums und der Promotion immer unterstützt haben und für mich da waren. Danke!

Leider kann ich an dieser Stelle nicht alle Personen namentlich erwähnen, die mich in der Entstehungszeit dieser Arbeit begleitet haben. Aber gerade die Freunde und ehemaligen Kommilitonen, die in dieser Zeit den Kontakt gehalten und mich motiviert haben, sollen sich durch diese Danksagung ebenfalls angesprochen fühlen.

Lena Thiele

Braunschweig, Oktober 2012

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



Kurzfassung

Die Messung elektromagnetischer Feldstärken im Nahfeldbereich von Antennen ist eine grundlegende Messaufgabe. Ebenso wichtig ist die Messung der Schirmdämpfung von kleinen, zum Teil mit Leiterplatten bestückten Schirmgehäusen. Verwendete Feldsonden müssen dabei einerseits sehr klein sein, um auch bei eingeschränkten Platzverhältnissen Messungen zu ermöglichen. Andererseits müssen sie eine hohe Empfindlichkeit und Genauigkeit aufweisen, um eine ausreichende Messdynamik zu gewährleisten. Gerade auch bei sehr gut geschirmten Gehäusen muss es noch möglich sein, die Feldstärke im Inneren zu bestimmen. Außerdem dürfen die vorliegenden und zu untersuchenden Feldeigenschaften durch einzubringende Sensoren gar nicht oder nur in sehr geringem Maße verändert werden.

Der in dieser Arbeit gezeigte Lithiumniobat-basierte elektro-optische Sensor besitzt sehr kleine Abmessungen und arbeitet vollständig passiv. Der Messaufnehmer besteht bis auf einen kleinen metallischen Dipol als Empfangsstruktur nur aus dielektrischen Materialien. Durch diese Eigenschaften ist er gut geeignet, auch in Gehäusen mit sehr begrenzten Platzverhältnissen eingebracht zu werden.

In der vorliegenden Arbeit werden zunächst die theoretischen und physikalischen Grundlagen erarbeitet. Außerdem werden das verwendete Messsystem und die unterschiedlichen Messumgebungen explizit vorgestellt. Danach wird untersucht, ob der gezeigte Sensor prinzipiell für die Feldstärkemessung im Nahfeld geeignet ist. Dabei wird besonderes Augenmerk auf die Empfindlichkeit, aber auch auf die geringe Rückwirkung auf das ursprüngliche elektrische Feld gelegt. Hierfür werden Nahfeld-Messungen an einer Doppelsteghornantenne gezeigt und mit theoretischen Werten aus der Literatur verglichen. In einem zweiten Schritt werden die Nahfelddaten transformiert und mit Fernfeldmessungen der Hornantenne verglichen. Alle Daten liegen hierbei in sehr guter Übereinstimmung.

Den Schwerpunkt dieser Arbeit stellen die eigentlichen Schirmdämpfungsmessungen dar. Dazu werden zunächst aktuelle Verfahren und Normen vorgestellt. Danach werden als erster Schritt Messungen an einem einfachen Schirmgehäuse gezeigt, um daran die wichtigsten Kopplungsmechanismen zu bestimmen. Diese zeigen sehr gute Übereinstimmung zu Simulationsergebnissen, die mit CST MICROWAVE STUDIO® generiert wurden. Aufbauend auf diesen Ergebnissen werden weitere Messungen an einem reellen Schirmgehäuse für Motorsteuergeräte gezeigt. Dabei werden sowohl das leere, als auch das mit einer Leiterplatte bestückte Gehäuse vermessen. Außerdem wird gezeigt, dass die Empfindlichkeit des Sensors durch einfache Modifikationen signifikant gesteigert werden kann. Weitere Konsequenzen dieser Modifikationen werden ebenfalls bestimmt. Anschließend werden die Auswirkungen unterschiedlicher Beladungen des Gehäuses auf dessen Schirmwirkung ermittelt. Die Arbeit schließt mit einem Ausblick auf mögliche Magnetfeldmessungen mit dem elektro-optischen Sensorsystem und ersten Messergebnissen für diese Anwendung.



Abstract

Near-field measurements of antennas or other radiating structures are a challenging technique for determining their far-field patterns. Shielding effectiveness measurements especially of small enclosures are as well an important task for the electro-magnetic compatibility (EMC) of running systems. These near-field measurements need to be done without influencing the actual field distribution. Thus a small field probe with very little back scattering effect is required.

In this work a lithiumniobate-based electro-optical field sensor with good sensitivity is shown, which is suitable not only for antenna measurements but also for small devices, where testing power is limited. Interferences to the field distribution are minimized, due to the absence of any conductive material for power supply and measurement signal transmission, which are realized with a fiber optic cable. The sensor itself as well consists of only nonmetallic parts except for two thin and short wires constituting an infinitesimal electric dipole as the receiving structure, the received voltage being applied to the electro optical lithiumniobate modulator.

Initially the theoretical and physical background of the realized measurements is given. Especially the used sensor system and the measurement environments are shown in detail. Afterwards the functionality and accuracy of the sensor system is demonstrated with an aperture scan of a large horn antenna. Measurements correspond well to the known theoretical description of the electric field. Additionally, far-field transforms of the measured data show a good agreement with direct far-field measurements performed at an open area test site.

The main topics of this work are the shielding-effectiveness measurements of small enclosures. Therefore relevant standards and techniques are presented. Afterwards a simple metallic rectangular enclosure which provides variable slot sizes is used as a reference object. Measurements with such an enclosure should give insight into basic coupling mechanisms, but also provide fundamental data for EMC-considerations. The results of the measurements are compared with the simulations of the electric field. For the simulation the program MI-CROWAVE STUDIO® is used. As a second step measurements with a common motorcontrol unit enclosure are provided. Measurements take place in two different measurement environments. Furthermore the sensor is used in various configurations according to the dynamic range and the usability of these modifications is studied and described.

The work closes with an outlook to future measurements scenarios for measuring the magnetic field strength with the provided electro-optical field sensor.

$\langle \! \! \! \! \! \rangle$

Inhaltsverzeichnis

1	I	EINI	LEIT	UNG	13
	1.1		Moti	vation	14
	1.2	2	Stru	ktur der Arbeit	15
2	٦	THE	ORE	TISCHE GRUNDLAGEN	17
	2.1		Elek	tromagnetische Wellen	17
	2	2.1.	1	Ebene Wellen	18
	2	2.1.2	2	Nahfeld – Fernfeld	19
	2	2.1.:	3	Wellenimpedanz	20
	2 E	2.1.4 Einfa	4 allswi	Elektromagnetische Wellen an Grenzflächen (Reflexion, inkel)	Transmission und
	2	2.1.	5	Resonanz, X/2	21
	2	2.1.0	6	Moden	22
	2.2	2	Elek	tromagnetische Verträglichkeit	23
	2	2.2.*	1	Logarithmierte bezogene Systemgrößen - Pegel	23
	2	2.2.2	2	Koppelmechanismen	25
	2	2.2.3	3	Elektromagnetische Schirme	26
	2	2.2.4	4	Der Begriff Schirmdämpfung	27
3	(GRI	JNDS	STRUKTUREN UND ANWENDUNGEN	28
	3.1		Elek	tro- und magnetooptische Feldsensoren	28
	3	3.1.	1	Der elektro-optische Effekt	28
	3	3.1.2	2	Das verwendete Sensorsystem	29
	3.2	2	Mes	sumgebungen	34
	3	3.2.	1	Wellenleiter und Aufbau eines Rechteck-Hohlleiters	34
	3	3.2.2	2	TEM-Wellenleiter	37
	3	3.2.3	3	Aufbau einer TEM-Zelle	
	3	3.2.4	4	Freifeld / Absorberraum	
	3	3.2.	5	Modenverwirbelungskammern	41

	3.3	Kalibrierung in einer µTEM-Zelle		.42
	3.4	Мос	difizierung des Sensorkopfes	.45
	3.5	Mag	gnetfeldmessungen	.49
4	NAH	IFEL	DMESSUNGEN	.50
	4.1	Rich	ntdiagramme	.50
	4.2	Mes	ssungen in der Antennen-Apertur	.52
	4.2.	1	Messaufbau der Nahfeldmessungen	.52
	4.2.2	2	Ergebnisse der Nahfeldmessungen	.54
	4.2.3	3	Nahfeld-Fernfeld-Transformation	.63
	4.3	Zus	ammenfassung der Nahfeldmessungen	.71
5	SCH	IIRM	DÄMPFUNGSMESSUNGEN	.72
	5.1	Mes	ssung der intrinsischen Schirmdämpfung von Gehäusen	.72
	5.1.	1	Etablierte und genormte Schirmdämpfungs-Messverfahren	.74
	5.2	Mes	ssung der Schirmdämpfung mit normähnlichen Messverfahren	.81
	5.3	Refe	erenzgehäuse für Schirmdämpfungsmessungen	.82
	5.3.	1	Messaufbau der Schirmdämpfungsmessungen	.83
	5.3.2	2	Messungen am Referenzgehäuse	.85
	5.3.3	3	Modifikation des Gehäuses	.92
	5.3.4	4	Simulation der Feldstärke und Oberflächenströme	.94
	5.3.	5	Ergebnisse der Messungen mit dem Testgehäuse	.97
	5.4	Sch	irmdämpfungsmessungen an realen Motorsteuergeräte-Gehäusen	.99
	5.4.	1	Das Motorsteuergerät als DUT1	00
	5.4.2	2	Platzierungen des Sensors im Steuergerät1	03
	5.4.3	3	Schirmdämpfungsmessungen von 10 kHz bis 200 MHz1	04
	5.4.4	4	Messergebnisse im Frequenzbereich 10 kHz bis 200 MHZ1	05
	5.4.	5	Schirmdämpfungsmessungen von 200 MHz bis 3 GHz1	10
	5.4.0	6	Messergebnisse im Frequenzbereich 200 MHz bis 3 GHz1	10
	5.4.	7	Ergebnisse der Schirmdämpfungsmessungen am Steuergerät1	14

	5.4.	8	Messergebnisse mit Leiterplattendummy1	15
	5.5	Zusa	ammenfassung der Schirmdämpfungsmessungen	22
6	MA	GNE	TFELDMESSUNGEN1	24
	6.1	Mes	saufbau der H-Feldmessungen1	24
	6.2	Mes	sergebnisse der H-Feldmessungen1	26
	6.2.1 H-Feld-Messungen in einer µT		H-Feld-Messungen in einer µTEM-Zelle1	26
	6.2.2		H-Feld-Messungen in einer TEM-Zelle1	27
6.2.3		3	H-Feld-Messungen in einem Hohlleiter1	31
	6.3	Kalil	brierung über den Feldwellenwiderstand1	33
	6.4	Mag	netfeldmessungen in einer Antennen-Apertur1	35
	6.5	Zusa	ammenfassung der Magnetfeldmessungen1	39
7	ZUS	SAMN	IENFASSUNG1	40
LI	LITERATUR142			

Abkürzungs- und Stichwortverzeichnis

a	Schirmdämpfung
А	Fläche
APE	Annealed Proton Exchange, Protonenaustausch
ASTM	American Society for Testing and Materials
AUT	Antenna Under Test; getestete Antenne
В	magnetische Flussdichte
c	Lichtgeschwindigkeit
С	Richtcharakteristik einer Antenne
Γ	Korrekturfaktor für Elektrode
d	Durchmesser, Dicke, Abstand (z.B. zwischen den Platten eines Plattenkonden- sators)
D	dielektrische Verschiebung
dB	Dezibel
DC	direct current, Gleichstrom
Δ	Delta; Änderung
div	Divergenz
DUT	Device Under Test, Testobjekt
Е	elektrische Feldstärke
3	relative Permeabilität;
ε ₀	elektrische Feldkonstante \approx 8,854 10 ⁻¹² As/Vm
EMB, EMI	Elektromagnetische Beeinflussung, engl.: Electromagnetic Interference
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESD	Electro Static Discharge, Elektrostatische Entladung
f	Frequenz
f_c	cut-off Frequenz
G	$Giga = 10^9$
grad	Gradient
Н	magnetische Feldstärke
η	Wellenimpedanz
h _{TEM}	Septumhöhe der TEM-Zelle
Hz	Hertz [vgl. kHz, MHz, GHz]
IEMV	Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit
IfN	Institut für Nachrichtentechnik
J	Stromdichte

Q/

k	Korrekturfaktor
\vec{k}	Wellenvektor
Κ	Kerr-Faktor
λ	Wellenlänge
LiNbO ₃	Lithiumniobat
LWL	Lichtwellenleiter
М	Mega, 10^{6}
MVK	Modenverwirbelungskammer
MZI	Mach-Zehnder-Interferometer
μ	Permeabilität, Mikro =10 ⁻⁶
μ_0	magnetische Feldkonstante \approx 1,257 10 ⁻⁶ Vs/Am;
n	Brechungsindex, Brechzahl
π	Pi
Р	Leistung; Polarisation
ρ	Ladungsdichte
PTB	Physikalisch Technische Bundesanstalt
r	Radius
rot	Rotation
R	Reflexionsfaktor
Σ	Leitfähigkeit
S	Poyntingvektor
S ₂₁	Streuparameter, Vorwärtstransmissionsfaktor von Port 1 nach Port 2
SE	Shielding Effectiveness, Schirmdämpfung
SNR	Signal-to-Noise Ratio, Rauschabstand
t	Zeit
Т	Transmissionsfaktor
TEM	transversal elektromagnetisch
TOSM	Thru Open Short Match; Kalibrierstandards
U	Spannung
UKW	Ultrakurzwelle; 30 MHz – 200 MHz
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit
VNA	Vektor-Netzwerkanalysator
Ω	Kreisfrequenz
Ζ	Impedanz, Feldwellenwiderstand
Z _{TEM}	charakteristische Impedanz der TEM-Zelle

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



1 Einleitung

Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) spielt seit Jahren in der modernen Technik eine zunehmend wichtige Rolle. Durch immer höhere Taktfrequenzen, kürzere Schaltzeiten und hohe Leistungen ist auf der einen Seite das Störpotenzial durch mögliche ungewollte Sendequellen angestiegen. Durch die stetige Verkleinerung von Bauelementen bis in den nm-Größenbereich aktiver Strukturen ist auf der anderen Seite auch die Störempfindlichkeit der Systeme größer geworden. Durch geeignete Maßnahmen, wie zum Beispiel Schirmung der gefährdeten Bauelemente, müssen mögliche Ein- oder Auskopplungen der Störstrahlung verhindert oder zumindest ausreichend verringert werden. Für diese Anwendung kommen unterschiedliche Schirmgehäuse zum Einsatz, die jedoch durch Kabelöffnungen immer Schwachstellen aufweisen müssen. Deshalb ist es wichtig, diese Schwachstellen zu kennen und die Gehäuse und Durchführungen für den jeweiligen Fall und den genutzten Frequenzbereich möglichst gut abzustimmen.

Gerade im Bereich der Automobilelektronik, aber auch Avionik, sind diese Schirmgehäuse gegen elektro-magnetische Strahlung sicherheitsrelevant, da die verwendete Elektronik teilweise direkt ins Verkehrsgeschehen eingreift. Hier müssen die jeweiligen Eigenschaften sehr genau bekannt sein, da ein Ausfall der jeweiligen Elektronik große Risiken birgt. Das Störpotenzial wird durch zunehmende Elektrifizierung besonders im Automobilsektor eine weiter zunehmend große Rolle spielen. Gerade auch bei der Einführung von Hybrid- oder reinen Elektrofahrzeugen können EMV-Probleme unterschiedlicher Art durch die verwendeten Elektroantriebe auftreten.

Durch die steigende Komplexität der Systeme sind Vorhersagen bezüglich des Abstrahlverhaltens, aber auch der Empfindlichkeit, sehr schwierig und im Rahmen von Simulationen kaum zu erfassen. Die zurzeit vorliegenden Normen zur Messung der Schirmdämpfung von Gehäusen sind allerdings ebenfalls sehr komplex und unübersichtlich, um die Schirmwirkung der einzelnen Gehäuse reproduzierbar und objektivierbar zu bestimmen. Für eine erste Charakterisierung bzw. eine Worst-Case-Abschätzung sind sie aufgrund des großen Aufwandes und der langen Dauer somit nur eingeschränkt geeignet.

Deshalb müssen einfache und doch aussagekräftige und genaue Messungen der Schirmung von Gehäusen ermöglicht werden. Gerade erste Abschätzungen erfordern hier zunächst ein genaues Verständnis der möglichen Einkopplungen und des resonanten Verhaltens von Gehäusen, um im nächsten Schritt die kritischen Fälle untersuchen zu können.



1.1 Motivation

Die Bestimmung der Schirmdämpfung unterschiedlicher Abschirmgehäuse stellt eine wichtige Aufgabe der EMV dar. Dabei spielt vor allem bei komplexen Strukturen die Messung eine wichtige Rolle, da Simulationen hier noch immer nicht verifizierte Ergebnisse liefern. Gerade zur Messung an kleinen Schirmgehäusen müssen die verwendeten Empfangsstrukturen ebenfalls sehr geringe Abmessungen aufweisen, um sie einerseits in den kleinen Gehäusen platzieren zu können, und um andererseits die im Inneren vorliegenden Feldeigenschaften nicht oder nur sehr gering zu beeinflussen.

Des Weiteren stellen Nahfeldmessungen im Rahmen von Antennencharakterisierungen ebenfalls anspruchsvolle Messaufgaben dar. Mit Hilfe der gewonnen Parameter können aus diesen Messungen die Fernfeldparameter der Antennen bestimmt werden, ohne aufwändige und oftmals fehlerbehaftete Freifeldmessungen durchführen zu müssen. Im Gegensatz zu den witterungsabhängigen Messungen auf einem Freifeld unter freiem Himmel können die Nahfeldmessungen in geeigneten (Teil-)Absorberräumen durchgeführt werden. Außerdem kann im Fall einer Aperturantenne oder dem Schlitz eines metallischen Gehäuses mit Nahfeldmessungen in nur einer Ebene ein vollständiges dreidimensionales Fernfelddiagramm berechnet werden, was bei reinen Fernfeldmessungen so nicht möglich ist. Besonders wichtig bei diesen Nahfeldmessungen ist ebenfalls wie oben beschrieben, die geringe Feldbeeinflussung durch die Messtechnik.

Der in dieser Arbeit und bereits in [Gassmann 1995] und [Werner 2002] gezeigte elektrooptische Sensor scheint für diese beiden Anwendungen besonders gut geeignet zu sein. Mit dem vorgestellten Sensorsystem ist es nicht nur möglich, relative Feldstärkewerte in Betrag und Phase darzustellen, sondern mit einer geeigneten Kalibrierung ebenfalls absolute Werte zu generieren. Der Lithiumniobat-basierte Sensor besteht nur aus dielektrischen Materialien, abgesehen von einem kleinen Dipol als Empfangsstruktur. Somit kann davon ausgegangen werden, dass er die zu messende Feldstärke nicht oder nur sehr geringfügig verzerrt. Durch die geringe Größe des Sensorkopfes und die Versorgung über einen Lichtwellenleiter (LWL) kann er sehr leicht auch in kleine Gehäuse eingebracht werden. Im Rahmen dieser Arbeit sollen die grundlegende Funktionsweise des elektro-optischen Sensors und ausgesuchte Praxisbeispiele für seine Anwendung im Rahmen von Nahfeld- und insbesondere Schirmdämpfungsmessungen gezeigt werden. Vor allem sollen dabei die große Empfindlichkeit des Sensors und die geringe Beeinflussung der ursprünglichen Feldverhältnisse verifiziert werden.



1.2 Struktur der Arbeit

Nach dieser Einleitung werden im Rahmen des zweiten Kapitels sowohl grundlegende physikalische Zusammenhänge, als auch wichtige Fachbegriffe erläutert. Dabei werden zunächst relevante Definitionen zum Thema elektro-magnetische Wellen und Verträglichkeit, aber auch die Nahfeld-Fernfeld-Bedingungen erläutert. Außerdem wird bereits eine Einführung in den Begriff der Schirmdämpfung gegeben, was in Kapitel 5 anhand von Praxisbeispielen erweitert wird.

Im darauf folgenden Kapitel werden die technischen Arbeitsmittel vorgestellt. Dabei werden vor allem die Funktionsweise des elektro-optischen Sensorsystems, aber auch die verwendeten Messmittel und Messumgebungen mit deren jeweiligen Feldverteilungen beschrieben. Anschließend wird eine Kalibriermethode dargelegt, mit der unter Verwendung einer sogenannten μ TEM-Zelle auch absolute Feldstärkewerte aus den mit dem Sensor gemessenen Daten generiert werden können. Außerdem wird gezeigt, wie mit einfachen Modifizierungen des Sensorkopfes seine Empfindlichkeit gesteigert werden kann.

Im vierten Kapitel werden anhand von Nahfeldmessungen an einer Doppelsteghornantenne die Genauigkeit und Empfindlichkeit des elektro-optischen Sensors demonstriert. Die gewonnenen Daten werden mit den theoretischen Werten aus der Literatur verglichen. Über eine anschließende Nahfeld-Fernfeld-Transformation und den Vergleich der Daten mit auf einem Freifeld gemessenen Fernfeldparametern werden die Eigenschaften des Sensorsystems weiter untersucht und dessen Eignung für Messungen im Nahfeldbereich erarbeitet.

Im messtechnisch wichtigsten Kapitel dieser Arbeit werden die eigentlichen Schirmdämpfungsmessungen mit dem elektro-optischen Sensor gezeigt. Dabei wird zunächst auf gängige Methoden und Normen zur Schirmdämpfungsbestimmung eingegangen. Anschließend werden zunächst an einem einfachen Testgehäuse unterschiedliche Einkoppelmechanismen und die Verwendung des Sensors für diese Art der Messungen untersucht. Anhand einfacher Modifikationen des Gehäuses wird der Zusammenhang zwischen Geometrie, Schwachstellen und der Schirmwirkung erarbeitet.

Abschließend werden Messungen an einem reellen Schirmgehäuse für Motorsteuergeräte durchgeführt. Dabei kommen unterschiedliche Messumgebungen, wie zum Beispiel eine TEM-Zelle, sowie Modifikationen des Sensorkopfes zum Einsatz. Hiermit wird verifiziert, dass der Sensor empfindlich genug ist, Schirmdämpfungsmessungen in sehr kleinen und gut geschirmten Gehäusen durchzuführen. Außerdem kann daran gezeigt werden, dass handelsüb-



liche Schirmgehäuse bereits gute Abschirmung elektro-magnetischer Felder bieten. Des Weiteren wird der Unterschied zwischen leeren Gehäusen, deren Eigenschaften nur vom Material und der verwendeten Geometrie abhängen, und von den mit Leiterplatten, sowie Ersatzstrukturen bestückten Gehäusen gezeigt.

Als letzter Abschnitt werden als Ausblick auf zukünftige Anwendungen Magnetfeldmessungen mit Hilfe des Sensors durchgeführt und bewertet. Dabei kommt eine einfache Modifikation des Sensorkopfes mit einer kleinen Kupferdrahtschleife zum Einsatz. Die Messungen finden analog zu den Nahfeldmessungen der elektrischen Feldstärke in der Apertur der Hornantenne statt. Zur Verifizierung werden aber auch andere Messumgebungen mit definierter Feldstärke, wie eine TEM-Zelle oder ein Rechteckhohlleiter, eingesetzt. Anhand dieser Messungen kann vor allem gezeigt werden, dass Magnetfeldmessungen in dieser Konfiguration prinzipiell möglich sind und die gegebenen Feldverhältnisse nicht unzulässig beeinflusst werden.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung der Messergebnisse und Anwendungsmöglichkeiten des elektro-optischen Sensorsystems.



2 Theoretische Grundlagen

In den folgenden Abschnitten werden einige wichtige physikalische Grundlagen dieser Arbeit dargelegt. Eine komplette Wiederholung der Grundlagenliteratur scheint jedoch in diesem Zusammenhang nicht sinnvoll, so dass nur auf die wichtigsten Themen eingegangen wird. Eine Liste der entsprechenden weiterführenden Literatur ist im Anhang gegeben.

2.1 Elektromagnetische Wellen

Im Rahmen der Feldtheorie können zwei Arten von Feldern unterschieden werden. Das sind einerseits die elektrischen Felder, die zwischen spannungsführenden Elektroden, in der Nähe elektrischer Ladungen und zeitlich veränderlicher Magnetfelder auftreten. Andererseits existieren magnetische Felder zwischen magnetischen Polschuhen oder in der Nähe stromführender Leiter und Spulen. Diese beiden Arten von Feldern können alleine oder gekoppelt auftreten. Bei elektromagnetischen Wellen handelt es sich immer um die verkoppelte Form. [Schwab 2002]

Die Entstehung elektromagnetischer Wellen wird durch die Maxwell'schen Gleichungen beschrieben. Sie erläutern die Entstehung der Felder durch Ladungen, sowie die Verknüpfung dieser Felder untereinander und sind im Vakuum gegeben durch:

$div\vec{E} = \frac{1}{\varepsilon_0}\rho$	(Gaußsches Gesetz)	Formel 1
$div\vec{B} = 0$	(Quellenfreiheit des magnetischen Feldes)	Formel 2
$rot\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t}$	(Faradaysches Induktionsgesetz)	Formel 3
$rot\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$	(Maxwell-Ampèresches Gesetz)	Formel 4

[Schwab 1996; Kapitel 3].

Ganz allgemein sagen diese Gleichungen aus, dass jede zeitliche Änderung des elektrischen Feldes mit einer zeitlichen Änderung des magnetischen Feldes einhergeht. Weitere Inhalte sollen an dieser Stelle nicht weiter erläutert werden, da die vollständige Beschreibung in weiterführender Literatur [Balanis 1982] gegeben ist. Der Vollständigkeit halber sind sie hier aufgeführt, da in folgenden Kapiteln in Teilen Bezug darauf genommen wird.



2.1.1 Ebene Wellen

Transversale ebene Wellen stellen die fundamentalsten elektromagnetischen Wellen dar. Sie breiten sich geradlinig aus und ihre Wellenfronten, das heißt die Flächen gleicher Phase, sind Ebenen. Diese homogenen ebenen Wellen stellen die einfachste Lösung der Wellengleichungen dar. [Kark 2011, Kapitel 4]

Die Wellengleichungen können aus den Maxwell'schen Gleichungen (Formeln 1 – 4) hergeleitet werden. Hierbei wird vereinfachend nur vom Spezialfall der Ausbreitungseigenschaften ausgegangen, das heißt die Erzeugung der elektromagnetischen Wellen wird nicht betrachtet. Die Entkopplung des elektrischen Feldes \vec{E} und der magnetischen Flussdichte \vec{B} erfolgt durch Anwendung des Rotationsoperators auf Formel 1 unter Zuhilfenahme der Materialgleichungen

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}$$
 und $\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$, so dass folgt Formel 5

$$rot \, rot \vec{E} = -\frac{\partial^2}{\partial t^2} \,\mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} = -\frac{\partial^2}{\partial t^2} \,\mu \varepsilon \vec{E} \,.$$
 Formel 6

Nun wird die zweifache Rotation dargestellt als

rot rot
$$\vec{E}$$
 = *grad div* \vec{E} – $\Delta \vec{E}$ **Formel 7**

so dass sich im Raum mit divergenzfreien Feldern die Wellengleichung für elektrisches bzw. magnetisches Feld ergibt zu:

$$\Delta \vec{E} - \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mu \varepsilon \vec{E} = 0$$
 Formel 8

$$\Delta \vec{H} - \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mu \varepsilon \vec{H} = 0$$
 Formel 9

Ebene Wellen können somit als Lösung dieser Wellengleichungen in komplexer Form wie folgt dargestellt werden:

$\vec{E}(\vec{r},t) = \vec{E}_0 \cdot e^{j(\omega t - \vec{k}r)} \text{ und}$ Formel 10 $\vec{H}(\vec{r},t) = \vec{H}_0 \cdot e^{j(\omega t - \vec{k}r)}$ Formel 11

Der Wellenvektor \vec{k} gibt dabei die Ausbreitungsrichtung einer elektromagnetischen Welle an.

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.

$$\vec{k} = \begin{pmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{pmatrix}$$
 und $|\vec{k}| = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$ bzw. $|\vec{k}| = \frac{2\pi}{\lambda}$ Formel 12

Dabei ist ω die Kreisfrequenz und λ die Wellenlänge. [Unger 1988]

Der Poyntingvektor \vec{S} beschreibt als Kreuzprodukt der Vektoren \vec{E} und \vec{H} die Leistungsflussdichte der elektromagnetischen Welle in Ausbreitungsrichtung. Innerhalb der von \vec{E} und \vec{H} aufgespannten Ebene sind die Feldvektoren konstant, was ebenfalls als Kriterium für eine ebene Welle angesehen wird. In der Realität treten ebene Wellen nicht auf. Reale elektromagnetische Wellen im Freiraum können durch sphärische Phasenfronten angenähert werden. Lokal lassen sich diese globale Kugelwellen durch TEM-Wellen beschreiben. [Kark 2011; Kapitel 4]

2.1.2 Nahfeld – Fernfeld

Im Bereich der Quelle eines elektro-magnetischen Feldes sind grundsätzlich die drei folgenden Bereiche charakterisiert:

- Nahfeld
- Fernfeld, Strahlungsfeld
- Übergangsbereich. [Enders 2012]

Von Nahfeld-Bedingungen spricht man allgemein anschaulich in einem kleinen Abstand r zur Quelle, also

$$r < \frac{\lambda}{2\pi}$$
 bzw. $e^{-jkr} \approx e^0 = 1$. Formel 13

Dieser Bereich kann als quasistationär, also ortsfest, angesehen werden. Das heißt, dass magnetisches und elektrisches Feld voneinander entkoppelt sind. Bei quasistatischen Feldern macht sich die Kopplung der Felder, wenn überhaupt, nur lokal bemerkbar. Der Definitionsbereich eines Nahfelds ist allerdings nicht nur eine Frage des Abstands zur Quelle, sondern auch eine Frage der jeweiligen Änderungsgeschwindigkeit der Felder. Im Zeitbereich gelten Felder als quasistationär, wenn die Zeitspanne, innerhalb der die Feldänderung erfolgt, groß ist gegen die Laufzeit innerhalb des Definitionsbereichs. Im Frequenzbereich gelten Felder als Nahfelder wenn ihre Wellenlänge groß ist gegen die Ausdehnung des Definitionsbereichs. [Schwab, Kürner 2007; Kapitel 5]



Von Fernfeld-Bedingungen spricht man hingegen in einem größeren Abstand zur Quelle, wobei gilt: $k \cdot r > 1$. Als Beispiel dient hier ein elektrischer Hertzscher Dipol als elementare Strahlungsquelle. Das Feld wird durch die 1/r-Terme dominiert, denn die sogenannten Strahlungs- oder Fernfeldterme sind gegeben durch:

$$E_{\upsilon} = \frac{I_{o}l}{4\pi} \cdot \frac{j\omega\mu}{r} \cdot (\sin\vartheta) \cdot e^{j(\omega t - kr)}$$
Formel 14
$$H_{\varphi} = \frac{I_{o}l}{4\pi} \cdot \frac{jk}{r} \cdot (\sin\vartheta) \cdot e^{j(\omega t - kr)}$$
Formel 15

Bei Integration des Poyntingvektors wird klar, dass die Leistung in den Raum hinaustransportiert wird. Die Felder lösen sich von den Quellen ab. Die Impedanz des Strahlungsfeldes ergibt sich im Vakuum zu:

$$Z = \frac{E_{\upsilon}}{H_{\varphi}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = Z_0 = 377\Omega$$
 Formel 16

Elektromagnetische Wellen haben im Fernfeld besondere Eigenschaften. Zum Beispiel sind die magnetische Feldkomponente H und die elektrische Feldkomponente E in Phase und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung orientiert. Im Fernfeld nimmt die Krümmung der Phasenfront einer Kugelwelle immer weiter ab. Für $r \rightarrow \infty$ kann die Kugelwelle lokal durch eine homogene ebene Welle angenähert werden (vgl. Abschnitt 2.1.1). Die transversalen Feldkomponenten werden phasengleich und es wird nur in radialer Richtung Wirkleistung transportiert, deren Winkelverteilung allein durch die Strahleranordnung festgelegt ist. Im sogenannten Übergangsbereich geht die Nahzone in die Fernzone über. [Kark 2011; Kapitel 7], [Enders 2012]

2.1.3 Wellenimpedanz

Der Freiraumwellenwiderstand wurde bereits im vorherigen Abschnitt als Verhältnis von elektrischer und magnetischer Feldkomponente eingeführt. Dieser Zusammenhang gilt allgemein für alle Medien, in denen sich eine TEM-Welle ausbreitet. In diesen Medien weichen die Parameter jedoch von denen im Vakuum ab. Dieser Widerstand ist in den häufigsten Fällen komplex und wird als Wellenimpedanz bezeichnet. [Frenzel 2011]

$$Z_{W} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad \text{mit } \sigma = 0 \text{ ergibt sich } Z_{W} = \sqrt{\frac{\mu_{0}\mu_{r}}{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}}}$$
 Formel 17

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



2.1.4 Elektromagnetische Wellen an Grenzflächen (Reflexion, Transmission und Einfallswinkel)

Wenn eine elektromagnetische Welle von einem Medium in ein anderes übergeht, bestimmen die jeweiligen Materialeigenschaften, welche Wellenanteile reflektiert oder transmittiert werden. Die Fläche, an denen zwei unterschiedliche Medien aneinanderstoßen, wird im Folgenden als Grenzfläche bezeichnet. Sie besitzt keine Dicke und keine elektromagnetischen Eigenschaften.

Je unterschiedlicher die beiden Medien sind, desto mehr Anteile werden reflektiert. Sind sie sich elektromagnetisch ähnlich, werden mehr Anteile transmittiert. [Schwab, Kürner 2007; Kapitel 6]

Transmissionsfaktor und Reflexionsfaktor geben dabei das Verhältnis aus transmittierter bzw. reflektierter zu einfallender Welle an. Sie lassen sich bei senkrechtem Einfall berechnen durch:

Transmissionsfaktor:
$$T = \frac{E'_0}{E_0} = \frac{2Z'}{Z'+Z} = \frac{2n}{n'+n}$$
 Formel 18

Reflexionsfaktor:
$$R = \frac{E'_0}{E_0} = \frac{Z'-Z}{Z'+Z} \stackrel{\text{wenn } \mu'=\mu}{=} \frac{n-n'}{n+n'}$$
 Formel 19

Wobei n der Brechungsindex des jeweiligen Mediums ist, der sich berechnet zu $n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$. Die Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke und die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte sind dabei an Grenzflächen stetig. Diese Eigenschaften von elektromagnetischen Wellen an Grenzflächen spielen auch bei der Berechnung der Schirmwirkung eine Rolle. [Kark 2011, Kapitel 5]

2.1.5 Resonanz, $\lambda/2$

Als Resonanzfrequenz wird die Frequenz eines schwingungsfähigen Systems bezeichnet, bei der das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangssignal minimal wird. Ein Resonator kann dabei auch mehrere Resonanzfrequenzen aufweisen. Die Resonanzbedingung verknüpft die Resonanzlänge, also die Länge des Resonators bei der sich eine stehende Welle ausbildet, mit der Wellenlänge.

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.

 $\langle \! \! \! \! \! \rangle$

Es gilt $l_R = n \cdot \frac{\lambda}{2}$ mit (n = 1, 2, 3...). Die Resonanzlänge muss also ein ganzzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge sein. Diese Bedingung wird auch bei Antennen verwendet, wobei eine Antennenlänge von $\lambda/2$ bei der zugehörigen Frequenz besonders gute Abstrahlung ermöglicht. Im Falle von sogenannten Hohlraumresonanzen können sie jedoch negative Auswirkungen auf die Schirmdämpfung des betrachteten Objekts haben, weil kleine durchgekoppelte Anregungsleistungen trotzdem zu hohen inneren Feldstärken führen können, was in Kapitel 5 aufgegriffen wird. [Schwab, Kürner 2007; Kapitel 7]

2.1.6 Moden

Als Moden werden die stationären Eigenschaften stehender Wellen und auch fortlaufender Wellen (z. B. in einem Hohlleiter) hinsichtlich ihrer Energieverteilung, in verschieden Richtungen, bezeichnet. Moden oder Eigenwellen sind Wellen mit Frequenzen, bei denen Eigenresonanz auftritt.

Bei elektromagnetischen Wellen werden die folgenden Typen von Moden unterschieden:

- TEM-Mode, bei der sowohl die elektrische, als auch die magnetische Feldkomponente senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen
- TE-Mode, bei der die elektrische Feldkomponente ausschließlich senkrecht zur Ausbreitungsrichtung steht
- TM-Mode, bei der nur die magnetische Feldkomponente ausschließlich senkrecht zur Ausbreitungsrichtung steht

Die letzten beiden Moden-Typen sind erst ab einer bestimmten Frequenz f_c (cut-off-Frequenz) ausbreitungsfähig. Unterhalb der Grenzfrequenz breiten sich im Hohlleiter nur aperiodisch gedämpfte elektromagnetische Felder aus. Diese Felder nehmen exponentiell mit der Entfernung von der Erregung ab. Wellenleiter können allerdings nur bis zur cut-off-Frequenz der ersten höheren Mode sinnvoll zur Signalübertragung verwendet werden. [Schwab, Kürner 2007; Kapitel 5].

Die Frequenzen der Eigenmoden eines rechtwinkligen Raumes mit den Abmessungen a, b und derhält man für m, n, $p \ge 0$ mit:

$$f_{m,n,p} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2}$$

Formel 20

²²

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



2.2 Elektromagnetische Verträglichkeit

In DIN VDE 0870 ist Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) definiert als "Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen". [VDE0870]

Das heißt, eine elektrische Einrichtung kann als verträglich eingestuft werden, wenn sie als Empfänger ausreichend störfest ist, bzw. als Sender nur eine tolerierbare Störaussendung aufweist. Grundlegende Anforderungen gemäß § 4 EMVG sind:

"Betriebsmittel müssen nach den allgemein anerkannten Regeln der Technik so entworfen und gefertigt sein, dass

- die von ihnen verursachten elektromagnetischen Störungen kein Niveau erreichen, bei dem ein bestimmungsgemäßer Betrieb von Funk- und Telekommunikationsgeräten oder anderen Betriebsmitteln nicht möglich ist;
- sie gegen die bei bestimmungsgemäßem Betrieb zu erwartenden elektromagnetischen Störungen hinreichend unempfindlich sind, um ohne unzumutbare Beeinträchtigung bestimmungsgemäß arbeiten zu können." [EMVG2011]

Die EMV spielt heutzutage eine immer größere Rolle, da kleinere und empfindlichere Schaltelemente verwendet werden. Die Abmessungen der Leitungsstrukturen liegen in der Größenordnung der Wellenlängen der auftretenden Störbeeinflussungssignale. Die elektromagnetische Beeinflussung (EMI) kann dabei von kurzen Störungen bis hin zur dauerhaften Zerstörung gehen. Bei der EMI können sowohl Intersystem-Beeinflussungen zwischen unterschiedlichen Systemen, als auch Intrasystem-Beeinflussung innerhalb eines Systems auftreten. [Schwab 1996]

In dieser Arbeit sollen im Rahmen von Schirmdämpfungsmessungen in Kapitel 5 in erster Linie Intersystem-Beeinflussungen betrachtet werden.

2.2.1 Logarithmierte bezogene Systemgrößen - Pegel

Bei Berechnungen der elektromagnetischen Verträglichkeit werden logarithmische Verhältnisse der jeweiligen Größen wie Ströme, Spannungen, Leistungen oder Feldstärken verwendet. Sie vereinfachen viele Berechnungen dadurch, dass die Verhältnisse additiv verknüpft sind und übersichtlich auch über mehrere Zehnerpotenzen dargestellt werden können. Es gibt dabei zwei unterschiedliche Arten logarithmischer Verhältnisse:



- Pegel beziehen Systemgrößen auf einen festen Bezugswert (zum Beispiel der Spannungspegel $U_0 = 1 \ \mu V$)
- Übertragungsmaße setzen Ein- und Ausgangsgrößen eines Systems in logarithmierte Verhältnisse. Diese kennzeichnen die Übertragungseigenschaften des Systems und stellen logarithmierte Kehrwerte von Übertragungsfaktoren dar (zum Beispiel die Schirmdämpfung)

Pegelmaße werden grundsätzlich durch die "Einheit" dB gekennzeichnet. Mit Hilfe des dekadischen Logarithmus $\log_{10}(x) = \lg(x)$ definiert man beispielsweise folgende Pegel in Dezibel (dB):

Spannungspegel:

$$u_{dB} = 20 \lg \frac{U_x}{U_0} dB \mu V$$
, Bezugsgröße: $U_0 = 1 \mu V$ Formel 21

Strompegel:

$$i_{dB} = 201g \frac{I_x}{I_0} dB\mu A$$
 Bezugsgröße: $I_0 = 1\mu A$ Formel 22

E-Feldstärkepegel:

$$E_{dB} = 201g \frac{E_x}{E_0} dB\mu V / m$$
 Bezugsgröße: $E_0 = 1\mu V / m$ Formel 23

H-Feldstärkepegel:

$$H_{dB} = 201 g \frac{H_x}{H_0} dB \mu A/m$$
 Bezugsgröße: $H_0 = 1 \mu A/m$ Formel 24

Eine Ausnahme bildet das Leistungsverhältnis, bei dem Zähler und Nenner jeweils dem Quadrat der betrachteten Amplituden proportional sind. Es tritt nur der Faktor 10 auf.

Leistungspegel:

$$P_{dB} = 10 \lg \frac{P_x}{P_0} dBpW$$
 Bezugsgröße: $P_0 = 1pW$ Formel 25

[Schwab, Kürner 2007]

In dieser Arbeit werden vor allem die Übertragungsmaße S21 verwendet, welche die Eingansgrößen auf die Ausgangsgrößen des jeweiligen Messsystems beziehen.



2.2.2 Koppelmechanismen

Als Kopplungspfad wird der Weg eines Signals von einer potenziellen Störquelle oder Sender, über einen bestimmten Kopplungsmechanismus hin zu einer Störsenke, dem möglichen Empfänger, bezeichnet. Elektro-magnetische Störungen können auf unterschiedliche Weise vom Sender, also der störenden Umgebung, zum Empfänger gelangen. Es können vier unterschiedliche Koppelmechanismen getrennt oder auch in Kombination identifiziert werden:

- Galvanische Kopplung (Leitungskopplung) kann auftreten, wenn zwei Stromkreise eine gemeinsame Impedanz haben
- Kapazitive Kopplung (elektrisches Feld), kann zwischen Stromkreisen auftreten, die sich auf unterschiedlichen Potenzialen befinden
- Induktive Kopplung (magnetisches Feld), kann zwischen stromdurchflossenen Leiterschleifen auftreten
- Strahlungskopplung (elektrisches und magnetisches Feld)

Wenn mit Strahlungskopplung jede Verkopplung im nicht leitenden Raum gemeint ist, so fallen auch die kapazitive und induktive Kopplung unter diesen Begriff. Sie beschreiben den bereits erläuterten quasistationären Bereich im sogenannten Nahfeld (vgl. Abschnitt 2.1.2), bei dem das elektrische und magnetische Feld unabhängig voneinander sind. Im allgemeinen Fall der Strahlungskopplung sind jedoch Fernfeldbedingungen anzunehmen, wobei auch Nahfeld-Fernfeld-Transformationen durchgeführt werden können, um so vom Nahfeld auf das Fernfeld einer Strahlungsquelle schließen zu können (vgl. Kapitel 4.2.3). [Fischer et al. 1992]

Im Fernfeld treten, wie bereits beschrieben, elektrisches und magnetisches Feld gleichzeitig auf und sind über den Wellenwiderstand des Freiraums von 377 Ω verknüpft. Wenn die Abmessungen der Quelle größer als die jeweilige Wellenlänge sind, breiten sich die elektromagnetischen Beeinflussungen vorwiegend durch die zuerst genannten drei Koppelmechanismen aus. Abstrahlung gewünschter oder ungewünschter Natur setzt erst ein, wenn Abmessungen und Wellenlänge in ähnlicher Größenordnung liegen. [Schwab 1996]

In dieser Arbeit spielt vor allem die Strahlungskopplung durch elektromagnetische Wellen eine Rolle. Als Abhilfemaßnahme gegen Störstrahlung können sogenannte elektromagnetische Schirme eingesetzt werden, um eine ausreichende Schirmdämpfung als Schutz zu gewährleisten. [Schwab 1996] Diese Begriffe werden im Folgenden erläutert.



2.2.3 Elektromagnetische Schirme

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Begriff Schirm für elektromagnetische Schirme verwendet. Diese Schirme dienen dazu, elektrische oder magnetische Felder an einem bestimmten Ort zu schwächen. Gemäß [IEEE Std. 299 2007] ist ein Schirmgehäuse (engl.: Shielding enclosure)

"A structure that protects it's interior from the effect of an exterior electric or magnetic field, or conversely, protects the surrounding environment from the effect of an interior electric or magnetic field. A high-performance shielding enclosure is generally capable of reducing the effects of both electric and magnetic field strengths by one to seven orders of magnitude depending upon frequency. An enclosure is normally constructed of metal with provisions for continuous electrical contact between adjoining panels, including doors." [IEEE Std. 299 2007]

Die Schirmwirkung eines solchen Gehäuses ergibt sich, indem Felder in den Schirm eindringen, Ströme induzieren oder Ladungen influenzieren. Die entstehenden Felder überlagern sich dem ursprünglichen Feld und können dieses kompensieren [Schwab 1996]

Die Schirmwirkung ist reziprok, das heißt sowohl die Verringerung der Störstrahlung einer Störquelle, als auch die Beeinflussung einer Störsenke durch elektromagnetische Felder können realisiert werden.

Dabei kann als Maß der sogenannte Schirmfaktor Q definiert werden, bei dem es sich im Normalfall um eine komplexe Zahl handelt. Er wird durch den Quotienten von durch den Schirm gedämpfter zur ungedämpften, ohne den Schirm gemessenen Feldstärke, gebildet. Für das elektrische Feld ergibt sich beispielsweise

$$Q_i = \frac{\underline{E_i}}{\underline{E_a}}$$
. Formel 26

In der Praxis wird jedoch häufiger der Begriff der Schirmdämpfung verwendet, was aufgrund der großen Bedeutung für diese Arbeit im nächsten Abschnitt gesondert erläutert wird. [Schwab, Kürner 2007]



2.2.4 Der Begriff Schirmdämpfung

Der IEEE Standard 299 definiert die Schirmdämpfung (Shielding Effectiveness – SE) als:

"The ratio of the signal received (from a transmitter) without the shield, to the signal received inside the shield; the insertion loss when the shield is placed between the transmitting antenna and the receiving antenna." [IEEE Std. 299 2007]

Die Schirmdämpfung ist also ein Maß für die Abschwächung des Feldes durch einen elektromagnetischen Schirm. Ohne Verwendung des Schirms würden an einem Punkt im Raum die elektrische Feldstärke E_0 bzw. die magnetische Feldstärke H_0 vorliegen. Wird der Schirm am zu betrachtenden Ort eingebracht, werden die Feldstärken dort auf die Werte E_1 bzw. H_1 gedämpft. [Wolfsperger 2008; Kapitel 3]

Die Schirmdämpfung ergibt sich zu

$$a_{e} = 20\log \frac{\left|E_{0}\right|}{\left|E_{1}\right|} = \left|\frac{1}{Q_{e}}\right|$$
Formel 27
$$a_{m} = 20\log \frac{\left|H_{0}\right|}{\left|H_{1}\right|} = \left|\frac{1}{Q_{m}}\right|$$
Formel 28

[Schwab, Kürner 2007; Kapitel 6]

Dabei ist es essentiell zu beachten, dass die theoretisch mögliche intrinsische Schirmdämpfung, welche nur vom Material abhängt, in der Realität nicht erreicht werden kann. Real verwendete Schirme müssen immer Öffnungen, zum Beispiel für Kabeldurchführungen, aufweisen. Die Schirmdämpfung ist dann abhängig von weiteren Parametern, neben dem verwendeten Material sind besonders die Abmessungen und Positionen der Öffnungen entscheidend. Weiterhin spielen die Frequenz und somit die Wellenlänge und die Polarisation der eintreffenden Welle eine große Rolle.

Insgesamt ist festzuhalten, dass Schlitze, die klein gegenüber der halben Wellenlänge $\lambda/2$ sind (vgl. auch Abschnitt 2.1.5), eine bessere Schirmdämpfung aufweisen als größere Schlitze. Auf genauere Messtechniken zur Bestimmung der SE als sogenannte Einfügedämpfung wird im Kapitel 5 eingegangen. Dort werden auch die Zusammenhänge zwischen Abmessungen, Öffnungen und Schirmdämpfung weiter erarbeitet und dargestellt.



3 Grundstrukturen und Anwendungen

Nachdem im vorherigen Kapitel die theoretischen und mathematischen Grundlagen beschrieben wurden, sollen nun die verwendeten Messumgebungen und das wichtigste Messgerät, der elektro-optische Sensor, vorgestellt werden.

3.1 Elektro- und magnetooptische Feldsensoren

Durch die Einwirkung elektrischer oder magnetischer Felder können sich bei einigen Stoffen die optischen Eigenschaften ändern. Hierdurch lässt sich der Polarisationszustand von Licht modulieren. Diese Eigenschaft nennt sich elektro-optischer Effekt und lässt sich gut für potenzial- und rückwirkungsfreie Feldstärkemessungen ausnutzen. [Küchler 2009] Die Grundlagen und Anwendungsmöglichkeiten werden im Folgenden genauer beschrieben.

3.1.1 Der elektro-optische Effekt

Elektrooptische Effekte treten allgemein dann auf, wenn elektrische Größen Auswirkungen auf optische Eigenschaften haben, beispielsweise die Umwandlung von elektrischer Energie in Licht oder umgekehrt. Bei anisotropen, uniaxialen Kristallen (wie Lithiumniobat LiNbO₃) hängt damit die Lichtausbreitung im Inneren von Polarisation und Ausbreitungsrichtung relativ zur optischen Achse ab. Die optische Achse ist hierbei jene Achse, bei der bei parallelem Einfall des Lichtes die Polarisation erhalten bleibt. Wird eine Spannung U und damit ein elektrisches Feld E in longitudinaler Richtung an einen elektro-optischen Kristall angelegt, so wird dieser doppelbrechend. [Hering, Schönfelder 2012]

Unter dem elektro-optischen Effekt wird also die Änderung der Brechzahl n bei Anwesenheit eines elektrischen Feldes E verstanden. Es gilt dann folgender Zusammenhang

$$n(E) = n_0 + r \cdot E + K \cdot E^2$$
 Formel 29

mit n_0 als der Brechzahl ohne Vorliegen eines elektrischen Feldes, r als elektrooptischer Konstante, K als der Kerr-Konstande und E als dem elektrischen Feld. Formel 29 lässt sich dabei in zwei unterschiedliche Effekte aufteilen.

Einerseits beschreibt sie den Kerr-Effekt mit

$$n(E) = n_0 + K \cdot E^2 \text{ und } \mathbf{r} = 0$$
 Formel 30

und andererseits den Pockels-Effekt mit

$$n(E) = n_0 + r \cdot E$$
 und K = 0. Formel 31

Der Kerr-Effekt zeigt eine quadratische Abhängigkeit des Brechungsindexes von der elektrischen Feldstärke E. Der Pockels-Effekt wird auch als linearer elektro-optischer Effekt bezeichnet und beschreibt das Auftreten von Doppelbrechung bzw. deren Änderung bei speziellen Kristallen, an die eine elektrische Spannung angelegt wird. Dieser Effekt tritt auch bei LiNbO₃ auf und ist deshalb für diese Arbeit relevant. Bei LiNbO₃ handelt es sich um ein transparentes kristallines Material, welches in der Natur nicht vorkommt. Es wird nach dem Czochralski-Verfahren aus einer Schmelze (Gemisch aus Lithiumoxid und Niob(V)-oxid) gezogen.

Das Auftreten von Doppelbrechung im Kristall hat zur Folge, dass eintreffende elektrische Wellen, deren Schwingungsrichtungen senkrecht aufeinander stehen, mit verschiedenen Geschwindigkeiten durch den Kristall laufen. Am Ende des Kristalls kommen daher zwei Wellen mit einem Gangunterschied an. Sowohl mit dem Pockels- als auch dem Kerr-Effekt können Phasen- und Amplitudenmodulationen vorgenommen werden. Damit ist es auch möglich, mit dem elektrooptischen Effekt Informationen durch Licht zu übertragen. [Hering, Schönfelder 2012]

3.1.2 Das verwendete Sensorsystem

Für die in dieser Arbeit dargestellten Messungen wird ein elektro-optisches Sensorsystem der Firma Montena EMC vom Typ EHO 3500-5 verwendet. Es basiert im Wesentlichen auf dem im vorherigen Abschnitt dargelegten elektro-optischen Effekt von LiNbO₃ bei einem anliegenden äußeren elektrischen Feld und vereint laut [Gassmann 1995] die folgenden Vorteile:

- passive, optische Übertragung
- große Empfindlichkeit und Dynamik
- kapazitive Belastung der Dipole für große Bandbreite und Empfindlichkeit
- hohe Linearität von dc bis zu 3,5 GHz

Grundlage des Sensorsystems ist ein rauscharmes Lasermodul (1319 nm, 240 mW). Dieser Laser ist zunächst über einen 50 m langen Lichtwellenleiter (LWL) mit einem Strahlteiler verbunden. Von diesem Strahlteiler führen drei optische Fasern zu den einzelnen Sensorköpfen, von denen drei gleichzeitig angeschlossen werden können. Jeder einzelne Sensorkopf



beinhaltet ein Mach-Zehnder-Interferometer (MZI) und zwei kleine Drähte, welche einen elektrischen Dipol mit einer Gesamtlänge von ca. 13 mm bilden, der mit ca. 0.2 pF belastet ist.

Durch die große Länge der LWL wird es möglich, das Lasermodul relativ weit weg vom zu vermessenden Objekt zu positionieren und somit die Einflüsse durch den Messaufbau möglichst gering zu halten. Der gesamte Aufbau aus Lasermodul, Lichtwellenleiter, Strahlteiler und den einzelnen Sensorköpfen ist in der folgenden Graphik dargestellt.



Abbildung 3.1 Blockdiagramm des elektro-optischen Sensorsystems

Die einzelnen Sensorköpfe beinhalten jeweils Lithiumniobat-basierte Mach-Zehnder-Interferometer. Im Inneren dieser Interferometer wird der auftreffende Laserstrahl auf zwei Fasern aufgeteilt. Durch die Addition der Phasen in beiden Fasern ergibt sich im Zusammenschaltpunkt das modulierte Signal. Das modulierte Laserlicht, welches vom Sensor zurückgesendet wird, wird mit Hilfe von Photodioden demoduliert. Das Ausgangssignal der Photodioden ist eine zur anliegenden Feldstärke proportionale Spannung, die die Auswertung der Daten sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich ermöglicht. [Gassmann, Mailand 1996]

Für Licht der Wellenlänge 632,8 nm beträgt der Brechungsindex von LiNbO₃ beispielsweise für Polarisation senkrecht zur optischen Achse $n_0=2,2866$. Ist das Licht dagegen parallel zur optischen Achse polarisiert, so beträgt der Brechungsindex n_e nur 2,2028. Die Doppelbrechung n_e – no ist somit negativ. [Weis, Gaylord 1985].

Allgemein gilt zur Beschreibung der Änderung des Brechungsindex im elektro-optischen Kristall

$$\Delta n = \frac{n^3 r}{2} E.$$
 Formel 32

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} L \Delta n \qquad \qquad \text{Formel 33}$$

mit der Elektrodenlänge L. Wird die angegebene Feldstärke E durch die Spannung über dem Elektrodenabstand ausgedrückt, erhält man

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{n^3 r}{2} \frac{\Gamma L}{d} V$$
 Formel 34

mit Γ (0,5...1) als Korrekturfaktor für die Wirksamkeit der Elektrode. Um die Phasenlage der Lichtwelle um 180° zu verschieben muss eine Spannung V_{π} an den Elektroden anliegen:

$$V_{\pi} = \frac{\lambda d}{n^3 r \Gamma L}$$
 Formel 35

 V_{π} ist ein guter Indikator für die Empfindlichkeit eines elektrooptischen Modulators und liegt typischerweise bei 5 - 15 V. Sie kann durch Verlängerung der Elektroden verbessert werden, was in den Abschnitten 3.4 und 5.4 gezeigt wird. [Gassmann 1995]

Die folgende Abbildung zeigt den elektro-optischen Modulator. Zu sehen sind das Substrat mit photolithographisch aufgebrachtem Koppler und dem Mach-Zehnder-Interferometer. Schraffiert dargestellt sind die aufgebrachten metallischen Schichten, die als Elektroden dienen und die mit dem Dipol des Sensorkopfes kontaktiert werden. Der eigentliche Kristall ist ca. 7,5 mm lang, wobei etwa 2 mm des Lichtweges den Elektroden ausgesetzt sind. Am Ende der optischen Wellenleiter befindet sich die verspiegelte Schicht.



Abbildung 3.2 Elektro-Optischer Modulator mit Mach-Zehnder-Interferometer



Die Polarisationsrichtung des vom Laser eingespeisten Lichtes (1319 nm) ist parallel zur Kristalloberfläche ausgerichtet. Das Licht wird über einen Koppler auf beide Arme des Interferometers ungefähr gleichmäßig aufgeteilt. Im Kristall befinden sich durch Protonenaustausch (annealed proton exchange - APE) hergestellte, etwa 9 µm breite Wellenleiter. Über diesen Leitern sind aufgedampfte Elektroden mit einem Abstand von etwa 6 - 9 µm. Die Fußpunktspannung liegt über den Schlitzen an und ruft dort eine elektrische Feldstärke E hervor. Diese Feldstärke verursacht eine Änderung des Brechungsindex *n* im Kristall, so dass sich ebenfalls die Ausbreitungsgeschwindigkeit *v* des Lichts ändert. Da der elektro-optische Effekt von LiNbO3 sehr klein ist, sollten im Kristall möglichst hohe Feldstärken erzeugt werden. [Mailand 2012]

Die linearen elektro-optischen Koeffizienten von LiNbO₃ in [pm/V] liegen bei $r_{13} = 11$; $r_{22} = 3,4$; $r_{33} = 36,7$; $r_{51} = 18,2$. [Frühauf 2005]

Die Änderungen von Brechungsindex Δn und Geschwindigkeit Δv ist proportional zur E-Feldstärke im Kristall:

$$\Delta n \sim \Delta v \sim E$$
. [Werner 2002]

Da die Spannung über den Schlitzen gegenphasig angelegt ist, verringert sich v in dem einen Wellenleiter, in dem anderen erhöht es sich. Die beiden äußeren Elektroden sind mit einem Eingang und die innere Elektrode mit dem anderen Eingang des MZI verbunden. Somit sind die beiden elektrischen Felder entgegengesetzt. Am Ende des MZI wird das Licht mit einem Spiegel totalreflektiert und passiert die Elektroden erneut. Somit ergibt sich eine Laufzeitdifferenz, die sich durch die Reflexion am Spiegel am Ende des Modulators verdoppelt. Anschließend werden beide Strahlen im Koppler wieder überlagert, wodurch sich eine Intensitätsmodulation ergibt. Über eine optische Faser wird das Licht zu einem Photodetektor weitergeleitet, welcher wieder ein elektrisches Signal zu seinem Ausgang sendet. [Mailand 2012] Weitere Informationen über dieses Verfahren sind zum Beispiel in [Reider 2005 – Kapitel 5] zu finden.

In der Literatur wurden bereits einige Arbeiten mit anderen elektro-optischen Sensorsystemen zur Feldstärkemessung vorgestellt. Jedoch lag in diesen Systemen die Empfindlichkeit der Sensoren bei ungefähr 10 V/m. [Cecelja, Balachandran 1999]. Für etliche Anwendungen reicht diese Empfindlichkeit jedoch nicht aus. Beispielsweise für Schirmdämpfungsmessungen von kleinen Gehäusen muss die Empfindlichkeit wesentlich höher liegen, da die eingespeiste Leistung nicht unbegrenzt hoch sein kann.



Mit Hilfe des hier gezeigten Systems kann eine Empfindlichkeit von bis zu 20 mV/m hinunter erreicht werden. Gerade für Schirmdämpfungsmessungen bei kleinen Gehäusen wie Laptops oder Motorsteuergeräten wird eine hohe Sensibilität in dieser Größenordnung benötigt. Die Empfindlichkeit wird im Rahmen des nächsten Kapitels anhand von geeigneten Nahfeld-Messungen in der Apertur einer Antenne gezeigt.


In den folgenden Teilabschnitten werden die unterschiedlichen verwendeten Messumgebungen gezeigt, in denen der elektro-optische Sensor zum Einsatz kommt. Dabei wird auf den Aufbau, die grundsätzliche Arbeitsweise und die jeweiligen Feldverteilungen eingegangen. Außerdem werden Vor- und Nachteile dargestellt.

3.2.1 Wellenleiter und Aufbau eines Rechteck-Hohlleiters

Allgemein lassen sich Wellenleiter in Ein- und Zweileitersysteme unterscheiden. In der folgenden Abbildung sind unterschiedliche Wellenleiter dargestellt. [Kark 2011, Kapitel 6]



Abbildung 3.3 Unterschiedliche Wellenleiter

Gezeigt sind in der ersten Reihe die Zweileitersysteme:

- a) symmetrische Paralleldrahtleitung
- b) koaxiale Leitung
- c) Streifenleitung

In der unteren Reihe d) – g) sind die Einleitersysteme abgebildet. Es handelt sich hierbei um Hohlleiter unterschiedlicher Geometrien. Hohlleiter bestehen aus metallischen Rohren mit gleich bleibendem Querschnitt, wobei unterschiedliche Querschnittsformen möglich sind. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein sogenannter Rechteck-Hohlleiter (wie hier in Abbildung d) dargestellt) verwendet. Hierbei handelt es sich um ein Metallrohr mit rechteckigem Querschnitt, in dem eine ebene Welle senkrecht auf eine Schmalseite trifft und zwischen den Wän-



den hin und her reflektiert wird. Die Mindestbreite eines Rechteckhohlleiters entspricht ungefähr der halben Wellenlänge der zu übertragenden Frequenz, da in diesem Fall ein einzelner Schwingungsbauch in Querrichtung "hineinpasst". Die dazugehörige Wellenlänge nennt man die kritische Wellenlänge oder cut-off Wellenlänge λ_c mit der zugehörigen cut-off Frequenz f_c. Sie errechnet sich nach der Beziehung $\lambda_k = 2 \cdot a$, wobei *a* die längere Seite des Rechteckhohlleiterquerschnitts ist, wie in der folgenden Abbildung dargestellt.



Abbildung 3.4 Schematischer Aufbau eines Rechteck-Hohlleiters

Die Hohlleitung hat demnach die Übertragungseigenschaften eines Hochpasses. Die elektrische Feldstärke im Inneren des Hohlleiters in Z-Richtung kann nach der folgenden Formel berechnet werden:

$$E_{Z} = E_{0} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{jk_{z}z}$$

Formel 36

Als Mittelwert über den Querschnitt ergibt sich für die Feldstärke

$$E = \sqrt{\frac{2 \cdot Z \cdot P}{b \cdot a}}$$
Formel 37
mit $Z = \frac{\omega \cdot \mu}{k_z}$
Formel 38

35

und
$$k_z = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$
. Formel 39

Es ergeben sich die in der folgenden Abbildung skizzierten Feldverteilungen für die H10-Mode als der einfachsten Wellenform in einem Rechteckhohlleiter, bei der die elektrischen Feldlinien als Geraden die untere und die obere Hohlleiterwand verbinden. Die magnetischen Feldlinien bilden Ringe, die parallel zur unteren und oberen Wand mit den elektrischen Feldlinien im Hohlleiter wandern. Die elektrischen und magnetischen Feldlinien stehen senkrecht aufeinander und ändern nach $\lambda/2$ die Richtung. In rot dargestellt ist das elektrische Feld, in blau das magnetische in einem repräsentativen Ausschnitt.



Abbildung 3.5 Feldverteilungen in einem Rechteckhohlleiter H10-Mode

Bei den unterschiedlichen, in einem Hohlleiter auftretenden Wellentypen handelt es sich immer um TM- oder TE-Wellen (vgl. Abschnitt 2.1.6). TEM-Wellen sind nicht möglich, diese treten nur in Zweileitersystemen auf. [Kark 2011, Kapitel 6]

Der im Rahmen dieser Arbeit verwendete Rechteckhohlleiter hat die Abmessungen

a = 25,85 cm

b = 12,95 cm

Die cut-off Frequenz liegt somit bei ungefähr 580 MHz. Mit Hilfe von Formel 37 kann die elektrische Feldstärke im vorliegenden Hohlleiter berechnet werden. In diesem Fall ist $k_z = 14,4$ und somit ergibt sich die elektrische Feldstärke in der Mitte zu $E \approx 1,7$ V/m.



3.2.2 TEM-Wellenleiter

Die sogenannte transversal-elektromagnetische Mode, kurz TEM-Mode, ist laut [DIN EN 6100-4-20] die "Wellenleiter-Mode, bei dem die Komponenten des elektrischen und des magnetischen Felds in Ausbreitungsrichtung überall viel kleiner sind als die primären Feldkomponenten in jedem zur Ausbreitungsrichtung transversalen Wellenleiterquerschnitt".

Ein TEM-Wellenleiter ist nach dieser Norm ein "offenes oder geschlossenes Übertragungsleitungssystem, in dem sich eine Welle in der transversalen elektromagnetischen Mode ausbreitet, um ein festgelegtes Feld für Prüfzwecke zu erzeugen". [DIN EN 6100-4-20]

Bezüglich der technischen Realisierung für EMV-Mess- und Prüfzwecke kann zwischen offenen und geschlossenen Wellenleitersystemen unterschieden werden. Die offene Ausführung entspricht der sogenannten offenen Streifenleitung, die vorzugsweise in der Automobilindustrie angewendet wird und für diese Arbeit nicht relevant ist. Die geschlossene Ausführung eines TEM-Wellenleiters entspricht der sogenannten TEM-Zelle, welche im nächsten Abschnitt genauer beschrieben ist.

3.2.3 Aufbau einer TEM-Zelle

Feldsensoren werden oftmals in so genannten TEM-Zellen kalibriert, da das elektrische Feld im Inneren bekannt ist. Diese TEM-Zellen sind Sonderbauformen geschirmter Räume und besitzen einen rechteckförmigen Querschnitt. [Schwab 1996]

Laut [DIN EN 6100-4-20] ist eine TEM-Zelle ein "geschlossener TEM-Wellenleiter, oft eine rechteckige koaxiale Übertragungsleitung, in der sich eine Welle in transversalen elektromagnetischen Moden ausbreitet, um ein festgelegtes Feld für Prüfzwecke zu erzeugen, mit einem Außenleiter, der den Innenleiter vollständig umschließt".

Diese TEM-Zellen stellen die Aufweitung einer 50 Ω -Leitung dar, bei welcher der Innenleiter als eine Platte realisiert ist. Zwischen den beiden Leitern ist das elektrische Feld, ähnlich der Feldverteilung eines Plattenkondensators, als homogen anzusehen. Durch diese homogenen Feldeigenschaften lassen sich TEM-Zellen sehr einfach analytisch berechnen und die Feldstärke im Inneren kann mit Hilfe der Geometrie bestimmt werden. Der Feldwellenwiderstand im Inneren der Zelle entspricht grundsätzlich immer dem Freiraumwellenwiderstand von 377 Ω . Das Verhältnis von Innen- zu Außenleiter ist hingegen so gewählt, dass der 50 Ω -Leitungswellenwiderstand konstant bleibt.

$$Z_0 \approx \frac{377}{4\left(\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \ln\left(\sinh\frac{\pi \cdot g}{b}\right)\right)} \Omega$$

Formel 40

Die nutzbare Höhe einer solchen TEM-Zelle liegt bei etwa $h_{TEM}/3$, wobei h_{TEM} die Septumhöhe, also der Abstand von Innen- und Außenleiter ist. [Schwab 1996]

Abbildung 3.3 zeigt solch eine übliche TEM-Zelle mit der jeweils eingezeichneten Septumhöhe h_{TEM}. In grau ist dabei der Innenleiter, das so genannte Septum, eingezeichnet.



Abbildung 3.6 Schematischer Aufbau einer TEM-Zelle

Die im Inneren der TEM-Zelle vorliegende elektrische Feldstärke kann mit der einfachen Plattenkondensator-Formel berechnet werden:

$$E = \frac{U}{d}$$
; mit $U = \sqrt{P \cdot Z_{TEM}}$ und $d = h_{TEM}$ Formel 41

Es ergibt sich für das elektrische Feld im Inneren:

$$E = \frac{U}{h_{TEM}} = \frac{\sqrt{P \cdot Z_{TEM}}}{h_{TEM}}$$
 Formel 42

Verwendet werden dabei die folgenden Variablen:

- U ist die Spannung zwischen Innen- und Außenleiter
- h_{TEM} ist die Septumhöhe (Abstand zwischen Innen- und Außenleiter)
- P ist die Einspeiseleistung
- Z_{TEM} ist die charakteristische Impedanz der Zelle

[Münter et al. 1997]



Die folgende Abbildung zeigt die jeweiligen Feldverteilungen in einer TEM-Zelle. In rot ist das elektrische Feld E dargestellt, in blau das magnetische Feld H. Die Abmessungen der Zelle sind mit a und b benannt. [Schwab, Kürner 2007; Kapitel 5]



Abbildung 3.7 Feldverteilungen in einer TEM-Zelle

Die Feldverteilungen sollen ideal weitestgehend homogen sein, magnetisches und elektrisches Feld stehen jeweils senkrecht aufeinander.

Aufgrund der geringen Größe des in dieser Arbeit verwendeten Sensors bietet sich die Kalibrierung in einer so genannten μ TEM-Zelle an. Dieses in [Münter et al. 1997] bereits gezeigte Verfahren wird in Abschnitt 3.3 genauer beschrieben.

3.2.4 Freifeld / Absorberraum

Als eine weitere Messumgebung können Freifelder oder abgeschirmte Kammern (z.B. Absorberräume) verwendet werden. Sie stellen eine reflexionsarme, im Idealfall reflexionsfreie, Messumgebung dar. Das Freifeld sollte möglichst eben sein und einen gut leitenden Boden (englisch: Ground-Plane) aufweisen. Außerdem dürfen sich keine reflektierenden Objekte in der Nähe befinden. Sowohl im nicht idealen Freifeld, als auch in abgeschirmten Räumen, treten Reflexionen auf. Neben der direkten Störstrahlungskomponente treffen an der Empfangsantenne auch vom Boden und anderen Hindernissen, wie zum Beispiel den Wänden einer Schirmkabine, reflektierte Wellen ein. [Schwab, Kürner 2008]. Das in dieser Arbeit verwendete Freifeld befindet sich in Braunschweig auf dem Gelände der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB).¹

Bei der Verwendung von geschirmten Räumen als Messumgebung kann es zu Hohlraumresonanzen kommen, wenn die Wellenlänge in den Bereich der Kabinenabmessungen kommt. (vgl. Abschnitt 2.1.5) Um dies zu verhindern, werden die geschirmten Räume mit Absorbern ausgekleidet. Die so geschaffenen, elektromagnetisch echofreien Räume werden dann auch als Absorberräume bezeichnet. Sie dienen z.B. als Messumgebung für feldgebundene Messungen wie

- gestrahlte Emissionsmessungen,
- gestrahlte Störfestigkeitsprüfungen,
- Antennenvermessung und
- Schirmdämpfungsmessungen. [Fischer et al. 1992]

Häufig werden Ferritkacheln an den Wänden befestigt. Sie sind allerdings nur für Frequenzen bis ca. 1000 MHz geeignet. Darüber nimmt ihre Wirkung immer mehr ab und es kommen Pyramidenabsorber zum Einsatz. Aufgrund ihrer Form sorgen letztere 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. Für Emissionsmessungen werden Feldverhältnisse wie bei einem Freifeld angestrebt. Daher ist der Boden einer Absorberhalle für Emissionsmessungen als Ground-Plane ausgeführt. [Wolfsperger, 2008; Kapitel 4]

Im Rahmen dieser Arbeit wird keine vollständige Absorberkammer verwendet. Die gestrahlten Messungen mit einer sehr direktiven Antenne werden lediglich vor einer mit Absorbern verkleideten Wand am Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit (IEMV) durchgeführt.

¹ Physikalisch Technische Bundesanstalt (PTB): http://www.ptb.de



3.2.5 Modenverwirbelungskammern

Eine weitere Messumgebung ist die sogenannte Modenverwirbelungskammer nach IEV 723-03-30. Hier wird absichtlich mit den Eigenresonanzen einer geschirmten Kabine gearbeitet. Durch vielfache Reflexionen von elektrischen Wellen kommt es zur Anregung sogenannter Moden (vgl. Abschnitt 2.1.6). Im Inneren dieser Messräume befinden sich beweglich angeordnete große Metallstrukturen, sogenannte Modenrührer oder Tuner. Durch das Drehen lassen sich die Ausbreitungsbedingungen für Moden durch Änderung der Randbedingungen im Hohlraumresonator kontinuierlich verändern.

Die Vielzahl unterschiedlicher Rührerwinkel, sowie Mehrfachreflexionen der elektromagnetischen Wellen an den Wänden, erzeugen in der Kammer näherungsweise unendlich viele Resonanzfrequenzen, über deren Gesamtheit sich ein elektromagnetisches Feld einstellt, dessen Beträge der einzelnen Vektor-Komponenten einer jeweils gleichen Raleigh-Verteilung unterliegen. Eine hohe Modendichte ist die Grundvoraussetzung zur Erzeugung eines statistisch gleich starken elektromagnetischen Feldes im gesamten Arbeitsbereich einer Modenverwirbelungskammer. Das heißt, dass beim "Durchfahren" der Randbedingungen z.B. durch Drehen eines metallischen Paddels, an jedem Raumpunkt eine statistisch gleiche Feldverteilungskurve erzeugt wird. Dies bezieht sich auch auf Richtung und Polarisation statistisch gesehen gleichverteilt ist. Dadurch entfallen das Drehen des Prüflings und eine Variation der einspeisenden Antenne, wie es bei anderen Messverfahren notwendig ist. Durch die hohe Güte der Kammer lassen sich bei geringen Eingangsleistungen sehr hohe Feldstärken erzeugen.

Nachteilig ist, dass die Richtungsinformation des Feldes verloren geht. Außerdem ist eine große Anzahl von Einzelmessungen notwendig, was ein sehr hohes Datenvolumen generiert und außerdem lange Messzeiten erfordert. [Schwab, Kürner 2007; Kapitel 5]

Im Rahmen dieser Arbeit findet die Modenverwirbelungskammer keine Anwendung. An dieser Stelle soll auf weitere Arbeit am Institut für EMV verwiesen werden.



3.3 Kalibrierung in einer µTEM-Zelle

Wie in Abschnitt 3.2.3 bereits beschrieben wurde, stellen sogenannte TEM-Zellen Aufweitungen einer 50 Ω -Koaxialleitung mit definierten homogenen Feldverhältnissen im Inneren dar. Bei der hier gezeigten µTEM-Zelle ist die Septumhöhe sehr gering. Aufgrund der geringen Größe des elektro-optischen Sensorkopfes kann dieser, wie in [Münter et al. 1997] beschrieben, in einer µTEM-Zelle kalibriert werden, da er – auch durch den Wegfall von metallischen Teilen – das Feld im Inneren nur geringfügig beeinflusst. Die Kalibrierung dient dazu, um mit Hilfe eines berechneten Korrekturfaktors aus den gemessenen S21-Parametern absolute Feldstärkewerte zu ermitteln.

Die verwendete µTEM-Zelle ist auf einer dielektrischen Grundplatte befestigt. Darauf befindet sich eine Vorrichtung, um den elektro-optischen Sensor zu befestigen. Diese Halterung lässt sich in die µTEM-Zelle einbringen und drehen, um den Sensorkopf und den entsprechenden Dipol im elektrischen Feld auszurichten. Die Septumhöhe beträgt in diesem Fall ca. 35 mm. Geringe Feldverzerrungen, die durch den eingebrachten Sensor, das Loch in der Seitenwand oder die Halterung entstehen können, finden hier keine Berücksichtigung.

Die folgende Abbildung zeigt die μ TEM-Zelle, welche für die Kalibrierung verwendet wird. Sie wurde am Institut für Nachrichtentechnik (IfN)² an der Technischen Universität Braunschweig entwickelt und aufgebaut.



Abbildung 3.8 Verwendete µTEM-Zelle

² Institut für Nachrichtentechnik (IfN): http://www.ifn.ing.tu-bs.de/



Die μ TEM-Zelle wird mit dem VNA verbunden und mit einer Impedanz von 50 Ω abgeschlossen. Der Sensor wird nun in die Zelle eingebracht um die S21-Parameter zu messen. Um präzise Messergebnisse zu erzielen, ist eine genaue Ausrichtung des Sensors von großer Bedeutung. Bei den elektrischen Feldmessungen muss der Sensor parallel zum elektrischen Feld orientiert sein. Man spricht hierbei von Kopolarisierung. Ist der Sensor senkrecht zum elektrischen Feld ausgerichtet, spricht man von Kreuzpolarisierung.

Der Aufbau zur Kalibrierung in der μ TEM-Zelle ist in der folgenden Abbildung schematisch dargestellt.



Abbildung 3.9 Messaufbau für Kalibrierung in der µTEM-Zelle

Der gesamte Messaufbau wird über ein Notebook gesteuert, welches über ein GPIB-Interface mit dem VNA verbunden ist. Die gemessenen und vom Laptop aufgezeichneten Transferfunktionen S21 für Kreuz- und Kopolarisation sind in der folgenden Graphik zu sehen.



Abbildung 3.10 S21-Parameter in der µTEM -Zelle

Anhand des Diagramms ist zu erkennen, dass in einem Frequenzbereich zwischen 300 MHz und 2,4 GHz die Kalibrierung ohne Probleme in der µTEM-Zelle erfolgen kann. Bei Frequenzen um 2,5 und 3 GHz können Resonanzen der Zelle gemessen werden. In diesem Frequenzbereich eignet sich die Zelle nicht für die Kalibrierung des elektro-optischen Sensors. Des Weiteren ist die gute Unterdrückung der kreuzpolaren Komponente zu erkennen, welche um ca. 30 dB niedriger als die kopolare Komponente ist.

Für den niedrigeren Frequenzbereich kann die homogene elektrische Feldstärke im Inneren der μ TEM-Zelle mit der Formel 42 berechnet werden.

Hierbei werden die folgenden Variablen verwendet:

- Septumhöhe $h_{TEM} \approx 35 \text{ mm}$
- Einspeiseleistung P = -10 dBm
- Charakteristische Impedanz der Zelle $Z_{TEM} = 50 \Omega$

Mit den gegebenen Werten und der oben genannten Formel berechnet sich die elektrische Feldstärke im inneren der μ TEM-Zelle zu E = 2,02 V/m. Mit diesem Wert lässt sich ein frequenzabhängiger Korrekturfaktor berechnen, um aus den gemessenen S21-Parametern die

 \Diamond

absolute Feldstärke zu erhalten. Für eine Frequenz von 1 GHz ergibt sich für den S21-Parameter 0,0002034 ein Korrekturfaktor k \approx 10000.

Mit diesem Korrekturfaktor lässt sich aus den S21-Paramtern die Feldstärke gemäß der folgenden Formel ermitteln

$$E = k(f) \cdot S_{21}$$
 Formel 43

wobei aufgrund der festgestellten Linearität der prinzipiell frequenzabhängige Korrekturfaktor in dem dargestellten Frequenzbereich mit nur einem Wert angegeben wird.

Die gezeigte Möglichkeit zur Kalibrierung ist gut geeignet, da der Sensor nur ausgesprochen geringe Feldverzerrungen verursacht. Die analytisch berechnete theoretische Feldstärke im Inneren liegt in guter Übereinstimmung der tatsächlichen und wird durch den eingebrachten Sensor nicht signifikant verändert, wie in [Schrader et al. 1998] für einen Transfersensor ähnlicher Größe ebenfalls beschrieben.

Weitere Möglichkeiten der Kalibrierung des elektro-optischen Sensors werden in [Schüür et al. 2012] erläutert. Auf sie soll hier nicht weiter eingegangen werden, da die hier dargestellte Kalibrierung unter Verwendung der µTEM-Zelle für die gezeigten Messungen die besten und genauesten Ergebnisse generiert und leicht reproduzierbar ist.

3.4 Modifizierung des Sensorkopfes

Wie bereits in [Werner 2002] beschrieben, kann die Messdynamik des Sensorsystems mit Hilfe kleiner Dipolstäbe (ca. 1 cm, siehe Abbildung 3.12), die an den kurzen Dipol am Sensorkopf angebracht werden, um ca. 5 dB erhöht werden. Um die Messdynamik noch weiter zu steigern, wird der Sensorkopf mit Hilfe von längeren Drähten weiter modifiziert. Jedoch kann das zusätzliche Metall die ursprüngliche Feldverteilung beeinflussen und durch die zusätzlichen Drähte können Resonanzen auftreten. Die Linearität des Sensors ist dann nicht mehr gegeben, das heißt der Frequenzbereich mit einem ebenen Frequenzgang wird verringert. [Werner 2002] Es muss bei jeder Messanwendung somit ein Kompromiss zwischen Empfindlichkeit und Genauigkeit getroffen werden.

Um die Auswirkung der Sensormodifikation zu untersuchen, werden im Folgenden zunächst verschiedene Messszenarien mit unterschiedlichen Verlängerungen dargestellt und in einer TEM-Zelle ohne zusätzliches DUT gemessen.



Die folgende Abbildung zeigt zwölf verschiedene Möglichkeiten mit jeweils unterschiedlicher Ausrichtung des Dipols zum elektrischen Feld und unterschiedlichen Dipol-Längen.



Abbildung 3.11 Sensormodifikationen in der TEM-Zelle

Dabei stellen Variation 1 und 2 den Sensor ohne Modifikation in beiden Polarisationsrichtungen dar. In Abbildung 3 und 4 sind kleine Dipolverlängerungen an den Sensor angebracht. In den darauffolgenden Abbildungen werden jeweils unterschiedlich lange Drahtstücke als Verlängerung des Dipols verwendet. Um Symmetrie zu erhalten, werden zunächst zwei 4 cm lange Drähte verwendet. In einem weiteren Durchgang kommen Drähte mit 4 cm und 10 cm Länge zum Einsatz. Auf die Darstellung der Variante von zwei Mal 10 cm langen Drähten wurde verzichtet, da diese Möglichkeit aus Platzgründen nicht praktikabel ist und in weiteren Messungen keine signifikante Verbesserung ergab.

Mit den Verlängerungen der Dipole passt der Sensor nicht mehr in die μ TEM-Zelle hinein und kann deshalb nur noch in der bis ca. 200 MHz verwendbaren größeren TEM-Zelle betrieben werden. Die beiden nachfolgenden Graphiken zeigen die gemessenen S21-Parameter in der TEM-Zelle für einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 200 MHz bei einer eingespeisten



Leistung von -10 dBm. In der ersten Graphik sind die Szenarien 1 - 4 für den unmodifizierten Sensor und den Sensor mit kleinen Dipolstäben für beide Polarisationsmöglichkeiten zu sehen.



Abbildung 3.12 S21-Parameter für Sensormodifikationen in der TEM-Zelle (1)

Es ist zu erkennen, dass durch das Anbringen der Dipolstäbe die Messdynamik um 5 dB erhöht werden kann. Dieses Ergebnis deckt sich mit den Erfahrungen von [Werner 2002].

Nachfolgend sind die weiteren Szenarien mit den längeren Drähten gezeigt in unterschiedlichen Variationen. Die Nomenklatur deckt sich mit der in Abbildung 3.11 bereits dargestellten.



Abbildung 3.13 S21-Parameter für Sensormodifikationen in der TEM-Zelle (2)

Bei Verwendung von zwei gleichlangen, kurzen Drähten kann die Messdynamik um ca. 10 dB erhöht werden. Bei Verwendung von zwei unterschiedlich langen Drähten, in diesem Fall 4 cm und 10 cm, erhöht sich die Messdynamik sogar um bis zu 25 dB. Für die hier nicht gezeigte Variante mit zwei sehr langen Drähten wurden keine signifikanten Vorteile gegenüber der oben genannten Konfiguration festgestellt.

Die Messungen sind über den gesamten Frequenzbereich von 10 kH bis 200 MHz weitestgehend linear. In diesem Frequenzbereich sind alle gezeigten Modifikationen ohne Probleme möglich, wobei höhere Frequenzen aufgrund der TEM-Zelle leider nicht zugänglich sind. Die Problematik wird allerdings in Kapitel 5 unter Verwendung gestrahlter Messungen wieder aufgegriffen.



3.5 Magnetfeldmessungen

Mit Hilfe des elektro-optischen Sensorsystems sind nicht nur Messungen des elektrischen Feldes, sondern auch Magnetfeldmessungen in Betrag und Phase, möglich. Bisher wurde für die H-Feld-Messungen ein Messaufbau mit zwei Interferometern, welche nach dem Konzept der doppelt belasteten Schleifenantenne [Wu 1962] über Drähte und Widerstände verbunden werden, praktiziert. Diese Möglichkeit ist bereits in [Gassmann et al.1995] und [Gassmann, Mailand 1997] beschrieben worden. Sie soll die Störbeeinflussung des elektrischen Feldes minimieren, da sich die Ausgangsspannungen elektrisch addieren und die Komponenten des E-Feldes inverse Polarität haben und sich subtrahieren.

Einerseits wurde hiermit durch Abstimmung der beiden Interferometer somit eine sehr hohe E-Feld-Störunterdrückung erzielt. Andererseits ist der Aufbau aber sehr aufwändig und die Abstimmung auch nicht langzeitstabil. Deshalb sollen in dieser Arbeit durch einen reduzierten Aufbau die möglichen Probleme minimiert werden.

Mit Hilfe einer kleinen Kupferdraht-Schleife, eines sogenannten Loops ist es ebenfalls möglich, durch Magnetfelder induzierte Spannungen zu messen. Dieser Loop wird an den Dipolen des Sensorkopfes angebracht. Dabei kann ein Frequenzbereich von 20 MHz bis zu 3 GHz abgedeckt werden. Diese Messmöglichkeit und einige ausgewählte Ergebnisse werden in Kapitel 6 dargestellt.



4 Nahfeldmessungen

Nahfeldmessungen stellen eine anspruchsvolle Aufgabe in der EMV dar. Aus den Nahfeld-Messungen einer Antenne kann deren Abstrahlcharakteristik bestimmt werden. Elektrooptische Sensoren sind für diese Anwendung besonders gut geeignet, da sie sehr klein sind und die Testumgebung kaum beeinflussen (vgl. Abschnitt 3.1). Die in diesem Kapitel dargestellten Messungen sollen die Möglichkeit zeigen, Nahfeldmessungen mit dem elektrooptischen Sensor durchzuführen. Außerdem dienen sie der Verifizierung der Genauigkeit und der Empfindlichkeit des gezeigten Sensorsystems und sollen die geringe Feldbeeinflussung im Nahfeld-Bereich demonstrieren.

4.1 Richtdiagramme

Um zu erfahren, welcher Anteil der ausgestrahlten Leistung einer Antenne für die entsprechende Anwendung tatsächlich genutzt werden kann, wird die Richtcharakteristik der Antenne bestimmt. Einen Überblick über die Verteilung der Strahlung in verschiedene Raumrichtungen liefert die Verteilung der Fernfeldstärke einer Antenne in Abhängigkeit von der Raumrichtung als dem Elevationswinkel \mathcal{G} und dem Azimuthwinkel φ .

Die Messungen der Strahlungsverteilung im Raum finden im Fernfeld statt, da die Strahlung erst ab einem gewissen Abstand von der Antenne für die Übertragung in Frage kommt. (vgl. Kapitel 2.1.2).

Zur Kennzeichnung des Abstrahlverhaltens der Antenne wird die Richtcharakteristik mit

$$C(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \left(\underline{E}(\vartheta, \varphi) \right| \right|}{\left(\underline{E}(\vartheta, \varphi)_{\max} \right)} \text{ und } 0 \le C(\vartheta, \varphi) \le 1$$
 Formel 44

eingeführt. Sie gibt die Winkelverteilung des elektrischen Fernfeldes, bezogen auf den Maximalwert in Hauptstrahlungsrichtung, an.

Statt der dreidimensionalen Strahlungsverteilung der Richtcharakteristik werden häufig auch sogenannte Richtdiagramme der Antenne erstellt. Dabei werden zweidimensionale Schnitte in bestimmten Ebenen der räumlichen Verteilung angegeben. Oft werden das vertikale Richtdiagramm $C(\vartheta, \varphi = \varphi_0)$ und das horizontale Richtdiagramm $C(\vartheta = \pi/2, \varphi)$ verwendet. Das vertikale Diagramm gibt somit die Abhängigkeit der Strahlung vom Elevationswinkel ϑ (E-Ebene), das horizontale Diagramm die Abhängigkeit vom Azimuthwinkel φ (H-Ebene) an. [Kark 2011; Kapitel 7]





Im Falle einer Aperturantenne oder dem Schlitz eines metallischen Gehäuses kann mit Nahfeldmessungen in nur einer Ebene ein vollständiges dreidimensionales Fernfelddiagramm berechnet werden. Nahfeld-Messungen stellen somit eine gute Möglichkeit dar, die Abstrahl-Charakteristik von Antennen zu bestimmen. Wie schon in [Joy et al. 1973], [Johnson et al. 1973] oder [Balanis 1982, S. 852 ff.] gezeigt, kann mit Hilfe einer Nahfeld-Fernfeld-Transformation aus den gemessenen Nahfeld-Daten auch die Antennen-Fernfeld-Charakteristik berechnet werden, ohne aufwändige Fernfeldmessungen durchführen zu müssen.

Das ist ein großer Vorteil gegenüber den reellen Fernfeldmessungen, bei denen jeweils nur die Schnitte in einer Ebene für das elektrische und magnetische Feld dargestellt werden können. Außerdem können diese Messungen auf einem sogenannten Freifeld sehr aufwändig sein, da sie unter freiem Himmel stattfinden und somit witterungs- und umgebungsabhängig sind. Eine möglichst reflexionsarme Umgebung kann in einem Absorberraum einfacher erreicht werden, als auf einem Freifeld unter freiem Himmel, bei dem reflektierende Objekte in der Umgebung nie ganz ausgeschlossen werden können. Außerdem kann dort leichter Störstrahlung von anderen Sendern in der Umgebung einkoppeln. Des Weiteren muss die zu vermessende Antenne genau um ihr Phasenzentrum gedreht werden, was sich physikalisch nicht immer genau erreichen lässt. Prinzipiell besteht auch die Möglichkeit, die Antenne in einer Absorberhalle zu fixieren und den Sensor mittels eines (3D-)Scanners um die Antenne herumzubewegen. Dieser Aufbau ist jedoch ebenfalls problematisch, da der Sensor als Empfangsstruktur in großem Abstand der Antenne und somit dicht an den Wänden der Halle bewegt werden müsste, was die Abstrahlcharakteristik verfälschen kann.

Nahfeldmessungen sind jedoch ebenfalls nicht unproblematisch. Sie können nur exakt erfolgen, wenn die vorliegende Feldverteilung von ins Feld einzubringenden Sensoren nicht oder nur sehr gering beeinflusst wird. Deswegen wird eine Empfangsstruktur benötigt, die nur sehr geringe Rückwirkungen verursacht. Durch den elektro-optischen Sensor treten nur sehr geringfügige Beeinflussungen der Feldverteilung auf, da weder der Sensor selbst noch die Signalübertragungsstrecke metallische Teile benötigt. Wie in Kapitel 2 beschrieben besteht der Sensor nur aus dielektrischen Materialien, bis auf einen dünnen Draht als elektrischen Dipol. Die Signalübertragung und Energieversorgung wird mit einem Lichtwellenleiter realisiert. Deshalb erscheint er besonders gut geeignet für diese Art der Messungen, was in den folgenden Abschnitten über eine Nahfeldmessung an einer Double-Ridged Hornantenne (Doppelsteghornantenne) verifiziert wird. [Kraus 1988]



4.2 Messungen in der Antennen-Apertur

Mit Hilfe der in den folgenden Abschnitten beschriebenen und bereits in [Thiele et al. 2010] vorgestellten Nahfeldmessung soll zunächst die hohe Genauigkeit des Sensors bewiesen werden. Dies geschieht über den Vergleich der mit dem Sensor gemessenen Nahfeld-Daten der verwendeten Doppelsteghornantenne mit den auf einem Freifeld gemessenen Fernfeldcharakteristiken. Die mit dem Sensor gemessenen Nahfeld-Daten werden über eine Nahfeld-Fernfeld-Transformation in Fernfelddaten überführt. Die gemessenen Fernfelddaten der Antenne wurden im Vorfeld sehr aufwändig auf einem Freifeld aufgezeichnet.³

4.2.1 Messaufbau der Nahfeldmessungen

Als Testobjekt (AUT = Antenna Under Test) dient in diesem Nahfeld-Messaufbau eine große Doppelsteghornantenne der Firma QPar Angus (Modell 9007802) mit einer Aperturfläche von ca. 98 cm x 68 cm. Diese Antenne wird vor einer Absorberwand platziert, um eine möglichst reflexionsarme Messumgebung zu erhalten. Durch die gute Richtcharakteristik der Antenne ist in diesem Fall kein Vollabsorberraum notwendig, um unerwünschte Reflexionen zu vermeiden. (vgl. Abschnitt 3.2.4)

In dieser Messumgebung soll nun die Feldstärke an definierten Positionen in der Apertur gemessen und somit die Nahfeldcharakteristik bestimmt werden. Hierfür ist in der Apertur der Antenne eine dünne Platte aus einem speziellen dielektrischen Material mit Hilfe einer ebenfalls nicht-metallischen Befestigung angebracht. Dieses Material ROHACELL® besitzt eine relative Permittivität $\varepsilon_r \approx 1$ ähnlich Luft und sollte die Feldverteilung in der Aperturfläche nicht beeinflussen. [ROHACELL 2009]

Die Platte ist in 425 Positionen unterteilt, um die gesamte Aperturfläche der Hornantenne abzudecken. Der elektro-optische Sensor ist in einen Würfel aus ROHACELL® eingebracht, welcher eine Kantenlänge von 50 mm besitzt und sich an den unterschiedlichen Positionen auf der Platte mittels einer dielektrischen Halterung befestigen lässt. Die Polarisierung des Sensors sollte dabei der erwarteten Feldrichtung in der Antennenfläche entsprechen. In diesem Fall wird mit vertikaler Polarisation entsprechend der Antennencharakteristik gearbeitet.

³ Die gemessenen Richtdiagramme wurden im Rahmen einer Messkampagne am Institut für EMV auf dem Freifeld der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB) gemessen. Die entsprechenden Rohdaten lagen bereits am Institut vor. Sie standen für diese Arbeit zur Verfügung und wurden hier entsprechend aufbereitet und ausgewertet.



In der Abbildung 4.1 ist die Apertur der Antenne mit der davor montierten ROHACELL®-Platte zu sehen. In der Vergrößerung ist der ROHACELL®-Würfel mit dem eingebrachten Sensor dargestellt. Der Dipol ist dabei vertikal in der erwarteten Feldrichtung ausgerichtet. Der blaue LWL wird nach links um die Antenne herumgeführt. Die Absorberwand vor der Antenne ist auf dem Bild nicht zu erkennen.



Abbildung 4.1 Sensor auf der Apertur der Doppelsteghornantenne

Die Nahfeld-Messungen finden im spezifizierten Frequenzbereich der Antenne gemäß Datenblatt ab 300 MHz statt. Nach oben wird der Frequenzbereich durch den Sensor bis 3,5 GHz limitiert. Die Antenne wird während der Messungen von einem Vektor-Netzwerk-Analysator (VNA) mit einer Leistung von -10 dBm gespeist. Die S21-Parameter als Übertragungsmaß werden vom Sensor detektiert und an den VNA zurückgeliefert. Über eine GPIB-Schnittstelle erfolgt die Ansteuerung mit einem Notebook, über welches auch die Messdaten in Betrag und Phase aufgezeichnet werden.

Die folgende Graphik zeigt den Messaufbau mit Sensor, Laser-Modul und dem vektoriellen Netzwerkanalysator. Die Hornantenne als AUT ist ebenfalls zu sehen. Vor der eigentlichen Messung wird eine Full Two-Port TOSM-Kalibrierung an den Kabelenden (in der Skizze ebenfalls eingezeichnet) vorgenommen. Hiermit werden die systematischen Fehler des HF-Aufbaus auf eine vernachlässigbare Größenordnung reduziert. [Rohde & Schwarz 2012]



Abbildung 4.2 Messaufbau für die Nahfeldmessungen

Die Messung erfolgt in 100 MHz Schritten, wobei die IF-Filterbandbreite auf 10 Hz festgesetzt ist. Gemessen wird an allen 425 Punkten, wobei genau auf die Ausrichtung des Sensors geachtet werden muss.

Hier bietet sich großes Potenzial bei der Verwendung einer x-y-Verfahreinheit vor der Antenne. Durch die automatisierte Messung könnte die Messzeit deutlich verkürzt und eine Fehlerquelle durch die ungenaue Ausrichtung des Sensordipols minimiert werden. In dieser ersten Versuchsreihe wird der Sensor jedoch jeweils manuell weitergesetzt und ausgerichtet, was den Vorteil hat, ohne metallische Befestigungen auszukommen.

4.2.2 Ergebnisse der Nahfeldmessungen

Obwohl die Messungen aufgrund der vielen Messpositionen ohne automatisierten Messaufbau bis zu mehrere Tage in Anspruch nehmen können, kann über den Zeitraum der Messungen keine Drift des Sensors festgestellt werden. Die Temperaturbedingungen im Messraum werden in dieser Zeit weitestgehend konstant gehalten. Die Temperatur liegt zwischen 22°C und 24°C, die Luftfeuchtigkeit bleibt ebenfalls konstant. Die folgende Abbildung zeigt den Betrag der elektrischen Feldstärke in der Apertur der Antenne bei einer Frequenz von 990 MHz. Dargestellt sind dabei die 425 Positionen in jeweils 4cm-Schritten. Die Mitte der Apertur ist mit (x = 0, y = 0) gekennzeichnet. Die sich ergebende Feldverteilung ist aus der Literatur bekannt. [Balanis 1982; S. 651 ff.] Leichte Verzerrungen können sich durch die ungenaue Ausrichtung des Sensors und der ROHACELL®-Platte ergeben.



Abbildung 4.3 Betrag der elektrischen Feldstärke für 990 MHz

Sehr gut ist zu erkennen, dass die elektrische Feldstärke in der Mitte die höchsten Werte aufweist und zu den Kanten hin abnimmt. Die absoluten Feldstärkewerte werden im Laufe dieses Abschnitts ebenfalls berechnet und analysiert.

Die nächste Abbildung zeigt die Phase des elektrischen Feldes innerhalb der Apertur der Antenne ebenfalls bei 990 MHz. Aufgetragen sind jeweils 20°-Schritte. Die radiale Abhängigkeit der Phase ist sehr gut zu erkennen, was genau der theoretischen Beschreibung entspricht. [Balanis 1982, S. 682 ff.].



Abbildung 4.4 Phase der elektrischen Feldstärke für 990 MHz

Die qualitative Verteilung von Betrag und Phase stimmt sehr gut mit der theoretischen Beschreibung der Fundamentalmode überein. Die absoluten Werte sollen im Folgenden ebenfalls verglichen werden.

Etwaige Abweichungen von der Theorie können durch die Stege der Hornantenne hervorgerufen werden, welche in der theoretischen Beschreibung gemäß der folgenden Formel nicht berücksichtigt werden.

$$E_{y}'(x', y') = E_{0} \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j[k(x'^{2}/\rho_{2} + y'^{2}/\rho_{1})/2]}$$
 Formel 45

In dieser Formel sind $\rho 1$ und $\rho 2$ die entsprechenden Krümmungsradien in x- und y-Richtung gemäß Abbildung 4.5 und Abbildung 4.6 und für die verwendete Antenne sind die Kantenlängen der Apertur $a_1 = 98$ cm und $b_1 = 68$ cm [Balanis 1982, S. 682 ff.].



Abbildung 4.5 Hornantenne in der E-Ebene mit Koordinatensystem



Abbildung 4.6 Hornantenne in der H-Ebene mit Koordinatensystem

Im Folgenden soll der absolute Wert des elektrischen Feldes in der Mitte der Antenne, welche mithilfe der Kalibrierung in der μ TEM-Zelle bestimmt werden kann, mit dem theoretisch berechneten Wert verglichen werden. Er wird für eine Frequenz von 990 MHz mit Hilfe der

folgenden Formeln über eine Integration des Poyntingvektors \vec{S} und der eingespeisten Leistung P über folgende Formeln berechnet [Kark 2011; Kapitel 3]:

$$P = b \cdot \int_{-a_{1}/2}^{+a_{1}/2} dx = b_{1} \cdot \int_{-a_{1}/2}^{+a_{1}/2} S_{middle} \cdot \cos^{2}\left(\frac{\pi \cdot x}{a_{1}}\right) dx = S_{middle} \cdot \frac{a_{1} \cdot b_{1}}{2} = -10 \, \text{dBm} \quad \text{Formel 46}$$

$$S_{middle} = \frac{P \cdot 2}{a_{1} \cdot b_{1}} = \frac{E_{middle}^{2}}{Z_{0}} = \frac{E_{middle}^{2}}{377 \, \Omega} \quad \text{Formel 47}$$

wobei a_1 und b_1 wieder die Kantenlänge der Apertur sind und Z_0 der Freiraumwellenwiderstand von 377 Ω .

$$\Rightarrow E_{middle} = \sqrt{\frac{P \cdot 2}{a_1 \cdot b_1} \cdot 377\Omega} = 0.34 \ V/m$$
 Formel 48

Über die Integration erhält man als theoretischen Wert für die elektrische Feldstärke in der Mitte des Horns somit 0,34 V/m, was im Folgenden auch als $E_{0,berechnet}$ bezeichnet wird, um eine bessere Abgrenzung zwischen gemessenen und berechneten Werten zu gewährleisten.

Mit Hilfe der Sensor-Kalibrierung in der μ TEM-Zelle (gemäß Kapitel 3.3) kann der Korrekturfaktor für diesen Sensorkopf und die gegebenen Umgebungsbedingungen zu ungefähr k \approx 6000 bestimmt werden. Damit wird die absolute elektrische Feldstärke in der Apertur der Antenne berechnet. Hierbei soll gezeigt werden, dass die Messwerte in sehr guter Übereinstimmung mit den theoretischen Werten für 990 MHz liegen.

Die folgende Graphik zeigt die Absolutwerte der elektrischen Feldstärke in der Apertur der Hornantenne, die mit Hilfe des Korrekturfaktors über den Zusammenhang

$$E = k(f) \cdot S_{21}$$
 (vgl. Formel 42)

berechnet wurde. Die Feldstärke variiert zwischen 0,4 V/m (E_0) in der Mitte und 0,03 V/m in den Ecken.

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



Abbildung 4.7 Betrag der elektrischen Feldstärke für 990 MHz in [V/m]

Die Messungen wurden ebenfalls mit einem zweiten Sensorkopf wiederholt. Nach der Kalibrierung in der μ TEM-Zelle (mit einem Korrekturfaktor von k \approx 10.000) stimmen die absoluten Feldstärkewerte bis auf einige 10 mV mit diesen Ergebnissen überein.

Die kalibrierten Messwerte $E_{0,gemessen}$ für Position (x = 0, y = 0) in der Mitte der Apertur sind in der folgenden Graphik dargestellt. Ab 2,3 GHz wurde der Korrekturfaktor k gemittelt, da dort der Resonanzbereich der µTEM-Zelle liegt.





Abbildung 4.8 Elektrische Feldstärke in der Mitte der Antennen-Apertur

Der Verlauf der Kurve ist relativ linear, es treten lediglich leichte Schwankungen um maximal 0,3 V/m auf. Im Rahmen der Antennenmesstechnik sind diese Abweichungen ausgesprochen gering und sprechen für die hohe Genauigkeit und Linearität des Sensors.

Mit den gemessenen und kalibrierten Daten ergibt sich für die elektrische Feldstärke in der Mitte der Antennen-Apertur $E_{0,gemessen} \approx 0,4$ V/m bei einer Frequenz von 990 MHz. Dieser Wert liegt in guter Näherung zum nach [Balanis 1982] berechneten Wert von $E_{0,berechnet} = 0,34$ V/m.

Leichte Abweichungen können sich durch die nicht immer exakte Positionierung des Sensors, sowohl bei der Kalibrierung in der µTEM-Zelle, als auch vor der Antennen-Apertur, ergeben. Diese Abweichungen können durch einen automatisierten Messaufbau, bei dem der Sensor mit Hilfe eines Schrittmotors vor der Apertur bewegt wird, minimiert werden.

Die Nahfeldmessungen stimmen insgesamt über den ganzen Frequenzbereich allerdings sehr gut mit der theoretischen Betrachtung überein. Zur Veranschaulichung sind in den nachfolgenden Graphiken deshalb noch die Verteilung der elektrischen Feldstärke in Betrag und Phase bei einer Frequenz von 500 MHz und 3,5 GHz gezeigt. Diese Frequenzen werden auch für einen Vergleich der Daten mit gemessenen Fernfeldwerten verwendet.



Abbildung 4.9 Betrag der elektrischen Feldstärke für 500 MHz in [V/m]

Auch für die niedrigere Frequenz von 500 MHz passt die Messung sehr gut zur theoretischen Beschreibung. Bei den Messwerten für die Phase der elektrischen Feldstärke ist wieder sehr gut die radiale Abhängigkeit zu erkennen.



Abbildung 4.10 Phase der elektrischen Feldstärke für 500 MHz



Für höhere Frequenzen sieht die Feldverteilung des Betrags der elektrischen Feldstärke in der Apertur leicht verändert aus. Die Werte stimmen nicht mehr perfekt mit der theoretischen Beschreibung überein und liegen leicht unter diesen Feldstärkewerten.



Abbildung 4.11 Betrag der elektrischen Feldstärke für 3,5 GHz in [V/m]

Wahrscheinlich ist bei 3,5 GHz die Genauigkeit etwas geringer, da der elektro-optische Sensor nur bis zu dieser Frequenz spezifiziert ist. Außerdem muss in diesem Bereich der Korrekturfaktor k gemittelt werden, da er im resonanten Bereich der μ TEM-Zelle liegt. Trotzdem ist noch sehr deutlich die Feldverteilung zu erkennen, wobei auch die tatsächliche Abstrahlung der verwendeten Antenne in diesem Bereich durch die Stege nicht mehr ganz präzise ist und die gemessenen Werte somit plausibel erscheinen.

Bei der Messung der Phase ist auch weiterhin sehr gut die radiale Abhängigkeit zu erkennen, was weiterhin für die Genauigkeit des Sensorsystems auch bei höheren Frequenzen spricht.



Abbildung 4.12 Phase der elektrischen Feldstärke für 3,5 GHz

Insgesamt ist aber über fast den ganzen Frequenzbereich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Messdaten zu beobachten. Der Sensor beeinflusst somit nur sehr gering die vorliegende Feldverteilung und ist somit sehr gut für diese Art der Nahfeldmessungen geeignet.

4.2.3 Nahfeld-Fernfeld-Transformation

Nachdem bereits gezeigt wurde, dass die gemessenen Nahfelddaten sehr gut mit den theoretischen Daten übereinstimmen, sollen sie nun mit den auf einem Freifeld gemessenen Fernfelddaten verglichen werden. Dazu wurden die gemessenen Nahfelddaten der elektrischen Feldstärke mit Hilfe einer Nahfeld-Fernfeld-Transformation in die Fernfeld-Parameter überführt. Hierzu wurde der in [Balanis 1982, Seite 620 ff.] beschriebene Algorithmus verwendet.

Dazu wird zunächst das Feld in der Apertur, welches nur eine y-Komponente besitzt, betrachtet:

$$E_y(x, y) = E_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right)$$
 für $0 \le x \le a$ und $0 \le y \le b$ Formel 49

63



Zur Vereinfachung wird die Annahme getroffen, dass die Phase des elektrischen Feldes auf der Aperturfläche konstant ist. Als Randbedingung ist das tangentiale elektrische Feld auf den metallischen Wänden des Doppelsteghorns Null, ebenso die Felder außerhalb der Apertur. Wenn die Abstrahlung aus der Apertur durch Überlagerung ebener Wellen unter Einhaltung der Randbedingungen angenähert wird, kann das E-Feld als zweidimensionales Fourier-Integral über die Wellenzahlen k_x und k_y dargestellt werden:

$$\vec{E}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \vec{F}(k_x, k_y) e^{-jk_z z} e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y$$
 Formel 50

Außerdem gilt für die Z-Komponente von $\vec{F}(k_x, k_y)$ aus der Divergenzfreiheit des E-Feldes außerhalb der Antennen-Apertur

$$F_{\mathcal{Z}}(k_x, k_y) = -\frac{(F_x k_x + F_y k_y)}{k_z}$$
 Formel 51

In der Aperturfläche bei z = 0 ergibt sich für diese Überlagerung

$$\vec{F}(k_x,k_y) = \int_{0}^{b} \int_{0}^{a} \vec{E}_a(x',y',z'=0) e^{j(k_xx'+k_yy')} dx' dy'$$
 Formel 52

In Kugelkoordinaten ergibt sich

$$\vec{F}(\vartheta,\varphi) = \int_{0}^{b} \int_{0}^{a} \vec{E}_{a}(x',y',z'=0) e^{j(kx'\sin(\vartheta)\cos(\varphi)+ky'\sin(\vartheta)\sin(\varphi))} dx'dy'$$

Formel 53

Für die Betrachtung des Fernfeldes lässt sich gemäß [Balanis 1982, Seite 620 ff.] aus den obigen Formeln die folgende Gleichung herleiten:

$$\vec{E}(r,\mathcal{G},\varphi) = j \frac{|k|e^{-j\vec{k}r}}{2\pi r} \left[\vec{e}_{\mathcal{G}}(F_x \cos(\varphi) + F_y \sin(\varphi)) + \vec{e}_{\varphi}(F_y \cos(\varphi) - F_x \sin(\varphi)) \right]$$

Formel 54



Aus dieser Fourier-Transformation ergibt sich der grundlegende Zusammenhang zwischen der Nahfeldverteilung in der Aperturfläche der Antenne und der abgestrahlten Fernfeldcharakteristik.

Mit Hilfe dieses Zusammenhangs werden die gemessenen Nahfelddaten der Hornantenne in Fernfelddaten überführt. Die so gewonnenen Daten werden anschließend mit den gemessenen Fernfeld-Daten für die Hornantenne verglichen. Die Messungen hierzu erfolgten auf einem Freifeld und lagen am Institut für EMV vor. Als Empfangsantenne wurde eine logarithmisch periodische Antenne verwendet. Die Hornantenne wurde dabei in Fünf-Grad-Schritten manuell gedreht und die Übertragungsfunktion an jedem Schritt gemessen. Der Vergleich der Daten ist für unterschiedliche Frequenzen in den nachfolgenden Graphiken gezeigt.

Die durchgezogene Linie in den Abbildungen repräsentiert dabei immer die transformierten Nahfelddaten, die gestrichelte Linie zeigt die auf dem Freifeld gemessenen Fernfeld-Werte.

In Abbildung 4.13 ist der normierte Antennengewinn über den Betrachtungswinkel aufgetragen. Gezeigt ist dabei der Schnitt in der E-Ebene (vgl. Abschnitt 4.1) bei einer Frequenz von 500 MHz.



Abbildung 4.13 Normierter Antennengewinn in der E-Ebene bei 500 MHz

Die Kurven für Messung und Transformation zeigen eine sehr gute Übereinstimmung. Allerdings ist eine leichte Verschiebung der gemessenen Kurve zu erkennen. Diese Verschiebung könnte darauf zurückzuführen sein, dass die Hornantenne während der Messungen nicht exakt um das Phasenzentrum gedreht wurde. Die transformierten Daten sind jedoch sehr symmetrisch über den Betrachtungswinkel von -50° bis +50° und somit in diesem Fall deutlich plausibler als die tatsächlich gemessene Antennencharakteristik.

Die folgende Abbildung zeigt analog den Schnitt in der H-Ebene ebenfalls für die Frequenz von 500 MHz.



Abbildung 4.14 Normierter Antennengewinn in der H-Ebene bei 500 MHz

Auch in der H-Ebene ist eine sehr gute Übereinstimmung im Betrachtungswinkel von -50° bis $+50^{\circ}$ zu erkennen. Lediglich eine leichte Verschiebung um ca. 1 dB kann festgestellt werden, welche aber im Rahmen der Messungenauigkeit liegt.

Um die Genauigkeit des Sensors weiter zu untersuchen, werden die Richtdiagramme für unterschiedliche höhere Frequenzen ebenfalls verglichen und in den folgenden Diagrammen dargestellt.

In Abbildung 4.15 und in Abbildung 4.16 sind jeweils die Antennengewinne über den Betrachtungswinkel von -50° bis + 50° in der E- und H-Ebene bei einer Frequenz von 1 GHz gezeigt. Der Verlauf insgesamt stimmt ebenfalls sehr gut überein.





Abbildung 4.15 Normierter Antennengewinn in der E-Ebene bei 1 GHz

Die beiden Kurven in der E-Ebene zeigen auch für diese Frequenz eine sehr gute Übereinstimmung. Leichte Ungenauigkeiten können wieder durch ungenaues Drehen der Antenne oder aber durch die metallische Befestigung der Antenne hervorgerufen worden sein.



Abbildung 4.16 Normierter Antennengewinn in der H-Ebene bei 1 GHz

Q

Die Kurven der H-Ebene zeigen bei einer Frequenz von 1 GHz eine etwas geringere Übereinstimmung. Die Kurve aus den transformierten Daten ist schmaler als die Messkurve. Jedoch ist festzuhalten, dass die Strahlbreite der Hauptkurve bei einem Gewinn von über -5 dB wieder relativ genau ist. Das ist insofern relevant, als dass die horizontalen und vertikalen Halbwertsbreiten $\Delta \mathcal{G}$ und $\Delta \varphi$ der Hauptkeule ein Maß für den Grad der Energiebündelung bei Richtantennen sind. Das ist der Winkelbereich, innerhalb dessen die Strahlungsdichte um nicht mehr als die Hälfte der maximalen Strahlungsdichte (entspricht 3 dB) absinkt. Dieses Maß lässt sich hier jedoch unproblematisch aus beiden Kurven ablesen. [Kark 2011, Kapitel 7]

Bei noch höheren Frequenzen ist die Übereinstimmung von transformierten zu gemessenen Daten wieder etwas geringer. Beispielhaft für die höheren Frequenzen zeigen Abbildung 4.17 und Abbildung 4.18 die entsprechenden Kurven in E- und H-Ebene bei 3,5 GHz.



Abbildung 4.17 Normierter Antennengewinn in der E-Ebene bei 3,5 GHz

Die Kurvenverläufe sind zwar recht ähnlich und die Breite der Hauptkeule stimmt auch hier wieder relativ gut überein, jedoch sind bei den transformierten Daten die Rippel wesentlich stärker ausgeprägt. Dies spricht allerdings wieder für die transformierten Sensordaten, da die kleinen Rippel bei einer Unterteilung von 5°-Schritten bei den Freifeldmessungen gar nicht mehr aufgelöst werden können.





Abbildung 4.18 Normierter Antennengewinn in der H-Ebene bei 3,5 GHz

Ähnliche Phänomene sind bei Betrachtung der H-Ebene zu erkennen. Die Strahlbreite der Hauptkeule stimmt bei beiden Kurven überein. Die tiefen Dips sind bei der Freifeldmessung jedoch nicht zu erkennen. Wahrscheinlich waren diese bei den Freifeldmessungen mit den Schrittweiten von 5° ebenfalls nicht mehr zu erfassen.

Obwohl hier nur die Schnitte in E- und H-Ebene gezeigt wurden, ist es prinzipiell möglich, aus den Nahfelddaten ein vollständiges 3D-Diagramm zu erstellen. Mit einer reinen Freifeldmessung des Fernfeldes ist ein derartiges Diagramm nicht nur wegen des Aufwandes sondern auch wegen der Umgebungseinflüsse in der Regel nicht zu gewinnen.

Durch leichte Unterschiede in den Kurven gerade bei höheren Frequenzen kann gefolgert werden, dass die in Fernfeldcharakteristiken überführten Messdaten mindestens gleich zuverlässig sind wie die auf dem Fernfeld gemessenen. Kleinere Rippel oder Dips können bei den transformierten Nahfeld-Daten sogar genauer dargestellt werden, da die Freifeldmessung nur in gröberen 5°-Schritten erfolgte.

Sehr wahrscheinlich ist hier die Nahfeldmessung in diesem Fall sogar deutlich genauer als die tatsächliche Fernfeldmessung. Leichte Messungenauigkeiten, wie zum Beispiel durch reflektierende Objekte in der Umgebung oder den Messaufbau selbst, können die Daten stärker verfälschen, als es durch das Einbringen des Sensors auf die Aperturfläche oder den hier recht


einfachen Messaufbau geschehen könnte. Außerdem ist es sehr schwierig, die Antenne manuell genau um das Phasenzentrum zu drehen, so dass hier auch eine signifikante Fehlerquelle (in den Kurven durch leichte Unsymmetrie der Daten) zu finden ist.

Insgesamt lässt sich aus dem Vergleich der Daten der gemessenen Fernfeldcharakteristiken mit denen aus der Transformation berechneten schließen, dass der Sensor sehr gut geeignet ist für diese Art der Messungen und sogar leichte Vorteile gegenüber der konventionellen Fernfeldmessung bietet.



4.3 Zusammenfassung der Nahfeldmessungen

Der verwendete elektro-optische Sensor ist sehr gut für Nahfeldmessungen von Antennen geeignet. Durch das Fehlen metallischer Strukturen wird das zu vermessende Feld nicht oder nur sehr gering beeinflusst. Das konnte anhand eines Vergleichs von Messdaten mit den berechneten theoretischen Werten gezeigt werden. Die relative Feldverteilung in Betrag und Phase stimmt sehr gut mit den Werten aus der Literatur überein. Gerade die radiale Abhängigkeit der Phase auf der Aperturfläche ist sehr genau zu erkennen.

Auch die absoluten Feldstärkewerte, die über eine Kalibrierung in einer μ TEM-Zelle (vgl. Kapitel 3.3) aus den Messdaten gewonnen werden können, stimmen bis auf wenige Millivolt mit den berechneten theoretischen Werten überein. Im Rahmen der Antennenmesstechnik ist das ein sehr gutes Ergebnis.

Durch einen Vergleich der gemessenen Daten im Nahfeld, die anschließend über eine Nahfeld-Fernfeld-Transformation in Fernfeld-Daten umgerechnet wurden, mit den auf einem Freifeld gemessenen tatsächlichen Fernfeldparametern, konnte ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung festgestellt werden. Gerade im unteren Frequenzbereich zeigen beide Datensätze Konformität sowohl in der E- als auch in der H-Ebene.

Zu höheren Frequenzen hin (hier am Beispiel 1 GHz und 3,5 GHz gezeigt) wurden die Übereinstimmungen zwar etwas schlechter, die Halbwertsbreiten stimmten aber nach wie vor gut überein. Außerdem ist anzunehmen, dass auch gerade bei der Messung der Fernfelddaten Messungenauigkeiten vorlagen, zum Beispiel durch ungenaues Drehen der Antenne um das Phasenzentrum oder zu grob gewählte Winkelschritte. Sehr wahrscheinlich ist in diesem Fall sogar die Nahfeldmessung mit anschließender Transformation präziser, da die Auflösung der Winkelschritte genauer ist.

Anhand dieser beiden Vergleiche lässt sich erkennen, dass der elektro-optische Sensor sehr genau und fast rückwirkungsfrei im Nahfeld zu verwenden ist. Mit einer Empfindlichkeit von bis zu 20 mV/m bietet er zudem viele Vorteile gegenüber auf dem Markt verfügbaren Feldsonden.

Deshalb wird an dieser Stelle angenommen, dass er sich ebenfalls sehr gut zur Schirmdämpfungsmessung in kleinen Gehäusen einsetzen lässt, bei denen vor allem die geringe Größe und die geringe Feldverfälschung von Vorteil sind. Dies soll im nächsten Kapitel anhand unterschiedlicher Messungen genauer untersucht werden.



5 Schirmdämpfungsmessungen

Nachdem in den Grundlagen bereits die Begriffe der Schirmung und der Schirmdämpfung erläutert wurden, soll in diesem Kapitel explizit auf die Messverfahren eingegangen werden. Hierzu werden einige Normen und etablierte Verfahren vorgestellt. Im Anschluss daran werden Messungen mit dem elektro-optischen Sensor dargestellt, die sich teilweise an den Normmessungen orientieren. Nachdem Messungen an einem eigens gefertigten Referenzgehäuse gezeigt und ausgewertet werden, folgen Messungen an reellen Schirmgehäusen für Motorsteuergeräte, wobei unterschiedliche Sensormodifikationen zum Einsatz kommen.

5.1 Messung der intrinsischen Schirmdämpfung von Gehäusen

Die intrinsische Schirmdämpfung ist die nur von der Geometrie, dem Schirmmaterial und dessen Wandstärke bestimmte Schirmdämpfung eines elektromagnetischen Schirms. Sie gibt die maximal erreichbare Obergrenze der Schirmdämpfung an. Bei allen genormten Verfahren wird die Schirmdämpfung als Einfügungsdämpfung ermittelt.

Dabei wird im ersten Schritt der Messungen die Kopplung zwischen zwei Antennen bestimmt. Idealerweise liegen Freiraumbedingungen vor, real häufig eine Mischung aus Fernfeld- und Nahfeldkopplung aufgrund der kurzen Messabstände. Im zweiten Schritt wird der Schirm zwischen die beiden Antennen eingefügt. Die Schirmdämpfung wird dann als Differenz der Pegel zwischen Messung mit Schirm und der Referenzmessung berechnet. Per Definition wird die Schirmdämpfung über die Feldstärken an einem Raumpunkt mit und ohne Schirm bestimmt. (vgl. Abschnitt 2.2.1)

Bei diesem Verfahren gibt es jedoch einige Nachteile:

- Jeder Messaufbau besitzt eine andere Feldverteilung
- Resonanzerscheinungen können das Ergebnis verfälschen
- Die Feldverteilung innerhalb des Prüflings ist inhomogen
- Die Standorte der Sende- und Empfangsantennen sind willkürlich
- Die Angabe der Schirmdämpfung in dB reduziert die eigentliche Feldverteilung und entsprechende Überkopplungseffekte auf einzelne Werte

Die folgende Abbildung zeigt das Prinzip der Bestimmung der Schirmdämpfung als Einfügungsdämpfung in zwei Schritten.



Abbildung 5.1 Prinzip der Schirmdämpfungsmessung

Teil a) zeigt den Messaufbau für die Referenzmessung ohne DUT. An der Sendeantenne wird eine definierte Leistung P_0 eingespeist, um am Ort der Empfangsantenne so ein elektrisches Feld E_0 bzw. ein magnetisches Feld H_0 zu erzeugen. Die Empfangsantenne detektiert den Empfangspegel a_0 .

Teil b) zeigt den Aufbau der Dämpfungsmessung mit dem zu vermessenden Gehäuse. An der Sendeantenne wird wieder die definierte Leistung P₀ eingespeist und ein Feld E₁ bzw. H₁ erzeugt. Die Empfangsantenne wird im Innern des Prüflings eingebracht und misst dort den Empfangspegel a₁. In einem dritten Schritt lässt sich die Schirmdämpfung nun als Pegeldifferenz $a_0 - a_1$ bestimmen.

Zur Messung der Qualität elektromagnetischer Schirme gibt es diverse unterschiedliche Verfahren, die jedoch alle eine relativ hohe Messunsicherheit aufweisen. Diese kann durch Resonanzerscheinungen, unterschiedliche Antennencharakteristika (d.h. Messcharakteristik für Fernfeld- oder Nahfeldkopplung) oder die Kontaktierungen bis zu 20 dB erreichen. Diese Tatsache schränkt in der Regel die Vergleichbarkeit der unterschiedlichen Messungen ein. Bei der Wiederholbarkeit der Messungen jedoch liegen die Abweichungen bei unter 1 dB. [Wolfsperger 2008; Kapitel 5]

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch.



5.1.1 Etablierte und genormte Schirmdämpfungs-Messverfahren

Zur Messung der intrinsischen Schirmdämpfung sind Messungen auf dem Freifeld oder in einer Absorberhalle nur bedingt geeignet, da eine räumlich begrenzte Schirmwand erforderlich ist, welche zwei voneinander entkoppelte Messungebungen erzeugen soll. In den praktischen Messungen, die in dieser Arbeit gezeigt werden, kommen keine normkonformen Messverfahren für diese intrinsische Schirmdämpfung zum Einsatz, letztere dienten lediglich als Orientierung. Die im Folgenden vorgestellten etablierten Normverfahren sollen deshalb in erster Linie den Stand der Technik demonstrieren, um anschließend über Vor- und Nachteile der verwendeten Verfahren mit Hilfe des elektro-optischen Sensors diskutieren zu können.

5.1.1.1 Dual-Chamber-Box nach ASTM ES783

In der Norm ES 78 3 der American Society for Testing and Materials (ASTM) wird die Messung der intrinsischen Schirmdämpfung mit Hilfe der Dual-Chamber-Box beschrieben. Die Dual-Chamber-Box besteht aus zwei kleinen Gehäusen mit einem gemeinsamen Koppelfenster, in welches die Materialprobe eingesetzt wird. Die Materialprobe für die sich in den Gehäusen ausbildende Felder stellt eine senkrechte Grenzfläche dar. In eines der beiden Gehäuse wird die Sendeleistung eingespeist, im anderen die Ausgangsleistung gemessen. Die Messung wird zunächst ohne Messobjekt, anschließend mit Objekt durchgeführt, um die Schirmdämpfung als Einfügedämpfung (wie oben beschrieben) zu bestimmen. Dazu wird die Pegeldifferenz von Messungen mit und ohne Probe berechnet. Allerdings ist das Feld in der Box stark inhomogen, so dass die Messdynamik lediglich 60 – 70 dB beträgt und die Feldverteilung quasi nicht berechenbar ist. [ASTM ES783]

5.1.1.2 Transmission Line Holder nach ASTM D 4935 99

Bei dem Transmission Line Holder handelt es sich um eine koaxiale TEM-Zelle. Der Prüfling wird senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der TEM-Welle eingefügt. Die Materialprobe stellt für die sich in der TEM-Zelle ausbreitende Welle einen Impedanzsprung dar. Die Schirmdämpfung wird bei diesem Verfahren durch Messung der Reflexions- und Transmissionsparameter ermittelt. Bei diesem Verfahren handelt es sich um eine Fernfeldnachbildung, da die Schirmung der TEM-Wanderwelle bestimmt wird. Bei den Proben liegt eine Realisierung von Schelkunoffs Impedanzkonzept vor. Dieses Konzept basiert auf der Analogie zwischen der Wanderwellenausbreitung auf elektrisch langen Zweidrahtleitungen und der Ausbreitung elektromagnetischer TEM-Wellen im freien Raum. Die TEM-Wellen werden beim Auftreffen



auf eine Schirmwand ebenfalls teilweise reflektiert, transmittiert und absorbiert. [Imo et al. 1993]

Problematisch bei einer Zelle mit durchgehendem Innenleiter ist allerdings die Kontaktierung der Probe. Deshalb wird vom National Bureau of Standards (NBS) vorgeschlagen, die Leiter der TEM-Zelle vom Prüfling zu trennen und diese nur kapazitiv zu verbinden. Bei Frequenzen über 100 MHz liegt die Messdynamik bei ca. 90 dB. [ASTM D 4935]

5.1.1.3 Doppel-TEM-Zelle

Die Doppel-TEM-Zelle besteht aus zwei parallelen TEM-Zellen mit einem gemeinsamen rechteckigen Koppelfenster, in welches der Prüfling eingebracht wird. Eine der Zellen wird angeregt, so dass sich eine TEM-Welle längs der Zelle ausbreitet. Das elektrische Feld der Welle ist dabei senkrecht, das magnetische Feld parallel zur Materialprobe gerichtet, weswegen es sich um eine sogenannte Nahfeldkopplung handelt. Das TEM-Wellenfeld wird transversal in die andere Zelle übergekoppelt wird. Man spricht auch von einer "Nahfeld-Simulation". Durch diesen speziellen Fall ist der "Worst-Case" für eine Schirmdämpfungsmessung gegeben, da sowohl E- als auch H-Feld optimal einkoppeln können. Durch die Feld-einkopplung breitet sich auch in der zweiten Zelle eine TEM-Welle aus. Die Schirmdämpfung wird wie bei den vorherigen Verfahren als Einfügungsdämpfung bestimmt.

Ab 30 MHz liegt die Messdynamik dieses Verfahrens bei ungefähr 100 dB. Problematisch sind Resonanzerscheinungen bei hohen Frequenzen im GHz-Bereich, da hier auch höhere Moden als die TEM-Mode ausbreitungsfähig werden. Vorteile des Verfahrens sind vor allem die gute Reproduzier- und Wiederholbarkeit. [Wolfsperger 2008]

5.1.1.4 DIN EN 61587-3: Teil 3

Die DIN EN 61587-3 ist an Emissionsmessungen nach CISPR 16 [DIN EN 55016-1-1 06] angelehnt und beschreibt die Messungen in einem Frequenzbereich zwischen 30 MHz und 1 GHz. Bei diesem Messverfahren befindet sich die Sendeantenne (sphärischer Dipol mit einem Durchmesser von höchstens 150 mm) im Inneren des Prüflings. Eine Glasfaserverbindung nach außen wird empfohlen. Die möglichen Frequenzbereiche liegen bei 30 MHz – 230 MHz und 230 MHz – 1 GHz. Die Empfangsantenne für den ersten Bereich sollte bikonisch, im zweiten Bereich eine Log-Per-Antenne sein. [DIN EN 61587-3]



5.1.1.5 VG 95373-15:

Die Normenreihe VG 95373 beinhaltet Geräte, die von der Bundeswehr genutzt werden. Allerdings wird sie trotzdem oft auch im zivilen Bereich eingesetzt, wenn keine entsprechenden Normen zur Thematik vorliegen.

Bei der Norm VG 95373-15 werden zwei Frequenzbereiche unterschieden. Zunächst der Bereich von 30 Hz bis 3 MHz, für welchen das Messverfahren KS03G zum Einsatz kommt.

Die Besonderheiten dieses Verfahrens liegen im großen Frequenzbereich und der konzentrischen Anordnung von Sende- und Empfangsspule. Die Messung findet am leeren Gehäuse in einem geschirmten Messraum statt. Der Durchmesser der Sendespule muss mindestens doppelt so groß wie die Diagonalabmessung des Prüflings, darf aber nicht größer als $\lambda/30$ der Prüfwellenlänge sein. Optional kann ein Anpassungsnetzwerk benutzt werden, um Signalquelle und Sendespule anzupassen. Mit einer Stromwandlerzange wird der Strom durch die Sendespule gemessen, welcher bei Referenz- und Dämpfungsmessung gleich groß sein muss.

Prüfling und Messempfänger werden isoliert aufgestellt, ohne am Stromnetz angeschlossen zu sein. Am Prüfling wird eine Koaxialdurchführung verwendet, um den Messempfänger anzuschließen. Die Anpassung der Empfangsspule erfolgt mit einem 6 dB-Dämpfungsglied. Die Schirmdämpfung wird wiederum als Pegeldifferenz aus Referenz- und Dämpfungsmessung bestimmt.

Der zweite Frequenzbereich umfasst die Frequenzen von 3 MHz bis 3 GHz. Gemessen wird am leeren Gehäuse in einem geschirmten und mit Absorbern ausgekleideten Raum, wobei sich der Sender innerhalb des Messraums befindet. Der Prüfling steht dabei auf einer isolierenden Unterlage, wobei der Abstand zwischen Prüfling und Antenne größer als 2,50 m sein muss. Oberhalb von 200 MHz ist 1 m ausreichend.

Die Empfangsantenne sollte klein im Vergleich zum Prüfling sein und die Kopplungsdämpfung der Anschlusskabel mindestens 10 dB höher als die Schirmdämpfung des Prüflings. Der Anschluss wird durch Koaxialdurchführungen realisiert. Auch bei diesem Verfahren wird die Schirmdämpfung als Pegeldifferenz aus Referenz- und Dämpfungsmessung bestimmt. [VG 95373-15]

5.1.1.6 IEEE Std. 299

Der IEEE Std. 299, welcher den MIL STD 285 (Military Standard Attenuation Measurements for Enclosures, Electromagnetic Shielding, for Electronic Test Purposes, Method of) ersetzt,



befasst sich mit der Schirmdämpfungsmessung von geschirmten Räumen oder Kabinen. Hierbei werden drei Frequenzbereiche unterschieden:

- 1. Magnetfeldmessungen im Bereich 9 kHz bis 20 MHz, "Low Range"
- 2. Messungen im "Resonanzbereich" 20 MHZ bis 300 MHz, "Resonant Range"
- 3. Messungen im Frequenzbereich > 300 MHz, "High-Frequency"

Im ersten Bereich werden elektrisch kleine Rahmen-(Loop-)Antennen verwendet, welche die magnetische Schirmdämpfung im Nahfeld messen. Die Antennen werden im Abstand von 60 cm plus der Dicke der Schirmwand aufgebaut.

Im zweiten Bereich wird bis 100 MHz mit bikonischen, bis 300 MHz mit Dipolantennen gemessen. Das Feld geht in diesem Frequenzbereich bei relevanten Geometrien vom Nah- zum Fernfeld über. Die Empfangsantenne wird 30 cm vor der Schirmwand platziert, wobei der Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne mindestens 2 m betragen sollte. Im letzten Bereich wird im Fernfeld gemessen, der Messaufbau entspricht jedoch nahezu dem aus dem "Resonant Range".

Die Schirmdämpfung wird in allen drei Fällen wiederum als Einfügungsdämpfung bestimmt. [IEEE Std 299]

5.1.1.7 DIN EN 61000-5-7: Teil 5-7

Die DIN EN 61000-5-7 01 widmet sich der Messung der Schirmdämpfung von Gehäusen und Schränken im Bereich 10 kHz bis 40 GHz. Sie ist an die Störfestigkeitsprüfung nach DIN EN 61000-4-3 06 angelehnt.

Die Messung findet normgerecht in einer geschirmten Kabine (welche oberhalb von 10 MHz mit Absorbern ausgekleidet sein muss) statt. Die Mindestgröße der Kabine ist die dreifache Prüflingsabmessung. Alternativ ist die Messung auf einem Freifeld möglich, wenn sich im Umkreis von 5 m kein leitfähiges Material befindet. Der Prüfling muss auf eine isolierende Unterlage (Höhe h: 80 cm bei Tischgehäusen, 10 cm bei großen Prüflingen) gestellt werden. Die Kopplungsdämpfung der Kabel muss 10 dB über der gemessenen Schirmdämpfung liegen. Für die verwendeten Antennen gilt:

- 10 kHz 30 MHz: d1 = 30 cm; d2 = 30 cm, Rahmenantenne
- 30 MHz 1 GHz: d1 = 30 cm; d2 > 2,50 m, Dipol, Log-Per oder bikonische Antenne
- 1 GHz 40 GHz: d1 = 30 cm; d2 > 2,00 m, Hornantenne

Die Schirmdämpfungsbestimmung setzt sich aus vier Teilschritten zusammen:

Zunächst wird eine Referenzmessung (Kalibrierungsmessung) durchgeführt, bei der die Antennen wie bei der späteren Messung mit dem Prüfling aufgestellt werden. Dabei wird mit beiden Polarisationsrichtungen gemessen.

Anschließend findet eine Rauschmessung statt. Die Empfangsantenne wird vom Kabel getrennt, welches mit einem geschirmtem Abschlusswiderstand versehen wird. Im Idealfall kommt es zu keiner messbaren Kopplung.

Nach diesen beiden Messungen findet die eigentliche Dämpfungsmessung statt. Der Prüfling wird zwischen Sende- und Empfangsantenne eingefügt und mit gleichem Leistungspegel wie bei der Referenzmessung bestrahlt. Die Messung erfolgt auf den vorher festgelegten Gehäuseseiten in beiden Polarisationsrichtungen, wobei der Prüfling auf mindestens drei Seiten in beiden Polarisationsrichtungen geprüft werden muss (besonders auch die kritischen Stellen wie Türen oder Displays).

Nach den eigentlichen Messungen wird die Messdynamik aus Referenz- und Rauschmessung bestimmt und sollte mindestens 10 dB höher sein als die Schirmdämpfung des Prüflings.

Die Schirmdämpfung wird als letzter Schritt als Pegeldifferenz aus Referenz- und Dämpfungsmessung, also als Einfügedämpfung bestimmt.

In der Norm werden weitere zu ergreifende Maßnahmen empfohlen:

- optimale Schirmung des Messsystems
- minimale Bandbreite des Empfängers
- Einsatz geeigneter Antennen mit entsprechender Richtwirkung
- Einsatz von Verstärkern
- Bedämpfung von Mantelwellen auf Kabelschirmen durch Ferrite [DIN EN 61000-5-7]

Die in dieser Arbeit gezeigten Schirmdämpfungsmessungen unter Verwendung des elektrooptischen Sensors orientieren sich an dieser Norm DIN EN 61000-5-7. Eventuelle Änderungen werden in Abschnitt 5.2 erläutert.



5.1.1.8 Schirmdämpfungsmessungen von Gehäusen in Modenverwirbelungskammern

Neben den genormten Verfahren gibt es auch weitere mehr oder weniger etablierte Möglichkeiten, die Schirmdämpfung von Gehäusen zu bestimmen. Da bei Schirmdämpfungsmessungen keine Zeitabhängigkeit vorliegt, eignet sich die Modenverwirbelungskammer (MVK) besonders für diese Messungen. MVKs sind Schirmräume mit beweglich angeordneten großen Metallstrukturen. Hierdurch lassen sich die Ausbreitungsbedingungen für Moden verändern. Über die Vielzahl der Rührerstellungen erhält man statistisch gesehen ein elektromagnetisches Wellenfeld, dessen Richtung und Polarisation gleichverteilt ist. Aus diesem Grund entfallen ein Drehen des Prüflings und eine Variation der Antennenpolarisation, was zu Zeiteinsparungen gegenüber den Normmessungen in einer Absorberkammer führt.

Die Messdynamik hängt von der Sendeleistung, dem Eigenrauschen des Messempfängers und den Eigenschaften von Messgelände und Antennen ab. Der Einsatz ist auf Frequenzen begrenzt, bei denen eine genügend hohe Modendichte besteht. [Schwab, Kürner 2007]

Von entscheidendem Vorteil ist hierbei, dass das Drehen des Prüflings entfällt und die Bestimmung von Worst-Case Werten und dem statistischen Schirmungsverhalten möglich ist. Nachteilig ist jedoch zu bewerten, dass die Information über die Einstrahlrichtung- und Polarisation verloren gehen.

Im Rahmen dieser Arbeit werden keine Schirmdämpfungsmessungen in MVKs gezeigt. Es wird aber empfohlen, diese Möglichkeit in weiteren Test genauer zu untersuchen und diesen Gedanken weiterzuverfolgen. In der Literatur werden bereits einige Messungen zum Thema Schirmdämpfungsmessungen in Modenverwirbelungskammern an Gehäusen [Holloway et al. 2007], [Jin et al. 2008] und geschirmten Kabeln [Primiani 2005], [Krauthäuser 2007] gezeigt. [Holloway et al. 2007] schlagen dabei ein "Frequency Stirring" vor.



5.1.1.9 Messung der Feldstärke mit elektrisch kleinen Oberflächenstromsensoren

Für dieses Messverfahren werden elektrisch kleine Antennen verwendet und unterhalb ihrer Resonanzfrequenz betrieben. Dabei gibt es einige Vorteile:

- linearer Frequenzgang unterhalb Resonanzfrequenz
- geringe Rückwirkung auf das Feld
- punktuelle Feldmessungen sind durch geringe Abmessungen möglich
- die Messung der Feldverteilung ist möglich, da die Antennen an verschiedenen Orten im Prüfling angebracht werden können

Ein großer Nachteil ist dabei ein hoher Antennenfaktor, also eine geringe Empfindlichkeit und damit kleiner Dynamikbereich [Wolfsperger 2008]

5.1.1.10 Messung der Schirmdämpfung mit Strominjektion

Bei der Messung der Schirmdämpfung mit Strominjektion kann der Aufwand gegenüber den herkömmlichen Verfahren reduziert werden. Die künstliche Injektion der auf der Oberfläche induzierten Ströme erspart deren Erzeugung über einwirkende Felder und ist mit geringerem Aufwand bei guter Reproduzierbarkeit möglich.

Nachteilig ist jedoch, dass die Ergebnisse ohne Interpretation nicht direkt als Schirmdämpfungswerte angesehen werden können. Hierbei gibt es die Möglichkeit, die Kopplungsimpedanz bzw. –Dämpfung von Schirmgehäusen zu bestimmen. Mit der Streifenleiter-Strominjektion werden insbesondere Schirmungsdefekte diagnostiziert. [Wolfsperger 2008]

5.2 Messung der Schirmdämpfung mit normähnlichen Messverfahren

Die bereits erläuterten normgerechten Messverfahren finden in der Praxis dieser Arbeit keine Anwendung, sie sollten lediglich den aktuellen Stand der Technik demonstrieren. Die hier verwendeten Messverfahren orientieren sich jedoch an den Normmessungen in der Form, als dass sie die Schirmdämpfung ebenfalls als Einfügeschirmdämpfung bestimmen. Außerdem werden ähnliche Messumgebungen, wie zum Beispiel TEM-Zellen verwendet.

Die im folgenden Abschnitt dargestellten Messungen an einem Referenzgehäuse orientieren sich stark an der Norm DIN EN 61000-5-7.

Jedoch werden die Umgebungen für den jeweiligen Messaufbau den jeweiligen DUTs und Frequenzbereichen angepasst. Als Empfangsantenne wird statt einer in den Normen vorgeschlagenen einfachen Antenne, welche das Feld stark beeinflussen könnte, der gezeigte elektro-optische Feldsensor verwendet. Dabei sollen vor allem die Vorteile, wie die geringe Rückwirkung auf die Umgebung und die Signalübermittlung per Lichtwellenleiter, herausgearbeitet und gegenüber möglichen Nachteilen abgeschätzt werden.

Die ansonsten ebenfalls sehr starren Vorgaben der Norm hinsichtlich Messaufbau, Drehen des Prüflings und Verwendung von bestimmten Frequenzbereichen werden hier nur teilweise angewendet, um bereits im Vorfeld Vereinfachungen treffen und den Messaufwand reduzieren zu können. Hierdurch sollen zunächst an einem einfachen Referenzgehäuse fundamentale Kopplungsmechanismen herausgearbeitet werden. Außerdem soll der Zusammenhang zwischen Abmessungen von Gehäuse und Schlitzen, sowie deren Position und der Schirmdämpfung messtechnisch bestimmt werden. Auf Basis dieser Daten kann dann im Vorfeld eine "Worst-Case-Abschätzung erfolgen. Das heißt bereits im Vorfeld wird aus Erfahrungswerten eine grobe Analyse vorgenommen und mögliche kritische Punkte ermittelt.



5.3 Referenzgehäuse für Schirmdämpfungsmessungen

Im Folgenden werden absolute Feldstärkemessungen an einem eigens gebauten Referenzgehäuse dargelegt. Die gezeigten Ergebnisse wurden zum Teil bereits in [Thiele, Geise 2011-1] präsentiert. Das hier verwendete Testgehäuse besteht aus einem Sperrholzkorpus mit den Abmessungen 338 x 274 x 66 mm³. Die einfache Geometrie soll einen Einblick in fundamentale Kopplungsmechanismen ermöglichen, um bei reellen Schirmgehäusen im Vorfeld bereits Überlegungen zu geeigneten Messverfahren treffen zu können. Von außen ist das Gehäuse mit einer Schicht aus Reinaluminium- und Kupferfolie versehen, um eine leitende Oberfläche zu erhalten. Die Stoßstellen wurden dabei mit Kupferklebeband überbrückt, um diese elektrisch dicht zu gestalten.

Um eine definierte Einkopplung zu untersuchen, wurden an der Vorderseite der Box zwei Schlitze eingebracht. Der erste befindet sich in der Mitte des Gehäuses und hat die Abmessungen 100 x 10 mm². Der zweite besitzt dieselben Maße, befindet sich jedoch um 55 mm verschoben unter dem ersten Schlitz. Beide Schlitze lassen sich durch Abkleben mit Kupferfolie in der Größe variieren und gegebenenfalls komplett verschließen. An der rechten Seite der Box ist eine Durchführung vorhanden, durch welche der Lichtwellenleiter zum Sensor geführt werden kann. Die Durchführung wird während der Messungen ebenfalls mit Kupferfolie abgeschirmt. In der folgenden Abbildung ist das Gehäuse vor einer Absorberwand in der späteren Messungebung zu sehen, wobei beide Schlitze geöffnet sind. In der zweiten Abbildung ist die dielektrische Halterung für den Sensor gezeigt, welche bei den späteren Messungen im Inneren des Gehäuses platziert wird.



Abbildung 5.2 a) Referenzgehäuse, b) Halterung für den Sensor (vor Absorberwand)



Während der Messungen befindet sich im Gehäuse die oben gezeigte dielektrische Halterung für den in einen 50 x 50 x 50 mm³ großen ROHACELL®-Würfel eingebrachten Sensorkopf. Die Halterung enthält neun definierte Positionen, die mit A1 bis C3 benannt sind. Die Nomenklatur für diese Positionen findet sich in der folgenden Graphik und in den Auswertungen der Messergebnisse wieder.



Abbildung 5.3 Positionen des Sensors im Referenzgehäuse

Als Worst-Case Betrachtung wird das Gehäuse mit den Schlitzen parallel zum Boden platziert. Die Polarisierung der Sendeantenne ist vertikal.

5.3.1 Messaufbau der Schirmdämpfungsmessungen

Das Referenzgehäuse befindet sich auf einem einen Meter hohen Tisch aus dielektrischem Material vor einer mit Absorbern verkleideten Wand. Es wird mit einer großen Hornantenne (QPar Angus 9007802) mit einer Apertur von ca. 1 m² aus ungefähr einem Meter Entfernung bestrahlt. Die Antenne ist an einem Antennenmast in ebenfalls einem Meter Höhe angebracht. Das elektrische Feld im Inneren des Gehäuses wird nun an den neun unterschiedlichen Positionen mit Hilfe des Sensors gemessen. Der Übertragungsweg von der abgestrahlten Leistung der Hornantenne und dem Ausgangssignal des elektro-optischen Sensors wird mit einem Vektor-Netzwerk-Analysator gemessen. Die IF-Filterbandbreite ist auf 100 Hz festgesetzt. Abbildung 5.4 zeigt den schematischen Aufbau für die Messungen mit dem Referenzgehäuse.



Abbildung 5.4 Messaufbau für die Schirmdämpfungsmessungen mit dem Testgehäuse

Die Ausgangsleistung des VNA liegt bei -10 dBm. Gemessen wird über einen Frequenzbereich von 100 MHz bis 3 GHz. Die S21-Parameter werden in 101 Schritten aufgezeichnet, so dass sich eine Schrittweite von 29 MHz ergibt. Vor der Messung wird eine Full Two-Port TOSM-Kalibrierung an den Kabelenden (in der Skizze als Referenz für Kalibrierung gezeigt) durchgeführt, um systematische Fehler des Messaufbaus zu minimieren. [Rohde & Schwarz 2012]

Die Kalibrierung des Sensors selbst erfolgt wie in Kapitel 3.3 beschrieben mit Hilfe einer μ -TEM-Zelle. Der so berechnete Korrekturfaktor k ergibt sich für die hier dargestellten Umgebungsbedingungen und den verwendeten Sensorkopf zu k \approx 15000. Das elektrische Feld im Inneren des Gehäuses kann also mit den gemessenen S21-Parametern und der folgenden Formel

$$E(f) = k \cdot S_{21}(f)$$
 (vgl. Formel 42)

bestimmt werden. Dieser Schritt der Kalibrierung ist zur Bestimmung der Schirmdämpfung nicht notwendig. Er wird an dieser Stelle jedoch durchgeführt, um absolute Feldstärkewerte im Inneren des Gehäuses bestimmen zu können. Dies dient lediglich dazu, ein Gefühl für mögliche Feldstärkewerte innerhalb eines solchen Messaufbaus zu bekommen und vor allem um die Ergebnisse in einem weiteren Schritt mit Simulationen aus CST MICROWAVE STUDIO® vergleichen zu können, bei denen absolute Werte berechnet werden.

5.3.2 Messungen am Referenzgehäuse

Als erster Schritt wird eine Rauschmessung (in Anlehnung an Norm DIN EN 61000-5-7) durchgeführt. Der Sensor ist dazu im Gehäuse eingebracht, allerdings sind beide Schlitze mit Kupferfolie abgedeckt. Die Ergebnisse sind in der folgenden Graphik dargestellt.



Abbildung 5.5 Rauschmessung für die Schirmdämpfungsmessungen

Als nächster Schritt werden Referenzmessungen an den neun unterschiedlichen Punkten, allerdings ohne Gehäuse, durchgeführt. Der Sensor ist vertikal an den unterschiedlichen Positionen angebracht, die Polarisation entspricht somit der erwarteten Feldorientierung der Antenne. Die Feldstärke variiert zwischen 0,1 V/m und 0,22 V/m über den Frequenzbereich, was im folgenden Diagramm dargestellt ist. Damit liegt die Feldstärke 10 - 20 dB oberhalb des Rauschpegels, was den Erfahrungen mit dem Sensor bei den Nahfeldmessungen entspricht. [vgl. Abschnitte 3.1.2 und 4.2.2]



Abbildung 5.6 Referenzmessung Feldstärke ohne Gehäuse

Die Messdynamik für diesen Messaufbau ist somit zunächst ausreichend, um weitere Messungen durchführen zu können. Nach dieser Referenzmessung werden als eigentliche Schirmdämpfungsmessungen weitere Messungen im Gehäuse durchgeführt. Im ersten Schritt ist der untere Schlitz mit Kupferfolie abgeklebt. Das elektrische Feld kann nur über den mittleren Schlitz, also symmetrisch, in das Gehäuse einkoppeln. Der Sensor ist wieder vertikal orientiert angebracht. Der Feldstärkeverlauf für diese Messungen ist in der folgenden Abbildung dargestellt.





Abbildung 5.7 Feldstärke im Gehäuse für die 9 Positionen, Schlitz 1

Im Diagramm ist zu erkennen, dass die Feldstärkewerte im Inneren des Gehäuses an bestimmten Punkten bis über 1 V/m ansteigen. Sie liegen also deutlich über den Werten für die Referenzmessung. Auffällig ist dabei, dass die Feldstärke an Position B2, also direkt hinter dem Schlitz, am höchsten ist. Im Vergleich mit der Referenzmessung ist festzustellen, dass die Feldstärke im Gehäuse höher ist als im freien Raum, die Schirmdämpfung des Gehäuses ist hier negativ. Es können Resonanzen bei ca.1,1 GHz, bei 1,34 GHz und an allen Positionen bei 2,5 GHz detektiert werden. Die erste Resonanz entspricht einer Wellenlänge λ von 270 mm, was ungefähr der Höhe der Box entspricht. Somit ist die Entfernung zwischen Kante und Schlitz jeweils ungefähr $\lambda/2$. Die zweite Resonanz entspricht der Schlitzlänge von ungefähr einer halben Wellenlänge. Die beiden Resonanzen lassen sich also eindeutig den Gehäuseund den Schlitzdimensionen zuordnen. (vgl. Abschnitt 2.1.5)

Es ist klar erkennbar, dass das elektrische Feld durch das Gehäuse an bestimmten Punkten gegenüber der Referenzmessung verstärkt wird, die Schirmdämpfung des Gehäuses für spezielle Fälle somit negativ wird. Die typische Resonanzfrequenz des Schlitzes passt sehr gut zu seinen geometrischen Abmessungen.

Außerdem kann die interessante Beobachtung gemacht werden, dass das resonante Einkopplungsverhalten des Schlitzes von der resonanten Anregung des Gehäuses dominiert wird. Im Vergleich zu den geringen Abmessungen des Schlitzes wird die größere Vorderseite der Box



bei ihrer Resonanzfrequenz angeregt, so dass der Abstand zwischen den Rändern und dem Schlitz ungefähr eine halbe Wellenlänge beträgt. Um das Referenzgehäuse in ein geeignetes Schirmgehäuse zu verwandeln, müssen Methoden gefunden werden, um die Resonanzen zu unterdrücken und somit die Schirmwirkung des Gehäuses bei diesen kritischen Frequenzen zu erhöhen. Die Form des Gehäuses und der Schlitze, sowie deren Positionierung spielen also eine entscheidende Rolle für die Schirmdämpfung.

Um diese Erkenntnisse zu vertiefen, wird für das zweite Szenario der mittlere Schlitz abgeschirmt und der untere Schlitz geöffnet. Einkopplung kann jetzt nur über diesen Schlitz, also nicht mehr symmetrisch, erfolgen. Die Ergebnisse der Feldstärkewerte sind in der folgenden Abbildung dargestellt.





Wie erwartet wird an Position C2 direkt hinter dem Schlitz die höchste Feldstärke detektiert. Sie steigt bis auf 0,42 V/m bei 1,3 GHz an und entspricht somit ungefähr $\lambda/2$ für die Schlitzlänge. Weitere kleine Peaks sind bei 1,66 GHz und 2,5 GHz zu erkennen.

Die größte Resonanz liegt bei 1,3 GHz und ist somit dem Schlitz zuzurechnen. Die Gehäuseresonanz bei 1,1 GHz verschwindet nahezu vollständig. Diese Effekte lassen sich insofern erklären, als dass die Anregung nun nicht mehr symmetrisch in der Mitte des Gehäuses erfolgt. Dadurch ist nicht mehr die $\lambda/2$ -Abhängigkeit zwischen Schlitz und Ober- bzw. Unter-



kante des Gehäuses gegeben. Trotzdem ist die Feldstärke für diese Konfiguration mehr als doppelt so hoch wie bei der Referenzmessung. Somit ist die Schirmdämpfung für das Gehäuse noch immer negativ über einen großen Frequenzbereich.

Um die Ergebnisse zu vervollständigen, werden nun beide Schlitze geöffnet. Für diese Konfiguration ergibt sich folgende Feldverteilung, welche der entsprechenden für Schlitz 1 ähnelt.



Abbildung 5.9 Feldstärke im Gehäuse für die 9 Positionen, beide Schlitze

In diesem Fall spielt der zweite Schlitz keine große Rolle, da das Verhalten für Schlitz 1 dominiert. Für Position C2 sind zwar leicht erhöhte Feldstärkewerte zu detektieren, im Wesentlichen ist aber wieder die mittlere Position B2 kritisch zu betrachten.

Als Zusammenfassung dieser ersten Messungen ist festzuhalten, dass im Wesentlichen zwei unterschiedliche signifikante Kopplungsmechanismen beobachtet werden können.

- 1. Einerseits gibt es eine resonante Einkopplung über den oder die Schlitze, welche hier nur von der Schlitzlänge abhängig ist.
- Andererseits kann zusätzlich ein deutlicher Einfluss über Resonanzen des Gehäuses festgemacht werden. Hier spielen sowohl die Abmessungen der Box, als auch die Position des Schlitzes, also der Ort der Anregung, eine große Rolle.



Abschließend kann für diese Worst-Case Messungen mit vertikaler Polarisierung festgestellt werden, dass aufgrund der Resonanzen die Feldstärke im Inneren des Gehäuses die Werte der Referenzmessung deutlich übersteigt. Für unterschiedliche Frequenzen wird die Schirmdämpfung des Testgehäuses negativ.

Als nächstes Mess-Szenario werden die Ergebnisse in Kreuz-Polarisierung präsentiert. In diesem Fall ist der Sensor in x- bzw. z-Richtung (vgl. Abbildung 5.3) ausgerichtet, die Orientierung der Antenne bleibt allerdings weiterhin vertikal in y-Richtung. In der folgenden Graphik sind die Feldstärkewerte für den Sensor in x-Richtung dargestellt.



Abbildung 5.10 Feldstärke im Gehäuse für die 9 Positionen, x-Richtung

Bei der horizontalen Messung sind nur zwei Peaks zu erkennen, die jedoch geringe Feldstärkewerte von 0,1 V/m bzw. 0,16 V/m aufweisen und somit geringer sind als die während der Referenzmessung detektierte Feldstärke. Die etwas höhere Resonanz entspricht einem $\lambda/2$ von 65 mm, was der Tiefe des Gehäuses entspricht. Insgesamt betrachtet scheint die x-Komponente in diesem Messaufbau unproblematisch zu sein und wird deshalb nicht weitergehend betrachtet. Die Schirmdämpfung des Gehäuses ist für alle Positionen über den gesamten Frequenzbereich positiv.



Anders sehen die Kurven für die Feldstärke aus, die mit dem Sensor in Kreuzpolarisierung mit in z-Richtung ausgerichtetem Sensor aufgenommen werden. Hierbei werden deutliche Resonanzen aufgezeichnet, was in Abbildung 5.11 zu erkennen ist.



Abbildung 5.11 Feldstärke im Gehäuse für die 9 Positionen, z-Richtung

Für die z-Polarisation wird eine deutliche Resonanz bei 1,1 GHz an den Positionen A2, A3 und B2 detektiert. Die Feldstärke ist hierbei fast so hoch wie bei den Messungen in Kopolarisierung, also in y-Richtung. Das lässt sich damit erklären, dass die z-Komponente die Normalkomponente zur Vorderseite des Gehäuses darstellt. Diese entsteht bei einer inneren Gehäuseresonanz natürlicherweise mit, wenn die entsprechende Mode ein zirkular polarisiertes E-Feld aufweist.

Zusammenfassend für die Messungen der unterschiedlichen Polarisationen ist festzuhalten, dass sowohl die kopolare Komponente in x-Richtung, als auch die kreuzpolare Komponente in z-Richtung Probleme verursachen können. Durch die Resonanzen des Schlitzes und des Gehäuses treten hohe Feldstärkewerte im Inneren auf. Die Schirmdämpfung wird an unterschiedlichen Punkten für kritische Frequenzen negativ.

Im Folgenden sollen Möglichkeiten gefunden werden, die Schirmdämpfung des Gehäuses zu erhöhen.



5.3.3 Modifikation des Gehäuses

Um den Einfluss des Gehäuses auf die Einkopplung durch den Schlitz weiter zu untersuchen, werden im Folgenden Messungen mit einer fundamentalen Veränderung des Gehäuses durchgeführt. Es wird angenommen, dass durch das Hinzufügen kleiner horizontaler Schlitze die Oberflächenströme parallel zu der Polarisierung der Antenne unterbrochen werden können. Nach dieser Theorie ist es möglich, die auftretenden Resonanzen zu verringern und so die Schirmwirkung des Testgehäuses zu erhöhen.

Hierzu werden schmale Schlitze mit ca. 1,5 mm Höhe auf der Gehäusevorder- und Rückseite angebracht. Sie decken die gesamte Breite der Box ab und befinden sich im Abstand von 32,5 mm zu den Rändern und zueinander. Insgesamt werden auf jeder Seite sechs Schlitze angebracht, welche in der folgenden Abbildung gezeigt sind.



Abbildung 5.12 Modifiziertes Gehäuse (Vorder- und Rückseite)

Es wird angenommen, dass die kleinen Schlitze die Oberflächenströme auf dem Gehäuse unterbrechen und somit die Gehäuseresonanzen verringert werden können. Deshalb werden die Messungen in Kopolarisation als Worst-Case nun mit den neuen Gehäusebedingungen wiederholt. Die so detektierten Feldstärkewerte an den unterschiedlichen Positionen im Gehäuse sind in der folgenden Graphik gezeigt. Feldstärke [V/m]



Abbildung 5.13 Feldstärke im modifizierten Gehäuse für die 9 Positionen, Schlitz 1

In dieser Konfiguration tritt eine weitere Resonanzstelle bei 360 MHz an unterschiedlichen Positionen (unter anderem A1, A2, C1, C2) auf. Diese Frequenz entspricht ungefähr einer halben Wellenlänge als Schlitzlänge der neu hinzugefügten schmalen Schlitze. Die zweite Resonanz bei 1,1 GHz für die Gehäusebreite bleibt fast genauso erhalten wie bei den Messungen am ursprünglichen Gehäuse.

Frequenz [GHz]

Nur die Einkopplung über den Schlitz bei 1,4 GHz kann um 6 dB, also von 1 V/m auf 0,5 V/m verringert werden. Die Resonanz bleibt sichtbar, da die kleinen Schlitze die hohen Oberflächenströme nicht komplett unterdrücken können. Abbildung 5.14 zeigt die kritischen Positionen in Reihe B für das ursprüngliche und das mit zusätzlichen Schlitzen modifizierte Gehäuse im direkten Vergleich. Die durchgezogenen Linien repräsentieren die Messwerte für das ursprüngliche, die gestrichelten Linien für das geschlitzte Gehäuse.

93



Abbildung 5.14 Vergleich der kritischen Reihe B

Hierbei ist die Resonanz für die langen schmalen Schlitze an der Mittelposition nicht zu erkennen. Die Verringerung der zweiten Resonanz um die Hälfte ist jedoch gut sichtbar.

Die kleinen Schlitze bewirken also eine signifikante Änderung der Schirmungseigenschaften. Sie ist jedoch nicht ausreichend, um die Schirmdämpfung des Gehäuses entscheidend zu verbessern.

5.3.4 Simulation der Feldstärke und Oberflächenströme

Die folgenden Simulationen wurden mit der Simulationssoftware CST MICROWAVE STU-DIO® durchgeführt und sollen die Messergebnisse der vorherigen Abschnitte verifizieren. Verwendet wurde der Transienten-Solver. Das Testgehäuse wurde als Box aus unendlich gut leitfähigem Material nachgebildet. Im Inneren wurden Feldmonitore platziert. Verwendet wurde ein High Frequency Mesh mit einer Auflösung von 20 Linien pro Wellenlänge, der Mindestabstand war $\lambda/10$. [CST MICROWAVE STUDIO]

Zunächst ist die Feldstärkeverteilung im Inneren der ungeschlitzten Box dargestellt. Gezeigt ist dabei ein Schnitt in der x-y-Ebene in der Mitte der Box. Die Anregung ist eine ebene Wel-



le mit einer Frequenz von 1,1 GHz. Die Feldstärke entspricht der in der Referenzmessung ohne Gehäuse gemessenen.



Abbildung 5.15 Feldstärkesimulation in der Mitte des Referenzgehäuses bei 1,1 GHz

In der Simulation wird deutlich, dass die elektrische Feldstärke in der Mitte des Gehäuses direkt hinter dem Schlitz ihr Maximum erreicht, wie es auch aus den Messungen hervorgeht. Sie liegt für die Simulationen bei ungefähr 0,5 V/m und nimmt zu den Rändern hin ab. Das entspricht sowohl qualitativ als auch quantitativ den Beobachtungen während der Messungen.

In den folgenden Graphiken sind die Simulationen der Oberflächenströme auf der äußeren Vorderseite des Gehäuses dargestellt. In der Darstellung wurde wieder von der Resonanzfrequenz 1,1 GHz ausgegangen.



Abbildung 5.16 Simulation Oberflächenströme auf Gehäuse bei 1,1 GHz



Im Bereich des Schlitzes sind die Oberflächenströme am höchsten. Außerdem können Maxima am oberen und unteren Rand des Gehäuses detektiert werden.

Im Vergleich dazu wurde eine Simulation der Oberflächenströme auf der äußeren Vorderseite des durch schmale Schlitze modifizierten Gehäuses durchgeführt, welche in der folgenden Abbildung dargestellt ist.



Abbildung 5.17 Simulation Oberflächenströme auf geschlitztem Gehäuse bei 1,1 GHz

Wie erwartet und in den Messungen bereits bestätigt, werden die Oberflächenströme durch die schmalen Schlitze unterbrochen. Nur in der direkten Umgebung des Schlitzes können Ströme auf der Oberfläche des Testgehäuses nachgewiesen werden. Diese Simulationsergebnisse stimmen sehr gut mit den gemessenen Ergebnissen überein, bei denen die Feldstärke im Inneren des Gehäuses ebenfalls abnimmt.



5.3.5 Ergebnisse der Messungen mit dem Testgehäuse

Mit Hilfe der Messungen und anschließenden Simulationen des einfachen Testgehäuses konnte deutlich gezeigt werden, dass die Geometrie des Gehäuses und der Öffnungen eine entscheidende Rolle für die Schirmdämpfung spielt. Im betrachteten Worst-Case bei symmetrischer Einkopplung wird die Schirmdämpfung des Gehäuses für einige Positionen und Frequenzen negativ. Somit koppelt im Inneren des Gehäuses mehr Strahlung ein, als es ohne das Gehäuse bei der Referenzmessung der Fall ist. Die Gehäuseabmessungen und die Schlitze führen zu Resonanzen, welche die Feldstärke ansteigen lassen.

Insgesamt können zwei unterschiedliche fundamentale Kopplungsmechanismen herausgearbeitet werden. Einerseits findet Einkopplung durch den Schlitz statt. Diese Kopplungsart hängt nur von den Dimensionen des Schlitzes und seiner relativen Position auf dem Gehäuse ab. Andererseits spielen die Gehäuseabmessungen und somit die spezifische Resonanzfrequenz eine große Rolle, das heißt die Reaktion des Gehäuses auf die gegebene Anregungsform. Das ist sehr problematisch bei den Schirmdämpfungsmessungen, da sowohl die Anregungsarten als auch die jeweils entsprechende Prüflingsreaktion individuell verschieden sind. Jeder Messaufbau und jede neue Prüflingsgeometrie können ein anderes Verhalten hervorrufen. Einfachere Näherungen kann es somit nur im tieferen Frequenzbereich (quasistationärer Fall) oder bei höheren Frequenzen (Quasioptik bzw. Optik) geben.

Außerdem ist es wichtig festzuhalten, dass nicht nur die kopolare Komponente, sondern auch beide kreuzpolaren Komponenten eine Rolle bei der Einkopplung spielen können. Diese dürfen somit bei der Bestimmung der Schirmdämpfung von Gehäusen nicht zwangsläufig vernachlässigt werden.

Es konnte nachgewiesen werden, dass die Modifikationen am Gehäuse einen signifikanten Einfluss auf die Einkopplung haben. Somit kann ein mehrfach geschlitztes Gehäuse eine bessere Schirmdämpfungswirkung als ein vollständig geschirmtes haben. Durch die zusätzlichen Schlitze können Oberflächenströme unterbrochen werden, auch wenn in dem hier gezeigten Fall die Resonanzen nicht vollständig unterdrückt werden konnten.

Der Einfluss des Gehäuses selbst kann kaum verhindert werden. Nur durch die Durchbrechung der Symmetrie, also der Verlagerung der Anregung von der Mitte weg, können die Resonanzen verringert werden. Das wurde hier durch die Messung des zweiten großen Schlitzes gezeigt. Dieser befindet sich nicht in der Mitte des Gehäuses, sondern versetzt zum unteren Rand. Somit findet die Einkopplung nicht symmetrisch in der Mitte des Gehäuses statt und die $\lambda/2$ -Abhängigkeit zwischen Schlitz und Abmessungen ist nicht mehr gegeben.

Allerdings konnte durch die untersuchten Mechanismen die Schirmdämpfung nicht an allen Punkten für alle Frequenzen positiv werden. Es ist also wichtig, die für die jeweilige Anwendung kritischen Frequenzen zu kennen, um geeignete Gegenmaßnahmen treffen zu können und die jeweils geeigneten Gehäuseabmessungen zu definieren.

Eine weitere wichtige Erkenntnis ist aber auch, dass der elektro-optische Sensor eine gute Möglichkeit darstellt, die Schirmdämpfung von (kleinen) Schirmgehäusen zu bestimmen. Der Sensor lässt sich einfach in das zu betrachtende Gehäuse einbringen und beeinflusst das Feld im Inneren nicht oder nur sehr wenig. Zumindest werden die inneren scharfen Gehäuseresonanzen durch den Sensor so wenig bedämpft, dass sie als solche gut detektierbar bleiben. Dies ist angesichts der inneren Lastimpedanz des Sensors mit 0,2 pF (vgl. Abschnitt 3.1.2) rein imaginärem Anteil auch elementar nachvollziehbar. Somit ist die nicht signifikante Feldbeeinflussung durch das Einbringen des Sensors ins ursprüngliche elektromagnetische Feld, die auch schon im Rahmen der Nahfeldmessungen nachgewiesen wurde, auch in diesem Messaufbau verifiziert.

Die Messdynamik ist hier ebenfalls ausreichend, um diese prinzipiellen Fragestellungen zu beantworten. Deshalb soll im folgenden Kapitel der elektro-optische Sensor zur Bestimmung der Schirmdämpfung eines reellen Schirmgehäuses für Motorsteuergeräte eingesetzt werden.



5.4 Schirmdämpfungsmessungen an realen Motorsteuergeräte-Gehäusen

Bei elektronischen Steuergeräten im Automobilbereich, insbesondere Motorsteuergeräten, stellt die elektromagnetische Festigkeit eine wichtige Grundlage für die korrekte Funktionsweise der Fahrzeuge dar. Ein Ausfall des Motorsteuergerätes würde einen Ausfall des gesamten Fahrzeugs verursachen und somit ein erhebliches Sicherheitsrisiko darstellen. Deshalb ist die Untersuchung der Schirmdämpfung bei Steuergeräten eine wichtige Voraussetzung, um diese auf den Markt bringen zu können. Auf weitere wichtige Festigkeitsprüfungen, wie die Einkopplung über Stecker oder den Kabelbaum, wird in dieser Arbeit nicht eingegangen. [Wallentowitz, Reif 2006]

Der elektrooptische Sensor stellt mit seinen vielen Vorteilen hinsichtlich Größe, Rückwirkung und Genauigkeit hier wieder eine geeignete Möglichkeit dar, diese Messungen durchzuführen. Gerade bei herkömmlichen, serienreifen Gehäusen, in denen sich bestückte Leiterplatten befinden, ist zum Teil sehr wenig Platz um einen Empfänger einzubringen. Darüber hinaus stellt gerade das fertig bestückte und verkabelte Steuergerät das interessierende Objekt dar und nicht das einfache leere Gehäuse.

Außerdem muss die Empfindlichkeit des Sensors ausreichend hoch sein, um auch geringe Feldstärkewerte im Inneren des Gehäuses detektieren zu können. Die im vorherigen Abschnitt gezeigten Testmessungen mit dem Referenzgehäuse haben bereits vielversprechende Ergebnisse erzielt.

Im Folgenden werden die Schirmungseigenschaften eines ausgewählten Motorsteuergerätes, welches von der Abteilung Sample Construction Salzgitter der Robert Bosch GmbH⁴ zur Verfügung gestellt wurde, mit Hilfe des elektro-optischen Sensors bestimmt. Einige Ergebnisse dieser Messungen wurden bereits in [Thiele, Geise 2011-2] gezeigt.

Die Messungen werden in mehreren Schritten durchgeführt. Zunächst wird im Frequenzbereich von 10 kHz – 200 MHz gemessen. Dieser Bereich ist im Rahmen der Störaussendung in erster Linie relevant für die internen Schaltprozesse im Kraftfahrzeug. Auf der Seite der Störfestigkeit spielen hingegen vor allem starke äußere Störquellen wie Kurzwellensender im Bereich von 1 MHz – 100 MHz eine ebenfalls wichtige Rolle. Da die Schirmdämpfung reziprok

⁴ Robert Bosch GmbH: http://www.bosch.de/de/de/startpage_1/country-landingpage.php

ist, werden in diesem Fall Störaussendung und ungewünschte Einkopplung im gleichen Maße unterbunden bzw. gedämpft.

In einem zweiten Schritt finden Messungen im Bereich 200 MHz – 3 GHz statt, was hauptsächlich für externe Störquellen relevant ist. Diese werden aber schon durch die metallische Fahrzeugkarosserie gut abgeschirmt und sind deshalb weniger problematisch. [Wallentowitz, Reif 2006]

Bei den Messungen kommen unterschiedliche Messungebungen zum Einsatz. Außerdem wird der Sensorkopf leicht modifiziert, um die Messdynamik zu erhöhen.

Auf eine Kalibrierung in der μ TEM-Zelle wie im vorherigen Kapitel wird für die Messungen am realen Gehäuse verzichtet. Da es sich um relative Messungen handelt, ist es an dieser Stelle nicht notwendig, die absolute Feldstärke im Inneren des Gehäuses zu bestimmen.

5.4.1 Das Motorsteuergerät als DUT

Als DUT wird in diesem Fall ein übliches Motorsteuergerät der Firma Bosch gewählt, welches in PKWs verwendet wird. Es hat die Abmessungen 170 mm x 200 m. Die beiden folgenden Abbildungen zeigen das verwendete Gehäuse in der Draufsicht. In schwarz ist die Steckerleiste zu erkennen. In den Blechdeckel des Gehäuses aus Aluminium wurde ein Loch gebohrt, um den Sensor mit LWL einzubringen. Die Durchführung wird während der Messungen mit Kupferklebeband kaminartig abgeschirmt, so dass hier aufgrund der bekannten Hochpasswirkung einer Hohlleiteranordnung (vgl. Abschnitt 3.2.1) nicht mit Einkopplung zu rechnen ist. Der Gehäuseboden besteht aus Aluminiumdruckguss und ist im rechten Bild zu sehen.



Abbildung 5.18 Verwendetes Motorsteuergerät (Deckel und Boden)

Deckel und Boden werden mit sechs Schrauben fest fixiert. Beide Teile greifen dabei über eine Nut ineinander und sind bei unterschiedlichen Gehäusetypen mit einer Dichtraupe versehen. Einkopplung sollte somit nur über die große Steckerleiste erfolgen. Bei einigen Gehäusen gibt es zusätzlich ein Dichtelement, also eine kleine Öffnung im Gehäuse, welche mit einem Kunststoffelement verschlossen wird. Jedoch ist diese Öffnung in der Regel so klein, dass hier nicht mit signifikanter Einkopplung im relevanten Frequenzbereich zu rechnen ist.

Es werden jeweils zwei unterschiedliche Mess-Szenarien durchgeführt, zunächst für das voll bestückte Gehäuse mit Leiterplatte und allen Bauteilen, wie es in der Praxis zum Einsatz kommt. Anschließend wird nur das leere Gehäuse als Vergleich auf seine Schirmwirkung untersucht.

Die Messungen finden für unterschiedliche Frequenzbereiche in unterschiedlichen Messumgebungen statt. Der untere Frequenzbereich von 10 kHz bis 200 MHz wird mit Messungen in einer TEM-Zelle abgedeckt. Die Messungen im höheren Frequenzbereich von 200 MHz bis 3 GHz finden mit Hilfe einer Hornantenne vor einer Absorberwand statt. Vor allen in diesem Kapitel gezeigten Messungen findet eine Full Two-Port TOSM-Kalibrierung statt, die die systematischen Fehler des HF-Aufbaus auf eine vernachlässigbare Größenordnung reduziert. [Rohde & Schwarz 2012]

Nach den ersten Messungen wurde durch den Vergleich einer Rauschmessung mit der Referenzmessung festgestellt, dass in einigen Fällen die Messdynamik unzureichend ist. Deshalb wird eine Modifikation des Sensorkopfes durchgeführt, um die Empfindlichkeit zu erhöhen. Diese Möglichkeit wurde bereits in Abschnitt 3.4 erläutert und für den Frequenzbereich bis 200 MHz untersucht.

Die Einflüsse auf die Empfindlichkeit, aber auch auftretende Feldverzerrungen in höheren Frequenzbereichen in konkreten Anwendungen bis 3,5 GHz für Schirmdämpfungsmessungen werden im Weiteren untersucht und beschrieben. In Abbildung 5.19 werden die beiden Modifikationen dargestellt:

- a) Sensor ohne Modifikation
- b) Anbringung von kleinen Dipolstäben
- c) Anbringung von längeren Drähten (mit geänderter Polarisationsrichtung)



Abbildung 5.19 Sensor mit zwei Modifikationen

Die im zweiten Schritt angebrachten, nicht isolierten Drähte wurden wie in Abschnitt 3.4 beschrieben nach mehreren Versuchen selbst gestaltet und stellen einen Kompromiss zwischen Symmetrie, Empfindlichkeit und den Platzverhältnissen dar. Der erste Draht hat eine Länge von ca. 40 mm, was in etwa der Länge des Sensors selbst entspricht. Der zweite Draht hat eine Länge von ungefähr 100 mm und wird am Sensor und am LWL entlang geführt, um möglichst viel Platz im Inneren des DUT einsparen zu können. Hierbei ist wichtig zu beachten, dass sich durch die geänderte Orientierung des neuen Dipols die Polarisationsrichtung ändert. Bei den beiden vorherigen Varianten ist die Polarisationsrichtung senkrecht zum Sensor selbst. Im Fall der angebrachten Drähte ist die Polarisationsrichtung in einer Ebene mit



dem Sensor. Diese drei Varianten sind somit die für diesen Messaufbau geeigneten. Deshalb soll an dieser Stelle auf die Darstellung weiterer Ergebnisse verzichtet werden. Gerade die Verwendung von zwei sehr langen Drähten senkrecht zur Sensorachse ist aus Platzgründen nicht praktikabel.

5.4.2 Platzierungen des Sensors im Steuergerät

In allen Messszenarien werden unterschiedliche Punkte innerhalb des DUTs gemessen. Dabei können nicht alle Punkte abgedeckt werden, da nur begrenzter Platz im Inneren des Gehäuses vorhanden ist, um den Sensor zu platzieren.

Die folgenden Abbildungen zeigen die unterschiedlichen Positionen des Sensors im Inneren des Gehäuses. Im linken Teil der Graphik ist das voll bestückte Gehäuse zu sehen. Durch die Steckerleiste und die Bauteile ist nur an zwei Positionen genügend Platz für den Sensor. Außerdem kann bei Position 2 nur eine Sensorausrichtung gemessen werden. Im rechten Teil der Abbildung ist das leere Gehäuse gezeigt. Da ohne Platine wesentlich mehr Platz vorhanden ist, können drei Sensorpositionen mit jeweils zwei unterschiedlichen Sensorausrichtungen gemessen werden. Die blau dargestellten Positionen mit der Endung A zeigen jeweils die Position des Sensors parallel zur Steckerleiste, das heißt, dass die Polarisierung senkrecht zur Steckerleiste (wie in der Legende beschrieben) ist. Die roten Positionen mit der Endung B bedeuten, dass der Sensor senkrecht zur Steckerleiste platziert wird. Die Endung C steht für die Ausrichtung des Dipols senkrecht zur Ebene. Die gleiche Nomenklatur findet sich ebenfalls in den Messergebnissen in den nächsten Abschnitten wieder.



Abbildung 5.20 Positionen im Inneren des Steuergerätes (mit und ohne Platine)



5.4.3 Schirmdämpfungsmessungen von 10 kHz bis 200 MHz

Im unteren Frequenzbereich von 10 kHz bis 200 MHz wird die TEM-Zelle (vgl. Abschnitt 3.2.3) als geeignete Messumgebung ausgewählt. Dieser Frequenzbereich ist im Automobil besonders wichtig, da hier Störungen durch interne Schaltprozesse auftreten können, die über nah befindliche Empfangsantennen (z.B. UKW-Radio) Funkstörungen auslösen können. Hierbei spielt also die Störaussendung der Geräte selbst eine große Rolle. Auf der anderen Seite gibt es in diesem Frequenzbereich aber auch starke externe Störquellen, gegen welche die Fahrzeugelektronik ausreichend störfest ausgelegt oder entsprechend abgeschirmt werden muss. [Wallentowitz, Reif 2006] Für die neueren Entwicklungen der Hybrid- und reinen Elektrofahrzeuge gilt dies wegen der verwendeten Leistungselektronik in noch viel höherem Maße.

Die verwendete TEM-Zelle hat die Abmessungen 160 cm x 80 cm x 100 cm und eine Septumhöhe von ungefähr 30 cm. Die erste Resonanzfrequenz liegt bei 175 MHz. Mit Hilfe eines VNA werden die Transferfunktionen S21 gemessen. Durch einen zwischengeschalteten 50W-Verstärker, der auf ungefähr ³/₄ seiner maximalen Verstärkung eingestellt ist, wird die ursprüngliche Ausgangsleistung von – 10 dBm verstärkt. Gemessen werden 801 Punkte, wobei die IF-Filterbandbreite 10 Hz beträgt. Die genaue Eingangsleistung spielt in dieser Messung keine Rolle, da es sich bei den SE-Messungen um relative Messungen in Bezug auf eine Referenzmessung handelt. In der folgenden Abbildung ist der beschriebene Messaufbau für den unteren Frequenzbereich dargestellt.



Abbildung 5.21 Aufbau zur Messung der Schirmdämpfung im (10 kHz – 200 MHz)



Das Steuergerät wird wie in der Graphik gezeigt in der TEM-Zelle zwischen unterem Außenleiter und Septum platziert. Mit Hilfe des Sensors im Inneren des Gehäuses wird die Feldstärke an unterschiedlichen Positionen gemessen. Als Referenz dient eine Messung ohne das Steuergerät, bei welcher der Sensor nur in einem ROHACELL®-Würfel in der TEM-Zelle platziert und die Feldstärke gemessen wird.

Alle möglichen Messpositionen im bestückten und leeren Steuergerätegehäuse werden in beiden Polarisationen und jeweils mit den unterschiedlichen Sensormodifikationen gemessen. Das Gehäuse ist dabei mit der Öffnung für die Steckerleiste nach oben positioniert, wie in der folgenden Graphik gezeigt.



Abbildung 5.22 Ausrichtung des Steuergerätes in der TEM-Zelle

Durch Variation der Ausrichtung des Gehäuses in der TEM-Zelle wurde jeweils der "Worst-Case" ermittelt und hier dargestellt.

5.4.4 Messergebnisse im Frequenzbereich 10 kHz bis 200 MHZ

In der folgenden Abbildung sind zunächst nur die drei Kurven der S21-Parameter in dB für die Referenzmessungen in der TEM-Zelle ohne das Gehäuse gezeigt. Die gestrichelte Kurve zeigt das Rauschen.


Abbildung 5.23 S21-Parameter der Referenzmessungen (10 kHz - 200 MHz)

Es ist deutlich zu erkennen, dass mit Hilfe der Dipolstäbe (dunkelgraue Kurve) die Messdynamik um ca. 5 dB erhöht werden kann. Bei Anbringen der längeren Drähte ist sogar eine Erhöhung um bis zu 25 dB möglich. Die Kurven sind dabei relativ linear und jeweils nur verschoben, jedoch nicht deformiert.

Bei 175 MHz ist die Resonanz der verwendeten TEM-Zelle zu erkennen. Das Signal-to-Noise Ratio (SNR) ist relativ groß, die Messdynamik beträgt schon bei Messungen ohne jegliche Modifikation des Sensors ca. 60 dB und konnte durch die Sensormodifikationen auf über 80 dB gesteigert werden.

Die nächste Graphik zeigt die Messungen der S21-Parameter im bestückten Gehäuse an einer ausgewählten Position mit den verschiedenen Sensormodifikationen. Die durchgezogenen Linien repräsentieren dabei die Referenzmessungen ohne Gehäuse. Die gestrichelten und schraffierten Linien stehen für die tatsächlichen Messungen im Inneren des mit der Leiterplatte bestückten und komplett verschraubten Steuergerätegehäuses. Dargestellt ist jeweils nur der "Worst-Case", also der Maximalwert an Einkopplung, der bei unterschiedlichen Messungen auftrat.





Abbildung 5.24 S21-Parameter der Schirmdämpfungsmessungen (10 kHz - 200 MHz)

Es ist zu erkennen, dass in dieser Messumgebung mit allen Sensor-Konfigurationen aussagekräftige Messungen möglich sind. Außerdem ist festzustellen, dass die Schirmdämpfung des mit der Leiterplatte bestückten Gehäuses für fast alle Frequenzen 50 dB oder höher ist. An keinem Punkt wird sie negativ, was wegen fehlender Gehäuseresonanzen in diesem Bereich auch prinzipiell nicht zu erwarten ist. Außerdem ist für diese Messungebung die Messung mit dem Sensor ohne Dipolverlängerungen ausreichend. Die weiteren Messungen erfolgen deshalb ohne die Modifikationen. In der folgenden Graphik sind beide möglichen Positionen in den drei Polarisationsrichtungen zu sehen.

107



Abbildung 5.25 SE-Messungen mit bestücktem Gehäuse (10 kHz - 200 MHz)

Am kritischsten ist hier die Variante C, bei der die Dipolstäbe kopolarisiert zum einfallenden elektrischen Feld gerichtet sind mit Werten der Schirmdämpfung von immerhin über 20 dB.

Als Vergleich zu diesen Messungen werden ebenfalls die S21-Parameter für das leere Gehäuse ohne Leiterplatte bestimmt. Aus den Kenntnissen der vorhergehenden Messungen wird auf die Modifizierung des Sensors verzichtet. Die Messdynamik ist auch mit dem Sensor alleine ausreichend. Da ohne die Bestückung und die Steckerleiste deutlich mehr Platz im Gehäuse ist, können nun allerdings alle drei Positionen in jeweils beiden Polarisationsrichtungen vermessen werden. Die Ergebnisse werden in der folgenden Abbildung gezeigt. Dabei repräsentiert die schwarze Linie die Referenzmessung ohne das Gehäuse.



Abbildung 5.26 SE-Messungen mit leerem Gehäuse (10 kHz - 200 MHz)

Auch in dieser Konfiguration ist gut zu erkennen, dass eine Messung mit dem Sensor ohne Modifikationen völlig ausreichend für eine hinreichend große Messdynamik ist. Außerdem wird deutlich, dass selbst das leere Steuergerät in diesem Frequenzbereich eine ausreichende Schirmdämpfung von > 10 dB aufweist. Das heißt aber auch aufgrund der fehlenden Beladung ergibt sich für das reale Gehäuse eine Verschlechterung von mindestens 10 dB. Ein derartiges "Beladungsverhalten" entspricht den quantitativen Erfahrungswerten am Institut für EMV⁵, dass bei Einbringen von dämpfendem Equipment in metallische Gehäuse die Transferdämpfungen um 10 – 30 dB zunehmen. Diese Effekte konnten in metallischen Strukturen stark unterschiedlicher Größe (z.B. einem Flugzeugrumpf [Schüür, Geise 2010] oder wie hier kleinen metallischen Gehäusen) beobachtet werden.

Auch die Unterschiede an den Positionen lassen sich leicht erklären. Die Einstrahlung direkt hinter der Aussparung für die Steckerleiste, also an Position 3, ist am höchsten, da hier ein direkter Durchgriff stattfindet.

Über Einkopplungen über den Kabelbaum kann an dieser Stelle keine Aussage gemacht werden. Hier wird auf weitere Messungen am Institut für EMV verwiesen.

109

⁵ Die Ergebnisse dieser Messungen sind noch nicht vollständig veröffentlicht, liegen aber am IEMV vor.



Die Messungen im höheren Frequenzbereich von 200 MHz bis 3 GHz finden in einer anderen Messungebung statt. Verwendet wird ein ähnlicher Messaufbau wie bei den Messungen mit dem Referenzgehäuse (vgl. Abbildung 5.4). Das Gehäuse wird auf einem dielektrischen Tisch vor einer mit Absorbern ausgekleideten Wand platziert. Mit Hilfe einer Hornantenne wird das Gehäuse bestrahlt. Die Öffnung für die Steckerleiste ist dabei senkrecht zum Boden ausgerichtet. Die Polarisationsrichtung der Antenne ist horizontal. Gemessen wird in diesem Fall also das erwartete Worst-Case Szenario.

Die Ausgangsleistung des VNA beträgt wie in den vorherigen Messungen –10 dBm. Gemessen werden 1601 Punkte wobei die IF-Filterbandbreite wieder 10 Hz beträgt. Ein Verstärker ist in diesem Messaufbau nicht vorgesehen.

5.4.6 Messergebnisse im Frequenzbereich 200 MHz bis 3 GHz

In der folgenden Graphik sind die Referenzmessungen ohne das Gehäuse im Frequenzbereich 200 MHz bis 3 GHz zu sehen. Die grüne Linie stellt dabei die Messung ohne Sensormodifikation, die blaue Linie die Messung mit den Dipolstäben und die rote Linie Messungen unter Verwendung der längeren Drähte dar. Gestrichelt dargestellt ist die Rauschkurve.



Abbildung 5.28 S21-Parameter der Referenzmessungen (200 MHz – 3 GHz)



Es ist gut zu erkennen, dass das SNR ohne Dipolstäbe nur sehr gering ist. Die Schirmdämpfung kann hier nur bestimmt werden, wenn sie kleiner als 5 dB ist. Die Messkurve für die Verwendung der Dipolstäbe ist dabei weiterhin relativ linear. Sie ist nicht deformiert, sondern nur um 5 dB nach oben verschoben. Bei Verwendung der Drähte wird die Messdynamik zwar wieder erhöht, die Kurve ist jedoch verformt. Sie hat einen Anstieg bis 1 GHz, sowie einen tiefen Einbruch bei 2,5 GHz. Die erste Resonanz entspricht ungefähr der Länge des Drahtes als $\lambda/2$. Hier ist nicht sicher, wie vertrauenswürdig die Messungen mit den längeren Drähten für diesen höheren Frequenzbereich sind. Eine Kalibrierung bei der entsprechenden Dipolresonanz der Sensordrähte ist unsinnig, da die Messungebung diese Resonanz stark beeinflussen würde. Bei allen drei Messkurven gibt es Resonanzstellen. Am deutlichsten ausgeprägt sind sie bei 0,8 GHz und 1,5 GHz.

Die am besten geeignete Variante zur Messung der Schirmdämpfung in diesem Frequenzbereich sind somit die Messungen mit den verlängerten Dipolstäben. Um diese These zu unterstützen, werden in der folgenden Graphik die Messungen der Transferfunktionen mit dem Sensor im Gehäuse dargestellt.



Abbildung 5.29 SE-Messungen mit bestücktem Gehäuse (200 MHz – 3 GHz)



Wie zu erwarten war, ist die Messdynamik zu gering. Es ist kaum eine Aussage über die Schirmdämpfung möglich. An einigen Resonanzpunkten scheint sie jedoch negativ zu werden. Es handelt sich hierbei um die Punkte, bei denen auch schon Resonanzen in den Referenzmessungen zu sehen waren.

Um dies genauer zu untersuchen, werden Messungen an den drei möglichen Punkten 1A, 1B und 2A mit den Dipolstäben durchgeführt. Die Ergebnisse sind in der folgenden Graphik dargestellt. Die schwarze Kurve zeigt wieder die Referenzmessung



Abbildung 5.30 SE-Messungen mit bestücktem Gehäuse (200 MHz – 3 GHz, Dipolstäbe)

Es ist gut zu erkennen, dass die Schirmdämpfung des bestückten Gehäuses an den meisten Positionen und Frequenzen größer als 5 dB ist. Die vorhandenen Resonanzen sind nicht nur in den Schirmdämpfungsmessungen, sondern auch bei der Referenzmessung zu sehen. Sie sind somit durch den Messaufbau bedingt. Lediglich bei ca. 720 MHz und bei 1 GHz sind zwei kleine, aber verhältnismäßig breite Resonanzen zu erkennen. Sie entsprechen einer halben Wellenlänge von $\lambda/2 \approx 20$ cm bzw. $\lambda/2 \approx 15$ cm. Dies entspricht in etwa den äußeren Abmessungen des Gehäuses Da diese beiden Resonanzstellen jedoch nicht bei der Messung am Leergehäuse (vgl. Abbildung 5.32) auftreten, handelt es sich wahrscheinlich nicht um die Gehäuseresonanzen. Möglicherweise liegt eine Interaktion mit den auf der Platine angebrachten Bauelementen oder der Steckerleiste vor.



Der Vollständigkeit halber sind in der folgenden Abbildung auch die Messungen für den Sensor mit den Drahtverlängerungen gezeigt. Wie bei den bisherigen Messungen repräsentiert die schwarze Kurve die Referenzmessung ohne das Gehäuse.



Abbildung 5.31 SE-Messungen mit bestücktem Gehäuse (200 MHz – 3 GHz, Drähte)

In diesem Fall wird die Schirmdämpfung in mehreren Fällen negativ und zwar bei 0,9 GHz, bei 1,8 GHz und bei 2,5 GHz. Jedoch muss diese Messung etwas anders bewertet werden, da nicht klar ist, ob die Messungen mit den Drahtverlängerungen aufgrund der Dipol-eigenen Resonanzen zuverlässige Werte liefern. Außerdem ist zu beachten, dass sich die Polarisationsrichtung des Dipols in diesem Fall ändert. Sie liegt nun in einer Ebene mit dem Sensor-kopf und steht nicht mehr senkrecht dazu.

Auch nach Betrachtung dieser Messung erscheint die zuverlässigste Variante die Nutzung der kurzen Dipolstäbe zu sein. Deshalb wird bei der Messung der Schirmdämpfung des unbestückten Gehäuses auch nur diese Variante verwendet.



Abbildung 5.32 SE-Messungen mit leerem Gehäuse (200 MHz – 3 GHz, Dipolstäbe)

Es ist gut zu erkennen, dass auch in diesem Fall die Schirmdämpfung für fast alle Punkte bei mindestens 5 dB liegt. Nur bei ca. 1 GHz übersteigt die im Inneren des Gehäuses gemessene Feldstärke die der Referenzmessung. Dies ist jedoch unproblematisch zu bewerten, da das bestückte Gehäuse ausschlaggebend ist.

5.4.7 Ergebnisse der Schirmdämpfungsmessungen am Steuergerät

Der elektrooptische Sensor ist durch seine geringe Größe und die geringe Rückwirkung auf das vorliegende Feld sehr gut geeignet für die Bestimmung der Schirmdämpfung von kleinen Gehäusen. Mit Hilfe der Dipolverlängerungen kann die Messdynamik um ca. 5 dB vergrößert werden, was in beiden gezeigten Frequenzbereichen ohne Probleme möglich ist. Mit Hilfe von Drahtverlängerungen kann die Dynamik um weitere 20 dB gesteigert werden. Gerade im unteren Frequenzbereich funktioniert diese Modifikation ebenfalls problemlos.

Im höheren Frequenzbereich ist diese Variante nicht mehr uneingeschränkt zu verwenden. Die Messkurven sind deformiert und zeigen Resonanzen, die der Drahtlänge als $\lambda/2$ entsprechen. Außerdem ist zu beachten, dass sich die Polarisationsrichtung ändert. Die beiden Drähte sind aus Platzgründen nicht gleich lang und werden parallel zum Sensor und dem LWL geführt. Die verwendete Konfiguration ist also immer ein Kompromiss zwischen Messgenauigkeit und Dynamik.



Außerdem konnte gezeigt werden, dass das verwendete Steuergerät eine ausreichende Schirmdämpfung von minimal 10 dB, typisch aber besser als 50 dB aufweist und somit gestrahlte Felder nicht oder nur in sehr geringem Maße ein- bzw. auch auskoppeln können. Dies gilt für den unteren Frequenzbereich, in welchem auch interne Schaltprozesse zur Störaussendung beitragen, es aber gleichzeitig auch externe Störquellen gibt, die in das Gerät einkoppeln können. Im höheren Frequenzbereich über 200 MHz ist die Schirmwirkung des Gehäuses deutlich geringer, scheint an den meisten Positionen jedoch immer noch hinreichend zu sein. In diesem Bereich treten meistens nur externe Quellen außerhalb des PKWs auf, so dass bezüglich der Störfestigkeit noch das Bleich der Fahrzeugkarosse zusätzlich schirmt.

Eine Variation der Sensorpositionen im Gehäuse, die aufgrund der eingeschränkten Platzverhältnisse nur um weinige Zentimeter möglich ist, zeigte keinen signifikanten Einfluss auf die Messergebnisse.

Allerdings wurde festgestellt, dass die Beladung des Gehäuses mit bestückten Leiterplatten zu signifikanten Änderungen der Schirmdämpfung führt. Wie bereits in [Freeman 2004] dargestellt, können Leiterplatten im Inneren von Gehäusen die Transferdämpfung verbessern. Um dies genauer zu untersuchen, werden im folgenden Kapitel unterschiedliche Beladungen in das Gehäuse eingebracht.

5.4.8 Messergebnisse mit Leiterplattendummy

Wie unter anderem in [Paul et al. 2011] und [Kwon et al. 2008] beschrieben und im Rahmen dieser Arbeit festgestellt, wird die Schirmdämpfung des Gehäuses durch Leiterplatten im Inneren teilweise stark verändert. In der Literatur wird versucht, die Leiterplatte im Inneren des Schirmgehäuses durch entsprechende einfache Modelle nachzubilden. In [Paul et al. 2011] werden hierzu unterschiedliche Kupferplatten mit den Abmessungen der entsprechenden Leiterplatte verwendet. Diese einfachen Strukturen können leicht in Simulationen nachgebildet werden und ermöglichen somit erste Abschätzungen der Schirmdämpfung ohne aufwändige Messungen durchführen zu müssen.

Im Rahmen dieses Kapitels soll untersucht werden, ob die relativ komplexen bestückten Leiterplatten mit großer Steckerleiste ebenfalls durch einfache Dummys nachgebildet werden können. Hierfür werden für die Messungen drei unterschiedliche Platten verwendet. Gemessen wird ausschließlich im unteren Frequenzbereich von 10 kHz – 200 MHz mit dem gleichen Messaufbau wie bereits in 5.3.1 dargestellt. Dieser Frequenzbereich ist, wie bereits oben erläutert, der im KFZ besonders relevante. Außerdem ist in diesem Frequenzbereich die Messung in der TEM-Zelle möglich und die Messdynamik ohne Modifikationen des Sensors ausreichend, so dass hier nicht mit anderen störenden Feldbeeinflussungen zu rechnen ist.

In der folgenden Abbildung sind die originale Leiterplatte, sowie die drei Dummys dargestellt. Verwendet werden eine Variante aus doppelt gelegter Reinaluminiumfolie, eine Variante aus Kupferfolie und eine dritte Variante mit einem Leiterplattenrohling aus Kupfer.



Abbildung 5.33 Die unterschiedlichen verwendeten Leiterplattendummys

Die erste Messung findet mit dem Dummy aus doppelter Reinaluminiumfolie, der in seinen Abmessungen genau der eigentlichen Leiterplatte entspricht, statt. Diese Dummy-Platte wird in das Steuergerätegehäuse eingebracht und ist leitend mit dem Gehäuse an den Ecken verschraubt. Anschließend werden die gleichen Positionen wie in dem original bestückten Gehäuse gemessen. Die Messdaten sind in der folgenden Graphik dargestellt. Als Referenz (schwarze Linie) ist die kopolare Komponente des elektrischen Feldes in der TEM-Zelle angegeben.



Abbildung 5.34 SE-Messungen mit Aluminiumplatte im Gehäuse (200 MHz – 3 GHz)

Die Schirmdämpfung ist in diesem Fall an allen Positionen über den gesamten Frequenzverlauf >20 dB. An keiner Stelle wird sie negativ. Die Kurven zeigen ebenfalls wieder den linearen Verlauf wie bei der Messung mit der originalen Leiterplatte. Auch die Resonanz der TEM-Zelle bei 175 MHz ist zu erkennen.

Als zweite Variante wird eine Kupferfolie in der Größe der originalen Leiterplatte in das Gehäuse eingebracht. Die Folie wird nur an zwei Punkten im Gehäuse festgeschraubt. Die gemessenen Werte sind in der folgenden Graphik gezeigt.



Abbildung 5.35 SE-Messungen mit großer Kupferplatte im Gehäuse (200 MHz – 3 GHz)

In diesem Fall ist die Schirmdämpfung etwas geringer, liegt aber für alle Positionen über den gesamten untersuchten Frequenzbereich immer noch >10 dB. Die Kurvenverläufe sind bei ausreichender Messdynamik wieder linear.

Als dritte Möglichkeit wird die Leiterplatte durch einen unbearbeiteten Leiterplattenrohling mit Kupferbeschichtung (Typ EP2CU 600X400; Cu-Auflage 35µm) ersetzt. Die Abmessungen hier sind jedoch etwas kleiner als die tatsächliche Leiterplatte, die Verbindung zum Gehäuse ist nicht durch Schrauben fixiert, die Platte liegt nur einfach auf. In der folgenden Abbildung sind die Übertragungsmaße für dieses Szenario dargestellt.



Abbildung 5.36 SE-Messungen mit Leiterplattenrohling im Gehäuse (200 MHz – 3 GHz)

Auch für diesen Fall liegt die Schirmdämpfung für alle Positionen über den Frequenzverlauf bei mindestens 10 dB.

Insgesamt ist zu erkennen, dass sich die linearen Kurvenverläufe für die unterschiedlichen Messungen mit den jeweiligen Platten ähneln. Um einen genauen Vergleich zu ermöglichen, ist in Abbildung 5.37 ein Vergleich zwischen den Werten für Leiterplatte, Aluminiumplatte und den beiden Kupferplatten zu sehen. Der Übersichtlichkeit halber werden nur die in den vorherigen Leiterplatten-Messungen als besonders kritisch ermittelten Positionen 1C und 2C verglichen. Jeweils gleichfarbig sind die Kurven für die gleichen Positionen dargestellt.





Abbildung 5.37 Vergleich der unterschiedlichen Platten an den kritischen Positionen

Es ist zu erkennen, dass die Kurven für die Leiterplatte und die Aluminiumplatte in relativ guter Übereinstimmung zueinander liegen. Für die große Kupferplatte ist die Übereinstimmung etwas geringer, als Worst-Case-Abschätzung ist der Kupfer-Dummy jedoch geeignet. Die Messungen für den Leiterplattenrohling (hier Kupfer klein genannt) weichen deutlich von den anderen Messungen ab.

Bei den Kurven für Positionen 1C und 2C ist für die reelle Leiterplatte und die Aluminiumplatte ein Anstieg zu erkennen. Im bereich bis 100 MHz ist kaum Einkopplung zu detektieren (bis auf eine Resonanzstelle bei ca. 14 MHz). Worauf genau dieser Effekt beruht, ist noch nicht bekannt.

Um die Übereinstimmung von reeller Leiterplatte und der Aluminiumplatte genauer zu untersuchen, sind die Ergebnisse für beide Messungen in der folgenden Graphik dargestellt.



Abbildung 5.38 Vergleich Leiterplatte und Aluminiumplatte

Es ist zu erkennen, dass bei einigen Positionen größere Unterschiede vorliegen. Die Messungen mit der Dummy-Leiterplatte decken sich jedoch relativ gut mit der schlechtesten Messung für die reale Leiterplatte. Für eine erste Worst-Case-Abschätzung mit Hilfe von Simulationen ist die Dummy-Leiterplatte somit geeignet.

Damit kann zusammengefasst werden, dass es bei der Nachbildung der Leiterplatte durch die sogenannten Dummys vor allem auf die Geometrie der verwendeten Nachbildung ankommt, sowie auf die leitende Verbindung. Eine erste Abschätzung z.B. im Rahmen von Simulationen kann somit mit Hilfe einer einfachen Struktur wie der Aluminiumplatte gemacht werden. Der Einfluss der Steckerleiste kann allerdings nicht mit einfachen Mitteln nachgebildet werden. Da die Werte für die Schirmdämpfung mit den Dummy-Platten aber alle etwas schlechter sind als für die originale Konfiguration, eignen sie sich auf jeden Fall für eine erste Worst-Case-Abschätzung. Eine leichte Variation der Messpositionen zeigte dabei keine signifikanten Änderungen der Ergebnisse.



5.5 Zusammenfassung der Schirmdämpfungsmessungen

Nach den Messungen am Referenzgehäuse, den gezeigten Simulationen und den anschließenden Messungen an einem reellen Motorsteuergerätegehäuse lässt sich sagen, dass der in dieser Arbeit verwendete elektrooptische Sensor sehr gut geeignet ist für die Messungen der absoluten Feldstärke im Inneren der Gehäuse und die anschließende Bestimmung der Schirmdämpfung.

Der Sensor ist sehr klein und lässt sich leicht in Gehäusen mit wenig Platz einbringen. Außerdem ändert er die Feldeigenschaften durch seine Beschaffenheit kaum oder gar nicht. Jedoch reicht die Messdynamik nicht für alle Messszenarien aus. Gerade im hohen Frequenzbereich kann es bei gut schirmenden Gehäusen zu Problemen kommen. In diesem Fall kann eine einfache Modifikation des Sensorkopfes mit Hilfe von kleinen Dipolstäben oder aber auch längeren Drähten Abhilfe schaffen.

Jedoch ist dabei festzuhalten, dass immer ein Kompromiss zwischen Genauigkeit, der Feldbeeinflussung durch den Sensor (mit möglichen Modifikationen) und der Messdynamik getroffen werden muss. Durch das Anbringen metallischer Strukturen kommt es zu ungewollter Feldbeeinflussung. Nach Möglichkeit sollte auf die Modifikation (gerade mit längeren Drähten) verzichtet werden. Das Anbringen der kurzen Dipolstäbe ist jedoch ein geeigneter Kompromiss. Deshalb ist es wichtig im Vorfeld zu betrachten, welche Einkopplungsmöglichkeiten es gibt und welcher Messaufbau im jeweiligen Fall geeignet erscheint.

Die Messungen am Referenzgehäuse haben hierfür einige Grundlagen gezeigt. Ungünstige (z.B. symmetrische) Einkopplung in ein Gehäuse kann zu Resonanzüberhöhungen führen. Dies ist ein wichtiger Spezialfall, der schon bei der Entwicklung eines Schirmgehäuses beachtet werden sollte. Auch die kritischen Positionen im Gehäuse können durch eine Betrachtung der Resonanzlänge, also einer Gehäuseabmessung als der halben Wellenlänge bereits im Vorfeld abgeschätzt werden.

Außerdem konnte gezeigt werden, dass nicht nur der "Worst-Case" der kopolaren E-Feld-Komponente Probleme erzeugen kann, sondern auch die kreuzpolaren Komponenten nicht vernachlässigt werden dürfen.

Die Messungen am reellen Motorsteuergerät verifizieren die am einfachen Testgehäuse gewonnenen Erkenntnisse. Das verwendete Steuergerätegehäuse zeigt außerdem eine ausreichende Schirmwirkung über den gesamten Frequenzbereich. Aufgrund des sehr eingeschränkten Platzes im Inneren des bestückten Gehäuses stellt gerade der elektro-optische Sensor eine sehr gute Möglichkeit zur Messung dar. Er kann auch leicht zwischen den einzelnen Bauteilen angebracht werden.

Die Wiederholbarkeit der Messungen ist ebenfalls sehr gut. Auch leichte Variationen der Sensorpositionen, gerade in dem mit der Leiterplatte beladenen Gehäuse, zeigten keine signifikanten Änderungen der Messergebnisse.

Eine weitere wichtige Erkenntnis ist der deutliche Unterschied der Schirmdämpfung zwischen bestücktem und leerem Gehäuse, wie es auch schon [Paul et al. 2011] beschrieben haben. Um dies genauer zu untersuchen, wurden unterschiedliche Leiterplattendummys in das Gehäuse eingebracht. Hierbei konnte festgestellt werden, dass es bei den Leiterplatten vor allem auf die Größe und Struktur ankommt. Die Werte für die Schirmdämpfung sind besser, als die für das leere Gehäuse, jedoch noch etwas schlechter, als für das original bestückte. Für eine erste Worst-Case Abschätzung durch Simulationen ist es aber ausreichend, einen sehr einfachen Dummy, z.B. aus Aluminiumfolie, zu verwenden. Für genauere Angaben sind jedoch Messungen am eigentlichen Gehäuse mit Steckerleiste und größeren Bauelementen erforderlich.

Es lässt sich abschließend feststellen, dass eine alleinige Betrachtung und Simulation des leeren Gehäuses keine für die Beurteilung der EMV belastbaren Ergebnisse liefert. Die zu erreichende Schirmdämpfung hängt sehr stark von den im Inneren verbauten Komponenten ab, wobei eine genaue Positionierung des Sensorkopfes nicht erforderlich ist. Lediglich die Polarisationsrichtung muss beachtet werden.



6 Magnetfeldmessungen

Zurzeit werden Magnetfeldmessungen hauptsächlich mit Feldmesssonden und Schleifenantennen durchgeführt. [Wolfsperger 2007]

Diese Verfahren sind jedoch relativ ungenau durch eine erhebliche Rückwirkung der Sonden auf das zu messende Feld, da die Schleifen mit dem typischen 50 Ω -Systemwiderstand der HF-Technik belastet werden. Dieser ist hier bei 0,2 pF Impedanz des elektro-optischen Sensors selbst bei 1 GHz mit ~ 800 Ω als wesentlich kleiner bzw. bei niedrigen Frequenzen vernachlässigbar.

Mit dem in dieser Arbeit verwendeten Sensorsystem können neben den bereits dargestellten elektrischen Feldern auch die magnetischen Felder in Betrag und Phase gemessen werden. In [Gassmann et al. 1995] wurden bereits Magnetfeldmessungen mit dem hier verwendeten elektro-optischen Sensorsystem dargestellt. Bei diesen Messungen kamen jedoch zwei Interferometer zum Einsatz, welche über eine Drahtschleife und zwei Widerstände verbunden werden. Hierbei fand das "Double-Loaded-Loop"-Konzept Anwendung, welches in [King 1969], [Kanda 1984] und [Wu 1962] genauer beschrieben wird. In dieser Arbeit soll jedoch gezeigt werden, ob H-Feldmessungen auch mit einem einfacheren Aufbau mit nur einem Interferometer möglich sind. Die gezeigten Messergebnisse wurden in ähnlicher Form bereits in [Thiele, Geise 2012] veröffentlicht.

6.1 Messaufbau der H-Feldmessungen

Der Messaufbau für die mit dem elektro-optischen Feldsensor durchgeführten H-Feldmessungen ähnelt dem in Abbildung 4.2 und Abbildung 5.4, je nach verwendeter Messumgebung. Hierzu wird der Sensorkopf in die jeweilige Messumgebung eingebracht. Ein Vektornetzwerkanalysator liefert die nötige Speiseleistung und zeichnet ebenfalls die vom Sensor zurück gelieferten Transferfunktionen S21 auf. Die Steuerung und Auswertung der Daten erfolgt mit einem Notebook.

Um mit Hilfe des elektro-optischen Feldsensors indirekt auch Magnetfelder messen zu können, muss der Sensorkopf leicht modifiziert werden. Unter Verwendung einer kleinen Kupferdraht-Schleife (im Folgenden auch Loop genannt) können die Magnetfelder indirekt über ihre Induktionswirkung gemessen werden. Diese Schleife wird an den Dipolen des Sensorkopfes angebracht. Die Abbildung 6.1 zeigt den Sensorkopf mit angebrachter kleiner Schleife aus Kupferdraht.



Abbildung 6.1 Sensorkopf mit angebrachter Kupferdraht-Schleife

Die magnetische Feldstärke kann aus den Messungen mit Hilfe des Induktionsgesetzes (vgl. Formel 3) berechnet werden. Bei der Berechnung wird außerdem ein konstantes H-Feld innerhalb der Schleife angenommen. Die Feldvektoren treffen senkrecht auf die vom Draht umspannte Fläche. Es gilt:

$$\oint \vec{E} d\vec{s} = \frac{d}{dt} \iint_{\text{Schleifenfläche}} \vec{B} \vec{n} da \,.$$
Formel 55

Mit

 $\oint \vec{E} d\vec{s} = E \cdot d_{Sensor}, \text{ da E auf der Schleife Null,}$

und

$$\frac{d}{dt} \iint_{\text{Schleifenfläche}} \vec{B}\vec{n}da = \mu \cdot H \cdot j\omega \cdot A_{\text{Loop}}$$

ergibt sich für die oben gezeigte Anordnung

$$\mu \cdot H \cdot j\omega \cdot A_{Loop} = E \cdot d_{Sensor}$$
 Formel 56

mit der Kreisfläche A_{Loop} . Die Größe d_{Sensor} ist zur Auswertung des Umlaufintegrals im Induktionsgesetz erforderlich und kennzeichnet die im Sensor relevante Schichtdicke, an der das elektrische Feld anliegt. Diese muss nicht zwangsläufig der geometrischen Breite des Sensors entsprechen, aber plausiblerweise auf jeden Fall kleiner sein. Die erforderliche Bestimmung im Rahmen einer Kalibrierung über den Feldwellenwiderstand wird in Abschnitt 3.4 gezeigt.

Die Messungen werden in unterschiedlichen Messungebungen mit drei verschiedenen Loop-Größen durchgeführt.

125



6.2 Messergebnisse der H-Feldmessungen

Die erste Messumgebung ist eine kleine µTEM-Zelle, welche in Kapitel 3.3 zur Kalibrierung des Sensors gezeigt wurde. Weitere Messungen finden in einer größeren TEM-Zelle und in einem Hohlleiter statt und werden in den folgenden Abschnitten dargestellt. Dabei wird wie bei den vorherigen E-Feldmessungen jeweils ein Vektor-Netzwerk-Analysator (VNA) zur Speisung und zum Aufzeichnen der Werte verwendet. Die Ausgangsleistung des VNA liegt dabei immer bei - 10 dBm und die IF-Filterbandbreite bei 100 Hz. Die entsprechenden weiteren Parameter werden in den nächsten Abschnitten beschrieben.

6.2.1 H-Feld-Messungen in einer µTEM-Zelle

Gemäß [Schrader et al. 1998] und Abschnitt 3.3 kann der elektrooptische Sensor für die E-Feldmessungen in einer kleinen μ TEM-Zelle kalibriert werden. Deshalb wird zunächst auch die Kalibrierung für die H-Feldmessungen in einer μ TEM-Zelle mit einer Septumhöhe von 35 mm angestrebt. Abbildung 6.2 zeigt den Sensor mit angebrachter Schleife im Inneren der μ TEM-Zelle und die Ausrichtung zum elektrischen und magnetischen Feld.



Abbildung 6.2: Sensor mit Loop in der µTEM-Zelle

Dabei wird über einen Frequenzbereich von 500 MHz – 1,5 GHz gemessen. Wie gut zu erkennen ist, nehmen Sensor und Loop einen großen Teil des Innenraums ein. Im folgenden Diagramm ist zu sehen, dass die für die Messung des E-Feldes zur Kalibrierung genutzte μ TEM-Zelle zur Kalibrierung der H-Feld-Messungen nicht geeignet ist. Die verwendete Schleife mit einem Durchmesser von 17 mm ist zu groß und beeinflusst die Feldverteilung, was im Diagramm durch eine scharfe Resonanz zu sehen ist.



Abbildung 6.3: Transferfunktionen in der µTEM-Zelle

Noch kleinere Schleifendurchmesser sind aufgrund der geometrischen Sensorabmessungen nicht umsetzbar. Deshalb wird im Folgenden in einer großen TEM-Zelle und einem Rechteckhohlleiter gemessen.

6.2.2 H-Feld-Messungen in einer TEM-Zelle

Als nächster Schritt werden Messungen in einer TEM-Zelle (vgl. Absatz 3.2.3) durchgeführt. Die verwendete Zelle hat die Abmessungen 160 cm x 80 cm x 100 cm und eine Septumhöhe von ungefähr 30 cm. Die erste Resonanzfrequenz liegt bei 175 MHz. Gemessen wird mit dem Sensor über einen Frequenzbereich von 10 kHz – 200 MHz.

Für die H-Feld-Messungen wird der elektro-optische Sensor über eine Durchführung in die TEM-Zelle eingebracht und unter dem Septum mittig positioniert. In Abbildung 6.4 sind die theoretischen Feldverteilungen für E- und H-Feld (vgl. auch Abbildung 3.7), sowie die ent-sprechenden Sensorausrichtungen in der TEM-Zelle dargestellt.



Abbildung 6.4 H-Feldverteilung in der TEM-Zelle mit Loop-Ausrichtung

In der folgenden Graphik sind die unterschiedlichen Sensor-Loop-Ausrichtungen gezeigt. Im ersten Fall ist das elektrische Feld senkrecht zum Sensordipol. Das magnetische Feld sollte möglichst senkrecht auf die von der Drahtschleife umspannte Fläche auftreffen. Im zweiten Fall ist der Dipol ebenfalls kreuzpolarisiert, die Fläche des Loops jedoch parallel zum Magnetfeld, so dass im Idealfall kein Feld detektiert wird. Als Vergleich wird eine dritte Messkonfiguration angewendet, bei der die Dipolstäbe kopolarisiert zum elektrischen Feld ausgerichtet sind, die Schleife jedoch wie im ersten Fall senkrecht zum H-Feld.



Abbildung 6.5 Loop-Positionen während der H-Feld-Messungen

Gemessen wird im Frequenzbereich von 10 kHz bis 200 MHz mit einer Filterbandbreite von 100 Hz und einer Ausgangsleitung von – 10 dBm. Aufgrund ausreichender Messdynamik kann auf einen Verstärker verzichtet werden.

Für die unterschiedlichen Szenarien und Loop-Größen ergaben sich dabei folgende S21-Parameter. Die Nomenklatur 1 - 3 steht dabei jeweils für die unterschiedlichen Messszenarien, die cm-Angaben beziehen sich auf den Durchmesser der Schleife.



Abbildung 6.6 Sensorausrichtung in TEM-Zelle Variante 1

Die Kurven für die magnetische Feldstärke steigen im Gegensatz zum konstanten elektrischen Feld über den Frequenzverlauf an. Mit größerem Schleifendurchmesser steigt auch das Übertragungsmaß. In der folgenden Abbildung ist die zweite Sensorausrichtung dargestellt.



Abbildung 6.7 Sensorausrichtung in TEM-Zelle Variante 2



Für diese Anordnung wird kein magnetisches Feld detektiert. Lediglich für die größte Schleifengröße kann ein leichter Anstieg der Kurve beobachtet werden. Wahrscheinlich entsteht dieser Effekt dadurch, dass es problematisch ist, die große Schleife exakt auszurichten. Teilweise können so magnetische Feldlinien senkrecht auf die Fläche auftreffen.



Abbildung 6.8 Sensorausrichtung in TEM-Zelle Variante 3

Die Kurvenverläufe für die dritte Möglichkeit der Ausrichtung entsprechen fast genau denen aus der ersten Variante. Lediglich leichte Resonanzerscheinungen der TEM-Zelle bei 175 MHz sind zu erkennen.

Insgesamt steigen die detektierten Werte über den Frequenzverlauf linear an, wie zu erwarten war. Damit ist der prinzipielle Nachweis geführt, dass die E-Feld-Störbeeinflussung auf die H-Feld Messkonfiguration sehr klein bleibt (< 20 dB).

Außerdem werden mit größeren Schleifendurchmessern auch höhere Werte für die S21-Parameter detektiert. Mit größerem Schleifenradius liegen auch die gemessenen Kurve höher (jeweils um ca. 5 dB), was auch in etwa dem Flächenverhältnis der unterschiedlichen Schleifen entspricht.

Für die folgenden H-Feldmessung wird der Sensordipol jeweils kreuzpolar zu der sich ausbreitenden Welle ausgerichtet, um möglichst wenig Beeinflussung durch das E-Feld zu erhal-

130



ten, auch wenn der Effekt der unterschiedlichen Ausrichtung wie durch die obigen Messungen gezeigt wurde, sehr gering ist.

6.2.3 H-Feld-Messungen in einem Hohlleiter

Ergänzend zu den Messungen in der TEM-Zelle werden weitere Messungen in einem Rechteck-Hohlleiter (vgl. Abschnitt 3.2.1) durchgeführt. Der verwendete Hohlleiter hat die Querschnittsabmessungen a = 258,5 mm und b = 129,5 mm. Es wird über einen Frequenzbereich von 500 MHz – 1,5 GHz gemessen. Die grauen Kurven zeigen die Hx-Komponenten für unterschiedliche Schleifenradien, die schwarze Kurve die kopolare E-Feldkomponente. In diesem Fall kommen nur zwei unterschiedliche Schleifendurchmesser zum Einsatz.



Abbildung 6.9: Transferfunktionen im Hohlleiter

Zur Verifizierung zeigt Diagramm 7.9 die Transferfunktionen für unterschiedliche Ausrichtungen der Schleife und des Sensors.



Abbildung 6.10 Transferfunktionen im Hohlleiter (unterschiedliche Sensorausrichtung)

Die Kurven verlaufen nur über den Frequenzbereich der Grundmode von 700 MHz – 1,1 GHz im Wesentlichen konstant, wobei die Werte für die größere Schleife wieder um einige dB höher ausfallen. Unter- und oberhalb, also in der Nähe der cut-off-Frequenz und bei Annäherung an eine höhere Modenausbreitung, kommt es natürlicherweise zu stärkeren parasitären Effekten und starker Frequenzabhängigkeit. Wie zu erwarten wird bei der Hy-Ausrichtung nur noch das elektrische Feld detektiert, da hier das magnetische Feld parallel zur Schleife verläuft.

Die gemessenen Werte sollen im Folgenden über die Betrachtung des Feldwellenwiderstands verifiziert werden.

6.3 Kalibrierung über den Feldwellenwiderstand

Zur Verifikation der Daten wird aus den gemessenen Parametern mit und ohne Loop-Antenne die Impedanz der TEM-Zelle mit der folgenden Formel aus dem bereits in Abschnitt 6.1 genannten Zusammenhang als Quotient aus Ey und Hx (vgl. Formeln 54 und 55) berechnet:

$$\frac{S_{21,ohneLoop} \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot A_{Loop}}{S_{21,mitLoop} \cdot d_{Sensor}} = Z$$
Formel 57

 $S_{21,ohneLoop}$ steht für das Übertragungsmaß der kopolaren E-Feldkomponenten, $S_{21,mitLoop}$ für das der Hx-Komponenten. A_{Loop} ist die jeweilige, von der Drahtschleife umschlossene Fläche, μ_0 die magnetische Feldkonstante und ω die Kreisfrequenz. Setzt man für d_{Sensor} = 0,5 mm ein, erhält man mit der obigen Formel folgende Kurven für die Impedanz der TEM-Zelle.



Abbildung 6.11 Feldwellenwiderstand für kalibrierten Wert von d in der TEM-Zelle

Die Kurven für die bestimmte Feldwellenimpedanz für die unterschiedlichen Schleifendurchmesser liegen im Durchschnitt bei 350 Ω , was in relativ guter Näherung zur theoretischen Feldimpedanz der TEM-Zelle von 377 Ω (Freiraumwellenwiderstand, vgl. Kapitel 2.1.3) liegt.







Abbildung 6.12 Feldwellenwiderstand für kalibrierten Wert von d im Hohlleiter

Die Impedanz für einen Schleifendurchmesser von 5 cm liegt im linearen Bereich bei ungefähr 3300 Ω , für den größeren Schleifendurchmesser von ca. 4000 Ω . Die theoretische Feldwellenimpedanz des Hohlleiters liegt bei ungefähr 460 Ω . Simulationen mit CST MICRO-WAVE STUDIO® [CST MICROWAVE STUDIO] zeigen ebenfalls höhere Werte für die berechnete Impedanz als Quotient aus Hx und Ey innerhalb der Schleife um etwa 1600 Ω . Durch den Versatz zwischen den beiden Kurven ist jedoch zu erkennen, dass der eingebrachte Sensor mit Schleife die Feldverhältnisse zu beeinflussen scheint. Außerdem erfolgt die Schleifenmittelung über das E- und H-Feld unterschiedlich. Immerhin wird die erhöhte Feldimpedanz im Hohlleiter qualitativ aber richtig erfasst. In diesem Fall scheint die Kalibrierung über den Feldwellenwiderstand nicht oder nur bedingt geeignet zu sein. Ferner könnte auch der Korrekturfaktor d_{Sensor} eine Frequenzabhängigkeit aufweisen. Dieser Effekt scheint für höhere Frequenzen eine größere Rolle zu spielen.



6.4 Magnetfeldmessungen in einer Antennen-Apertur

Nachdem über die definierten Messumgebungen TEM-Zelle und Hohlleiter bereits erste Erfahrungen mit der Messung der magnetischen Feldstärke mit Hilfe des elektro-optischen Sensors gewonnen wurden, soll nun analog zu den Nahfeldmessungen in Kapitel 4 auch die magnetische Feldstärke in der Apertur der Hornantenne gemessen werden. Der Messaufbau entspricht dabei dem in Abbildung 4.2 gezeigten. Gemessen wird wieder mit dem VNA mit einer Leistung von -10 dBm und über einen Frequenzbereich von 200 MHz bis 3,5 GHz.

Der Sensorkopf wird wieder auf einer ROHACELL®-Platte in der Apertur platziert. Die verwendete Halterung sieht nun etwas anders aus als in Kapitel 4 beschrieben, da nun die Kupferdrahtschleife ebenfalls angebracht werden muss.

In der folgenden Abbildung ist die Ausrichtung von Sensor und Kupferdrahtschleife in der Antennen-Apertur gezeigt. In rot ist die Orientierung des elektrischen Feldes dargestellt, in blau die Orientierung des magnetischen Feldes. Der Dipol ist dabei senkrecht zum elektrischen Feld, also kreuzpolarisiert, ausgerichtet. Das magnetische Feld soll möglichst senkrecht auf die von der Schleife aufgespannte Fläche auftreffen. Zur besseren Orientierung ist das Koordinatensystem eingezeichnet. Der Dipol zeigt somit in z-Richtung, die Schleife ist in der x-z-Ebene aufgespannt. Das magnetische Feld zeigt in y-Richtung und trifft senkrecht auf die Schleifenfläche.





Abbildung 6.13 Ausrichtung des Sensors und der Schleife vor der Apertur der Antenne

Analog zu Formel 15 kann das Magnetfeld in der Apertur der Hornantenne berechnet werden

$$H_{x}'(x', y') = -\frac{E_{0}}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{-j[k(x'^{2}/\rho_{2}+y'^{2}/\rho_{1})/2]}$$
 Formel 58

In dieser Formel sind ρ 1 und ρ 2 die entsprechenden Krümmungsradien in x- und y-Richtung (gemäß Abbildung 4.5 und Abbildung 4.6) und η ist die intrinsische Impedanz des Mediums. [Balanis 1982, S. 682 ff.].

Der Sensor mit angebrachter Drahtschleife wird manuell entlang der 425 Positionen auf der Antennen-Apertur weitergesetzt. Gemessen werden an allen Positionen nun die Übertragungsfunktionen S21 über den gesamten Frequenzbereich. In der folgenden Graphik sind die gemessenen Daten für eine Frequenz von 990 MHz als Betrag der magnetischen Feldstärke dargestellt.



X-Achse

Abbildung 6.14 H-Feld Betrag 990 MHz

Der Feldstärkeverlauf ähnelt dem des elektrischen Feldes wie in Kapitel 4 gezeigt. Auch die radiale Abhängigkeit der Phase ist wieder gegeben, wie in der folgenden Abbildung zu erkennen ist.



Abbildung 6.15 H-Feld Phase 990MHz



Als direkter Vergleich dazu wurde die kreuzpolare E-Feldkomponente in Z-Richtung ebenfalls gemessen. An diesen Messungen ließ sich deutlich erkennen, dass durch die gute Unterdrückung der kreuzpolaren Komponente keine nennenswerten Feldkomponenten gemessen werden können. Also werden die gemessenen H-Feldwerte nur unwesentlich vom elektrischen Feld beeinflusst.

Um diese Aussage zu verifizieren, sind die gemessenen Übertragungsmaße in der Mitte der Apertur für elektrische und magnetische Feldstärke, sowie die jeweiligen kopolaren Komponenten in der folgenden Graphik über den Frequenzbereich aufgetragen.



Abbildung 6.16 Elektrisches und Magnetisches Feld in der Mitte der Apertur

Beide Kurvenverläufe sind über den gesamten Frequenzbereich relativ konstant. Ebenfalls ist deutlich die gute Unterdrückung der kreuzpolaren Komponente (jeweils gemessen in Y- und in Z-Richtung) zu erkennen.

Die Resonanz im unteren Frequenzbereich bei den H-Feldmessungen entspricht ungefähr den Abmessungen der Drahtschleife als $\lambda/2$ -Resonanz [vgl. Abschnitt 2.1.5] und könnte daherrühren.



6.5 Zusammenfassung der Magnetfeldmessungen

Anhand von Magnetfeldmessungen in einem Hohlleiter und einer TEM-Zelle konnten bereits sehr gute Ergebnisse generiert und auch verifiziert werden. Vor allem im Frequenzbereich von 10 kHz – 200 MHz bei den Messungen in der TEM-Zelle decken sich die Ergebnisse weitgehend mit der Theorie und können somit als zuverlässig angesehen werden. Die Kalibrierung über den Feldwellenwiderstand liefert im Rahmen der TEM-Zellen-Messungen gute Resultate und die Messdaten können somit als verifiziert angesehen werden.

Für die Messungen im Rechteckhohlleiter ist die Impedanzbetrachtung nicht ganz so aussagekräftig, liefert aber ebenfalls Werte in der entsprechenden Größenordnung. Da in dieser Messumgebung die Mittelung der Werte für H- und E-Feld aber unterschiedlich erfolgt, ist hier mit Abweichungen zu rechnen gewesen. Somit ist die Erhöhung der Feldimpedanz in der entsprechenden Größenordnung zumindest qualitativ richtig dargestellt worden, was auch hier für gute Messergebnisse spricht.

Auch weitere Messungen in der Apertur einer großen Hornantenne zeigen gute Übereinstimmung mit den erwarteten theoretischen Ergebnissen aus der Literatur. Jedoch muss die oben genannte Methode zur Kalibrierung mit Hilfe des Feldwellenwiderstands für unterschiedliche Messumgebungen verifiziert, oder eine besser geeignete, möglichst frequenzunabhängige Methode gefunden werden.



7 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden ein elektro-optisches Sensorsystem und die Möglichkeiten seiner Anwendung für Nahfeld- und Schirmdämpfungsmessungen dargestellt. Das von der Firma Montena EMC gefertigte und in Grundzügen bereits in [Gassmann 1995] präsentierte System eignet sich nicht nur für elektrische, sondern prinzipiell auch für magnetische Feldmessungen. Dabei ist es möglich, Messungen in Betrag und Phase zu verwirklichen, sowie durch eine einfache Kalibrierungstechnik auch absolute Feldstärkewerte zu bestimmen.

Als erste Anwendungsmöglichkeit des elektro-optischen Sensorsystems wurden Nahfeldmessungen an einer Doppelsteghornantenne durchgeführt. Dabei konnte gezeigt werden, dass sich die gewonnen Daten sehr gut mit den Werten aus der Literatur decken. Sowohl die qualitative Feldverteilung als auch die absoluten Werte lagen in sehr guter Übereinstimmung zu der theoretischen Beschreibung von Betrag und Phase. In einem zweiten Schritt wurden die gemessenen Nahfelddaten mittels einer Nahfeld-Fernfeld-Transformation in Fernfelddaten überführt. Diese Daten wurden anschließend mit auf einem Freifeld gemessenen Fernfeldcharakteristiken verglichen. Über den gesamten Frequenzbereich wurde dabei eine sehr gute Deckung der Daten festgestellt. Die transformierten Ergebnisse sind im Falle dieses Messaufbaus sogar genauer als die der Freifeldmessungen, da bei den Nahfeldmessungen eine feinere Winkelauflösung erreicht werden kann, als bei den Fernfeldmessungen verwendet wurde.

Aus diesen Ergebnissen wird gefolgert, dass die Feldbeeinflussung durch den eingebrachten Sensorkopf nur sehr gering und somit vernachlässigbar ist.

Basierend auf den Resultaten der Nahfeldmessungen wurden Schirmdämpfungsmessungen an einem einfachen metallischen Testgehäuse mit unterschiedlichen Schlitzen durchgeführt. Dabei wurden zwei grundlegende Kopplungsmechanismen beobachtet. Auf der einen Seite findet Einkopplung durch Öffnungen im Gehäuse statt. Diese Kopplungsart hängt nur von den Dimensionen der Öffnungen und deren relativer Position auf dem Gehäuse ab. Auf der anderen Seite spielen die Gehäuseabmessungen und somit die spezifische Resonanzfrequenz des Schirmgehäuses eine große Rolle, das heißt die Reaktion des Gehäuses auf die gegebene Anregungsform. Dabei wurde herausgearbeitet, dass vor allem die symmetrische Einkopplung aufgrund der auftretenden Gehäuseresonanzen besonders ungünstig ist und im Inneren des Gehäuses Feldstärkeüberhöhungen verursacht.

Durch Einbringen zusätzlicher Öffnungen im Gehäuse konnten Oberflächenströme unterdrückt und Resonanzen abgeschwächt werden. Diese Ergebnisse wurden durch Simulationen



bestätigt. Da scharfe Resonanzen im Inneren des Testgehäuses detektierbar bleiben, verifizieren diese Messungen ebenfalls die bereits im Rahmen der Nahfeldmessungen gewonnene Erkenntnis der geringen Bedämpfung des elektromagnetischen Feldes durch den eingebrachten Sensor.

Mit den Ergebnissen aus diesen Messungen wurde anschließend ein reelles Schirmgehäuse für Motorsteuergeräte vermessen. Anhand der Messergebnisse wurde zunächst gezeigt, dass die Messdynamik durch kleine Sensormodifikationen um bis zu 25 dB erhöht werden kann. Im unteren, für Kraftfahrzeuge besonders relevanten Frequenzbereich bis 200 MHz, können diese Modifikationen problemlos durchgeführt werden. Im höheren Frequenzbereich können Resonanzen und Feldverfälschungen auftreten, weshalb immer ein Kompromiss zwischen Genauigkeit, möglicher Feldbeeinflussung und der Messdynamik gefunden werden muss.

Anschließend fanden Untersuchungen dazu statt, wie sich die Schirmdämpfung der Gehäuse durch unterschiedliche Beladung ändert. Dabei wurde beobachtet, dass die Transferdämpfung des leeren Gehäuses durch Einbringen der Leiterplatte um 10 – 20 dB erhöht werden kann. Dies entspricht den Erfahrungen, die bereits mit anderen metallischen Strukturen (wie zum Beispiel Flugzeugrümpfen) gemacht wurden. Abschließend kamen unterschiedliche Dummy-Leiterplatten zum Einsatz, die trotz ihrer einfachen Struktur teilweise eine sehr gute Näherung zur Beladung durch die eigentliche Leiterplatte darstellen und in Simulationen leichter nachgebildet werden können.

Zusammenfassend lässt sich aus den Schirmdämpfungsmessungen folgern, dass das verwendete Sensorsystem sehr gut zur Bestimmung der Schirmdämpfung in kleinen Gehäusen geeignet ist. Gerade für besonders kleine, mit Leiterplatten bestückte Gehäuse mit wenig Platz im Inneren stellt der elektro-optische Sensor durch seine geringe Größe und seine hohe Empfindlichkeit ein adäquates Messsystem dar.

Ein letztes Anwendungsgebiet des elektro-optischen Sensors, auf das in dieser Arbeit eingegangen wurde, sind Magnetfeldmessungen in unterschiedlichen Messumgebungen. Unter Verwendung einer Kupferdraht-Schleife können indirekt über ihre Induktionswirkung auch Magnetfelder detektiert und berechnet werden. Einige der in einer TEM-Zelle und einem Rechteckhohlleiter durchgeführten Messungen lieferten bereits überzeugende Ergebnisse und wurden über eine Impedanzbetrachtung verifiziert. Prinzipiell konnte dabei auch nachgewiesen werden, dass die E-Feld-Störbeeinflussung sehr klein bleibt und durch die Magnetfeldmessungen in einem einfachen Aufbau aussagekräftige Ergebnisse generiert werden.


Literatur

Anmerkungen zu den Referenzen:

Steht die Referenz innerhalb eines Satzes oder vor dem Punkt, so bezieht sie sich nur auf den vorhergehenden Satz. Steht die Referenz nach einem Absatz hinter dem letzten Satzzeichen, so bezieht sie sich jeweils auf den gesamten letzten Abschnitt. Ausführungen in Anführungszeichen (", …") geben wörtliche Zitate wieder.

- [ASTM D 4935] ASTM D 4935 99: Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials.
- [ASTM ES783] ASTM ES783: Standard Test Method for Field Measurement of Air Leakage Through Installed Exterior Windows and Doors.
- [Balanis 1982] Balanis, C.A.: Antenna Theory Analysis and Design, 2nd ed., USA: John Wiley & Sons, Inc., 1982.
- [Burns und Rodrigue 1973] Burns, C.; Rodrigue, G.: A study of the accuracy of far field patterns based on near field measurements, 1973 Antennas and Propagation Society International Symposium, 1973.
- [Cecelja, Balachandran 1999] Cecelja, F.; Balachandran, W.: Electrooptic Sensor for Near-Field Measurement, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 48, No. 2, April 1999.
- [CST MICROWAVE STUDIO] CST MICROWAVE STUDIO®, User Manual Version 2006, Sep. 2005, CST GmbH, Darmstadt, Germany, www.cst.com.
- [DIN EN 61000-5-7] 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.
- [DIN EN 6100-4-20] DIN EN 6100-4-20 (VDE 0847-4-20) Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-20: Prüf- und Messverfahren – Messung der Störaussendung und Störfestigkeit in transversal-elektromagnetischen (TEM-)Wellenleitern (IEC 61000-4-20:2010) Deutsche Fassung EN 61000-4-20:2010.
- [DIN EN 61587-3] DIN EN 61587-3: Teil 3: Schirmdämpfungsprüfungen für Schränke, Gestelle und Baugruppenträger.



- [Enders 2012] Enders, A.: Basistext elektromagnetische Felder, Skript zur Vorlesung Elektromagnetische Felder I und II, Braunschweig 2012.
- [EMVG2011] Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln.
- [Fischer et al. 1992] Fischer, P.; Balzer, G.; Lutz, M.:EMV-Störfestigkeitsprüfungen, Francis-Verlag GmbH Co. KG, München, 1992.
- [Freeman 2004] Freeman, L.: Measurement and characterization of shielding effectiveness between cavities in a multicavity printed circuit board (PCB) shielded enclosure, International Symposium on Electromagnetic Compatibility 2004 (EMC 2004), 2004.
- [Frenzel 2011] Frenzel, T.: Schirmdämpfung kritischer Infrastrukturen; Dissertationsschrift, Sierke Verlag, Göttingen, 2011.
- [Frühauf 2005] Frühauf, J.: Werkstoffe der Mikrotechnik, Lehrbuch für Ingenieure; Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, Leipzig, 2005.
- [Gassmann et al.1995] Gassmann, F.; Skriverik, A. K.; Hall, D. D.; Photonic Field Sensor for Simultaneous and Fully Passive Isotropic Elekctric and Magnetic Field Measurements upt to 1 GHz, EMC Zurich, Zürich, 1995.
- [Gassmann, Furrer 1993] Gassmann, F.; Furrer, J.: An Isotropic Electric and Magnetic Field Sensor, International EMC Symposium, Dallas; Aug. 1993.
- [Gassmann, Mailand 1996] Gassmann, F.; Mailand, M.: Ein neuer elektrooptischer Feldsensor, EMC BADEN, Baden-Dettwil, Schweiz, 1996.
- [Gassmann, Mailand 1997] Gassmann, F.; Mailand, M.: A 9 Channel Photonic Isotropic Electric and Magnetic Field Sensor with Subnanosecond Rise Time, EMC Zurich 1997.
- [Hering, Schönfelder 2012] Hering, E.; Schönfelder, G.: Sensoren in Wissenschaft und Technik – Funktionsweise und Einsatzgebiete, Vieweg+Teubner Verlag | Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, Wiesbaden, 2012.
- [Holloway et al. 2007] Holloway, C.L.; Ladbury, J.; Coder, J., Koepke, G.; Hill, D.A: Measuring the Shielding Effectiveness of Small Enclosures/Cavities with a Reverberation Chamber, IEEE International Symposium on EMC, 2007.
- [IEEE Std. 299 2007] IEEE Std. 299: IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures, 2007.



- [Imo et al. 1993] Imo, F.; Fuchs, C.; Schwab, A.J.: Erweitertes Impedanzkonzept zur Berechnung von geschlossenen Schirmen, Karlsruhe, 1993.
- [Jin et al. 2008] Jin, K. W.; Roland, T. Y. K.; Seng, N. Y.: Shielding effectiveness measurement conducted in a Reverberation chamber and in a GTEM cell, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapur, 2008.
- [Johnson et al. 1973] Johnson, R.; Ecrer, A.; Hollis, J.: Determination OF Far-Field Antenna Patterns From Near-Field Measurements, PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 61, NO. 12, DECEMBER 1973.
- [Joy et al. 1973] Joy, E.; Burns, C.; Rodrigue, G.: A study of the accuracy of far field patterns based on near field measurements, 1973 Antennas and Propagation Society International Symposium, 1973.
- [Kark 2011] Kark, K.W.: Antennen und Strahlungsfelder Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung; Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden GmbH 2011.
- [Kanda 1984] Kanda, M.: An Electromagnetic Near-Field Sensor for Simultaneous Electric and Magnetic Field Measurements, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-26, No. 3, August 1984.
- [King 1969] King, R. W. P.: Antennas and Waves, M.I.T. Press 1969.
- [Küchler 2009] Küchler, A.: Hochspannungstechnik, Prüfen, Messen, Diagnose, Seiten 339-476, VDI-Buch, 2009.
- [Kraus 1988] Kraus, J. D.: Antennas, McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, 1988.
- [Krauthäuser 2007] Krauthäuser, H. G.: Grundlagen und Anwendungen von Modenverwirbelungskammern, Habilitationsschrift, Magdeburg, Otto-von-Guericke-Universität, 2007.
- [Kwon et al. 2008] Kwon, J. H.; Choi, H.-D.; Park, H. H.; Yook, J. G.: Numerical Modeling and Measurements on the Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapur, 2008.
- [Mailand 2012] Informationen aus Schriftverkehr mit dem Entwickler Marco Mailand, Ehemals Montena EMC, April 2012.



- [Münter et al. 1997] Münter, K.; Pape, R.; Glimm, J.: Portable E-Field Strength Meter and its Traceable Calibration Up to 1 GHz Using a TEM- Cell, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 2, April 1997.
- [Paul et al. 2011] Paul, J.; Smartt, C.; Christopoulos, C.: Measurements and Equivalent Models for Obtaining the Shielding Effectiveness of an Equipment Enclosure Loaded with Printed Circuit Boards, Proceedings of the 10th Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2011), York, UK, 2011.
- [Primiani 2005] Primiani, V.: On the Robustness of Cable Shielding Effectiveness Measurements in Reverberation Chamber, IMTC 2005 – Instrumentation and Measurement Technology Conference, Ottawa, Canada, 2005.
- [Reider 2005] Reider, G. A.: Photonik eine Einführung in die Grundlagen, Springer Verlag, Wien, 2005.
- [ROHACELL 2009] ROHACELL (2009), Gaugler & Lutz oHG Homepage, data specification, [Online]. Available: http://www.core-and-more.de/uploads/media/ROHACELL_IG _ Datenblatt_2009.pdf.
- [Rohde & Schwarz 2012] www.rohde-schwarz.de/de/Produkte/ abgerufen 12.06.2012.
- [Schrader et al. 1998] Schrader, Th.; Elsner, R.; Münter, K.; Spitzer, M.; Glimm, J.: Numerische Berechnung der Feldstruktur in einer µTEM-Zelle bei eingebrachtem Sensor als Teil der Rückführung auf nationale Normale, Elektromagnetische Verträglichkeit – EMV 98, 6. interne Fachmesse, VDE Verlag GmbH Berlin und Offenbach, Berlin, 1998.
- [Schüür et al. 2012] Schüür, J.; Kuhlmann, C.; Enders, A.: Calibration and Using an electrooptical E-field sensor to study tuner panel and raised floor effects in a reverberation chamber, EMC Europe 2012, 17.-21. September 2012, Rom, Italien.
- [Schüür, Geise 2010] Bewertung von Resonanzüberhöhungen durch Endgeräte mittels Übertragungsmessungen in einem skalierten Flugzeugrumpf und einer realen Flugzeugkabine, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, 09. - 11. März 2010, Düsseldorf, 2010.
- [Schwab 1996] Schwab, A. J.: Elektromagnetische Verträglichkeit, Vierte Auflage, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 1996.



- [Schwab 2002] Schwab, A. J.: Begriffswelt der Feldtheorie, sechste Auflage, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 2002.
- [Schwab, Kürner 2007] Schwab,romagnetische Verträglichkeit, 5. Auflage, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 2007.
- [Thiele et al. 2010] Thiele, L., Geise, R., Spieker, H., Schüür, J., Enders, A.: Electro-Optical-Sensor for Near-Field Measurements of Large Antennas, Antennas and Propagation (EuCAP), Proceedings of the Fourth European Conference on, 2010.
- [Thiele, Geise 2011-1] Thiele, L.; Geise, R.: Absolute field-strength measurements of slotted enclosures using an electro-optical field-sensor, Antennas and Propagation (EuCAP), 2011 Proceedings of the Fifth European Conference on.
- [Thiele, Geise 2011-2] Thiele, L.; Geise, R.: Electro-Optical Sensor for Shielding-Effectiveness Measurements of Motor-Control-Unit Enclosures, EMC California 2011.
- [Thiele, Geise 2012] Thiele, L.; Geise, R.: H-Feld-Messungen mit einem Elektro-Optischen Sensor, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, 07. - 09. Februar 2012, Düsseldorf, 2012.
- [Unger 1988] Unger, H. G.: Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik, zweite Auflage, Hüthig Verlag, Heidelberg, 1988.
- [VDE0870] Teil 1 1984-07 DIN VDE 0870-1; DIN 57870-1; Elektromagnetische Beeinflussung (EMB) – Begriffe.
- [VG 95373-15] VG 95373-15: Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten Teil 15: Messverfahren für Kopplungen und Schirmungen
- [Wallentowitz, Reif 2006] Wallentowitz, Henning; Reif, Konrad: Handbuch Kraftfahrzeugelektronik – Grundlagen, Systeme, Komponenten, Anwendungen: ATZ/MTZ-Fachbuch, Wiesbaden, Germany, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2006.
- [Weis, Gaylord 1985] Weis, R. S.; Gaylord, T. K: Lithium Niobate: Summary of Physical-Properties and Crystal Structure, School of Electrical Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332, USA Received 25 February 1985/Accepted 24 March 1985.
- [Werner 2002] J. Werner: Ein Fundamentalverfahren zur Darstellung der hochfrequenten elektrischen Feldstärke, Aachen, Germany: Shaker Verlag, 2002.



- [Werner, Enders 1999] J. Werner, A. Enders, Representation of Absolute Electric Fieldstrength by Superposition of Radiated and Guided Waves, ITEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999.
- [Wolfsperger 2008] Wolfsperger, Hans A.: Elektromagnetische Schirmung: Theorie und Praxisbeispiele, Berlin, Heidelberg, Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [Wu 1962] T. T. Wu.: Theory of the Thin Circular Loop Antenna, Gordon McKay Laboratory, Harvard University, Cambridge, Massachusetts, 1962.

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch. 2

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch. 2

Dieses Werk ist copyrightgeschützt und darf in keiner Form vervielfältigt werden noch an Dritte weitergegeben werden. Es gilt nur für den persönlichen Gebrauch. 2