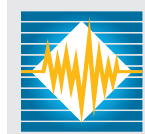


*Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe
Leibniz Universität Hannover*

VDE

VERLAG

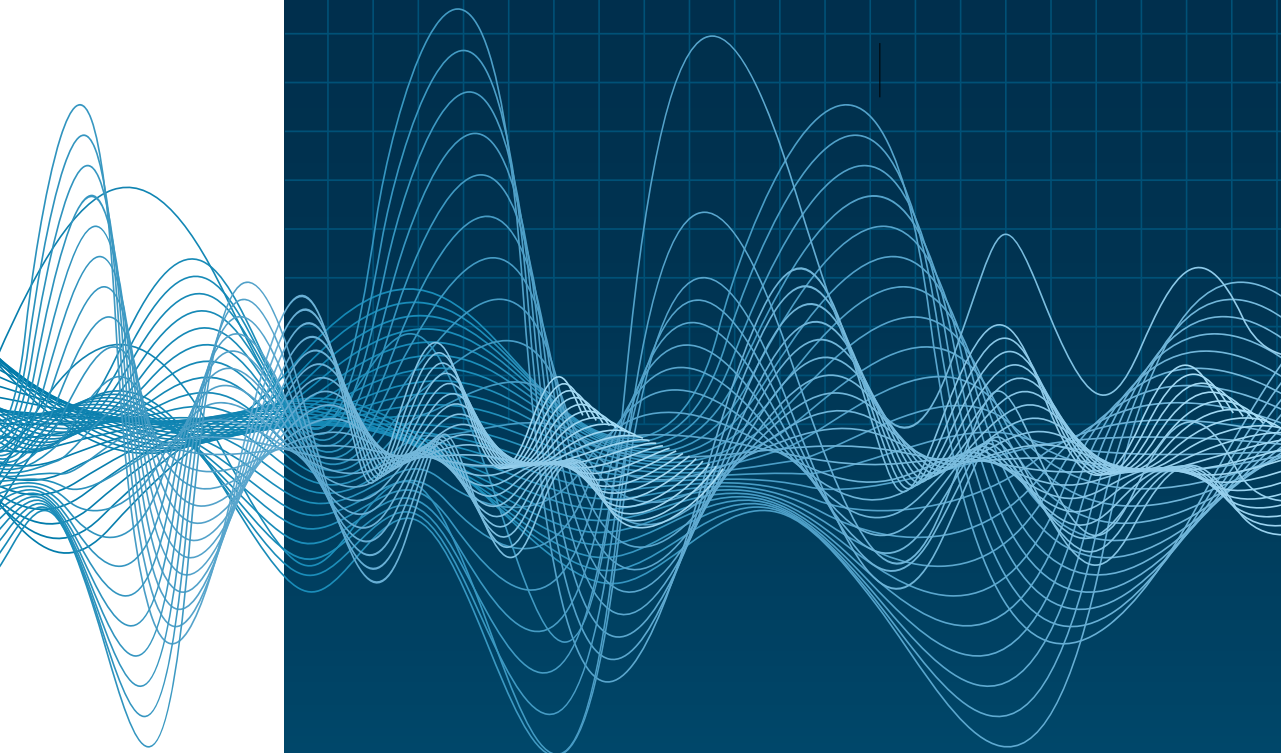
emv



Internationale Fachmesse und Kongress
für Elektromagnetische Verträglichkeit

Düsseldorf, 11.–13.03.2014

Europas Branchentreffpunkt für EMV
e-emv.com



mesago
Messe Frankfurt Group

Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe
Leibniz Universität Hannover

emv



Internationale Fachmesse und Kongress
für Elektromagnetische Verträglichkeit

Düsseldorf, 11. – 13.03.2014

Veranstalter:
Mesago Messe Frankfurt GmbH, Stuttgart

mit CD-ROM

VDE VERLAG GMBH

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

ISBN 978-3-8007-3577-8

© 2014 VDE VERLAG GMBH, Berlin und Offenbach, Bismarckstraße 33, 10625 Berlin
www.vde-verlag.de

Alle Rechte vorbehalten – All rights reserved

Das Werk ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung außerhalb der engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes ist ohne Zustimmung des Verlags unzulässig und strafbar. Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbeschreibungen etc. berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und von jedermann benutzt werden dürfen. Aus der Veröffentlichung kann nicht geschlossen werden, dass die beschriebenen Lösungen frei von gewerblichen Schutzrechten (z. B. Patente, Gebrauchsmuster) sind. Eine Haftung des Verlags für die Richtigkeit und Brauchbarkeit der veröffentlichten Programme, Schaltungen und sonstigen Anordnungen oder Anleitungen sowie für die Richtigkeit des technischen Inhalts des Werks ist ausgeschlossen. Die gesetzlichen und behördlichen Vorschriften sowie die technischen Regeln (z. B. das VDE-Vorschriftenwerk) in ihren jeweils geltenden Fassungen sind unbedingt zu beachten.

Druck: DDZ Digital-Druck-Zentrum GmbH, Berlin
CD-ROM-Produktion: DMS – Disk Media Service GmbH, Berlin
Printed in Germany

Herzlich Willkommen zur EMV 2014 in Düsseldorf!

Im zweijährigen Rhythmus treffen sich in Düsseldorf traditionell die Anwender, um sich über die neuesten Entwicklungen, Messmethoden und Produkte auf dem weiten Gebiet der Elektromagnetischen Verträglichkeit zu informieren. Bekanntermaßen beleuchtet die EMV unerwünschte Wechselwirkungen zwischen unterschiedlichen Systemen. Für jeden guten EMV-Akteur ergibt sich somit die Pflicht, die Konsequenzen der Entwicklungen für den eigenen Bereich zu identifizieren und auch über den Gartenzaun des eigenen Spezialgebietes hinaus zu schauen.

Denken Sie nur einmal an die entstehenden Herausforderungen, wenn Netzumrichter, eigentlich für den Betrieb in Industriegebieten vorgesehen, vermehrt in Wohngebieten installiert werden oder wenn Hochspannungsleitungen im Kraftfahrzeug in unmittelbarer Nähe von Datenleitungen verlegt werden müssen.

Elektrische und elektronische Systeme sind mittlerweile omnipräsent in unserem täglichen Leben. Konsequenterweise nimmt damit die Gefahr von möglichen unerwünschten Wechselwirkungen zu.

In diesen Tagen erfahren Sie alles zu den hochaktuellen Trends. Treten Sie in Kontakt zu Experten, die sich mit ähnlichen oder sogar genau Ihren Problemen beschäftigen. Teilen Sie Ihre Lösungsideen mit Ihren Kollegen! Lernen Sie neue Produkte und Methoden kennen, mit denen Sie die Elektromagnetische Verträglichkeit gewährleisten können. Nutzen Sie das breite Spektrum an Networkingmöglichkeiten und holen Sie sich Ideen und Anregungen von Anwendern und Experten auf dem EMV Kongress 2014 in Düsseldorf.

Das Programmkomitee hat wieder interessante und vielfältige Vorträge zusammengestellt. Workshops und Tutorials bieten auch für Neueinsteiger eine gute Gelegenheit, Basiswissen zu erwerben oder aufzufrischen. Die Messe zeigt Ihnen Werkzeuge, mit denen Sie Ihre Herausforderungen in den Griff kriegen können.

Ich freue mich, Sie in Düsseldorf begrüßen zu können!



Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe
Leibniz Universität Hannover
Vorsitzender des Programmkomitees EMV 2014

EMV Kongresskomitee 2014

Komiteevorsitz:

Prof. Dr. Heyno Garbe

Leibniz Universität Hannover

Komiteemitglieder:

Dr. Holger Altmaier

PHOENIX TESTLAB GmbH, Blomberg

Dr. Heinz-Dietrich Brüns

Technische Universität Hamburg-Harburg

Prof. Dr. Stefan Dickmann

Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg

Prof. Dr. Achim Enders

Technische Universität Braunschweig

Uwe Flor

EM Test GmbH, München

Prof. Dr. Stephan Frei

Technische Universität Dortmund

Frank Golisch

Volkswagen AG, Wolfsburg

Andreas Grielhuesl

IABG mbH, Ottobrunn

Prof. Dr. Holger Hirsch

Universität Duisburg-Essen

Detlef Hoffmann

SGS Germany GmbH, München

Dr. Bernd Jäkel

Siemens AG, Erlangen

Werner John

System Integration Laboratory R+D Consulting, Paderborn

Anton Kohling

ANKO-EMC-Consulting GmbH, Adelsdorf

Prof. Dr. Hans-Georg Krauthäuser

Technische Universität Dresden

Prof. Dr. Marco Leone

Otto-von-Guericke Universität, Magdeburg

Christian Paulwitz

EPCOS AG, Regensburg

Dr. Wolfgang Pfaff

Robert Bosch GmbH, Schwieberdingen

Prof. Dr. Matthias Richter

Westsächsische Hochschule Zwickau

Dr. Frank Sabath

Wehrwissenschaftl. Inst. f. Schutztechnolog.-WIS-ABC Schutz, Munster

Dr. Martin Sack

Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

Harald Specker

Teseq GmbH, Berlin

Prof. Dr. Stefan Tenbohlen

Universität Stuttgart

Prof. Dr. Jan Luiken ter Haseborg

Technische Universität Hamburg-Harburg

Prof. Dr. Ralf Vick

Otto-von-Guericke Universität, Magdeburg

Dr. Markus Wehr

ARGE Rundfunk-Betriebstechnik, Nürnberg

Inhaltsverzeichnis

EMV 2014 Award-Nominierungen

NB nominiert für den Best Paper Award

NY nominiert für den Young Engineer Award

Hochvolt im Fahrzeug

Einflussgrößen auf die Störemission eines IGBT-Pulswechselrichters im Automobilantrieb 23

Dr. Stephan Cordes, Infineon Technologies AG, Neubiberg

Frank Klotz, Infineon Technologies AG, Neubiberg

^{NB} Messverfahren zur Bestimmung der EMV-relevanten Störanteile in Hochvolt-Bordnetzen von Kraftfahrzeugen 30

Christian Zietz, Leibniz Universität Hannover

Gunnar Armbrecht, Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG, Fridolfing

Thomas Schmid, Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG, Fridolfing

Bernd Geck, Leibniz Universität Hannover

Michael Wollitzer, Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG, Fridolfing

Bewertung der Störaussendung von Hochvolthalbleitern für Elektrofahrzeuge 38

Matthias Trebeck, Westsächsische Hochschule Zwickau

Dr. Bernd Körber, FTZ e.V. an der Westsächsischen Hochschule Zwickau

T. Enzinger, AUDI AG, Ingolstadt

Dr. T. Rinkleff, Volkswagen AG, Wolfsburg

^{NB} Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen eines Pulswechselrichters ^{NY} zur Bewertung von Entstörfiltern im Traktionsnetz elektrischer Kfz-Antriebe 46

Martin Reuter, Universität Stuttgart

Christoph Kienzler, Universität Stuttgart

Dr. Wolfgang Köhler, IEH, Universität Stuttgart

Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, IEH, Universität Stuttgart

Richtlinien und Grundnormen

Neue EMV-Richtlinie & Funkanlagen-Richtlinie (R&TTE). Anpassung an den Neuen Rechtsrahmen (NLF)	54
Anton Kohling, ANKO-EMC Consulting GmbH, Adelsdorf	
Aktuelle Entwicklungen bei den Störfestigkeitsnormen der Reihe IEC 61000	62
Dr. Bernd Jaekel, Siemens AG, Erlangen	
Messverfahren und Grenzwerte für Störfestigkeitsprüfungen im Frequenzbereich 2 kHz bis 150 kHz	70
Dr. Ralf Heinrich, Teseq GmbH, Berlin Jörg Kirchhof, Fraunhofer IWES, Kassel Dr. Bernd Jaekel, Siemens AG, Erlangen	
Surge Prüfung, asymmetrische Einwirkung bei Klasse II Geräten	78
Dr. Dieter Schreiber, EMC TestHaus Dr. Schreiber GmbH, Siegen	

Makromodellierung

Filter-Design und empirische Bestimmung der Ersatzschaltbilder anhand der Herstellerangaben einzelner Bauelemente	83
Dr. Moawia Al-Hamid, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg Prof. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg Martin Krüger, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg Dr. Thomas Rinkleff, Volkswagen AG, Wolfsburg	
Ersatzschaltbilddarstellung von EBG-Filterstrukturen auf Leiterplatten	91
Matthias Friedrich, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg Christian Bednarz, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg	
Optimierung der Makromodellierung von Übertragungsstrecken mit Vector-Fitting-Methoden durch Anpassung der Eingangsdaten	99
Sergey Miropolsky, Technische Universität Dortmund Friedrich zur Nieden, Infineon Technologies AG Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	
Korrekturverfahren für Feld-Scan-Daten zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes in einer realen Messumgebung	107
Denis Rinas, Technische Universität Dortmund Alexander Zeichner, Technische Universität Dortmund Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

Datenübertragung

Ergebnisse einer neuen Untersuchungsmethode zur Messung der Störempfindlichkeit von Ethernetverbindungen 115

Matthias Kreitlow, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologie, ABC-Schutz, Munster
Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
Dr. Frank Sabath, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien, ABC-Schutz, Munster

NB Einfluss der Routing-Lage in Via-Arrays auf die Signalqualität bei hohen Datenraten 123

Sebastian Müller, Technische Universität Hamburg-Harburg
Heinz-D. Brüns, Technische Universität Hamburg-Harburg
Christian Schuster, Technische Universität Hamburg-Harburg

Zeitbereichs-Nahfeld-Immunitätsprüfung auf PCB-Ebene 131

Mario Krause, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Abschätzung der Direktivität bei parasitären Strahlern 139

Matthias Hirte, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Elektrofahrzeug

Aktuelle Entwicklung der nationalen und internationalen EMV-Normung von Elektrofahrzeugen und deren Ladeinfrastruktur 146

Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Dortmund
Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen
Dr. Holger Kellerbauer, EMC Test NRW GmbH, Dortmund

Aktuelle Entwicklungen bei den EMV-Anforderungen an Hochvolt-systeme in Elektro- und Hybridfahrzeugen 155

Christian Hillmer, Volkswagen AG, Wolfsburg
Dr. Johann Heyen, Volkswagen AG, Wolfsburg
Frank Golisch, Volkswagen AG, Wolfsburg
Dr. Thomas Rinkleff, Volkswagen AG, Wolfsburg

EMV-Problemstellungen an Pedelecs (Pedal Electric Cycles) innerhalb der Konformitätsüberprüfung nach DIN EN 15194 164

Johannes Hagmann, Hermes Hansecontrol, Hamburg
Sven Schefer, Hermes Hansecontrol, Hamburg

Analyse von Kopplungseigenschaften verschiedener KFZ-Bordnetzspannungsebenen auf System- und Komponentenebene	172
Jens Hohloch, Universität Stuttgart, Ostfildern	
Dr. Wolfgang Köhler, Universität Stuttgart, Ostfildern	
Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, Ostfildern	
Dr. Martin Aidam, Daimler AG, Stuttgart	
Andreas Ludwig, Daimler AG, Stuttgart	

Produktnormen und Messverfahren

Emissionsmessungen im GHz-Bereich – Bestimmung des Einflusses des Nahfeldes von Großen Prüflingen	180
Alexander Kriz, Seibersdorf Labor GmbH, Seibersdorf	
Ronald Svadlenka, SLG, Hartmannsdorf	
Friedrich-Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Nattheim	

Anwendung von alternativen Verfahren zur Vorhersage von EMV-Antennenmessergebnissen nach CISPR-25	188
Jin Jia, Technische Universität Dortmund	
Alexander Zeichner, Technische Universität Dortmund	
Denis Rinas, Technische Universität Dortmund	
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

Reichen die EMV-Normen für tragbare rundfunktechnische Sendegeräte aus?	196
Martin Feile, ARGE Rundfunk-Betriebstechnik, Nürnberg	

^{NB} Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV-Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen	204
Friedrich-Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Nattheim	
Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH, Nattheim	

Analyse von Leitungen

Asymmetrien eines Ethernet-Systems und deren Auswirkungen auf die Störaussendung im automobilen Umfeld	212
Matthias Spägele, Daimler AG Group Research & Advanced Engine, Ulm	
Dr. Stefan Buntz, Daimler AG Group Research & Advanced Engine, Ulm	
Dr. Helmut Leier, Daimler AG Group Research & Advanced Engine, Ulm	
Prof. Dr. Stefan Lindenmeier, Daimler AG Group Research & Advanced Engine, Ulm	
Prof. Dr. Leopold Reiter, Bundeswehr Universität München	

Ermittlung und Vergleich der elektromagnetischen Eigenschaften von Volumenleitern mittels analytischer und numerischer Verfahren	222
Xiaowei Wang, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg	
Dr. Sergey Tkachenko, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg	
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg	

Anwendung der Leitungssupertheorie auf verdrehte Leitungen 230
Dr. Mathias Magdowski, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Effiziente Simulation der Einkopplung statistischer Felder in Leitungsstrukturen mit der Momentenmethode 238
Dr. Mathias Magdowski, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Arne Schröder, Technische Universität Hamburg-Harburg
Dr. Heinz Brüns, Technische Universität Hamburg-Harburg
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Effizienz numerischer Verfahren

Beschleunigte Berechnung von elektrischen Netzwerken zur Lösung von EMV-Optimierungsproblemen 246
Katharina Feldhues, Technische Universität Dortmund
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Schnelle Simulation von Funkkoexistenz-Verhalten im 2,45-GHz-ISM-Band in großflächigen intralogistischen Szenarien 252
Dr. Kai Haake, STILL GmbH, Hamburg
Alexander Gisch, ehemals STILL GmbH, Hamburg

NB Anwendung von Basisfunktionen höherer Ordnung auf gekrümmten Netzelementen zur beschleunigten Analyse von EMV-Problemen mit der Momentenmethode 260
Dr. Ulrich Jakobus, EM Software & Systems S.A. (Pty) Ltd., Stellenbosch, Südafrika
Dr. Johann van Tonder, EM Software & Systems S.A. (Pty) Ltd., Stellenbosch, Südafrika

NB NY Effizientes Breitband-Netzwerkmodell zur Simulation von Spannungsversorgungsstrukturen auf Leiterplatten 268
Andreas Mantzke, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
M. Friedrich, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Laden und Kopplung Elektrofahrzeug

Systematische Berücksichtigung der EMV beim Entwurf von induktiven Energieübertragungssystemen 276
Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH & Co.KG, Dortmund
Daniel Klagges, Leopold Kostal GmbH & Co KG, Dortmund
Andreas Grewing, Leopold Kostal GmbH & Co KG, Dortmund
Jörg Bärenfänger, EMC-Test NRW GmbH, Dortmund

NY Emissionsverhalten von Elektrofahrzeugen im Ladebetrieb	283
Marc Maarleveld, Universität Duisburg-Essen	
Sebastian Jeschke, Universität Duisburg-Essen	
Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen	

Untersuchungen zum Potential von kombinierten Schirmlösungen zur Reduzierung der Störaussendung in Antriebsystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen	291
Sebastian Jeschke, Universität Duisburg-Essen	
Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen	
Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH, Dortmund	

Untersuchungen zur Störkopplung und Schirmdämpfung von Elektro- und Hybridfahrzeugen	299
Norman Müller, Westsächsische Hochschule Zwickau	
Tom Wunderlich, Westsächsische Hochschule Zwickau	
Andre Winkler, Westsächsische Hochschule Zwickau	
Prof. Dr. Matthias Richter, Westsächsische Hochschule Zwickau	
Felix Jacob, Volkswagen AG, Wolfsburg	

Blitz- und Überspannungsschutz

Bewertung des Blitzschutzes von Schaltanlagen und Betriebsmitteln der Hoch- und Mittelspannung durch Simulationen	309
Dr. Ricard Petranovic, ABB AG, Mannheim	

Methoden der Netzwerkmodellierung von Transferfunktionen indirekter Blitzeffekte auf Grundlage numerischer Simulation in Zeit- und Frequenzbereich	317
Prof. Dr. Frank Gronwald, Technische Universität Hamburg-Harburg	
Fabian Happ, Technische Universität Hamburg-Harburg	

Methoden und systemische Umsetzung einer Zustandsüberwachung für Überspannungsschutzgeräte für die Installation in explosionsgefährdeten Bereichen	323
Dr. Gernot Finis, PHOENIX CONTACT GmbH & Co. KG, Blomberg	
Steffen Pfortner, PHOENIX CONTACT GmbH & Co. KG, Blomberg	

Wirkung von Y-Kondensatoren auf Überspannungen bei Leistungsschnittstellen von Luftfahrtgeräten bei induzierten Transienten nach DO-160/ED-14	333
Frank Meier, Apparatebau Gauting GmbH, Gauting	

EMV-Analyse im Resonator

Einfluss von absorbierenden Materialien auf die elektromagnetische Strahlung von Leiterplatten 339

Alexander Vogt, Technische Universität Hamburg-Harburg
Heinz-D. Brüns, Technische Universität Hamburg-Harburg
Christian Schuster, Technische Universität Hamburg-Harburg

Anregung von Substrukturen in quaderförmigen Resonatoren durch elektrisch kleine Öffnungen 347

Jörg Petzold, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Dr. Sergey Tkachenko, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Ein analytisches Leitungsmodell zur Bestimmung der Signalintegrität in zylindrischen metallischen Gehäusen 355

Prof. Dr. Jürgen Nitsch, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Ronald Rambousky, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Dr. Sergey Tkachenko, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Beiträge zur Störfestigkeit im Falle nichtlinearer Komponenten in Schirmgehäusen 363

André Manicke, Technische Universität Dresden
Ronald Rambousky, Wehrwissenschaftliches Institut Munster, ABC Schutz, Munster
Prof. Dr. Hans Georg Krauthäuser, Technische Universität Dresden

TEM-Wellenleiter

Über die Modellierung der Direktivität statistischer Strahler 371

André Manicke, Technische Universität Dresden
Sophie Buchholz, Technische Universität Dresden
Prof. Dr. Hans Georg Krauthäuser, Technische Universität Dresden

Qualifikation von TEM Wellenleitern – Eine statistische Analyse 379

David Hamann, Leibniz Universität Hannover
Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
May-Britt Konerding, Leibniz Universität Hannover
Uwe Karsten, Teseq GmbH, Berlin

Verbesserung der Korrelation zwischen GTEM-Zelle und Absorberhalle durch Nahfeldmessungen 387

Dr. Moawia Al-Hamid, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Steffen Schulze, Würth Elektronik eiSos GmbH, Waldenburg
Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Kopplungs- und Abstrahleffekte bei offenen TEM-Wellenleitern 395
Ronald Rambousky, Wehrwissenschaftliches Inst. für Schutztechnologie,
ABC-Schutz, Munster
Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover

Luftfahrt und Schiffe

**Einfluss elektromagnetisch absorbierender Folien auf Transferpfade
in Luftfahrzeugen 403**
Rafael Rennó Nunes, DLR, Braunschweig
Jens Schüür, Technische Universität Braunschweig

**Unempfindliche Elektronik – Erfahrungen aus 100 Flugzeugtests und
neue Ideen zum EMV-Nachweis von Passagier-Funkdiensten 411**
Dr. Thiemo Stadtler, Airbus, Hamburg
Dr. Robert Keibel, Airbus, Hamburg

**Mehrwegeausbreitung bei Navigationssystemen – ein universeller
Ansatz zur EMV-Analyse mit skalierten Messungen 419**
Dr. Robert Geise, Technische Universität Braunschweig
Björn Neubauer, Technische Universität Braunschweig
Georg Zimmer, Technische Universität Braunschweig
Prof. Dr. Achim Enders, Technische Universität Braunschweig

**Zuverlässige Datenübertragung in maritimer Umgebung unter besonderer
Berücksichtigung der EMV 427**
Helge Fielitz, Technische Universität Hamburg-Harburg
Jan Luiken ter Haseborg, Technische Universität Hamburg-Harburg

Maßnahmen gegen leitungsgeführte Störgrößen

**^{NB} Erweitertes Ortungsverfahren von netzperiodischen Störquellen auf der
Grundlage nichtlinearer Signalauswertung als Hilfe bei Kommunika-
tionsstörungen im Smart Grid 437**
Martin Frey, ARGE Rundfunk-Betriebstechnik, Nürnberg

**Filter gegen die Netzstörungen durch Leistungselektronik und Funkent-
störkondensatoren im Bereich 2-9 kHz 445**
Prof. Dr. Manfred Fender, Hochschule Rhein-Main, Rüsselsheim

**^{NB} Optimierte Auslegung von induktiven Bauelementen für EMV-Filter
in mobilen Anwendungen 453**
Tobias Kut, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr Hamburg
Arno Lücken, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr Hamburg
Stefan Dickmann, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr
Hamburg
Detlef Schulz, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr Hamburg

Verbesserung der EMV mittels verlustbehafteter Bauelemente und Strukturen	461
Prof. Dr. Matthias Hampe, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Wolfenbüttel	
Prof. Dr. Karl-Dieter Tieste, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Wolfenbüttel	

Exposition in elektromagnetischen Feldern

Niederfrequente magnetische Störfelder: Beispiele, Messung, Maßnahmen	469
Dr. Stefan Hiebel, Sekels GmbH, Ober-Mörlen	
Dr. Denis Filistovich, Sekels GmbH, Ober-Mörlen	
Michael Kühn, AUDI AG, Ingolstadt	
Dr. Thomas Weber, TÜV Nord CERT GmbH, Hamburg	

Verfahren zur korrekten messtechnischen Bestimmung der Hochfrequenzexposition in der Umgebung von LTE-Basisstationen	477
Prof. Dr. Matthias Wuschek, Hochschule Deggendorf	
Dr. Christian Bornkessel, IMST GmbH, Kamp-Lintfort	

Bestimmung der Exposition der Bevölkerung durch LTE- und TETRA BOS-Basisstationen	485
Dr. Christian Bornkessel, IMST GmbH, Kamp-Lintfort	
Markus Schubert, IMST GmbH, Kamp-Lintfort	
Prof. Dr. Matthias Wuschek, Technische Hochschule Deggendorf	

Messungen und Simulation zur EMV und zum HF-Strahlenschutz auf einem Marineschiff	493
Holger Arends, ThyssenKrupp Marine Systems GmbH, Emden	
Dr. Harm-Friedrich Harms, ThyssenKrupp Marine Systems GmbH, Emden	
Thorsten Büscher, ThyssenKrupp Marine Systems GmbH, Emden	

Spezielle messtechnische Aspekte

Verbesserung der Korrelation zwischen dem BCI- und dem Antennenprüfverfahren für Kfz-Komponenten durch Anpassung von Verstärkerleistung und Position der BCI-Zang	501
Seyyed Ali Hassanpour Razavi, Technische Universität Dortmund	
Sergey Miropolsky, Technische Universität Dortmund	
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

Erfahrungen beim Aufbau und der messtechnischen Charakterisierung der Dresdener Modenverwirbelungskammer	509
Stephan Pfennig, Technische Universität Dresden	
Prof. Hans Georg Krauthäuser, Technische Universität Dresden	

EMV-Aspekte beim Aufbau eines schnellen Halbleiterschalters 517
Dr. Martin Sack, KIT – Karlsruher Institut für Technologie, Eggenstein-Leopoldshafen
Georg Müller, KIT – Karlsruher Institut für Technologie, Eggenstein-Leopoldshafen

Transferdämpfung eines Flugzeughangars und Einflüsse auf Nachweis von Störfestigkeit und Störaussendung 525
Jens Schüür, Technische Universität Braunschweig
Alexander Küllmer, Technische Universität Braunschweig
Rafael Rennó Nunes, Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, Braunschweig

Kraftfahrzeuge

Auswirkung höherer Datenraten bei CAN-FD (Flexible Datarate) auf die EMV von CAN-Transceivern 533
Dr. Adrien Schoof, NXP Semiconductors Germany GmbH, Hamburg
Gunnar Schulz, NXP Semiconductors Germany GmbH, Hamburg

Auswirkung der Unsymmetrie von Kabeln und passiven Bauteilen auf die EMV der Busschnittstelle am Beispiel von Ethernet für Kfz-Anwendungen 541
Dr. Bernd Körber, Westsächsischen Hochschule Zwickau
S. Welzel, Westsächsischen Hochschule Zwickau
Tom Wunderlich, Westsächsischen Hochschule Zwickau
Dr. Lorena Díaz Ortega, Volkswagen AG, Wolfsburg

Optimierung von kleinen Schirmgehäusen 549
Dr. Peter Reiser, Johnson Controls Automotive Electronics GmbH, Karlsruhe
Kevork Muhtaroglu, Johnson Controls Automotive Electronics GmbH, Karlsruhe
Chakrapani Nandyala, Johnson Controls Automotive Electronics GmbH, Pune, Indien

Analyse und Optimierung eines Leistungsfilters in einer Kfz-Komponente 557
Dr. Uwe Neibig, Robert Bosch GmbH, Stuttgart

Hochleistungsstörquellen und Schirmung

IEMI – Bedrohungspotenzial von Flughäfen 565
Melanie Rohe, Hochschule Hannover
Benjamin Cimander, FIS GmbH, Kelsterbach
Prof. Dr. Michael Koch, Hochschule Hannover

HPM-Detektionssystem mit Frequenzbestimmung	573
Christian Adami, INT, Euskirchen	
Christian Braun, INT, Euskirchen	
Peter Clemens, INT, Euskirchen	
Michael Jöster, INT, Euskirchen	
Dr. Michael Suhrke, INT, Euskirchen	
Dr. Hans-Ulrich Schmidt, INT, Euskirchen	
Hans-Joachim Tänzer, INT, Euskirchen	
(INT – Fraunhofer-Institut f. Naturwissenschaftlich-Technische Trendanalysen)	

Verbesserung der Schirmeffektivität eines metallisch geschirmten Raums an den Resonanzfrequenzen mithilfe von Absorbermaterial	581
Stefan Parr, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr Hamburg	
Hamed Karcoon, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr Hamburg	
Prof. Dr. Stefan Dickmann, Helmut-Schmidt-Universität – Universität der Bundeswehr Hamburg	
Ronald Rambousky, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien, ABC-Schutz (WIS), Munster	

EMV von Kabeln, Steckern und Komponenten mit dem Triaxialverfahren	589
Bernhard Mund, bedea Berkenhoff & Drebes GmbH, Asslar	

Modellbildung und Analyse

Abstrahlverhalten einer transienten Funkenstrecke – Ein grundlegender Versuch zur EMV-Abschätzung	597
Dr. Robert Geise, Technische Universität Braunschweig	
Oliver Kerfin, Technische Universität Braunschweig	
Bernd Schottel, Technische Universität Braunschweig	
Tobias Kopp, Technische Universität Braunschweig	

Abschätzung der gestrahlten Störemissionen eines automobilen HV-Inverters auf Grundlage von Störströmen	605
Daniel Schneider, Universität Stuttgart	
Martin Böttcher, Universität Stuttgart	
Dr. Wolfgang Köhler, Universität Stuttgart	
Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart	

Ermittlung der Störspannungen an HF-Antennen unter Einsatz der MoM	613
Dr. Harm-Friedrich Harms, ThyssenKrupp Marine Systems GmbH, Emden	
Holger Arends, ThyssenKrupp Marine Systems GmbH, Emden	
Thorsten Büscher, ThyssenKrupp Marine Systems GmbH, Emden	

Die Vorverstärkerentkopplung in der Magnetresonanztomographie 621

Enrico Pannicke, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
R. Müller, Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften, Leipzig
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. H. E. Moeller, Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften, Leipzig

Power Quality: Phänomene und Prüfverfahren

Analyse ausgewählter Power Quality Parameter für LED-Lampen 629

Anke Fröbel, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Jean-Baptiste Weh, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg

Vereinfachter Störfestigkeitstest gegen Oberschwingungen in der Netzspannung 637

Prof. Dr. Ralf Gretsch, Universität Erlangen-Nürnberg
Frank Deter, Miele & Cie. KG, Oelde

Erstellung einer IEC 62578 konformen Netznachbildung und Erfahrungen in der Auslegung und Anwendung 645

Artur Mambetow, Hochschule Ostwestfalen-Lippe University of Applied Sciences, Lemgo
Prof. Dr. Holger Borchering, Hochschule Ostwestfalen-Lippe University of Applied Sciences, Lemgo

Untersuchung der Störgrößenausbreitung und -emission von Leistungswechselrichtern in Höchstspannungssystemen durch Magnetfeldmessungen 653

Alexander Küllmer, Technische Universität Braunschweig
Jens Schüür, Technische Universität Braunschweig
Prof. Dr. Achim Enders, Technische Universität Braunschweig
Kevin Hermanns, Technische Universität Darmstadt

EMV Analyse im KFZ

Charakterisierung und Modellierung der ESD-Zerstörfestigkeit von integrierten Schaltungen unter Berücksichtigung verschiedener ESD-Ausfallmechanismen 661

Stanislav Scheier, Technische Universität Dortmund
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Untersuchung des Einflusses von Parametervariationen auf die Störfestigkeit differentieller Kfz-Bussysteme	669
Ulf Hilger, Technische Universität Dortmund	
Seyyed Ali Hassanpour Razavi, Technische Universität Dortmund	
Sergey Miropolsky, Technische Universität Dortmund	
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

EMV und präventive Qualitätsmethodik	677
Dennis Hasselberg, BMW AG, München	
Aiko Classe, IAV GmbH, München	
Norman Suttinger, IAV GmbH, München	

Schirmdämpfung

Analyse der Schirmungseigenschaften von Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge	684
Abid Mushtaq, Technische Universität Dortmund	
Alexander Zeichner, Technische Universität Dortmund	
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

NB NY Numerische Simulation der Schirmwirkung von mehrlagigen, anisotrop leitfähigen Materialien	692
Fabian Happ, Technische Universität Hamburg-Harburg	
Dr. Heinz-D. Brüns, Technische Universität Hamburg-Harburg	
Prof. Dr. Frank Gronwald, Technische Universität Hamburg-Harburg	

Messtechnische Detektion von Schirminhomogenitäten und Aperturen an Hochvoltleitungen in Elektro- und Hybridfahrzeugen mittels der normativen Speisedraht- und Triaxialverfahren im praktischen Vergleich	700
Christian Hofmeister, EMC Test NRW GmbH, Dortmund	
Karsten Kreisch, EMC Test NRW GmbH, Dortmund	
Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH, Dortmund	
Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Dortmund	
Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen	

Transienten

NB Abhängigkeit der Pulsfestigkeitsergebnisse von Kfz-Komponenten von den verwendeten Testpulsenergiegeneratoren	707
Dr. Bernd Deutschmann, Infineon Technologies AG, Neubiberg	
Dr. Frank Klotz, Infineon Technologies AG, Neubiberg	
Arnaud Wahl, Infineon Technologies AG, Neubiberg	

Simulationsgestützte Analyse von transienten leitungsgebundenen Störungen im elektrischen Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen 715
Simon Niedzwiez, Technische Universität Dortmund
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Die Schutzwirkung von IT-Schaltnetzteilen gegenüber leitungsgeführten Störungen auf der Netzspannung 723
Tim Peikert, Leibniz Universität Hannover
Adrian Kreth, Leibniz Universität Hannover
Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
Dr. Stefan Potthast, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien, Munster

Messverfahren nach CISPR

Validierung von Messplätzen nach dem neuesten CISPR 25 CD 731
Friedrich-Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Nattheim
Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH, Nattheim

Statistische Untersuchung von CISPR 12 Messplätzen anhand numerischer Feldsimulationen 739
Christoph Schwing, Universität Duisburg-Essen
Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen

Bestimmung von Messunsicherheiten von Tischen und Masten nach CISPR 16-1-4 747
Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH, Nattheim
Friedrich Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Nattheim
Bernd Woerl, SONY Deutschland GmbH

Veranstaltungskalender 755

Einflussgrößen auf die Störemission eines IGBT-Pulswechselrichters im Automobylantrieb

Stephan Cordes, Frank Klotz, Infineon Technologies AG, Neubiberg

Kurzfassung

Für elektrische Anwendungen im Automobileinsatz gilt es, die Anforderungen der CISPR25 Norm hinsichtlich der Störemission einzuhalten. Werden IGBT Pulswechselrichter mit DC-Zwischenkreisspannungen von 300 V bis 400 V betrieben so stellen die höheren Spannungs- und Stromsteilheiten dv/dt und di/dt für die Einhaltung der Grenzwerte eine höhere Herausforderung dar, als dies bei 12 V Systemen der Fall ist.

Dieser Beitrag untersucht die leitungsgebundene Störemission im Automobil, hervorgerufen durch Pulswechselrichter für den Antriebsstrang. Es werden die Einflussgrößen der Störemission hinsichtlich Quellen und Ausbreitungswege aufgezeigt und im Frequenzspektrum eingeordnet. Überlegungen zu Maßnahmen hinsichtlich einer Reduzierung der Störemission werden diskutiert und mit Meßergebnissen der leitungsgebundenen Funkstörspannung unterlegt.

1. Einleitung

Aufgrund der benötigten vergleichsweise hohen Leistung von einigen 10 KW werden die Antriebsumrichter nicht aus dem üblichen 12 V Bordnetz sondern mit deutlich höheren Spannungen von um die 400 V betrieben. Diese Spannung wird aus einem eigenen Netz zur Verfügung gestellt und im Folgenden als Hochvolt bezeichnet. Aufgrund der kompakten Bauweise im Fahrzeug mit einer hohen Dichte von elektronischen Geräten und Verkopplungen über Leitungen und Karosseriemasse gibt es für den Einsatz im Automobil strenge Vorgaben zu der maximal erlaubten Störaussendung der einzelnen Elektronikkomponenten. Es soll dadurch sichergestellt werden, dass sich die einzelnen Komponenten nicht gegenseitig störend beeinflussen und der uneingeschränkte Empfang von Rundfunk und TV-Signalen möglich ist.

Um eine Synchron- bzw. Asynchronmaschine in Drehzahl und Drehmoment zu variieren wird heutzutage ein Pulswechselrichter (PW) eingesetzt. Als Leistungshalbleiter werden für diese Spannungs- und Leistungsklasse Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) verwendet. Aus Gründen der Effizienz werden die IGBT mit kurzen Schaltzeiten von typisch 100 ns und aufgrund der Akustik bei hohen Frequenzen von typischerweise 10 kHz bis 20 kHz betrieben. Unter Berücksichtigung der hohen Batteriespannung von 400 V und den kurzen Schaltzeiten ergeben sich daher wesentlich höhere dv/dt Werte als bei den 12-V-Systemen. Die einzuhaltenden Emissionsanforderungen im Fahrzeug sind für Hochvoltsysteme die gleichen wie für 12-V-Systeme. Bisher wird die Einhaltung der Grenzwerte durch eine aufwendige Schirmung des gesamten Hochvoltstranges erreicht. Da eine Schirmung kostenintensiv in Herstellung und Wartung ist, gibt es Bestrebungen diese zu reduzieren.

2. Störquellen und Ausbreitungswege

Die Kenntnis der Störquellen und der Ausbreitungswege ist Voraussetzung für eine Reduzierung der Quellen einerseits und eine effektive Platzierung von Filterelementen andererseits.

Es werden Konzepte zur Reduzierung der Gegentakt- und Gleichtaktstörung gezeigt und mit leitungsgebundenen Meßergebnissen an einem Demonstrator verifiziert.

Die hohen di/dt und dv/dt im Schaltvorgang sind die Quellen der Störemission. Für die weitere Analyse der Quellen und Ausbreitungswege wird zunächst der Kommutierungskreis definiert. Bild 1 zeigt eine Halbbrücke des PW. Auf der linken Seite (DC-Seite) ist die Spannung eingepreßt, auf der rechten Seite (AC-Seite) der Strom, der als nicht lückend angenommen wird. Ist in diesem Beispiel der high-side IGBT abgeschaltet, so muss der Strom über die Diode des low-side IGBT fließen. Der Stromübergang von IGBT auf Diode oder umgekehrt wird als Stromkommutierung bezeichnet. Bild 2 zeigt auf der linken Seite den Kommutierungskreis. Die rechte Seite in Bild 2 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe auf der DC-Seite für mehrere Perioden. Die DC-Quelle wird mit einem differential mode Strom belastet.

Das Schalten der Leistungshalbleiter verursacht ein di/dt auf der DC-Seite und ein dv/dt auf der AC-Seite. Der dynamische Anteil des annähernd blockförmigen Eingangsstroms wird überwiegend aus dem Zwischenkreiskondensator gespeist. Im Idealfall fließt auf der DC-Seite von der DC-Quelle zum Kondensator ein Ladegleichstrom. Abhängig von der Belastung und dem Zwischenkreiskondensator wird zusätzlich ein dynamischer Stromanteil aus der DC-Quelle gezogen. Dieser Stromrippel ist als differential mode (Gegentakt) Emission auf dem Anschlussnetz messbar.

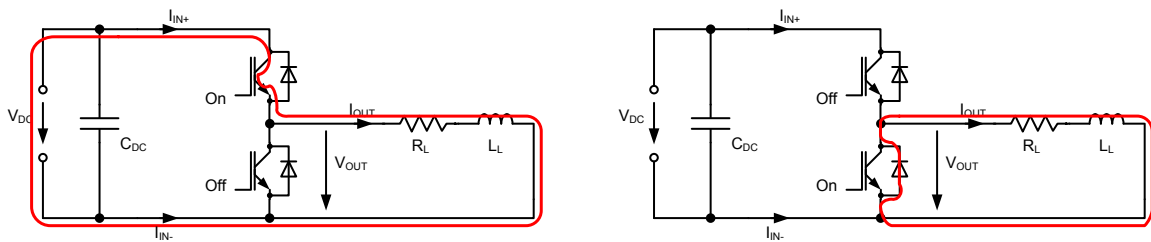


Bild 1 Strompfad PW Halbbrücke mit ohmsch induktiver Last in den Betriebszuständen high-side IGBT on bzw. Low-side Diode on

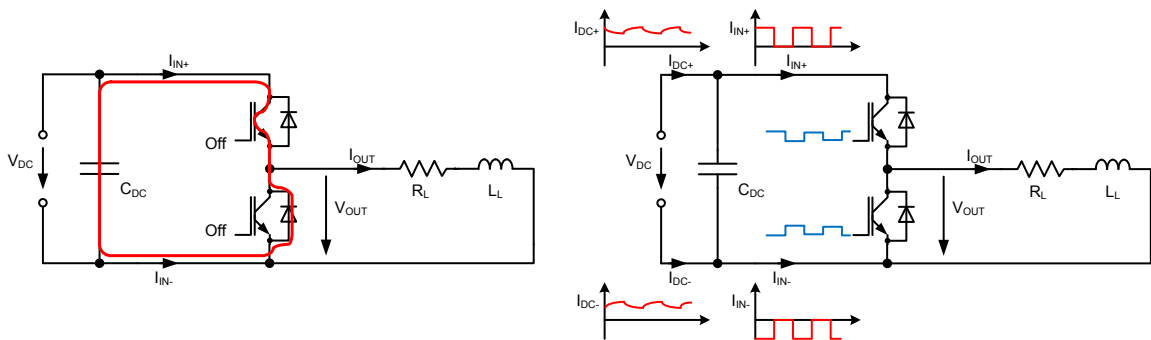


Bild 2 Kommutierungskreis einer Halbbrücke (links) und differential mode Ströme im PWM Betrieb (rechts)

Neben der Kapazität des Zwischenkreiskondensators C_{DC} ist auch dessen Anschlussimpedanz und die an die Leistungshalbleiter eine wichtige Einflussgröße. Die Verbindung zwischen Leistungshalbleiter und Zwischenkreiskondensator hat induktiven Charakter. An dieser Streuinduktivität treten aufgrund des hohen di/dt Überspannungen auf, wie in Bild 3 veranschaulicht. Diese Überspannungen werden von C_{DC} gedämpft, der verbleibende Anteil ist auf der Batterieleitung messbar. Aus dieser Überlegung ergibt

sich, dass der Zwischenkreiskondensator C_{DC} möglichst niederimpedant an der Störquelle anzuschließen ist.

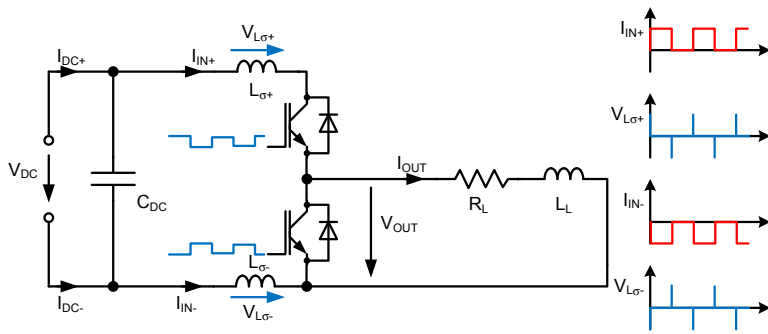


Bild 3 Überspannungen an der Induktivität zwischen Kondensator und Leistungshalbleiter.

Auf der AC-Seite hat das hohe di/dt der schaltenden IGBTs keine direkte Auswirkung, denn hier ist der Strom eingepreßt und es ist somit kein hohes di/dt vorhanden. Daraus folgt, dass auf der AC-Seite hauptsächlich das dv/dt von Bedeutung ist. An allen Streukapazitäten zwischen IGBT-Ausgang und Referenzmasse GND (Karosserie) bewirkt das dv/dt einen Verschiebestrom. Dieser Verschiebestrom schließt sich über die DC-Zuleitungen und tritt in dieser als common Mode Strom in Erscheinung. Bild 4 veranschaulicht diesen Zusammenhang. Die Streukapazität im System setzt sich im Wesentlichen aus den folgenden drei Koppelkapazitäten zusammen:

- a) Koppelkapazität zwischen IGBT Rückseitenemitter und Kühlkörper nach GND
- b) Koppelkapazität zwischen AC-Leitung und Karosserie / GND
- c) Koppelkapazität zwischen Motorwicklung und Gehäuse nach GND

Dieser common mode Strom ist ebenfalls Teil der messbaren Emission auf den Anschlussleitungen. Soll der common mode Strom von der DC Leitung ferngehalten werden, so ist ein zusätzlicher Filter erforderlich. Dieser Common Mode Filter besteht aus einem Y-Kondensator in Verbindung mit einer stromkompensierten Drossel, wie es in Bild 5 dargestellt ist.

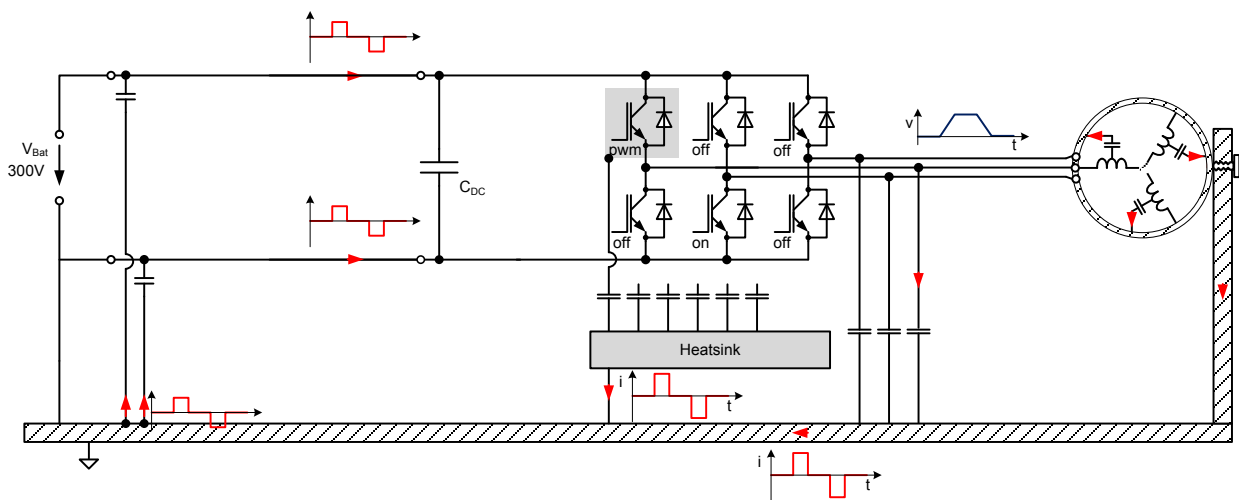


Bild 4 Common mode Ströme durch dv/dt und Koppelkapazitäten zur Karosserie

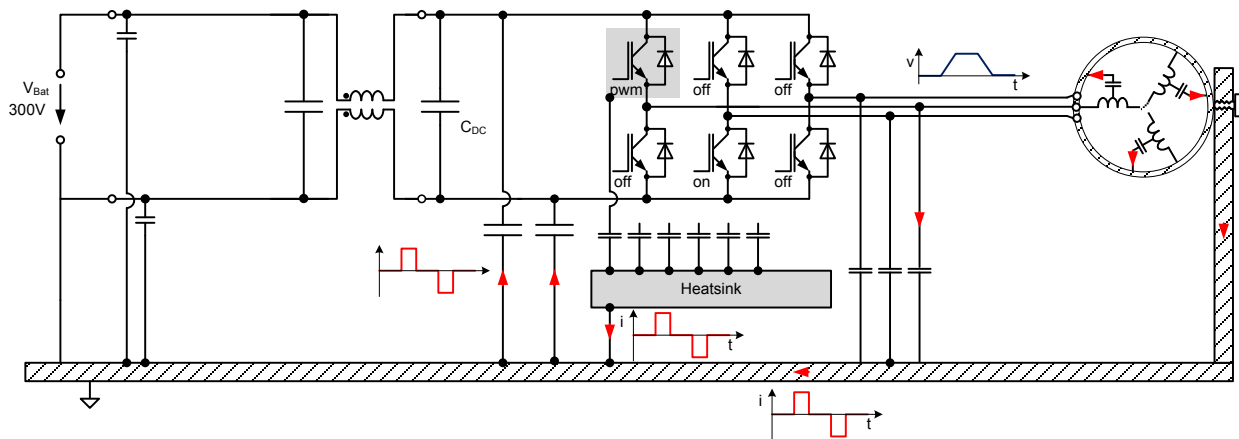


Bild 5 Y-Kondensator mit stromkompensierter Drossel als Common Mode Filter in DC-Leitung

Für die Wirkungsweise dieses Filters ist es wichtig, dass der Y-Kondensator niederimpedant an die Fahrzeugmasse und die Störquelle angeschlossen ist.

3. Einfluss der Leistungshalbleiter

Der Einfluss der Halbleitereigenschaften auf die Störemission soll in diesem Beitrag nur kurz behandelt werden.

Unter der Voraussetzung, dass die Modulationsfrequenz und die Schaltgeschwindigkeit der IGBT systembedingt festgelegt sind, wird es mit unterschiedlichen Kombinationen aus IGBT und Diode dennoch unterschiedliche Emissionsergebnisse geben. Geringere Emissionen können erreicht werden, wenn IGBT und Diode gut aufeinander abgestimmt sind. Während der Kommutierung von der Diode auf den IGBT ist ein steiler Abriss des Diodenstromes zu vermeiden. Ein soft-recovery Verhalten bei gleichzeitig kurzen Schaltzeiten bedingt eine gleichmäßige Ladungsträgerverteilung innerhalb der Diode während des Durchlasszustandes und kann durch Dioden in spezieller Dünnwavertechnologie erreicht werden. Des Weiteren ist der IGBT Treiber so auf den IGBT abzustimmen, dass sich während der Schaltflanken ein möglichst konstantes dv/dt ergibt. Die Leistungshalbleiter werden als planare Bauelemente ausgeführt, was bedeutet, dass im IGBT der Strom flächig von der Chiprückseite zur Chipvorderseite fließt. Die Chiprückseite ist der Kollektor. An den Low-side IGBTs sehen die Kollektoren das volle dv/dt ebenso wie auch die AC-Leitung und die Motorwicklung. Da die Chiprückseite aus thermischen Gründen flächig an das DCB und über die Isolation damit auch an den Kühlkörper angebunden ist, ergibt sich hier ein Ausbreitungspfad für common mode Ströme.

4. Verifikation Leistungshalbleiter – Quellen und Ausbreitungswege im System

Für die Verifikation der Leistungshalbleiter im System wird ein 3 Phasen IGBT Modul als Tiefsetzsteller betrieben. Eine erste Halbbrücken IGBT/Dioden Kombination schaltet bei voller DC-Spannung den hohen Laststrom, während ein IGBT des zweiten Halbbrückenstranges dauerhaft eingeschaltet ist. Diese Betriebsart mit kleinem Tastverhältnis wurde gewählt, da sie einer realen Schaltkonfiguration entspricht und einen hohen Laststrom

bei niedrigem DC-Eingangsstrom ermöglicht. Um nur die Emission, die vom Schalten der Leistungshalbleiter ausgeht, zu bestimmen, kann in einem einfachen Aufbau auf den Betrieb einer rotierenden Maschine und zusätzlicher Peripherie verzichtet werden. Die Emission wird leitungsgebunden über die Bordnetznachbildung (LISN) gemäß CISPR-25 [1] ausgekoppelt. Dabei wird für die Leitung DC+ und DC- jeweils eine LISN verwendet. Bild 6 veranschaulicht die Testschaltung.

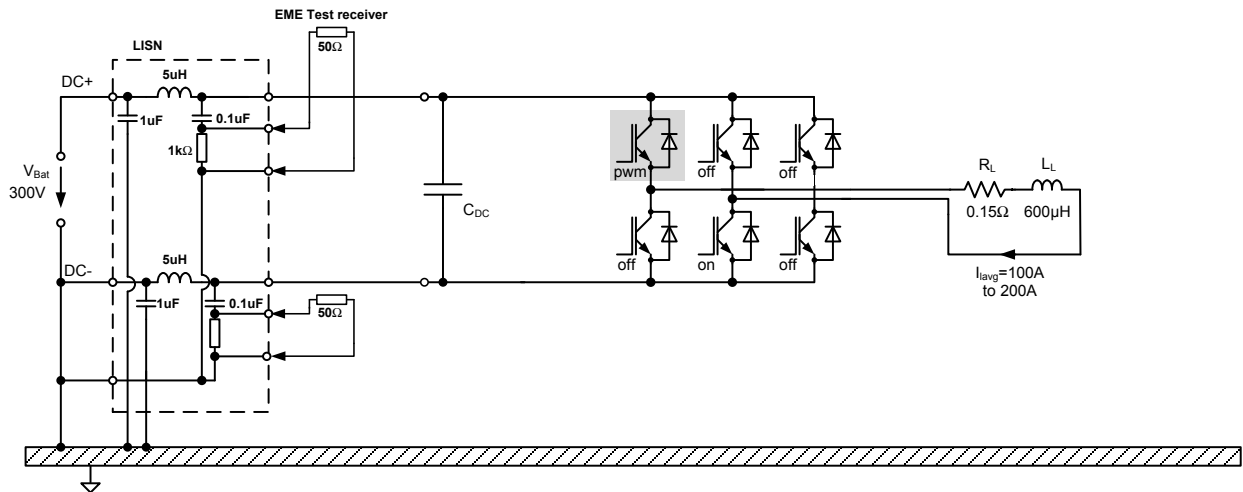


Bild 6 3-Phasen IGBT Modul als Tiefsetzsteller mit je einer Bordnetznachbildung (LISN) in DC+ und DC- zur Messung der leitungsgebundenen Emission

Aufgrund der DC-Spannung von >60 V wird aus Gründen des Berührungsschutzes der Laboraufbau in einer Schutzkabine betrieben, die gegen unbeabsichtigte Berührung unter Hochspannung stehender Teile schützt. Um die im IGBT Modul im Vollastbereich entstehende Verlustleistung abführen zu können, ist eine geeignete Kühlung zur Ableitung der Verlustwärme notwendig. Aus diesem Grund ist das IGBT Modul mit einer Wasserkühlung versehen, wie sie auch in realen Fahrzeugapplikationen verwendet wird, und im Laboraufbau die Verhältnisse bezüglich der Koppelkapazitäten nach Referenzmasse (Karosserie) nachbildet. In Bild 7 ist der beschriebene HV-Emissionsmessplatz

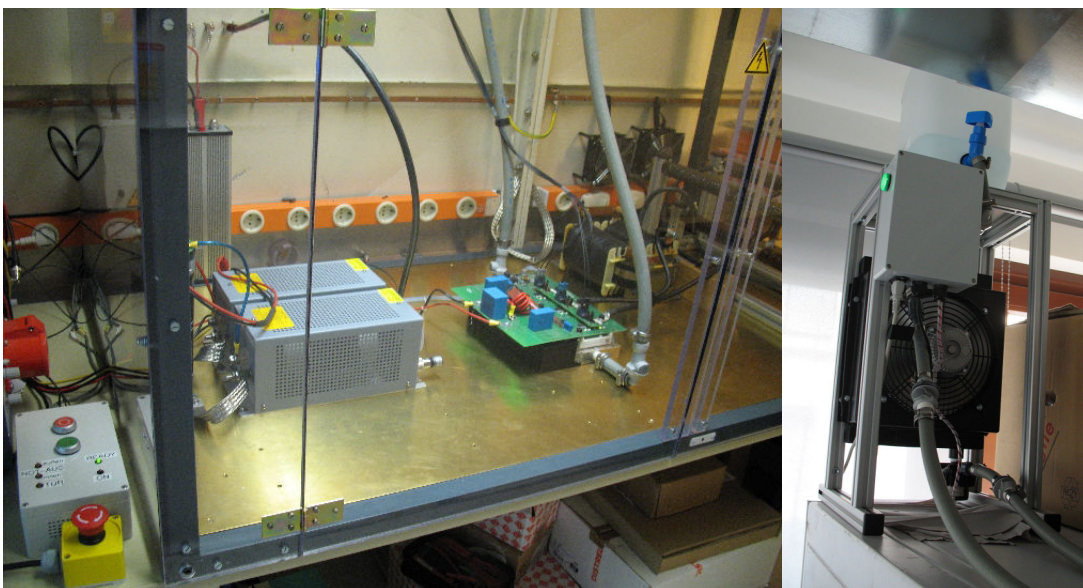


Bild 7 Hochvolt Emissionsmessplatz mit Berührungsschutz, und Wasserkühlung

Messplatz dargestellt. In der Messkabine befinden sich nur die LISN, das IGBT-Modul mit Ansteuerung und die Last. Der Messempfänger und die Hochvolt DC-Quelle stehen außerhalb. Ebenso von außen werden die HV Spannung über Durchführungsfilter, die Ansteuerungssignale der IGBTs über Lichtwellenleiter und die Wasserkühlung über Anschlusschläuche zugeführt. Die IGBT Treiber und die Treiberspannungserzeugung befindet sich auf der Ansteuerplatine und wird von einem 12-V-Netzteil gespeist. Bild 8 zeigt das IGBT Modul und die Ansteuerplatine.

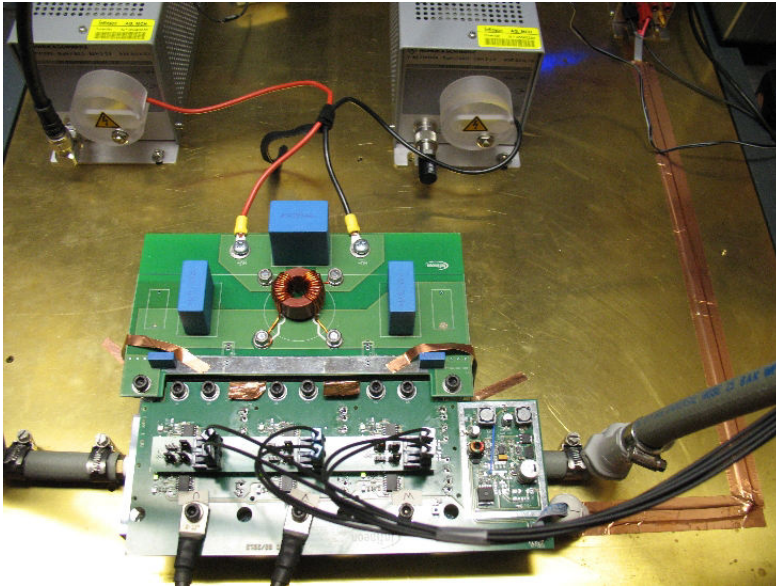


Bild 8 Versuchsaufbau mit Common-Mode Eingangsfilter (stromlimitiert)

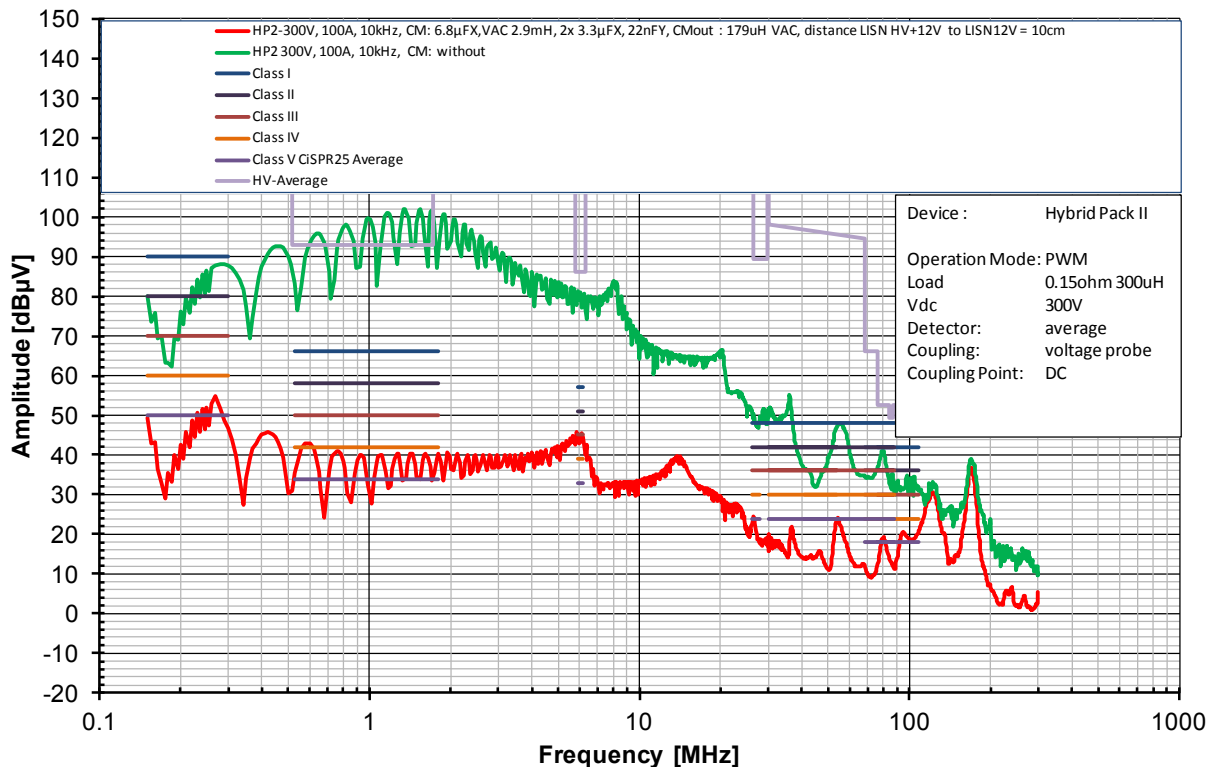


Bild 9 Messergebnisse am IGBT-Modul bei $V_{DC} = 300\text{ V}$, $I_{Last} = 100\text{ A}$, $f_{PWM} = 10\text{ kHz}$
 grün: Modul mit Zwischenkreiskondensator
 rot : Modul mit Zwischenkreiskondensator und Common-Mode-Filter

5. Optimierungsmaßnahmen

Die Ursache der Störemission ist das systembedingt schnelle Schalten der Leistungshalbleiter zur verlustarmen Leistungsübertragung. Die dadurch bedingt hohen di/dt und dv/dt Raten müssen auf die Systemanforderungen angepasst und in einem möglichst kleinen System eingegrenzt werden, um ungewünschte Störausbreitungen zu vermeiden. Die dazu erforderlichen Maßnahmen sind vielfältig und müssen im Sinne einer Systemoptimierung getrennt nach Quelle und Ausbreitungswegen betrachtet werden.

Optimierung im Bereich der Leistungshalbleiter zur Reduzierung der Störemission liegen dabei in den Schwerpunkten:

- Minimierung der Streuinduktivität im Modul und niederimpedanter Anschluss des Zwischenkreiskondensators am Modul zur Reduzierung der Überspannungen
- Minimierung der Koppelkapazität zwischen Rückseitenemitter und Kühlkörper zur Reduzierung der Common Mode Ströme.
- Optimierung von IGBT und Diode für einen soften Kommutierungsvorgang
- Anpassung der IGBT Treiber auf die Leistungshalter im Modul
- Implementierung von Filtermaßnahmen im Modul

Darüber hinaus gibt es ebenfalls eine Reihe von Optimierungsmöglichkeiten auf Systemebene mit den Schwerpunkten:

- Minimierung der Koppelkapazitäten von Motorzuleitung durch Reduzierung der Leitungslängen
- Integration des Umrichters im Motorgehäuse
- Minimierung der Koppelkapazitäten im Motor zum Gehäuse
- Optimierung von Eingangs- und Ausgangsfiltern wie z.B. common mode filter
- Lokale Schirmungen

6. Zusammenfassung

Eine Minimierung der Störemission des elektrischen Antriebssystems im Fahrzeug ist vielschichtig und setzt die Kenntniss der Zusammenhänge zwischen Störquellen und Ausbreitungswegen voraus. Die Optimierungsmöglichkeiten liegen sowohl im Bereich der Leistungshalbleiter als auch im Bereich des Antriebssystems mit Anschlussleitungen und Motor. Selbst wenn seitens des Leistungshalbleiters und des Moduls alle oben genannten Aspekte optimal gelöst sind, so verbleiben rein funktionale di/dt und dv/dt , die sich über Koppelkapazitäten von AC-Leitung und E-Maschine weiterhin als Common Mode Ströme ausbreiten. Ein gezielter Einsatz von Filterschaltung bietet zusätzliches Potential. Mit Hilfe der gezeigten Versuchsschaltungen lassen sich Zusammenhänge erkennen und die Wirkung von Optimierungsmaßnahmen verifizieren. Es gibt hier noch einen größeren Entwicklungsbedarf, der nur in enger Abstimmung mit den Systemeigenschaften eine optimale Lösung erlaubt.

Literatur:

[1] CISPR 25, Edition 3.0 2008-03

Messverfahren zur Bestimmung der EMV-relevanten Störanteile in Hochvolt-Bordnetzen von Kraftfahrzeugen

Christian Zietz, Leibniz Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik und Funk-systeme, Hannover

Gunnar Armbrecht, Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG, Fridolfing

Thomas Schmid, Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG, Fridolfing

Bernd Geck, Leibniz Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik und Funk-systeme, Hannover

Michael Wollitzer, Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG, Fridolfing

1. Einleitung

In Hybrid- oder Elektrokraftfahrzeugen stellt der Aspekt der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) des Hochvolt-(HV)-Netzwerks eine besondere Herausforderung dar. [1] Hohe übertragene Leistungen und steile Taktflanken lassen die HV-Leitungen zu Quellen hochfrequenter Störemission werden. Um diese Effekte besser erschließen zu können, ist es notwendig, die Vorgänge im Inneren des geschirmten HV-Systems zu erfassen. Dies kann durch eine breitbandige Messung der zeitaufgelösten Ströme und Spannungen direkt auf den HV-Leitungen erreicht werden.

Die derzeitigen Lösungen für diese Messungen (Spannungsteiler, Rogowskispule, Stromzange, Shunt-Widerstand und Hallsensor) haben jedoch den Nachteil, dass dadurch insbesondere die EMV-relevanten hochfrequenten Störanteile der zu vermessenden Systemkomponenten nicht erfasst oder zumindest deutlich beeinflusst werden. Daher stellt dieser Beitrag ein neu entwickeltes Messverfahren vor, das diese Nachteile nicht aufweist. In Kapitel 2 werden Kalibrierung und Messung im Detail vorgestellt und verifiziert. In Kapitel 3 wird der Messaufbau zum Einsatz in Elektrofahrzeugen dargestellt. Weiterhin wird die Bedeutung der Rückwirkungsfreiheit des entwickelten Verfahrens hervorgehoben, bevor erste Messungen an einem Fahrzeug durchgeführt werden.

2. Vorstellung des Messaufbaus

In diesem Kapitel werden zunächst die Anforderungen an das Messverfahren unter besonderer Berücksichtigung der Applikation zur Messung in HV-Bordnetzen beleuchtet. Anschließend werden die Durchführung der Kalibrierung und der Messung beschrieben.

2.1. Anforderungen

Um die EMV-relevanten Störungen in HV-Bordnetzen erfassen zu können, muss das Messverfahren die folgenden Eigenschaften aufweisen: Es muss sowohl in der Lage sein, Spannung und Strom über einen weiten Frequenzbereich (150 kHz bis 1 GHz gemäß [2]) erfassen zu können, als auch nicht periodische Signale, beispielsweise Einschaltpulse,

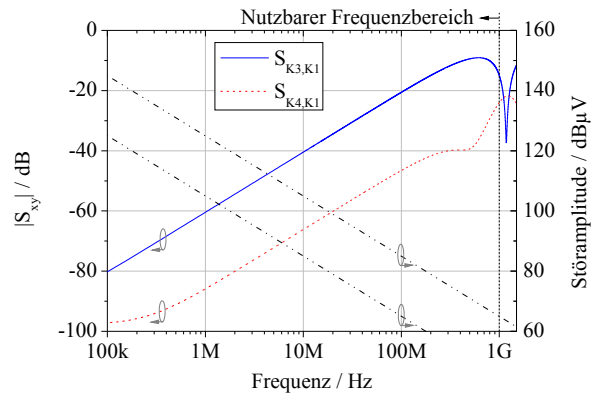


Bild 1: Streuparameter des Richtkopplers

korrekt darstellen zu können. Weiterhin muss die Rückwirkung des Messaufbaus auf das Bordnetz vernachlässigbar sein. Überdies erfordert eine aussagekräftige Messung hochfrequenter und damit ortsabhängiger Spannungen und Ströme eine definierte Referenzebene. Daher verwendet der hier vorgestellte Ansatz ein Zeitbereichsmessverfahren mit einem unter besonderer Beachtung des HF-Verhaltens optimierten, schwach angekoppelten Richtkoppler. Vervollständigt wird das Verfahren durch eine Kalibrierung, die unter anderem die Referenzebene definiert und den Frequenzgang des Richtkopplers kompensiert.

In diesem Beitrag wird ein elektrisch kurzer Leitungskoppler als Richtkoppler verwendet, der mit seinen Toren K1 und K2 in die zu untersuchende Leitung eingefügt wird und über seine Messtore K3 und K4 jeweils Anteile der hin- bzw. rücklaufenden Welle auf der zu untersuchenden Leitung auskoppelt. Das Messverfahren erlaubt es, dass die zu untersuchende Leitung und die Messtore unterschiedliche Leitungswellenwiderstände aufweisen dürfen. In Bild 1 ist das prinzipielle Übertragungsverhalten eines Leitungskopplers in Form seiner Streuparameter dargestellt. Diesen Verläufen gegenübergestellt ist die erwartete spektrale Verteilung der Störpegel. [3] Der dargestellte Koppler ist bis ca. 750 MHz kürzer als eine Viertelwellenlänge. Er gewährleistet so eine annähernd konstante Spannungsamplitude an den Messtoren und sorgt somit für eine hohe Messdynamik bei hohen Frequenzen, ohne dass bei niederfrequenten Signalanteilen sehr großer Amplitude die Gefahr der Zerstörung des Messgeräts besteht.

2.2. Durchführung der Kalibrierung

Der Aufbau zur Kalibrierung mittels eines Netzwerkanalysators (NWA) ist in Bild 2 dargestellt. Das Viertor zwischen den Toren 1, 2 und 3 des NWA sowie der Kalibrierebene lässt sich nun in zwei Zweitor zerlegen, deren Signalfussdiagramme in Bild 3 gezeigt werden. Das Zweitor mit den auch als Fehlertermen bezeichneten Streuparametern i_{cd} befindet sich zwischen dem Tor 1 des NWA und der Kalibrierebene; das Zweitor mit den Fehlertermen e_{cd} befindet sich zwischen den Toren 2 und 3 des NWA, die mit den Messtoren des Kopplers verbunden sind und der Kalibrierebene¹. Ziel der Kalibrierung ist es, sämtliche vier Streuparameter e_{cd} zu bestimmen, da diese den Zusammenhang zwischen den

¹Die gegenüber Bild 2 veränderte Flussrichtung der Wellengröße a_2 resultiert aus der Viertor-Zweitor-Reduktion.

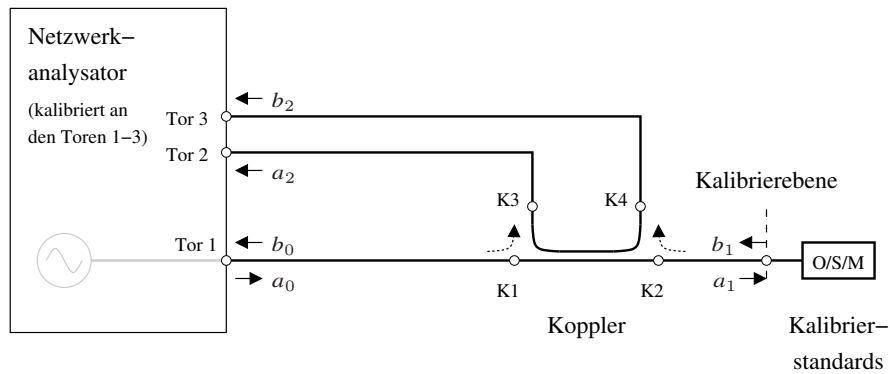
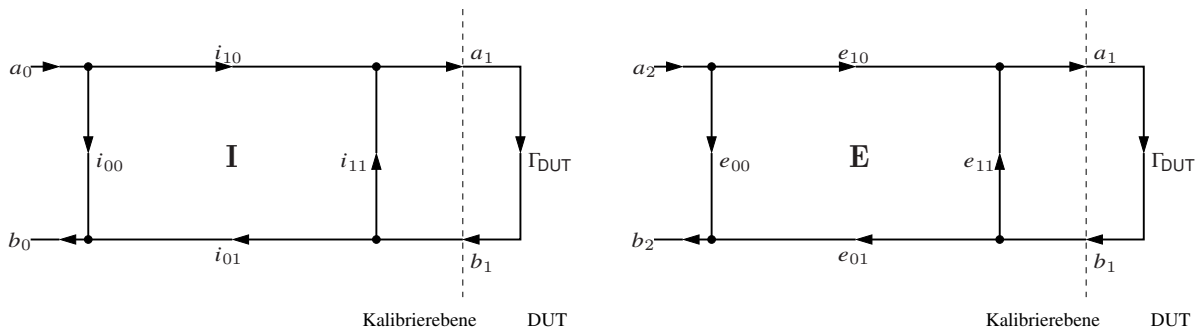


Bild 2: Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Kalibrierung



(a) Fehlerzweiter **I** zwischen DUT und Tor 1 des Netzwerkanalysators

(b) Fehlerzweiter **E** zwischen DUT und Ausgängen des Kopplers (Tore 2 und 3 des Netzwerkanalysators)

Bild 3: Signalflussdiagramme der Fehlerzweitere während der Kalibrierung

Wellengrößen a_1 und b_1 in der Kalibrierebene und den durch den Koppler ausgekoppelten Wellengrößen a_2 und b_2 beschreiben. In der später durchzuführenden Messung werden nur die Größen a_2 und b_2 bestimmt, aus ihnen soll dann auf Wellengrößen bzw. Spannung und Strom in der Kalibrierebene geschlossen werden.

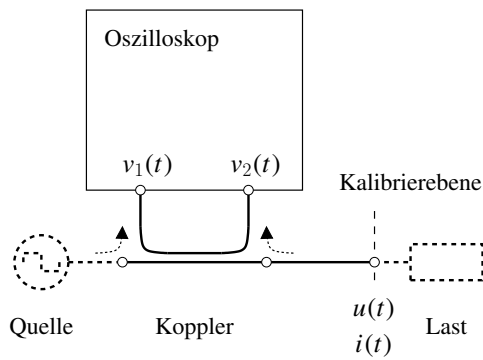
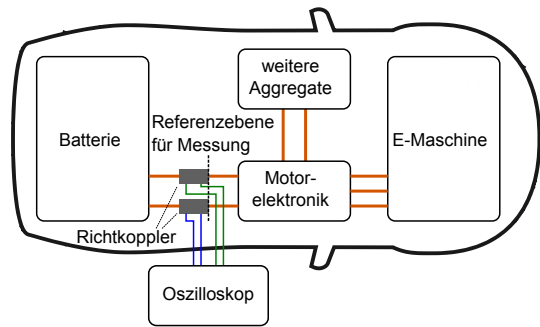
Beide Fehlerzweitere können durch eine OSM-Kalibrierung² teilweise charakterisiert werden. Nach [4] lassen sich i_{00} , i_{11} , $i_{10}i_{01}$ sowie e_{00} , e_{11} und $e_{10}e_{01}$ bestimmen. Dies ist für die Bestimmung des Reflexionsfaktors Γ_{DUT} eines unbekanntes Prüflings (DUT) ausreichend:

$$\frac{b_1}{a_1} = \Gamma_{\text{DUT}} = \frac{b_2/a_2 - e_{00}}{e_{10}e_{01} + e_{11}(b_2/a_2 - e_{00})}. \quad (1)$$

Für eine Bestimmung der absoluten Wellengrößen a_1 und b_1 aus a_2 und b_2 ist jedoch die Zerlegung des Produkts $e_{10}e_{01}$ in seine Faktoren nötig. Dazu wird die Kalibrierung im Folgenden erweitert.

Hierbei ist festzustellen, dass die nur durch die mathematische Operation der Vierter-Zweiter-Reduktion [5] entstandene Streumatrix **E** kein reziprokes Zweiter beschreibt, d. h. im Allgemeinen gilt $e_{10} \neq e_{01}$. Hingegen beschreibt die Streumatrix **I** den Zusammenhang zwischen dem Tor 1 des NWA und der Kalibrierebene und kann somit als reziprok ange-

²Benannt nach den verwendeten Standards *Open* (Leerlauf), *Short* (Kurzschluss) und *Match* (reflexionsfreier Abschluss).


Bild 4: Aufbau zur Messung

Bild 5: Beispielhafter Messaufbau in einem Elektrofahrzeug

nommen werden. Damit gilt:

$$i_{10} = i_{01} = \pm \sqrt{i_{10} \cdot i_{01}} \quad (2)$$

und das Fehlerzweitor mit der Streumatrix **I** kann folglich mit einer einzigen Phasentrennung vollständig bestimmt werden.

Aus den Signalfussdiagrammen in Bild 3 kann hergeleitet werden:

$$e_{10} = i_{10} \cdot \frac{a_0}{a_2} \cdot \frac{1 - e_{11}\Gamma_{\text{DUT}}}{1 - i_{11}\Gamma_{\text{DUT}}}. \quad (3)$$

Da sämtliche Größen in (3) bekannt sind, ist auch das Fehlerter mit der Streumatrix **E** bestimmt und die Messung von Spannung und Strom kann durchgeführt werden.

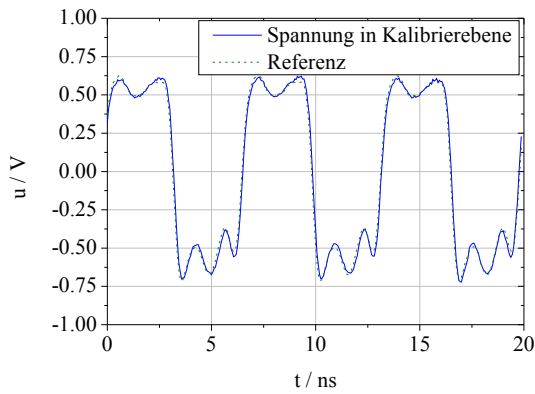
2.3. Durchführung der Messung

In Bild 4 ist schematisch der Aufbau zur Durchführung der Messung dargestellt. Hierbei wird der gestrichelt dargestellte Teil nicht von den zuvor bestimmten Fehlertermen erfasst, kann also gegenüber der Kalibrierung verändert sein. Somit beeinträchtigen die unvermeidbaren Änderungen, wie z.B. das Einfügen des Kopplers in die HV-Leitung im Fahrzeug, nicht die Gültigkeit der Kalibrierung.

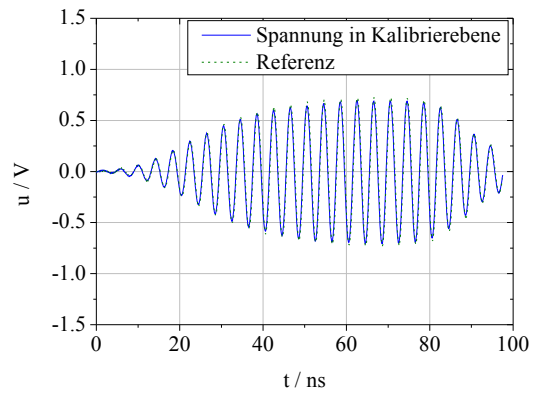
Zur Anwendung der im Frequenzbereich definierten Kalibrierung werden die vom Oszilloskop im Zeitbereich erfassten Spannungen $v_1(t)$ und $v_2(t)$ in die entsprechenden Größen $V_1(f)$ und $V_2(f)$ im Frequenzbereich transformiert. Um die bei Messungen mit hoher Abtastrate auftretenden großen Datenmengen mit einstellbarer Zeit- und Frequenzauflösung auswerten zu können, wird hierzu die Kurzzeit-Fouriertransformation (STFT) [6] verwendet. Unter Anwendung der entsprechend Abschnitt 2.2 erhaltenen Fehlermatrix **E** können die absoluten Wellengrößen a_1 und b_1 in der Kalibrierebene und daraus Spannung die $U(f)$ und der Strom $I(f)$ bestimmt werden. Mit Hilfe der inversen STFT kann daraus die zeitdiskrete Darstellung der Spannung $u(t)$ und des Stroms $i(t)$ in der Kalibrierebene gewonnen werden. Ein möglicher Einsatz in einem Elektrofahrzeug ist in Bild 5 gezeigt.

2.4. Verifikation

Um die korrekte Implementierung des Verfahrens zu verifizieren, werden zunächst Messungen mit kommerziell erhältlichen Richtkopplern [7] vorgenommen. Dabei wird die Ka-



(a) Breitbandiges Signal



(b) Puls

Bild 6: Verifikation der gemessenen Spannung

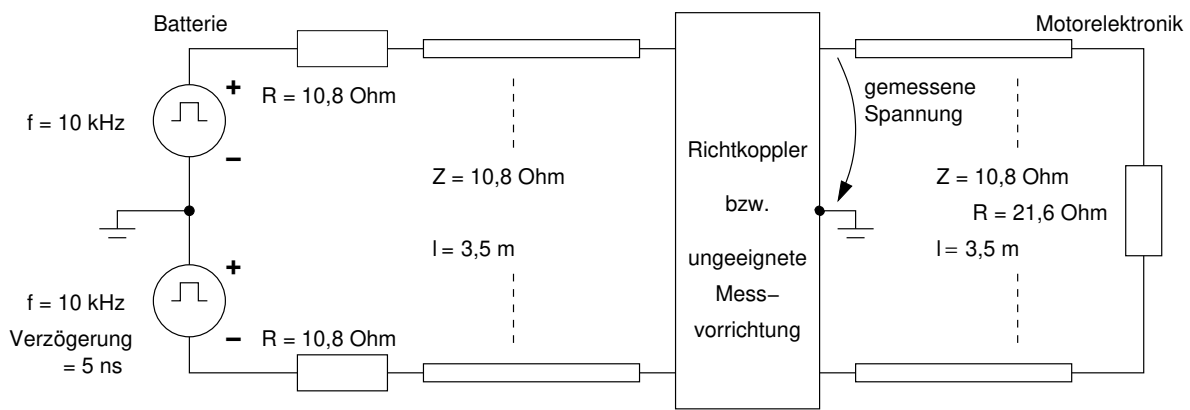


Bild 7: Aufbau zur Untersuchung des Einflusses der Messvorrichtung auf das Messergebnis

librierebene statt an der Last – wie in Bild 4 dargestellt – direkt an einem weiteren Eingangskanal des Oszilloskops definiert. Dies schafft eine Referenz zur Verifikation der ermittelten Spannung $u(t)$. Durch den HF-Generator können verschiedene Eingangssignale erzeugt werden. Die gemessenen Spannungen sind in Bild 6 gegenübergestellt. Es lässt sich sowohl für das breitbandige, periodische Signal als auch für den nichtperiodischen Puls erkennen, dass das Verfahren die Spannungen in der Kalibrierebene korrekt erfasst.

3. Anwendung: Messungen im HV-System

3.1. Messaufbau

Bild 5 zeigt einen beispielhaften Messaufbau an einem Elektrokrافتfahrzeug: Zwei Koppeler, für die entsprechend Abschnitt 2.2 bereits Kalibrierdaten ermittelt wurden, werden in die Batterieleitungen eingefügt und mit einem Oszilloskop verbunden. Das Messverfahren ermöglicht daraus sowohl die Bestimmung der absoluten Spannung zwischen Innenleiter und Schirm der HV-Leitung als auch des absoluten Stroms auf dem Innenleiter in der Referenzebene. Dies gilt insbesondere auch für transiente Ereignisse wie z. B. für Schaltvorgänge.

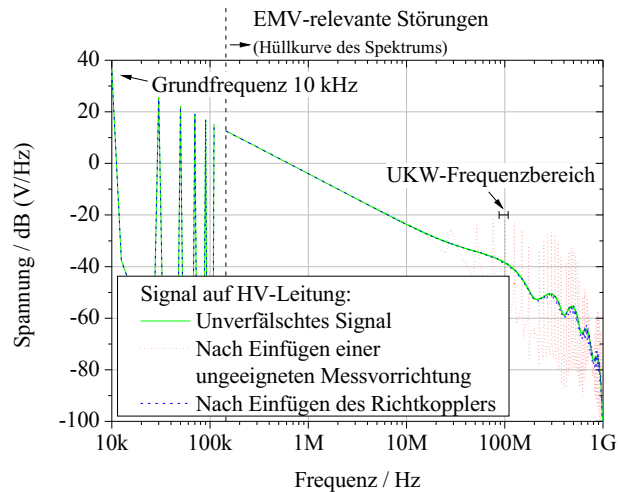


Bild 8: Einfluss der Messvorrichtungen auf das Messergebnis

3.2. Einfluss der Messvorrichtung auf das Ergebnis

Die Bedeutung eines rückwirkungsfreien Messverfahrens wird im Folgenden verdeutlicht: Dazu soll ein vereinfachtes Simulationsmodell eines Hochvoltnetzwerks entsprechend Bild 7 betrachtet werden. Aufgrund einer zeitlichen Verzögerung der unteren Rechteckquelle von 5 ns kommt es im Netzwerk zu einer Unsymmetrie, deren Effekt auf die Spannung zwischen einem Innenleiter und dem auf Masse befindlichen Schirm erfasst werden soll. Dazu steht einerseits eine klassische Messbox zur Verfügung, die die Schirme der HV-Leitungen aufweitet, um beispielsweise einen hochohmigen Spannungsteiler zu integrieren. Dabei verändert sich jedoch lokal der Wellenwiderstand. Gleichzeitig kommt es innerhalb der Messbox zu einer erhöhten Verkopplung der Leitungen untereinander. Andererseits wird der HF-optimierte Richtkoppler eingesetzt, der in Abschnitt 3.3 näher vorgestellt wird.

In Bild 8 sind die simulierten Spektren der Spannung dargestellt. Das Einbringen der ungeeigneten – weil nicht auf das Impedanzniveau der Leitung angepassten – Messbox verursacht bereits ohne Berücksichtigung einer eventuell nichtidealen Auskopplung durch den Spannungsteiler eine deutliche Veränderung der Signale und würde dem Anwender beispielsweise eine nicht vorhandene Resonanz im UKW-Frequenzbereich vortäuschen. Hingegen verhalten sich die Richtkoppler des hier präsentierten Messverfahrens nahezu rückwirkungsfrei und führen nur zu vernachlässigbaren Unterschieden gegenüber dem unverfälschten Signal. Daher wird für die Messungen der Richtkoppler verwendet, der im Folgenden vorgestellt wird.

3.3. Hochvolt-Messkoppler

Zur Anwendung des Messverfahrens in HV-Bordnetzen von Kraftfahrzeugen werden ein geeigneter Richtkoppler für den Frequenzbereich von 150 kHz bis 1 GHz sowie dazu passende Kalibrierstandards benötigt. Beides ist in Bild 9 dargestellt. Um beim Einfügen der Koppler gemäß Bild 5 eine unerwünschte Beeinflussung des Systems zu verhindern, ist der Richtkoppler vollständig unter HF-Gesichtspunkten optimiert. Einerseits wird die Schirmung des HV-Bordnetzes auch innerhalb des Kopplers beibehalten, andererseits wird auf

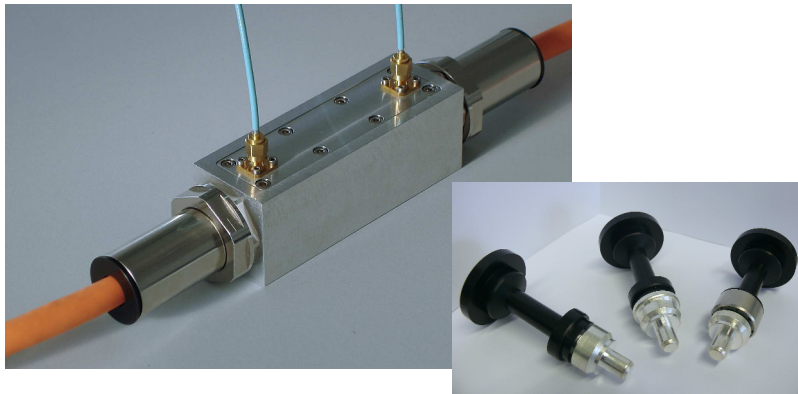


Bild 9: Hochvolt-Messkoppler und -Standards [8]

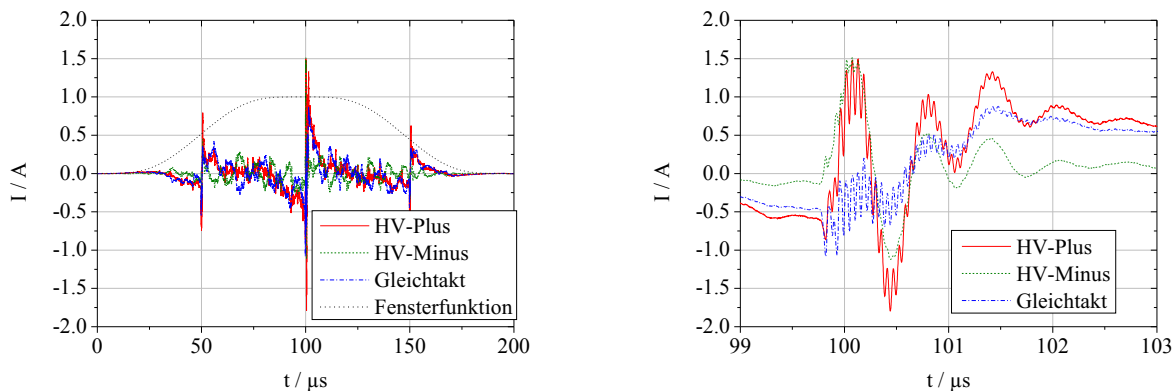


Bild 10: Ströme auf den HV-Batterieleitungen

eine breitbandige Anpassung an die Leitungsimpedanz der HV-Leitungen von ca. 11Ω geachtet. Überdies erfüllt der Koppler für den Einsatz im automobilen Umfeld Kriterien wie Hochspannungsfestigkeit und Dichtigkeit.

3.4. Messergebnisse

Der in Abschnitt 3.3 vorgestellte Koppler wird bei Messungen an einem Versuchsfahrzeug eingesetzt. Dabei wird er – wie in Bild 5 gezeigt – in die Batterieleitungen (HV-Plus, HV-Minus) eingefügt. Dies erlaubt einerseits die Messung der massebezogenen Spannungen sowie des Stroms auf dem Innenleiter als auch deren Zerlegung in Gleich- und Gegentakt.

In Bild 10 sind die Ströme während des Betriebs des Wechselrichters dargestellt. Aufgrund der Beschränkung auf die EMV-relevanten Frequenzanteile (150 kHz bis 1 GHz) sind hierbei die Anteile im Grundtakt von 10 kHz nicht sichtbar. Der linke Graph zeigt einen Zeitraum von $200 \mu s$ sowie die aus der STFT resultierende Fensterfunktion. Im rechten Graphen ist ein Ausschnitt von $4 \mu s$ dargestellt. Der dort erkennbare Anteil mit einer Periodendauer von ca. $1 \mu s$ tritt sowohl auf HV-Plus als auch auf HV-Minus in gleicher Weise auf und löscht sich im Gleichtaktmode folglich aus. Hingegen tritt die höherfrequente überlagerte Schwingung nur auf HV-Plus auf und ist somit gleichzeitig Teil des Gleichtaktmodes. Hier lässt sich die Eigenresonanz des HV-Systems erkennen.

4. Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde ein Zeitbereichsmessverfahren vorgestellt, das die Bestimmung der EMV-relevanten Signalanteile auf HV-Leitungen in Elektrofahrzeugen erlaubt. Das Verfahren zeichnet sich dadurch aus, breitbandige Messungen von Spannung und Strom in einer definierten Referenzebene mit vernachlässigbarer Beeinflussung des untersuchten HV-Netzwerks zu ermöglichen. Dies wurde durch Messungen verifiziert.

Danksagung

Die Autoren danken Herrn Tobias Zorn, Herrn Andreas Ludwig und Herrn Dr. Martin Aidam, Daimler AG, für die gute Zusammenarbeit und die Unterstützung bei der Durchführung der Messungen.

Literatur

- [1] Hohloch, J. ; Köhler, W. ; Tenbohlen, S. ; Aidam, M. ; Krauß, T.: Charakterisierung und Vergleich leitungsgebundener Störungen an KFZ-Hochvoltbordnetzen. In: *EMV 2012, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*. Düsseldorf, 2012
- [2] Norm CISPR 25: 2002. *Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats, and on devices – Limits and methods of measurement*
- [3] Mooser, J.: Elektromagnetische Verträglichkeit von Hochvoltkomponenten auf Systemebene. In: *EMV spezial – EMV von Elektro- und Hybridfahrzeugen*. Zwickau, 2011
- [4] Hiebel, Michael: *Grundlagen der vektorialen Netzwerkanalyse*. München : Rohde & Schwarz, 2006
- [5] Zelder, Thomas: *Kontaktlose Vektornetzwerkanalyse*. Göttingen : Sierke, 2009
- [6] Oppenheim, Alan V. ; Schafer, Ronald W. ; Buck, John R.: *Discrete-time signal processing*. 2. Aufl. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, 1999
- [7] *Krytar Model 1821 Directional Couplers*. <http://www.krytar.com/pdf/1820.pdf>
- [8] *Rosenberger HVR® Measurement Coupler*. http://rosenberger.de/documents/headquarters_de_en/ba_automotive/AUTO_HVR_MeasCoupl_Flyer_2012.pdf

Bewertung der Störaussendung von Hochvolthalbleitern für Elektrofahrzeuge

Dipl.-Ing. (FH) M. Trebeck, Prof. Dr.-Ing. M. Richter, Westsächsische Hochschule Zwickau

Dr.-Ing. Bernd Körber, FTZ e.V. an der Westsächsischen Hochschule Zwickau

M. Eng. T. Enzinger, AUDI AG, Ingolstadt

Dr.-Ing. T. Rinkleff, Volkswagen AG, Wolfsburg

1. Einleitung

Um die Störaussendung von Hochvoltsystemen für Kraftfahrzeuge gezielt bewerten zu können, sind EMV-Messungen und messtechnische Untersuchungen zur Verkopplung der Störgrößen auf den verschiedenen Integrationsebenen notwendig.

Zur gezielten EMV-Optimierung des Traktionssystems sind Messverfahren zur Analyse der Einzelkomponenten notwendig. Ausgehend vom Entwicklungsprozess werden die Untersuchungen bei Hochvolthalbleitern auf Schaltkreisebene (Modul) begonnen. Bei getakteter Arbeitsweise ist der Halbleiter im Umrichtermodul die Störquelle. Ein geeignetes Messverfahren für diese Module muss grundsätzliche Einflüsse auf die Störaussendung, die sich aus dem Aufbau der Module ergeben, aufzeigen können.

Da auf dem Gebiet der Elektromobilität noch keine EMV-Messverfahren für diese Anwendung genormt sind, wird nachfolgend eine solche Messspezifikation beschrieben.

2. Entwicklung der Messspezifikation

2.1 Zielstellung und Vorüberlegungen

Die hier vorgestellte Messspezifikation soll die Störaussendung des Umrichtermoduls bewerten. Ziel ist die Vergleichbarkeit verschiedener Umrichter bei gleichen Randbedingungen.

Für die Ermittlung der Störaussendung der Traktionssysteme sind in den Vorschlägen für die neue Version der CISPR25 komplexe, geschirmte Aufbauten mit Antriebs- und Belastungsmaschinen aufgeführt. Für die Bestimmung der Störungen, welche die Halbleiterschalter im Modul erzeugen, ist ein vereinfachter Ansatz geeigneter.

Insbesondere der Wegfall der Schirmung und der Verzicht auf eine dreiphasig angesteuerte und mechanisch bewegte Last führen zu einer deutlichen Verringerung der Komplexität des Aufbaus und der Anforderungen an den Messplatz.

Gleichzeitig sind die relevanten Störquellen und die applikationsbedingten Pfade für die Gegentakt- und Gleichtaktstörungen soweit wie möglich nachzubilden.

Auf Basis dieser Vorgaben wird ein ungeschirmter Messaufbau mit minimaler externer Beschaltung des Umrichtermoduls vorgeschlagen, der folgende weitere Bestandteile ausweist:

- Zwischenkreiskondensator,
- Kühlkörper für Umrichtermodul,

- ohmsch-induktive Last,
- definiert angeschlossene Hochvolt- und Niedervoltversorgung sowie
- Ansteuerschaltung mit Hilfsspannungsversorgung für Umrichtermodul.

Die elektrischen Verbindungen erfolgen über möglichst kurze Leitungen.

Die leitungsgebundenen Messungen finden in einem geschirmten Raum statt.

2.2 Störquellen und EMV-relevante Bestandteile des Halbleitermoduls

Aufgrund der geschalteten Spannungen und der notwendigen Leistungen kommen in den Umrichtern für den Kfz.-Einsatz Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) zum Einsatz. Diese arbeiten hier als aktiv geschaltete Halbleiter. Da diese auf einen Motor als überwiegend induktive Last arbeiten, werden als weiteres Halbleiterelement zusätzlich Freilaufdioden benötigt, um den Strom in Rückwärtsrichtung zu führen. Die Dioden sind aufgrund ihres unterschiedlichen Schaltverhaltens ebenfalls EMV-relevant. Die Eigenschaften dieser Bauelemente bestimmen zusammen mit dem Modulaufbau das EMV-Verhalten des Moduls.

Bei Betrieb des Umrichtermoduls mit einer ausreichend großen Induktivität als Last im Prüfaufbau für einen nicht lückenden Stromverlauf bleiben die relevanten Störquellen mit ihrem charakteristischem Verlauf im Zeitbereich erhalten (Bild 1).

Weitere applikationsbedingt vergebene Bestandteile auf der Modulseite sind der Zwischenkreiskondensator, der Kühlkörper und die Ansteuerschaltung der Schalterstufen.

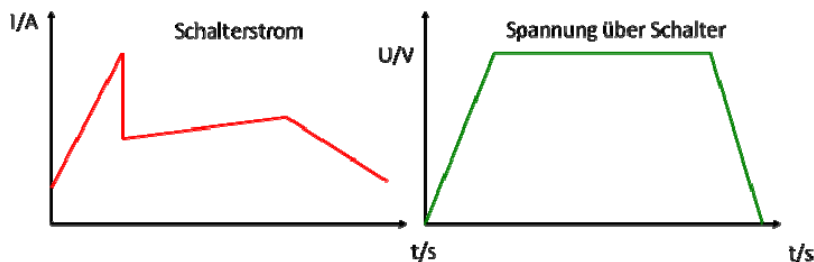


Bild 1: Strom- und Spannungsverläufe am Beispiel eines Tiefsetzstellers mit IGBT und Freilaufdiode an ohmsch-induktiver Last

2.3 Störstrompfade

Der Gleichtaktpfad für den Störstrom, der sich in der Applikation im Fahrzeug ergibt, wird maßgeblich durch die Kapazität des Moduls und des Motors nach Bezugsmasse bestimmt (Bild 2). Da dieser Strompfad signifikant zur Störaussendung in der Applikation beiträgt, muss er im Prüfaufbau nachgebildet werden. Dazu wird sowohl das Modul als auch die Last auf der Bezugsmasseplatte positioniert. Die Last hat damit eine definierte, für alle Messungen gleiche Kapazität nach Masse.

Der Gegentaktstörstrompfad entspricht dem Arbeitsstromkreis (Bild 2).

Relevante Beeinflussungsgrößen stellen die parasitär vorhandenen Induktivitäten und Widerstände im Strompfad dar, die Störspannungen hervorrufen. Diese sind bis auf das Modul mit dem zugehörigen Zwischenkreiskondensator im Aufbau immer gleich.

Ein weiterer EMV-relevanter Parameter der HV-Module ergibt sich aus der Größe und Symmetrie der Kapazitäten gegen die Hochvoltpotentiale und Bezugsmasse.

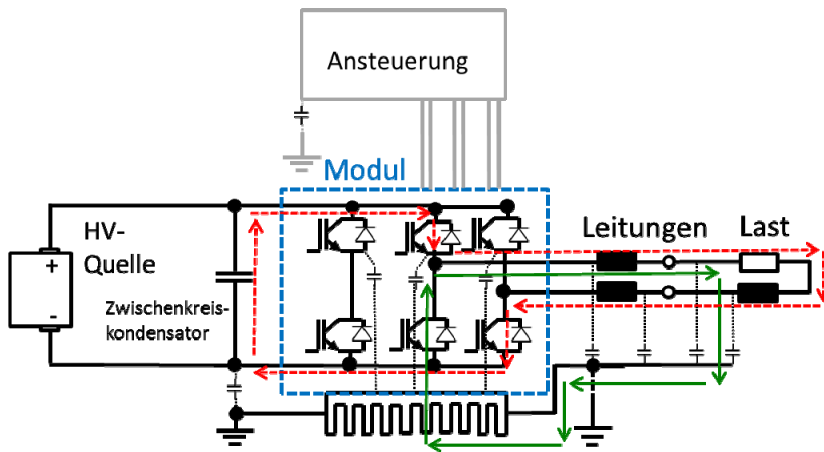


Bild 2: Beispielhafte Darstellung von Störstrompfaden grün: Gleichtakt / rot gestrichelt: Gegenteil

2.4 Erläuterung und Darstellung des Prüfaufbaus

Für den Betrieb des Umrichters sind eine Hochvoltspannungsquelle und eine Last sowie die jeweilige Anbindung notwendig.

Die Spannung wird außerhalb der Kabine erzeugt und über Kabinenfilter an den Messaufbau geführt. Untersuchungen haben gezeigt, dass die Kabinenfilter zu einer Beeinflussung der Dynamik und der Gleichtaktimpedanz der Traktionsleitungen führen. Daher wird die Traktionsseite noch mit einer ausreichend großen Kondensatorbatterie am Messaufbau gepuffert.

Die definierte Anbindung der Hochvoltspannung (HV+, HV-) an den Prüfaufbau erfolgt über KFZ-Bordnetznachbildungen (BNN). Bei den notwendigen Versorgungsleitungen im Spannungsbereich des konventionellen Bordnetzes ist dies ebenso. Die Ansteuerung mit der Pulsweitenmodulation (PWM) erfolgt optisch entkoppelt

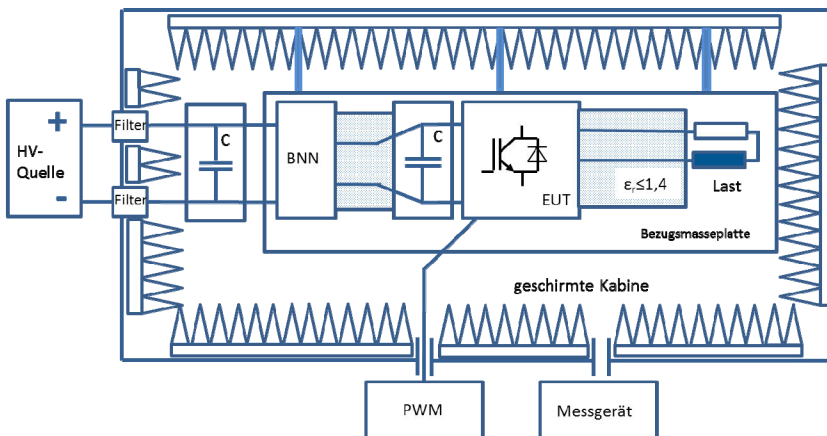


Bild 3: Messaufbau zur Bestimmung der Störaussendung des Moduls

2.5 Betriebsarten und Ansteuerung für die Hochvolthalbleiter

Für die Messungen wird das HV-Modul als Tiefsetzsteller betrieben. Dabei ist nur ein IGBT eines Brückenweiges aktiv gesteuert und die korrespondierende Diode des zweiten IGBT's im Brückenweig als Freilaufdiode genutzt. Ein zweiter IGBT eines anderen

Brückenzweiges ist statisch eingeschaltet, um den Stromfluss durch Modul und die Lastnachbildung zu gewährleisten (Bild 4).

Im Unterschied zur Applikation, dem dreiphasigen motorischen Betrieb, ergibt sich dadurch für die Messung eine geringere Anzahl der zur Störaussendung beitragenden Schaltelemente als auch eine geringere maximale Taktfrequenz für die PWM.

Das Schalten erfolgt mit festgelegten Gate-Vorwiderständen an einer definierten R-L-Last.

Da die Module unsymmetrisch aufgebaut sein können, ist die Messung von mindestens zwei aktiv geschalteten IGBTs notwendig, um die maximale Störaussendung zu ermitteln.

Folgende Betriebsfälle sind zu messen:

- Messung mit aktiven Top Side IGBT eines Brückenzweiges
- Messung mit aktiven Bottom Side IGBT eines Brückenzweiges

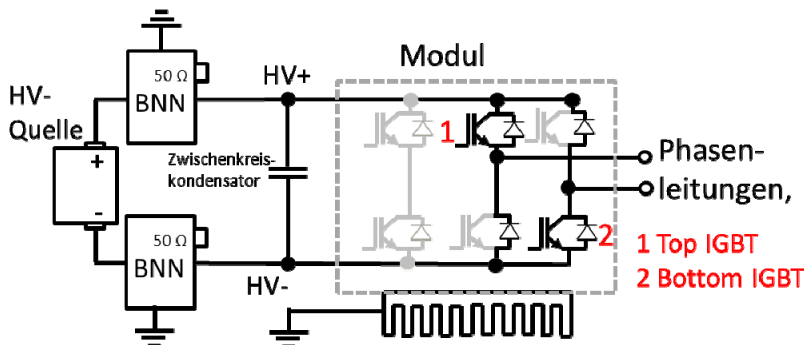


Bild 4: Darstellung der aktiven Schalter und des Anschlusses zur Last im vereinfachten Messaufbau

Ein Top Side IGBT schaltet von HV+ auf die Phasenleitung, ein Bottom Side IGBT schaltet zwischen Phasenleitungsanschluss und HV-.

Die Ansteuerschaltung des Gates des aktiven Halbleiterschalters muss so ausgelegt sein, dass die Schaltung in keinem Betriebszustand die vom Wechselrichtermodul verursachten Störpegel erreicht.

Die Leiterplatte mit der Ansteuerschaltung muss so platziert werden, dass die Verkopplung mit dem Modul so gering wie möglich ist.

Für die Untersuchungen sollte die Beschaltung des Testaufbaus soweit möglich mit der der Applikation im Fahrzeug übereinstimmen.

2.6 Messpunkte und Messgrößen

Messung	Gleichtaktstörstrom	Gegentaktstörstrom	Störspannung
Traktionsseite / Eingangsseite	Stromzangen summarisch über beide Hochvoltleitungen	Stromzange über einzelne Hochvoltleitung	Messabgang der BNN bis 108 MHz
Lastseite / Ausgangseite	Stromzangen summarisch über beide Lastleitungen	Stromzange über jeweils eine Lastleitung	hochohmig abgeschlossener Rohrkoppler als Spannungssonde bis 30 MHz

Tabelle 1: Übersicht über Messgrößen und Messmittel an verschiedenen Messpunkten

Funktional und auch messtechnisch sind Traktions- und Lastseite zu unterscheiden. Für die Bewertung der Störungen können an beiden Seiten sowohl Störstrom- als auch Störspannungsmessungen durchgeführt werden.

Zur Bestimmung der relevanten leitungsgebundenen Störgrößen kommen verschiedene Messmittel zum Einsatz. Diese sind in Tabelle 1 aufgeführt.

3. Analyse verschiedener Einflussfaktoren im Prüfaufbau

3.1 Anzahl der aktiven Schalter

Ein wesentlicher Unterschied des vereinfachten Aufbaus zum dreiphasigen Betrieb ist die Anzahl der aktiven Schalter. Um diesen Einfluss zu untersuchen, wurden an einem Messaufbau mit Motor im dreiphasigen Betrieb und Belastungsmaschine Störaussendungsuntersuchungen durchgeführt.

Für die Vergleichsmessung wurde ein IGBT statisch eingeschaltet und ein zweiter eines anderen Brückenweiges mit der nominalen Taktfrequenz weiterbetrieben. Der Motor blieb als induktive Last erhalten. Der Laststrom fließt somit bei stehendem Rotor über zwei Statorwicklungen des Motors.

Im Bild 5 ist zu sehen, dass die Charakteristik der Störaussendung erhalten bleibt. Die tendenziell höhere Störaussendung für den dreiphasigen Betrieb resultiert vor allem aus der größeren Anzahl aktiver Schalter der damit insgesamt höheren Taktrate. Die unterschiedlichen Rauschpegel ergeben sich aus den unterschiedlichen Dämpfungseinstellungen.

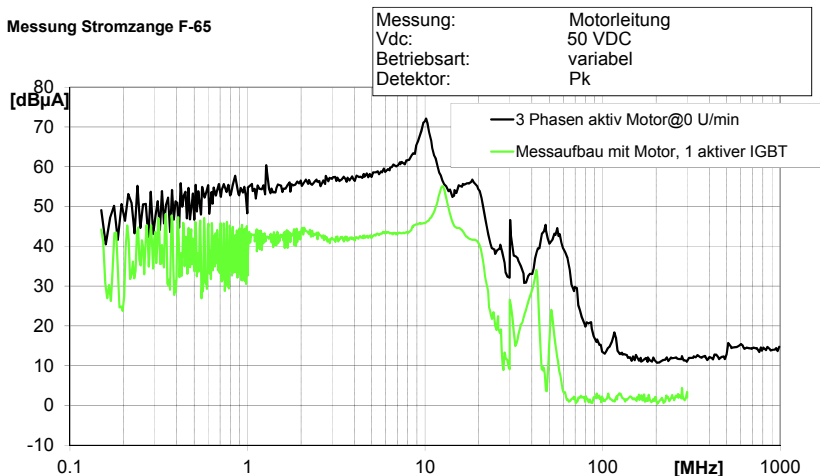


Bild 5: Vergleich der Störaussendung, dreiphasiger Betrieb sowie Aufbau mit einem aktiv geschaltetem IGBT und Motor als induktive Last

3.2 Einfluss der Gleichtaktimpedanz zur Last auf die Emissionscharakteristik

Für den vereinfachten Messaufbau wurde der Motor durch eine Spule mit magnetischem Kern ersetzt. Ist der Kern leitend mit der Bezugsebene verbunden, ergeben sich vergleichbare Verhältnisse wie in der Applikation für den Gleichtaktstörpfad an der Last, der über die Kapazität der Windungen zum Kern bestimmt wird.

Für verschiedene E-Maschinen im Traktionssystem ergeben sich aufbaubedingt unterschiedliche Koppelkapazitäten bis zu 20 nF zur Bezugsmasse. Entsprechend der Größe dieser Kapazität ergeben sich unterschiedlich hohe Gleichtaktstörströme. In Bild 6a ist der Einfluss dieses Störstrompfades auf die Gleichtaktstörströme auf den Traktionsleitungen aufgezeigt, in Bild 6b entsprechend für die Phasenleitungen. Die Höhe dieser Koppelkapazität lässt sich am vereinfachten Aufbau mit zusätzlichen diskreten Kapazitäten an der Last bei Bedarf applikationsnah anpassen.

Die nominale parasitäre Kapazität der verwendeten Last beträgt 1 nF.

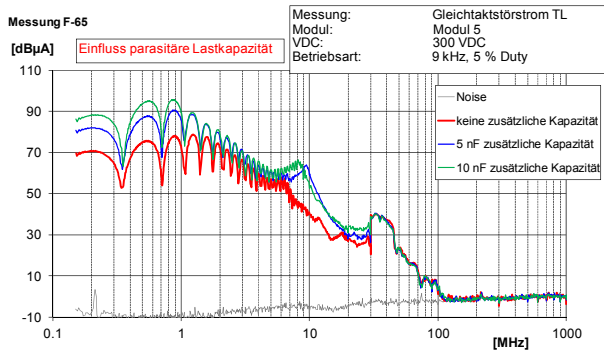


Bild 6a: Einfluss der parasitären Kapazität der Last nach Bezugsmasse auf die Gleichtaktstörstrom auf den Traktionsleitungen

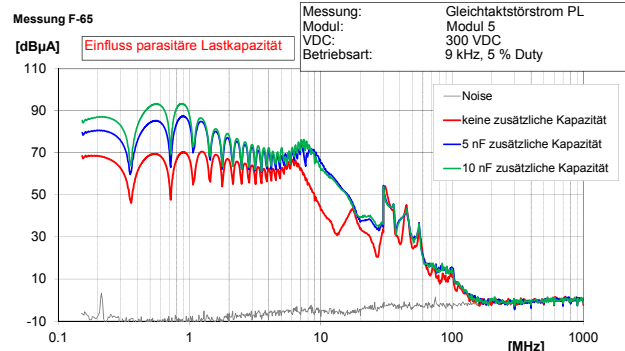


Bild 6b: Einfluss der parasitären Kapazität der Last nach Bezugsmasse auf die Gleichtaktstörstrom auf den Phasenleitungen

Bild 6: Einfluss der Gleichtaktimpedanz der Last auf die Störaussendung

3.3 Einfluss der Hochvoltspannung

Die verwendete Hochvoltspannung beeinflusst erwartungsgemäß die Störaussendung. Am deutlichsten wirkt sich dieser Einfluss bei Messungen mit der BNN an der Traktionsseite aus. Hier erhöhte sich der Störpegel bei den getesteten Modulen um bis zu 9 dB bei Variation der Hochvoltspannung von 100 V auf 400 V.

3.4 EMV-relevante Parameter der Ansteuerung

Die Ansteuerung der Gates der IGBT's erfolgt in der Applikation über spezielle Treiberschaltkreise und Booster-Schaltungen. Weiterhin sind im Allgemeinen Überspannungsschutzdioden und ein Kurzschlusschutz integriert. Diese Beschaltung ist auch im vereinfachten Aufbau vorhanden. Hier allerdings nur für 2 Schalter. Damit wird auch die notwendige Anzahl der Gate-Spannungen reduziert.

Die Schaltgeschwindigkeit kann über Gate-Vorwiderstände oder RC-Netzwerke für Ein- und Ausschaltvorgang eingestellt werden. Für die Umsetzung der Ansteuerung im vereinfachten Messverfahren sind – soweit bekannt – die Werte aus der Applikation zu nutzen. Für eine rückwirkungsfreie Ansteuerung empfiehlt es sich, den Anschluss des Gates und den Hilfsanschluss zum Emitter über eine ausreichend dimensionierte und symmetrische Gleichtaktdrossel zu entkoppeln.

Im dreiphasigen Umrichterbetrieb variiert die Pulsbreite je Schalter. Im vereinfachten Aufbau wird nur mit einem festen Tastverhältnis gemessen, um die Ansteuerungsschaltung so einfach wie möglich zu halten.

Mit dem Fokus auf eine Vereinfachung der Anforderungen bietet sich eine PWM mit einer möglichst kurzen Einschaltdauer an. Dadurch werden die Anforderungen an Kühlung und die Leistungsfähigkeit der Spannungsversorgung signifikant minimiert. Im aviierten Bereich des Tastverhältnisses unterscheiden sich die Störpegel nur minimal (Bild 7).

Die Taktrate sollte applikationsabhängig gewählt werden.

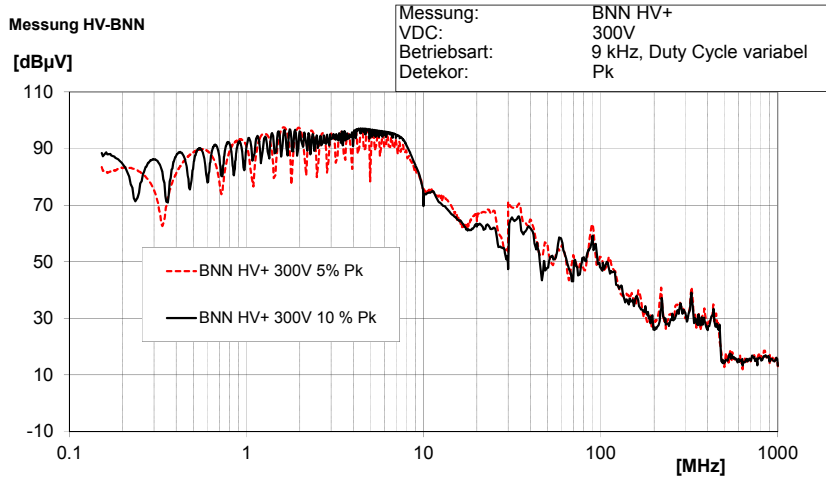


Bild 7: Einfluss des Tastverhältnisses auf die Störaussendung

3.5 Modulvergleich

Mit dem Verfahren wurde die Störaussendung verschiedener Wechselrichtermodule verglichen. Ergeben sich hier unter gleichen Randbedingungen unterschiedliche Störaussendungskurven, sind diese nur dem Aufbau der Module geschuldet. Somit können verschiedene Modulvarianten verglichen werden.

Für vergleichende Messungen zum Nachweis der Eignung des vorgeschlagenen Ansatzes standen spezielle EMV-optimierte Prototypen von IGBT-Modulen zur Verfügung. Die hier integrierten unterschiedlichen Maßnahmen zur EMV-Optimierung wirken sich auf die Gleichtaktstörpfade aus.

In Bild 8 ist der Vergleich der Gleichtaktstörströme auf den Traktionsleitungen dargestellt. Es wurden jeweils die Maximalwerte aus den Messungen von Top und Bottom Side IGBT zusammengefasst.

Modul 1 enthält keine Optimierungen, die Module 2 – 4 sind in Bezug auf die internen, aufbaubedingten Kapazitäten optimiert.

Es wurden folgenden Optimierungen durchgeführt:

- Modul #3: niedrige Ausgangskapazität, unsymmetrische Kapazitäten zu HV+ und HV-
- Modul #2, niedrige Ausgangskapazität, symmetrische Kapazitäten zu HV+ und HV-
- Modul #4, niedrige Ausgangskapazität, symmetrische Kapazitäten zu HV+ und HV- mit zusätzlichen internen Kondensatoren

Die optimierten Varianten zeigen im Bereich von 10 MHz bis 150 MHz eine teilweise deutlich geringere Störaussendung.

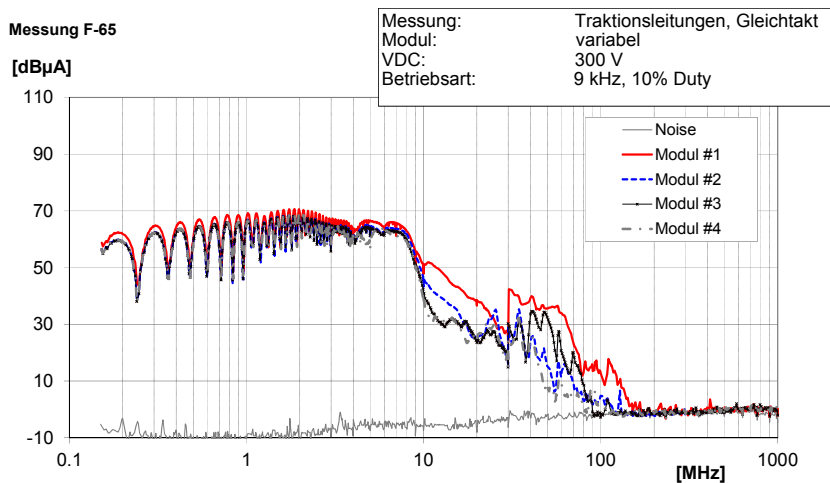


Bild 8: Vergleich des Gleichtaktstörstromes verschiedener Module unter gleichen Randbedingungen

3.6 Zusammenfassung

Die Messungen zeigen, dass sich auf Basis des hier vorgestellten Verfahrens unter normierten Bedingungen EMV-Messungen für Halbleitermodule durchführen lassen. Es sind sowohl Störströme als auch Störspannungen sowie Gleich- und Gegentaktanteile der Störungen erfassbar. Einen zum Vorgehen bei z. B. Bustreibern vergleichbaren Bewertungsmaßstab für Halbleiter kann mit Hilfe von Messungen und noch zu definierenden Grenzwerten erfolgen. Es lassen sich auch Optimierungsmaßnahmen an der Last messtechnisch bewerten.

3.7 Ausblick

Das Messverfahren wird künftig für vergleichende Messungen an Wechselrichtermodulen genutzt. Weiterhin dient es als Basis für die Auslegung und Bewertung von Filtermaßnahmen für Traktionssysteme.

4. Literatur

- [1] Hoene, Eckart: Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern, Dissertation TU Berlin, VDI Verlag, 2001
- [2] Klotz, Frank: Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien, Dissertation TU Ilmenau, Ilmenau, 1997
- [3] Igarashi, S.; Takizawa, S.; Kuroki, K.; Shimizu, T.: Analysis and Reduction of Radiated EMI Noise from Converter Systems, Electrical Engineering in Japan, Vol. 130, No. 1, 2000
- [4] Trebeck M., Körber B.: Störaussendungsmessverfahren für IGBT-Module für den Einsatz in Traktionssystemen V0.4, FTZ e.V. an der Westsächsischen Hochschule Zwickau, 2013

Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen eines Pulswechselrichters zur Bewertung von Entstörfiltern im Traktionsnetz elektrischer Kfz-Antriebe

Dipl.-Ing. Martin Reuter, IEH, Universität Stuttgart, martin.reuter@ieh.uni-stuttgart.de
 Christoph Kienzler, B.-Sc., Universität Stuttgart
 Dr.-Ing. Wolfgang Köhler, IEH, Universität Stuttgart
 Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, IEH, Universität Stuttgart

1. Einleitung

Die Beherrschung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) des elektrischen Antriebsstrangs stellt sich zunehmend als eines der Schlüsselprobleme in der Entwicklung der Elektromobilität heraus. Die Hauptstörquelle des Elektroantriebs bilden schnell taktende Halbleiter im Pulswechselrichter (PWR), welcher die Gleichspannung des Traktionsnetzes in eine dreiphasige Wechselspannung für eine Synchronmaschine wandelt. Um die Umrichterverluste, und damit auch die Erwärmung der Leistungshalbleiter gering zu halten, werden in der Umrichterbrücke sehr steile Schaltflanken verwendet. Durch diese steilen Taktflanken entstehen allerdings hochfrequente (HF) Spektralanteile, die bis in den UKW-Bereich reichen. Diese HF-Störgrößen können sich entlang des Hochvolt- (HV) Kabelbaumes ausbreiten und empfindliche Funkdienste stören, welche in zunehmendem Maße im Fahrzeug verbaut werden [1, 2].

Leitungsfiler stellen eine sehr effektive Maßnahme zur Reduktion von leitungsgebundenen Störgrößen dar. Allerdings haben die Impedanzverhältnisse der elektrischen Umgebung des Filters einen erheblichen Einfluss auf dessen Einfügedämpfung [3]. Üblicherweise wird die Filterdämpfung als Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} mit einem Netzwerk Analysator (NWA) im 50Ω -System bestimmt. Das HV-Bordnetz besitzt allerdings eine von 50Ω abweichende Eingangsimpedanz [4], sodass sich die mit dem NWA gemessene Einfügedämpfung einer Filtermaßnahme signifikant von der Reduktion der Störgrößen im HV-Bordnetz unterscheidet.

Dieser Beitrag beschäftigt sich sowohl mit der Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen im Umrichter eines Elektroantriebes als auch mit dem Einfluss der Impedanzverhältnisse auf die Wirksamkeit von Leitungsfilern im HV-Traktionsnetz.

2. Charakterisierung des PWR als Thévenin-Störquelle

Dem PWR fällt eine Schlüsselrolle zur Beherrschung der EMV von Elektroantrieben zu, da dieser die Hauptquelle der Störgrößen im elektrischen Antriebsstrang darstellt. Zur Reduktion des Störpotentials benachbarter Komponenten und Systeme muss ein Optimum zwischen Filterung und Schirmung gefunden werden. Die Störquellen innerhalb einer beliebigen Komponente, wie etwa ein Leistungsumrichter, lassen sich als Thévenin-Äquivalent aus einer idealen Gleichtaktquelle und einer Serienimpedanz charakterisieren [5, 6]. Angewandt auf den untersuchten PWR eines Elektrofahrzeugs werden zunächst die Streuparameter des PWR im passiven Zustand gemessen und daraus die Eingangsimpedanzen für Gleichtakt- und Gegentaktgrößen berechnet. Diese Eingangsimpedanzen ermöglichen eine einfache Netzwerkmodellierung und Bestimmung

der dominanten Einflussgrößen. Aus Zeitbereichsmessungen der Störspannungen bei einem typischen Betriebspunkt des PWR erfolgt die Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen.

2.1. Eingangsimpedanzen im passiven Zustand

Zur Bestimmung der Eingangsimpedanz des PWR werden die Streuparameter an den Anschlüssen zum Traktionsnetz HV+ und HV- gemessen. Die gemessene Streuparametermatrix $[S]$ kann leicht in Impedanzparameter $[Z]$ umgewandelt werden, wie dies etwa in [7] beschrieben ist. Aus diesen Impedanzparametern können die Eingangsimpedanzen für Gleichtaktgrößen \underline{Z}_{G1} und \underline{Z}_{G2} sowie für den Gegentakt (\underline{Z}_X) berechnet werden, wie in **Bild 1a)** dargestellt [8].

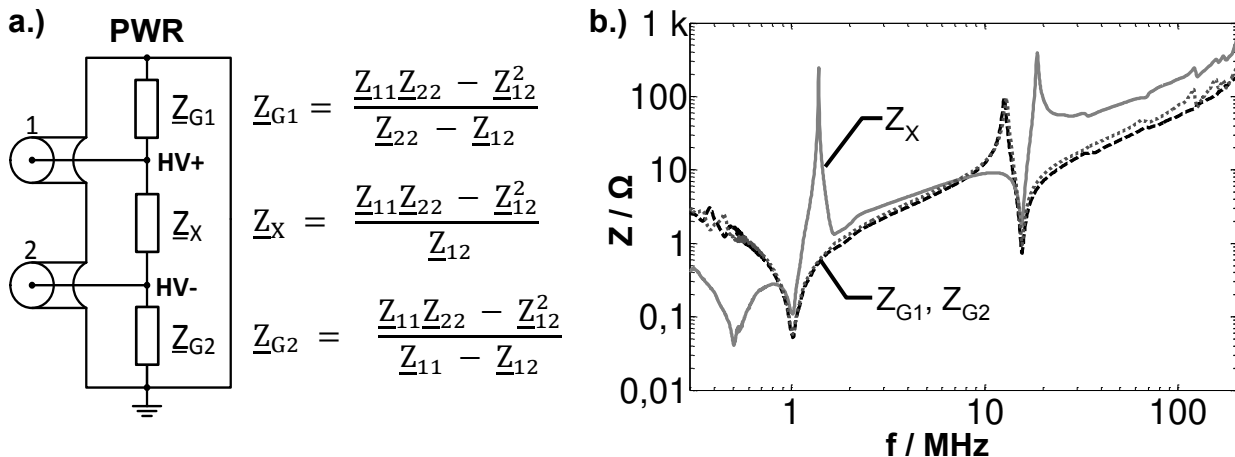


Bild 1 a) Ersatzschaltbild des PWR und Berechnung der Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} und Z_{G2} sowie der Gegentaktimpedanz Z_X b) Gleich- und Gegentaktimpedanzen des passiven PWR [8]

Die Kurven der Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} und Z_{G2} aus Bild 1b) zeigen, dass der PWR einen symmetrischen Vierpol darstellt, da die Verläufe von Z_{G1} und Z_{G2} über den kompletten Frequenzbereich nahezu identisch sind. Im Frequenzbereich unterhalb einer Serienresonanz bei $f_R = 1 \text{ MHz}$ weist die Gleichtaktimpedanz Z_G einen kapazitiven Verlauf auf. Darüber ist ein induktiver Impedanzanstieg bis zu einer Parallelresonanz bei etwa 15 MHz zu erkennen. Bei 18 MHz tritt eine zweite Serienresonanz auf, der ein weiterer induktiver Impedanzanstieg folgt. Ab 30 MHz ergeben sich kleinere, vernachlässigbare Resonanzen im Frequenzbereich bis 200 MHz , die dem induktiven Kurvenverlauf überlagert sind.

Die Gegentaktimpedanz Z_X besitzt für tiefe Frequenzen ebenfalls einen kapazitiven Verlauf, allerdings mit einer deutlich größeren Kapazität. Bei 500 kHz tritt eine Serienresonanz auf. Der Verlauf von Z_X zeigt ein Impedanzminimum bei 1 MHz , der eine sehr stark ausgeprägte Parallelresonanz bei ca. $1,5 \text{ MHz}$ folgt. Oberhalb von 2 MHz weist Z_X einen induktiven Impedanzanstieg mit einer Serienresonanz bei 18 MHz auf. Dieser folgen mit ansteigender Frequenz eine Parallelresonanz bei 20 MHz sowie ein induktiver Verlauf der Impedanz mit kleineren, überlagerten Resonanzen.

Über einfache Modifikationen der internen Strukturen, wie etwa dem Entfernen der C_Y -Entstörkondensatoren oder dem Kurzschluss der Zwischenkreiskapazität, lassen sich die Ursachen der Resonanzen im passiven Zustand des PWR leicht bestimmen: Die Serienresonanz von Z_X bei 500 kHz wird durch die Serienschaltung der Zwischenkreiskapazität mit der parasitären Serieninduktivität des Zwischenkreiskondensators hervorgerufen. Die Serienresonanzen von Z_G und Z_X bei 1 MHz sowie die Parallelresonanz

von Z_X bei 1,5 MHz ergeben sich aus der Serienschaltung der C_Y -Entstörkapazitäten mit den Induktivitätsbelägen der Verdrahtung. Die Resonanzstellen bei 15 bzw. 18 MHz ergeben sich aus der Induktivität der Stromschienen und der Gehäusekapazitäten des Stromrichtermoduls sowie den Stromschienen zu den Ausgängen U, V, W der dreiphasigen Motoransteuerung [8].

Die Kenntnis der Resonanzursachen erlaubt eine einfache und schnelle Modellierung des PWR, wie sie etwa in [8] beschrieben ist. Zudem erlaubt dieses Modell eine Validierung der Resonanzquellen. Sämtliche der beschriebenen Resonanzquellen werden von passiven Strukturen und passiven Bauelementen hervorgerufen, während die aktiven Leistungshalbleiter keinen nennenswerten Einfluss auf die Eingangsimpedanzen besitzen [8]. Deshalb sind die Eingangsimpedanzen zeitinvariant und unabhängig vom Betriebspunkt des PWR. Die Quelle der leitungsgebundenen Störgrößen, die schnell schaltenden Leistungshalbleiter, kommen einer idealen Spannungsquelle sehr nahe. Somit wird vermutet, dass die Gleichtakt-Eingangsimpedanz des passiven PWR der Quellimpedanz des Thévenin-Äquivalents der Gleichtaktstörquellen entspricht.

2.2. Bestimmung der Quellimpedanz des aktiven Pulswechselrichters

Zur Bestimmung der Quellimpedanz der Gleichtaktstörquellen des aktiven PWR ist es nötig, diesen während eines definierten Betriebszustands zu untersuchen. Der Messaufbau für HV-Komponenten nach CIPSR 25, wie er in [8] beschrieben ist, ermöglicht es den PWR aktiv zu betreiben. Dieser Aufbau besteht aus einer Versorgung mit Gleichspannung (280 V, 20 A), einer Antriebsmaschine, welche über eine Welle mit einer geeigneten Bremsmaschine außerhalb der Absorberhalle gekoppelt ist, sowie einer Restbussimulation zur Ansteuerung und Regelung eines typischen Betriebspunktes. Dafür wird während der Messungen ein Drehmoment von 25 Nm bei 1000 Umdrehungen pro Minute der Antriebsmaschine gewählt. In einem solchen Messaufbau kann die Quellimpedanz des aktiven PWR nicht direkt im Frequenzbereich mit einem NWA ermittelt werden. Denn die transienten Störimpulse des PWR überlagern sich mit der Anregung des NWA, sodass es nicht möglich ist zwischen Anregung und PWR-Emissionen zu unterscheiden. Alternativ lassen sich die Klemmspannungen bei verschiedenen Lastzuständen der konstant gehaltenen Störquelle bestimmen und daraus die Quellimpedanz der Gleichtaktstörquellen berechnen. Das Thévenin-Äquivalent der Gleichtaktstörquelle besteht dabei aus einer idealen Spannungsquelle mit der Quellspannung \underline{U}_0 und einer Serienimpedanz \underline{Z}_Q , wie in **Bild 2a)** dargestellt.

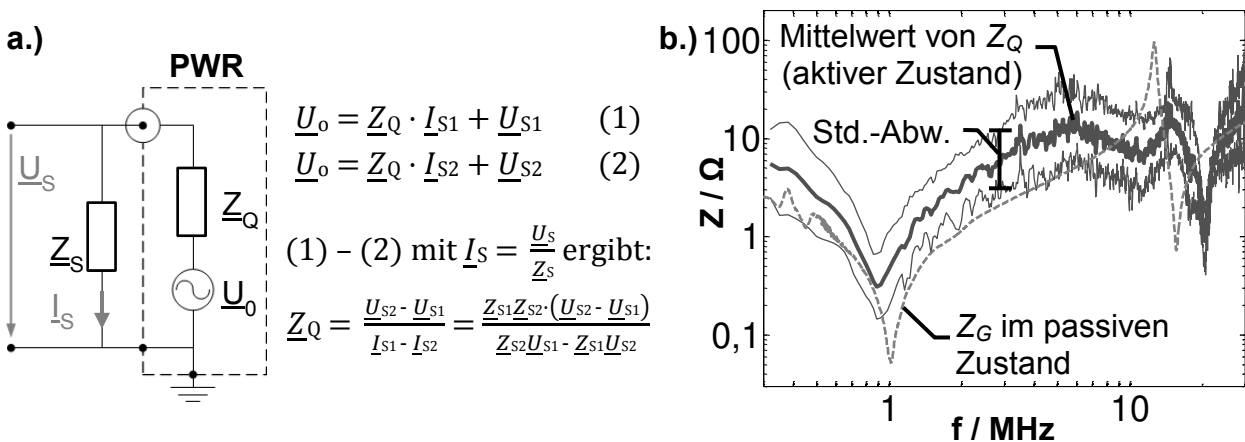


Bild 2 a) Thévenin-Äquivalent der Gleichtaktstörquellen im PWR und Berechnung der Quellimpedanz
b) Verlauf der Quellimpedanz verglichen mit der Eingangsimpedanz des passiven PWR

Klassischerweise wird \underline{U}_0 bestimmt, indem die Klemmspannung \underline{U}_S an einer unendlich großen Senkimpedanz \underline{Z}_S gemessen wird. Da dabei kein Spannungsabfall über \underline{Z}_Q stattfindet, ist in diesem Fall $\underline{U}_S = \underline{U}_0$. Eine Messung des Kurzschlussstromes I_{KS} für $\underline{Z}_S = 0$ erlaubt in einem zweiten Schritt die Berechnung von \underline{Z}_Q , da in diesem Fall $\underline{Z}_Q = \underline{U}_0 / I_{KS}$ gilt. Im HF-Bereich ist es allerdings sehr schwer, eine unendlich große Lastimpedanz zu realisieren und auch eine Messung des Kurzschlussstroms ist bei einem realen Testaufbau nicht möglich, ohne die Betriebsweise des PWR zu beeinflussen. Stattdessen kann über eine Filterplatine die Eingangsimpedanz der Bordnetznachbildung variiert werden, wie in [9] beschrieben. Dies führt zu unterschiedlichen Eingangsimpedanzen des HV-Kabelbaums, die in dem Komponententest die Lastimpedanz \underline{Z}_S darstellt. Mit Kenntnis der Senkimpedanz \underline{Z}_S und der Klemmspannungen \underline{U}_S für mindestens zwei unterschiedliche Kabelbaumimpedanzen (\underline{Z}_{S1} und \underline{Z}_{S2}) kann über das Gleichungssystem aus Bild 2a) die konstante Quellimpedanz \underline{Z}_Q berechnet werden. Da die dafür benötigten Spannungswerte \underline{U}_{S1} und \underline{U}_{S2} komplexe Größen sind, ist es auch nicht möglich diese im Frequenzbereich mit einem Messempfänger zu bestimmen. Dazu ist eine Zeitbereichsmessung der Spannung mit einem Oszilloskop und anschließende Umwandlung in den Frequenzbereich über eine FFT nötig. Bild 2b) stellt einen Vergleich der auf diese Weise berechneten Quellimpedanz $|\underline{Z}_Q|$ mit der gemessenen Eingangsimpedanz Z_G des passiven PWR dar. Dabei ist zunächst zu erkennen, dass der Verlauf von Z_Q stark verrauscht ist. Bei der Zeitbereichsmessung der Störspannungen und der anschließenden Transformation in den Frequenzbereich büßt die Messung stark an Dynamik ein und ergibt ein verrauschtes Ergebnis. Deswegen wird aus 35 Messungen der geometrische Mittelwert gebildet und die Standardabweichung berechnet. Dabei zeigt sich, dass der Mittelwert der Quellimpedanz Z_Q sehr ähnlich zu dem Verlauf der Gleichtakt-Eingangsimpedanz Z_G des passiven PWR ist. Es ergibt sich zwar eine Erhöhung der Amplitude um 4 – 6 dB und auch Abweichungen im Verlauf zwischen 6 – 10 MHz. Im Wesentlichen ergibt sich jedoch eine gute Übereinstimmung der Impedanzverläufe.

3. Charakterisierung von Entstörfiltern im HV-Bordnetz

Entstörfilter stellen eine effektive Maßnahme zur Reduktion leitungsgebundener EMV-Störgrößen dar. **Bild 3** zeigt das Gleichtakt-Ersatzschaltbild eines PWR als Teil des HV-Traktionsnetzes mit einer eingefügten Filtermaßnahme, welche als Vierpol dargestellt und über ihre Impedanzparameter $[Z]$ charakterisiert ist.

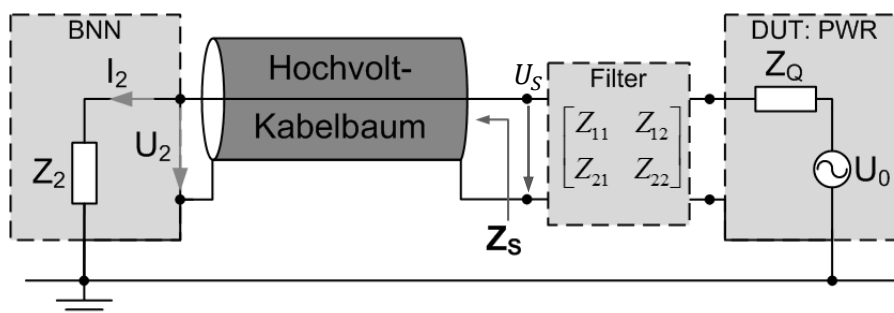


Bild 3 Gleichtakt-Ersatzschaltbild des Hochvoltsystems mit Entstörfilter, dessen HF-Verhalten durch Impedanzparameter $[Z]$ charakterisiert ist.

Die auf eine gegebene Störquelle, wie in Bild 3 dem Hochvoltkabelbaum, eingekoppelten Störspannungen und Störströme können mit der Kirchhoff'schen Maschenregel bestimmt werden [10]. Die Quellimpedanz \underline{Z}_Q sowie die Eingangsimpedanz der Störquelle

\underline{Z}_S haben dabei einen erheblichen Einfluss auf die Amplitude der Störgrößen und somit auf die Einfügedämpfung des Entstörfilters [3]. Üblicherweise wird die Einfügedämpfung mit einem NWA im 50Ω -System als Vorwärts-Transmissionsfaktor \underline{S}_{21} bestimmt. Die NWA-Messung hat den Vorteil der hohen Verfügbarkeit und einer schnellen, reproduzierbaren und sehr genauen Charakterisierung der HF-Eigenschaften des Filters. Allerdings besitzen typische HV-Systeme weder eine Quellimpedanz von 50Ω (siehe Bild 2b) noch der HV-Kabelbaum als Störsenke eine Eingangsimpedanz von 50Ω [4]. Die Einfügedämpfung a_e einer Filterstruktur ist als Quotient aus gefilterter Störspannung U_S zu ungefilterter Störgröße U_{S0} definiert [3]. Logarithmisch dargestellt ergibt die Differenz zwischen ungefiltertem und gefiltertem Spektrum die Filterdämpfung:

$$a_e = \lg(U_{S0}) - \lg(U_S) = 20 \lg\left(\frac{U_{S0}}{U_S}\right) \quad (1)$$

Unter Einbeziehung der Quell- und Senkimpedanzen \underline{Z}_Q und \underline{Z}_S kann bei einer gegebenen Störspannung \underline{U}_{S0} und den Kettenparametern $[A]$ eines Entstörfilters die reduzierte Störspannung \underline{U}_S berechnet werden [11]. Eine Umformung der Kettenparameter $[A]$ in Impedanzparameter $[Z]$ ergibt die Formel zur Berechnung der gefilterten Störspannung:

$$\underline{U}_S = \frac{(\underline{Z}_Q + \underline{Z}_S) \cdot \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_{11} + \underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{11} \cdot \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21}} \cdot \underline{U}_{S0} \quad (2)$$

Aus den Gleichungen (1) und (2) lässt sich eine von der Amplitude der Störspannungen \underline{U}_S und \underline{U}_{S0} unabhängige Einfügedämpfung a_e bestimmen:

$$a_e = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_{S0}}{U_S}\right) = 20 \cdot \lg\left|\frac{\underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_{11} + \underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{11} \cdot \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21}}{(\underline{Z}_Q + \underline{Z}_S) \cdot \underline{Z}_{21}}\right| \quad (3)$$

Werden in Formel (3) für \underline{Z}_S und \underline{Z}_Q jeweils der Wert 50Ω eingesetzt, so ergibt sich als Ergebnis der berechneten Einfügedämpfung a_e der im 50Ω -System gemessene Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} : $a_e = S_{21} |_{Z_S=Z_Q=50\Omega}$

Zur Verifikation dieser Berechnung wird eine Netzwerksimulation in Spice durchgeführt. Die simulierte Einfügedämpfung bestimmt sich dabei nach Formel (1) als Differenz der Störspannung am Leitungsanfang, während die Berechnung nur die Impedanzen von Quelle und Hochvoltkabelbaum sowie die simulierten Impedanzparameter der Filtermaßnahmen berücksichtigt. Zum Vergleich werden zwei typische Entstörmaßnahmen untersucht: ein C_Y -Entstörkondensator mit einer Kapazität von $C_Y = 220 \text{ nF}$, sowie ein nanokristalliner Ringbandkern, modelliert als Serieninduktivität mit $L_S = 10 \mu\text{H}$. **Bild 4a)** zeigt einen Vergleich der simulierten und berechneten Einfügedämpfung a_e des Entstörkondensators und es ist eine nahezu perfekte Übereinstimmung über den kompletten Frequenzbereich von $300 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ zu erkennen.

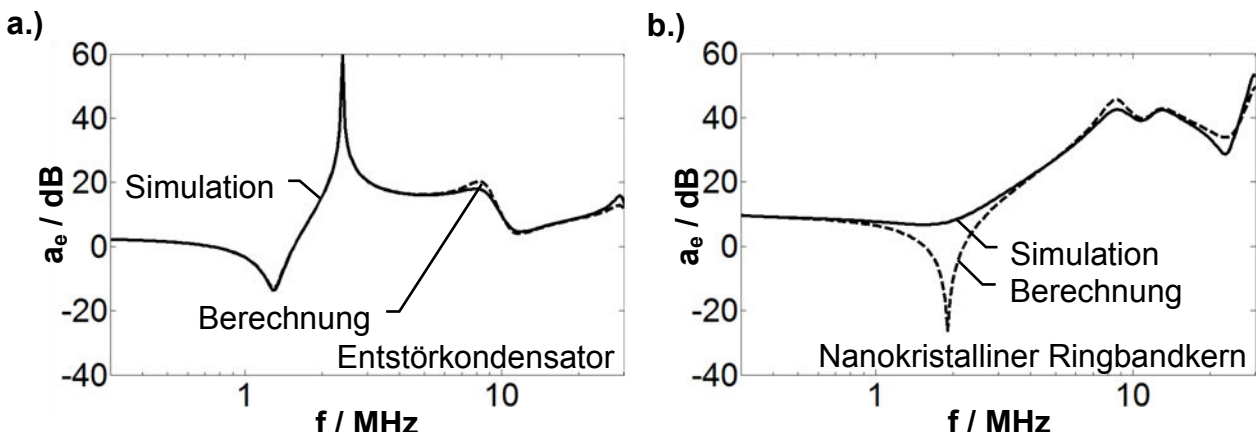


Bild 4 Vergleich zwischen simulierter und berechneter Einfügedämpfung a_e a) eines 220 nF C_Y -Entstörkondensators und b) einer Serieninduktivität im Hochvolt-Traktionsnetz

Bild 4b) zeigt den Vergleich der simulierten und berechneten Einfügedämpfung a_e der simulierten Serieninduktivität. Dabei zeigt sich auch eine sehr hohe Übereinstimmung, bis auf die Resonanzstelle bei 2 MHz , an der die Berechnungsmethode die Dämpfung des Systems nicht ausreichend berücksichtigen kann. Die Formel zur Berechnung der Einfügedämpfung betrachtet die Impedanzparameter des Ringbandkerns und die Impedanzen von Quelle sowie Senke unabhängig voneinander, sodass die im System vorhandene Dämpfung von Resonanzstellen nicht ausreichend berücksichtigt sein kann.

4. Einfluss der Netzimpedanz auf die Einfügedämpfung

Zur Validierung der Simulationsdaten wird zusätzlich an einer Antriebsnachbildung, beschrieben in [8], die Einfügedämpfung mit der vorgestellten Methode untersucht. Dazu wird der Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} der vorgestellten Filtermaßnahmen betrachtet. Die Einfügedämpfung a_e wird mit den gemessenen Streuparametern der Filter und den Impedanzen \underline{Z}_Q und \underline{Z}_S berechnet und mit der Differenz der Störspektren im HV-Kabelbaum nach Formel (1) verglichen. **Bild 5a)** zeigt dazu die Einfügedämpfungen a_e im $50\ \Omega$ -System (S_{21}), die Störgrößenreduktion im HV-Bordnetz (Messung) und die Berechnung für den Entstörkondensator. Entsprechend sind in Bild 5b) die unterschiedlichen Einfügedämpfungen eines nanokristallinen Ringbandkerns aufgetragen, der als Funkstördrossel im HV-Kabelbaum eingefügt ist.

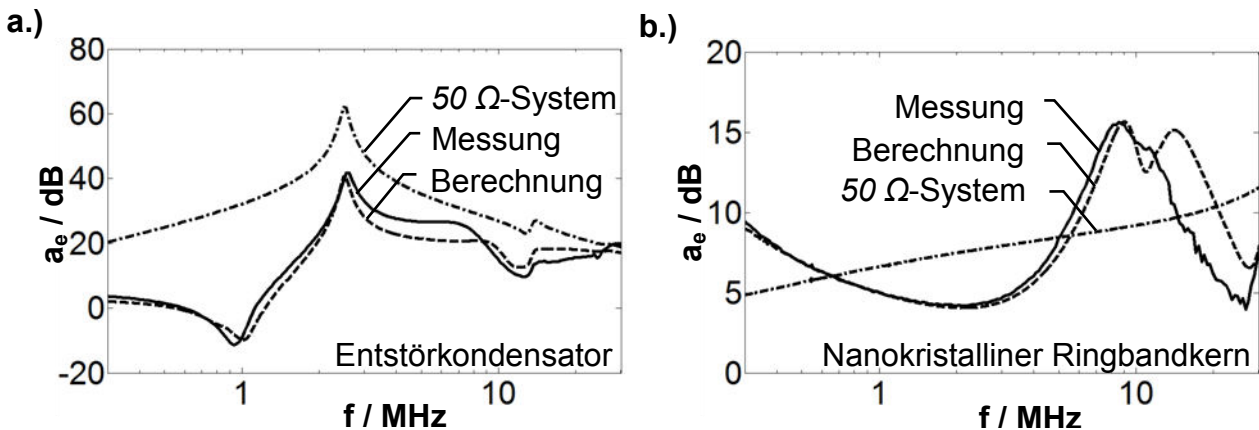


Bild 5 Vergleich zwischen gemessener und berechneter Einfügedämpfung a_e im HV-Traktionsnetz sowie der Messung von S_{21} im $50\ \Omega$ -System eines a) Entstörkondensators und b) eines Ringbandkerns

Dabei weist der Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} aus Bild 5a) einen für einen C_Y -Kondensator typischen Verlauf mit einer maximalen Dämpfung von über 60 dB bei der Serienresonanzfrequenz von $f = 2,5\text{ MHz}$ auf. Allerdings zeigt die Messung, dass derselbe Entstörkondensator im HV-Bordnetz die Störspektren deutlich weniger stark reduziert. Unterhalb von 1 MHz weist der Kondensator so gut wie keine Dämpfung auf und bei 1 MHz findet aufgrund einer Resonanz mit dem HV-Kabelbaum eine Störgrößenüberhöhung (negative Dämpfung) statt. Dabei beträgt der Unterschied zwischen 20 dB bei 300 kHz bis sogar 40 dB bei 1 MHz . Oberhalb von 1 MHz zeigt der Entstörkondensator eine Einfügedämpfung von bis zu 40 dB bei $2,5\text{ MHz}$. Diese liegt allerdings ca. 20 dB unterhalb der Einfügedämpfung im $50\ \Omega$ -System. Die mit Formel (3) berechnete Einfügedämpfung zeigt über den gesamten Frequenzbereich eine Vorhersagegenauigkeit von besser als 3 dB . Dies belegt, dass die geänderte Einfügedämpfung aufgrund der geänderten Impedanzverhältnisse auftritt, da die Berechnung über Formel (3) nur die Impedanzen und das HF-Verhalten des Filters berücksichtigt.

Der Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} des nanokristallinen Ringbandkerns in Bild 5b) zeigt eine Einfügedämpfung von ca. 5 dB bei 300 kHz mit einem nahezu linearen Anstieg auf ca. 12 dB. Im HV-Kabelbaum besitzt derselbe Ringkern bei 300 kHz eine Einfügedämpfung von ca. 10 dB mit abfallender Tendenz bei ansteigender Frequenz. Bei ca. 2 MHz tritt ein Minimum von ~ 4 dB auf, auf welches ein Maximum bei 8 MHz mit ca. 16 dB folgt. Dabei zeigt der Ringbandkern eine erhöhte Einfügedämpfung im HV-System unterhalb von 600 kHz, eine reduzierte zwischen 600 kHz – 5 MHz und oberhalb von 5 MHz – 20 MHz wiederum höhere Dämpfungswerte. Der Verlauf des Vorwärts-Transmissionsfaktors im 50 Ω -System kann somit nicht genutzt werden, um die Einfügedämpfung der Entstördrossel im HV-System abzuschätzen, da die Impedanzverhältnisse zu einem stark abweichenden Filterverhalten führen. Allerdings stimmt die berechnete Einfügedämpfung, bei der der gemessene Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} in Formel (3) eingesetzt wird, sehr gut mit der Messung überein. Oberhalb von 10 MHz ergibt sich zwar eine größere Abweichung der Amplitude, der Kurvenverlauf wird jedoch gut vorhergesagt. Dies kann damit erklärt werden, dass in diesem Bereich die Störspektren der Antriebsstrangnachbildung nicht mehr ausreichend sind. Das gefilterte Spektrum (U_S) verschwindet unterhalb des Rauschlevels und damit besitzt die Differenz der Störspektren keine Aussagekraft mehr.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Dieser Beitrag zeigt eine Methode zur Bestimmung der Eingangsimpedanzen eines Pulswechselrichters über die Messung der Streuparameter des passiven Prüflings. Eine Analyse der Kurvenverläufe und der dominanten Einflussfaktoren erlaubt eine einfache und schnelle Netzwerkmodellierung von HV-PWR. Bei einer Nachfolgegeneration von HV-PWR kann dieses Netzwerkmodell ohne weitere Validierungsmessung direkt an die neuen Gegebenheiten angepasst werden. Zeitbereichsmessungen der Störspannung bei unterschiedlichen Kabelbaumeingangsimpedanzen ermöglichen einen Rückschluss auf die Quellimpedanz der Gleichtaktstörquellen innerhalb des Prüflings. Diese ergeben eine hohe Übereinstimmung zwischen der Eingangsimpedanz des passiven Prüflings mit der Quellimpedanz in einem typischen Betriebspunkt. Da die passiven Bauelemente die Quellimpedanz dominieren, haben die schaltenden Leistungshalbleiter einen geringen Einfluss auf den Verlauf der Quellimpedanz und bestimmen lediglich die Amplitude der idealen Störspannungsquelle des Thévenin-Äquivalents.

Die Messung des Vorwärts-Transmissionsfaktor einer Filtermaßnahme im 50 Ω -System ist nicht ausreichend, um die Einfügedämpfung von Entstörmaßnahmen in HV-Systemen abschätzen zu können. Die Messungen von Quellimpedanz sowie Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums zeigen, dass diese signifikant von 50 Ω abweichen. Das führt zu einer erheblichen Veränderung der Einfügedämpfung eines Entstörfilters im HV-Bordnetz verglichen mit der im 50 Ω -System. Da die Last- und Quellimpedanzen die Ursache dieser Abweichung sind, lässt sich die Einfügedämpfung in Abhängigkeit der Impedanzverhältnisse berechnen. Die vorgestellte Methode erlaubt es, aus der Kenntnis der Netzimpedanzen sowie der Streuparameter eines Filters die Einfügedämpfung für beliebige Systeme zu bestimmen und damit EMV-Maßnahmen für HV-Systeme zu optimieren, bevor es zu Abnahmemessungen gekommen ist. Der aufwendige und wenig effiziente Ansatz des Trial-and-Error, welcher mangels Alternativen durchaus verbreitet ist, lässt sich damit vermeiden.

6. Literaturverzeichnis

- [1] S. Guttowski, S. Weber, E. Hoene, W. John und H. Reichl, „EMC issues in cars with electric drives,“ in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Boston, 2003.
- [2] C. Hillmer, M. Mayer und U. Reinhardt, „EMV von Elektro-Hybridfahrzeugen,“ in *5. GMM Fachtagung zur Elektromagnetischen Verträglichkeit in der Kfz-Technik, 21. - 22. Oktober 2009*, München, 2009.
- [3] H. Rebholz und S. Tenbohlen, „Prospects and Limits of Common- and Differential- Mode Separation for the Filter Development Process,“ in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, Hamburg, 2008.
- [4] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Messung leitungsgebundener Störgrößen von Komponenten für Hochvoltanwendungen,“ in *4. AutoTest, Fachkonferenz zum Thema Test von Hard- und Software in der Automobilentwicklung, Oktober 17. - 18. 2012*, Stuttgart, 2012.
- [5] F. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson, „EMC Analysis Methods and Computational Models,“ New York, Wiley and Sons, Inc., 1997, pp. 48-50.
- [6] M. F. Moad, „On Thevenin's and Norton's Equivalent Circuits,“ *Education, IEEE Transactions on*, Bd. 25, Nr. 3, pp. 99 - 102, Aug. 1982.
- [7] P. Russer, *Electromagnetics, Microwave Circuit and Antenna Design for Communications Engineering*, Boston: Artech House, 2003.
- [8] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Emulation of Conducted Emissions of an Automotive Inverter for Filter Development in HV Networks,“ in *IEEE EMC International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, Co., 2013.
- [9] M. Reuter, M. Waible, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Einfluss der Abschlussimpedanz von Hochvoltkabeln auf Funkstörgrößen in elektrisch angetriebenen Kraftfahrzeugen,“ in *EMV 2012, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 2012.
- [10] C. Paul, *Fundamentals of Electric Circuit Analysis*, New York: Wiley & Sons, 2001.
- [11] E. Habiger, *Elektromagnetische Verträglichkeit: Grundzüge ihrer Sicherstellung in der Geräte- und Anlagentechnik*, Huethig GmbH, 1998.

Neue EMV-Richtlinie & Funkanlagen-Richtlinie (R&TTE). Anpassung an den Neuen Rechtsrahmen (NLF)

Dipl. Ing. Anton Kohling; ANKO-EMC-Consulting GmbH; 91325 Adelsdorf

1. Einführung

Basierend auf dem 2008 veröffentlichten "Neuen Rechtsrahmen" (NLF) befinden sich die EMV-Richtlinie und die R&TTE-Richtlinie in Überarbeitung. Diese Überarbeitung könnte zu Verschiebungen der Schnittstellen zwischen der EMV-Richtlinie und der R&TTE-Richtlinie, die dann wohl Funkanlagen-Richtlinie (radio equipment) heißen wird, führen. Im folgenden wird auf den Inhalt der im September 2013 bekannten Entwürfe eingegangen.

Sollten sich bis zum Februar 2014 Änderungen ergeben werden diese in den Kongress Vortrag einfließen. Der Schwerpunkt des Beitrages liegt auf der EMV-Richtlinie und der möglichen geänderten Abgrenzung zur Funkanlagen-Richtlinie.

2 Der "Neue Rechtsrahmen"

Im Juli 2008 wurde der "Neue Rechtsrahmen", (geläufiger ist die englische Bezeichnung „New Legislative Framework – NLF“) im Amtsblatt der EU veröffentlicht. Der neue Rechtsrahmen wird durch zwei verschiedene, jedoch untrennbar miteinander verbundene, einander ergänzende Rechtsakte gebildet:

Die Verordnung (EG) Nr. 765/2008 des Europäischen Parlaments und des Rates vom 9. Juli 2008 über die Vorschriften für die Akkreditierung und Marktüberwachung im Zusammenhang mit der Vermarktung von Produkten und den Beschluss Nr. 768/2008/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 9. Juli 2008 über einen gemeinsamen Rechtsrahmen für die Vermarktung von Produkten.

Die Verordnung (EG) Nr. 765/2008 ist am 1. Januar 2010 in Kraft getreten, die Vorgaben des Beschlusses Nr. 768/2008/EG müssen bei künftigen Überarbeitungen der einschlägigen Rechtsvorschriften zur Anpassung an den neuen Rechtsrahmen berücksichtigt werden. [1]

Vor diesem Hintergrund hat die EU-Kommission eine besondere Gruppe von Richtlinien zur Produktharmonisierung ermittelt, die „im Paket“ an den NLF-Beschluss angehängt werden können. Es handelt sich dabei um die folgenden zehn Richtlinien: [2]

- 1 **Richtlinie über Explosivstoffe für zivile Zwecke** (Civil Explosives Directive):
Richtlinie 93/15/EWG zur Harmonisierung der Bestimmungen über das Inverkehrbringen und die Kontrolle von Explosivstoffen für zivile Zwecke
- 2 **ATEX-Richtlinie:**
Richtlinie 94/9/EG zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten für Geräte und Schutzsysteme zur bestimmungsgemäßen Verwendung in explosionsgefährdeten Bereichen

- 3 **Richtlinie über Aufzüge** (Lifts Directive):
Richtlinie 95/16/EG vom 29. Juni 1995 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über Aufzüge
- 4 **Druckgeräte-Richtlinie** (Pressure Equipment Directive – PED):
Richtlinie 97/23/EG zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über Druckgeräte
- 5 **Messgeräterichtlinie** (Measuring Instruments Directive – MID):
Richtlinie 2004/22/EG über Messgeräte
- 6 **Richtlinie über elektromagnetische Verträglichkeit** (Electromagnetic Compatibility – EMC): Richtlinie 2004/108/EG zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit und zur Aufhebung der Richtlinie 89/336/EWG
- 7 **Niederspannungsrichtlinie** (Low Voltage Directive – LVD):
Richtlinie 2006/95/EWG zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten betreffend elektrische Betriebsmittel zur Verwendung innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen
- 8 **Richtlinie über pyrotechnische Gegenstände** (Pyrotechnic Articles):
Richtlinie 2007/23/EG über das Inverkehrbringen pyrotechnischer Gegenstände
- 9 **Richtlinie über nichtselbsttätige Waagen** (Non-automatic Weighing Instruments – NAWI): Richtlinie 2009/23/EG über nichtselbsttätige Waagen
- 10 **Richtlinie über einfache Druckbehälter** (Simple Pressure Vessels Directive – SPVD): Richtlinie 2009/105/EG zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten für einfache Druckbehälter

Beispiele für Einzelangleichungen, die im Zuge einer Überarbeitung sektorspezifischer Elemente (z. B. Produkthanforderungen oder Prüfmethode) durchgeführt werden, sind die Sportboote-Richtlinie, die Richtlinie über persönliche Schutzausrüstungen oder die R&TTE-Richtlinie. Letztendlich wurde die EMV-Richtlinie aus diesem Paket herausgelöst und auch einer Sonderbehandlung unterzogen.

3 EMV-Richtlinie

Grundlage der weiteren Darstellungen sind der Vorschlag der EU-Kommission für die Neufassung der EMV-Richtlinie vom November 2011 [3] und die Änderungsanträge des "Ausschuss für Binnenmarkt und Verbraucherschutz" des Europäischen Parlaments [4]. Die Inhaltliche Gliederung des Entwurfes der Richtlinie erfolgte in Übereinstimmung mit der Musterrichtlinie im Anhang I des Beschlusses Nr. 768/2008/EG vom 9. Juli 2008.

Kapitel 1 behandelt "Allgemeine Bestimmungen".

Artikel 1 den Gegenstand der Richtlinie, die EMV.

Artikel 2 den Geltungsbereich mit Angabe der Ausnahmen.

Die Änderungen sind marginal bis auf die Herausnahmen von "Geräte, die ausschließlich zu Zwecken der Forschung und Entwicklung entworfen wurden und nur auf zwischenbetrieblicher Ebene bereitgestellt werden" aus dem Geltungsbereich der Richtlinie. Begründet wird dies mit der Angleichung an die Bestimmungen der RoHS- und der WEEE-Richtlinie.

Artikel 3 die Begriffsbestimmungen.

An den bereits bestehenden 8 Begriffen wurde nur an dem Begriff der "elektromagnetischen Störung" Änderungen vorgenommen. Weitere, bereits aus anderen Dokumenten bekannte, 17 Definitionen wurden hinzugefügt.

2004/108/EG	Entwurf
e) „elektromagnetische Störung“ jede elektromagnetische Erscheinung, die die Funktion eines Betriebsmittels beeinträchtigen könnte. Eine elektromagnetische Störung kann ein elektromagnetisches Rauschen, ein unerwünschtes Signal oder eine Veränderung des Ausbreitungsmediums selbst sein.	(5) „elektromagnetische Störung“: jede elektromagnetische Erscheinung, die kein erwünschtes Signal ist und die die Funktion eines Betriebsmittels beeinträchtigen könnte, einschließlich eines elektromagnetischen Rauschens oder einer Veränderung des Ausbreitungsmediums selbst;

Hier sei nochmals auf das internationalen elektrotechnischen Wörterbuch der IEC (IEV) [7] hingewiesen, in diesem gelten folgende Definitionen:

161-01-06 elektromagnetische Störung

Beeinträchtigung der Funktion einer Einrichtung, eines Übertragungskanals oder Systems, die durch eine elektromagnetische Störgröße verursacht wird.

161-01-05 elektromagnetische Störgröße

elektromagnetische Erscheinung, die die Funktion eines Geräts, einer Ausrüstung oder eines Systems beeinträchtigen oder tote Materie ungünstig beeinflussen kann.

Versehen mit der Anmerkung:

Eine elektromagnetische Störgröße kann elektromagnetisches Geräusch, ein unerwünschtes Signal oder eine Änderung im Ausbreitungsmedium selbst sein.

Hier entsteht der Eindruck, dass der elementare Unterschied zwischen Störung und Störgröße von Anfang an missverstanden wurde und es stellt sich die Frage, warum seit Jahrzehnten international gültige, von Experten formulierte und anerkannte Definitionen in einem Gesetzestext verändert werden müssen?

Artikel 4 Bereitstellung auf dem Markt und/oder Inbetriebnahme.

Der Begriff des "Inverkehrbringens" wurde durch "Bereitstellung auf dem Markt" ersetzt (Artikel 3 2004/108/EG).

Artikel 5 Freier Verkehr von Betriebsmitteln,
siehe Änderungen zu Artikel 4 (Artikel 4 2004/108/EG)

Artikel 6 Wesentliche Anforderungen,
"grundlegende" wurde in "wesentliche" geändert (Artikel 5 2004/108/EG).

KAPITEL 2 Verpflichtungen der Wirtschaftsakteure

Hier handelt es sich um die Anpassung an den Beschlusses Nr. 768/2008/EG.

Die Artikel 7 bis 12 regeln eindeutig und unmissverständlich die Verpflichtungen der Hersteller, der Bevollmächtigten, der Einführer und der Händler.

KAPITEL 3 KONFORMITÄT DER BETRIEBSMITTEL

Artikel 13 Konformitätsvermutung

Artikel 14 Konformitätsbewertungsverfahren für Geräte

Die Übereinstimmung von Geräten mit den in Anhang I aufgeführten wesentlichen Anforderungen wird anhand eines der folgenden Verfahren nachgewiesen:

a) interne Fertigungskontrolle nach Anhang II;

entsprechend Modul A nach Beschluss 768/2008/EG

b) EU-Baumusterprüfung, gefolgt von der Konformität mit der Bauart auf der Grundlage einer internen Fertigungskontrolle nach Anhang III,

entsprechend Modul B in Kombination mit Modul C nach Beschluss 768/2008/EG in der Variante "ohne Prüfung eines Musters". Die notifizierte Stelle stellt eine EU-Baumusterprüfbescheinigung aus und der Hersteller erklärt, dass die betreffenden Geräte der in der EU-Baumusterprüfbescheinigung beschriebenen Bauart entsprechen und den für sie geltenden Anforderungen dieser Richtlinie genügen.

Die Tätigkeit einer notifizierten Stelle bleibt also auf die Dokumentprüfung beschränkt. Allerdings muss der Hersteller die notifizierte Stelle über relevante Änderungen am Produkt informieren.

Und die notifizierte Stelle hält sich über alle Änderungen des allgemein anerkannten Stands der Technik auf dem Laufenden; deuten diese darauf hin, dass das zugelassene Baumuster nicht mehr den geltenden Anforderungen dieser Richtlinie entspricht, entscheidet sie, ob derartige Änderungen weitere Untersuchungen nötig machen. Ist dies der Fall, setzt die notifizierte Stelle den Hersteller davon in Kenntnis.

Des Weiteren unterrichtet jede notifizierte Stelle ihre notifizierenden Behörden über die EU-Baumusterprüfbescheinigungen und/oder etwaige Ergänzungen dazu, die sie ausgestellt oder zurückgenommen hat, und übermittelt ihren notifizierenden Behörden in regelmäßigen Abständen oder auf Verlangen eine Aufstellung aller Bescheinigungen und/oder Ergänzungen dazu, die sie verweigert, ausgesetzt oder auf andere Art eingeschränkt hat.

Artikel 15 EU-Konformitätserklärung

Artikel 16 Allgemeine Grundsätze der CE-Kennzeichnung
gemäß Verordnung 765/2008/EG.

Artikel 17 Vorschriften und Bedingungen für die Anbringung der CE-Kennzeichnung
gemäß Beschluss 768/2008/EG.

Artikel 18 Sonstige Informationen

Artikel 19 Ortsfeste Anlagen

Hier wurden keine wesentlichen Änderungen vorgenommen.

Kapitel 4 NOTIFIZIERUNG VON KONFORMITÄTSBEWERTUNGSSTELLEN

Artikel 20 bis 36 behandeln die Akkreditierung und Arbeitsweise der notifizierten Stellen gemäß Beschluss 768/2008/EG.

Artikel 20 Notifizierung der notifizierten Stellen

Die Mitgliedstaaten notifizieren der Kommission und den übrigen Mitgliedstaaten die Stellen, die befugt sind, als **unabhängige Dritte** Konformitätsbewertungsaufgaben gemäß dieser Richtlinie wahrzunehmen.

Artikel 24 Anforderungen an notifizierte Stellen

3. Bei einer Konformitätsbewertungsstelle muss es sich um einen unabhängigen Dritten handeln, der mit der Einrichtung oder dem Gerät, die bzw. das er bewertet, in keinerlei Verbindung steht.

Hier stellt sich die Frage, wie geht es mit den heute benannten Stellen weiter, die einem Industrieunternehmen angehören?

Denn wer ist dieser unabhängige Dritte bzw. wer sind der Erste und wer der Zweite und wie steht es mit deren Unabhängigkeit? Der Erste ist der Hersteller und der Zweite sein Kunde, beiden unterstellt man eigene Interessen und somit begründenden Zweifel an deren Unabhängigkeit. Ist das wirklich so?

Kapitel 5 ÜBERWACHUNG DES UNIONSMARKTES, KONTROLLE DER AUF DEN UNIONSMARKT EINGEFÜHRTEN GERÄTE UND SCHUTZKLAUSELVERFAHREN
Artikel 37 bis 40 richten sich an die Mitgliedstaaten mit dem Schwerpunkt, Aufgaben der Marktüberwachungsbehörden.

Kapitel 6 ÜBERGANGS- UND SCHLUSSBESTIMMUNGEN

ANHANG I WESENTLICHE ANFORDERUNGEN

Die Begriffe "grundlegend Anforderungen" und "Schutzanforderungen" wurden durch "wesentliche Anforderungen" ersetzt. Weitere Änderungen wurden erfreulicherweise bis jetzt nicht vorgenommen.

ANHANG II INTERNE FERTIGUNGSKONTROLLE

Modul A (BESCHLUSS Nr. 768/2008/EG) mit EMV-spezifischen Umschreibungen.

ANHANG III

Teil A EU-BAUMUSTERPRÜFUNG: Freiwillige Anwendung von Module B (BESCHLUSS Nr. 768/2008/EG) im Rahmen der EMV-Richtlinie.

Teil B KONFORMITÄT MIT DER BAUART AUF DER GRUNDLAGE EINER INTERNEN FERTIGUNGSKONTROLLE: Freiwillige Anwendung von Module C (BESCHLUSS Nr. 768/2008/EG) in Kombination mit Module B im Rahmen der EMV-Richtlinie.

ANHANG IV EU KONFORMITÄTSEKTLÄRUNG

Enthält das Muster einer EU-Konformitätserklärung.

EU-KONFORMITÄTSEKTLÄRUNG

1. Nr. xxxxxx (einmalige Kennnummer des Geräts):
2. Name und Anschrift des Herstellers oder seines Bevollmächtigten:
Die alleinige Verantwortung für die Ausstellung dieser Konformitätserklärung trägt der Hersteller (bzw. Installationsbetrieb):
4. Gegenstand der Erklärung (Bezeichnung des Geräts zwecks Rückverfolgbarkeit. Gegebenenfalls kann dazu ein Foto gehören.):
5. Der oben beschriebene Gegenstand der Erklärung erfüllt die einschlägigen Harmonisierungsrechtsvorschriften der Union:
6. Angabe der einschlägigen harmonisierten Normen, die zugrunde gelegt wurden, einschließlich des Datums der Norm, oder Angabe der Spezifikationen, für die die Konformität erklärt wird, einschließlich des Datums der Spezifikation:
7. Gegebenenfalls: Die notifizierte Stelle ... (Name, Kennnummer) ... hat ... (Beschreibung ihrer Mitwirkung) ... und folgende Bescheinigung ausgestellt:
8. Zusatzangaben:

Unterzeichnet für und im Namen von:

(Ort und Datum der Ausstellung):

(Name, Funktion) (Unterschrift):

Zu 6: D.h. der Ausgabestand der Norm ist in der EU-Konformitätserklärung anzugeben.

3.1 Auswirkungen auf Geräte, Hersteller und Konformitätsbewertungsstellen

Die technischen Anforderungen an die Produkte werden sich als Folge dieser Übung nicht verändern. D.h. die neue Richtlinie selbst führt nicht zu Design-Änderungen und erneuter Prüfung des Produktes.

Nach Ablauf der Übergangsfrist müssen alle EU-Konformitätserklärungen auf die neue Richtlinie umgestellt sein und der Forderung an die Ausstellung nur einer EU-Konformitätserklärung, die alle relevanten Richtlinien beinhaltet, Folge geleistet werden. Sie wird in die Sprache bzw. Sprachen übersetzt, die von dem Mitgliedstaat vorgeschrieben wird/werden, in dem das Gerät in Verkehr gebracht wird bzw. auf dessen Markt das Gerät bereitgestellt wird.

Neu ist auch die Verpflichtung des Herstellers, dem Gerät die Gebrauchsanleitung und sonstigen Informationen in einer Sprache, die von den Verbrauchern und sonstigen Endnutzern leicht verstanden werden kann, beizufügen. Aber dies ist wohl im Rahmen sonstiger Rechtsvorschriften sowieso üblich.

Die umfangreichsten Änderungen ergeben sich für die "benannten/notifizierten Stellen". Es sei aber nochmals deutlichste darauf hingewiesen:

Die Einschaltung einer notifizierten Stelle durch den Hersteller, ist und bleibt im Rahmen der EMV-Richtlinie freiwillig!

Aus der "Erklärung" einer benannten Stelle über die Einhaltung der Schutzanforderungen wird eine "EU-Baumusterprüfbescheinigung", was zweifellos einer formalen Aufwertung entspricht, wobei sich an der Bewertungsprozedur selbst, der Bewertung der Angemessenheit des technischen Entwurfs des Geräts anhand einer Prüfung der technischen Unterlagen und zusätzlichen Nachweisen, ohne Prüfung eines Musters (Entwurfsmuster), nichts ändert. Aber aus den zusätzliche administrativen Forderungen und einer wie auch immer gearteten "Produktüberwachung" resultiert ein wesentlich erhöhter Verwaltungsaufwand sowohl für die notifizierte Stelle als auch für den Hersteller.

Das lässt hoffen, das es in Zukunft keine "500€-Zertifikate" geben wird!

Aber wie Eingangs bereits deutlich dargestellt, müssen wir für abschließende Aussagen auf die Verabschiedung durch das Europäische Parlament und die Veröffentlichung im Amtsblatt der EU warten.

4 R&TTE-Richtlinie

Der Entwurf der neuen Richtlinie ist datiert vom 17.10.2012 [5]. Seit Juni 2013 liegen dem Europäischen Parlament 123 Änderungsvorschläge vor. Eine erste Lesung ist für den 25.02.2014 geplant.

Entsprechen dem Entwurf wird sich der Titel und als Folge der Anwendungsbereich und die Abgrenzung zur EMV-Richtlinie ändern. Der neue Titel wird lauten:

RICHTLINIE DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES

zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt.

Der Schwerpunkt dieses Beitrages liegt auf der EMV-Richtlinie, folglich werden nicht alle Änderungen zur bestehenden R&TTE-Richtlinie angesprochen.

Artikel 1 Gegenstand und Anwendungsbereich

Mit dieser Richtlinie wird in der Union ein Regelungsrahmen für die Bereitstellung auf dem Markt und die Inbetriebnahme von Funkanlagen festgelegt. Ausnahmen sind in den Anhängen I und II formuliert.

Diese Beschränkung auf Funkanlagen schließt Geräte für die drahtgebundene Kommunikation aus.

Artikel 2 Begriffsbestimmungen

Die Änderungen des Begriffes "Funkanlagen" haben deutlichen Einfluss auf den Anwendungsbereich.

1999/5/EG	COM(2012) 584 final
c) „Funkanlage“ ein Erzeugnis oder ein wesentlicher Bauteil davon, das in dem für terrestrische/satellitengestützte Funkkommunikation zugewiesenen Spektrum durch Ausstrahlung und/oder Empfang von Funkwellen <i>kommunizieren</i> kann;	(1) „Funkanlage“ ein Produkt, das, um seinen Zweck zu erfüllen, bestimmungsgemäß Funkwellen ausstrahlt, oder ein Produkt, das Zubehör, etwa eine Antenne, benötigt, damit es zur Erfüllung seines Zwecks Funkwellen ausstrahlen kann;

Diese Begriffsänderung nimmt zum einen "Empfänger" aus dem Geltungsbereich aus, schließt aber zum anderen die klassische ISM-Anwendungen in den Geltungsbereich ein. Allerdings liegt ein Änderungsvorschlag [6] vor, der Kommunikation und Empfänger wieder in die Definition aufnehmen soll. Es heißt also abwarten!

Artikel 3 Grundlegende Anforderungen

Die Artikel 3.1. (a) und (b) bleiben mit Bezug auf die aktuellen Richtlinien unverändert. Der Artikel 3.2 erhält einen Zusatz bezüglich des erlaubten Betriebes in mindestens einem Mitgliedstaat.

Der Artikel 3.3 wurde modifiziert und erweitert.

5 Schnittstellen zwischen EMV-Richtlinie und Funkanlagen-Richtlinie

Basierend auf dem Entwurfs-Text der Funkanlagen-Richtlinie werden:

- Reine Empfangsanlagen nicht mehr im Geltungsbereich dieser Richtlinie sein.
- Festnetz-Endgeräte nicht mehr in den Geltungsbereich dieser Richtlinie fallen.

Diese Einrichtungen kommen dann in den Geltungsbereich der EMV-Richtlinie.

ISM-Geräte, also Gruppe 2 Geräte nach CISPR 11 bzw. EN 55011 werden dann in den Geltungsbereich der Funkanlagen-Richtlinie fallen, wenn sie nicht im Anhang 2 explizit ausgenommen werden. In dem vorliegenden Entwurf sind Mikrowellenherde ausgenommen und verbleiben somit im Geltungsbereich der EMV-Richtlinie.

Aber was ist mit dem weiten Produktspektrum aller anderen Gruppe 2 Geräte? Dazu die Definition aus der EN 55011 [8]

Geräte der Gruppe 2:

Die Gruppe 2 umfasst alle ISM-HF-Anwendungen, in denen HF-Energie im Funkfrequenzbereich von 9 kHz bis 400 GHz absichtlich erzeugt und/oder in Form von elektromagnetischer Strahlung oder mittels induktiver oder kapazitiver Kopplung zur Behandlung von Material oder zu Materialprüfungs- oder -analysezwecken verwendet wird.

Dazu gehören neben den klassischen ISM-Geräten für Materialbehandlung wie induktives Härten, Löten, Schweißen und die dielektrische Erwärmung auch für medizinische Zwecke auch alle drahtlosen Ladegeräte, die im oben angegebenen Frequenzbereich arbeiten.

6 Zusammenfassung

An den technischen Anforderungen der EMV-Richtlinie wird sich nichts ändern. EU-Konformitätserklärungen und technische Unterlagen müssen den neuen Vorgaben entsprechen. Die geänderten Konformitätsbewertungsverfahren verändern die Arbeit der notifizierten Stellen, wenn der Hersteller diese Dienste freiwillig in Anspruch nimmt. Die Produktschnittstellen zwischen EMV-Richtlinie und Funkanlagen-Richtlinie werden sich wohl im Vergleich zur R&TTE-Richtlinie verändern.

Aber allem in allem bleibt die Verabschiedung beider Richtlinien durch das Europäische Parlament abzuwarten.

Literatur

- [1] EUROPÄISCHE KOMMISSION GENERALDIREKTION UNTERNEHMEN UND INDUSTRIE
Regulierungspolitik
Regelungspolitische Aspekte des freien Warenverkehrs und Marktüberwachung;
Brüssel, den 14. September 2010; ENTR-2010-01038-00-00-DE-TRA-00.DOC
STAND DER UMSETZUNG DES NEUEN RECHTSRAHMENS
- [2] EUROPÄISCHE KOMMISSION
Brüssel, den 21.11.2011; SEK(2011) 1375 endgültig
NEUER RECHTSRAHMEN - ANGLEICHUNGSPAKET (Umsetzung des Binnenmarktpakets für Waren)
- [3] EUROPÄISCHE KOMMISSION
Brüssel, den 21.11.2011; KOM(2011) 765 endgültig; 2011/0351 (COD)
NEUER RECHTSRAHMEN - ANGLEICHUNGSPAKET (Umsetzung des Binnenmarktpakets für Waren);
Vorschlag für eine RICHTLINIE DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit (Neufassung)
- [4] EUROPÄISCHES PARLAMENT
A7-0258/2012; 28.11.2012
BERICHT über den Vorschlag für eine Richtlinie des Europäischen Parlaments und des Rates zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit (Neufassung)
(COM(2011)0765 – C7-0429/2011 – 2011/0351(COD))
- [5] EUROPÄISCHE KOMMISSION
Brüssel, den 17.10.2012; COM(2012) 584 final
Vorschlag für eine RICHTLINIE DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt
- [6] EUROPÄISCHES PARLAMENT; Ausschuss für Binnenmarkt und Verbraucherschutz
2012/0283(COD); 26.4.2013
ENTWURF EINES BERICHTS über den Vorschlag für eine Richtlinie des Europäischen Parlaments und des Rates zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt (COM(2012)0584 – C7-0333/2012 – 2012/0283(COD))
- [7] IEC 60050-161 International Electrotechnical Vocabulary,
Chapter 161 Electromagnetic compatibility
- [8] DIN EN 55011 (VDE 0875-11): April 2011
Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte – Funkstörungen – Grenzwerte und Messverfahren (IEC/CISPR 11:2009, modifiziert + A1:2010); Deutsche Fassung EN 55011:2009 + A1:2010

Aktuelle Entwicklungen bei den Störfestigkeitsnormen der Reihe IEC 61000

Dr. Bernd Jaekel, Siemens AG, Sector Industry, EMC-Center, Erlangen

1. Einleitung

Neben den vom „Technischen Komitee“ IEC CISPR erarbeiteten Normen bilden die IEC-Normen der Reihe IEC 61000 das Grundgerüst an Normungsdokumenten im Bereich der EMV. Die Reihe IEC 61000 besteht aus etwa 80 Publikationen und gliedert sich in 6 Unterreihen mit Publikationen zu den Themenbereichen: Allgemeines, elektromagnetische Umwelt, Verträglichkeitspegel und Grenzwerte, Störfestigkeitsprüfverfahren, Maßnahmen und Anforderungen. Die umfangreichste Unterreihe stellen die Störfestigkeitsprüfverfahren (IEC 61000-4-X) dar, mit denen der Einfluss elektromagnetischer Phänomene auf Betriebsmittel getestet und bewertet werden soll.

Da die elektromagnetische Umgebung, als Gesamtheit aller auftretenden Phänomene, in kontinuierlichem Wandel ist, müssen auch die diese Phänomene widerspiegelnden Störfestigkeitsprüfverfahren kontinuierlich an diesen Wandel angepasst werden, um sicherzustellen, dass die Prüfverfahren die aktuelle Realität reflektieren. Eine solche Anpassung erfolgt in den meisten Fällen durch regelmäßige Überprüfung der Normen und entsprechende Überarbeitung, wobei oftmals nicht nur Änderungen der elektromagnetischen Umwelt berücksichtigt werden, sondern auch Qualitätsaspekte bei der Anwendung der Prüfverfahren, wie beispielsweise bessere Reproduzierbarkeit von Prüfungen oder die Berücksichtigung der Messunsicherheit. Eine solche regelmäßige Überprüfung findet vor allem bei denjenigen Prüfverfahren und Normen statt, die für viele Produkte und Einsatzbereiche relevant sind; dies sind im Wesentlichen die Normen der Unterreihe IEC 61000-4.

Die Änderung der elektromagnetischen Umgebung bedeutet aber nicht nur eine kontinuierliche Anpassung der Prüfverfahren in den Normen, sondern oftmals auch die Erarbeitung neuer Prüfverfahren für elektromagnetische Phänomene, deren Auftreten durch den kontinuierlichen technologischen Wandel erst möglich gemacht wurde, beziehungsweise deren Berücksichtigung notwendig wird, da sie zunehmend häufiger auftreten. Aktuell sind hier drei Phänomene zu nennen, deren Implementierung in folgenden Projekten vorgesehen ist:

- IEC 61000-4-19: Störfestigkeit gegen symmetrische Störgrößen in Energieversorgungsnetzen im Frequenzbereich unterhalb von 150 kHz
- IEC 61000-4-31: Störfestigkeit gegen leitungsgebundene, breitbandige Störgrößen auf Netzleitungen
- IEC 61000-4-39: Störfestigkeit gegen elektromagnetische Felder im Nahbereich

Neben diesen drei neuen Normen zu Prüfverfahren werden gegenwärtig noch weitere Dokumente aus der Reihe IEC 61000 aktualisiert, auch hier im Hinblick auf neue Problemstellungen, beispielsweise die Thematik des Frequenzbereichs 2 kHz bis 150 kHz

oder die Thematik „Funktionale Sicherheit“ betreffend. Der Beitrag soll den gegenwärtigen Diskussionsstand all dieser Projekte behandeln.

2. Aufbau der Normenreihe IEC 61000

Die Normenreihe IEC 61000¹ besteht derzeit aus etwa 80 Dokumenten. Mit Ausnahme einiger weniger Normen werden sie von Arbeitsgruppen des technischen Komitees IEC TC 77 bearbeitet², d. h. neue Teile werden erarbeitet oder die bereits veröffentlichten Dokumente entsprechend der technischen Entwicklung aktualisiert. Die Struktur dieser Reihe ist in Bild 1 schematisch dargestellt.

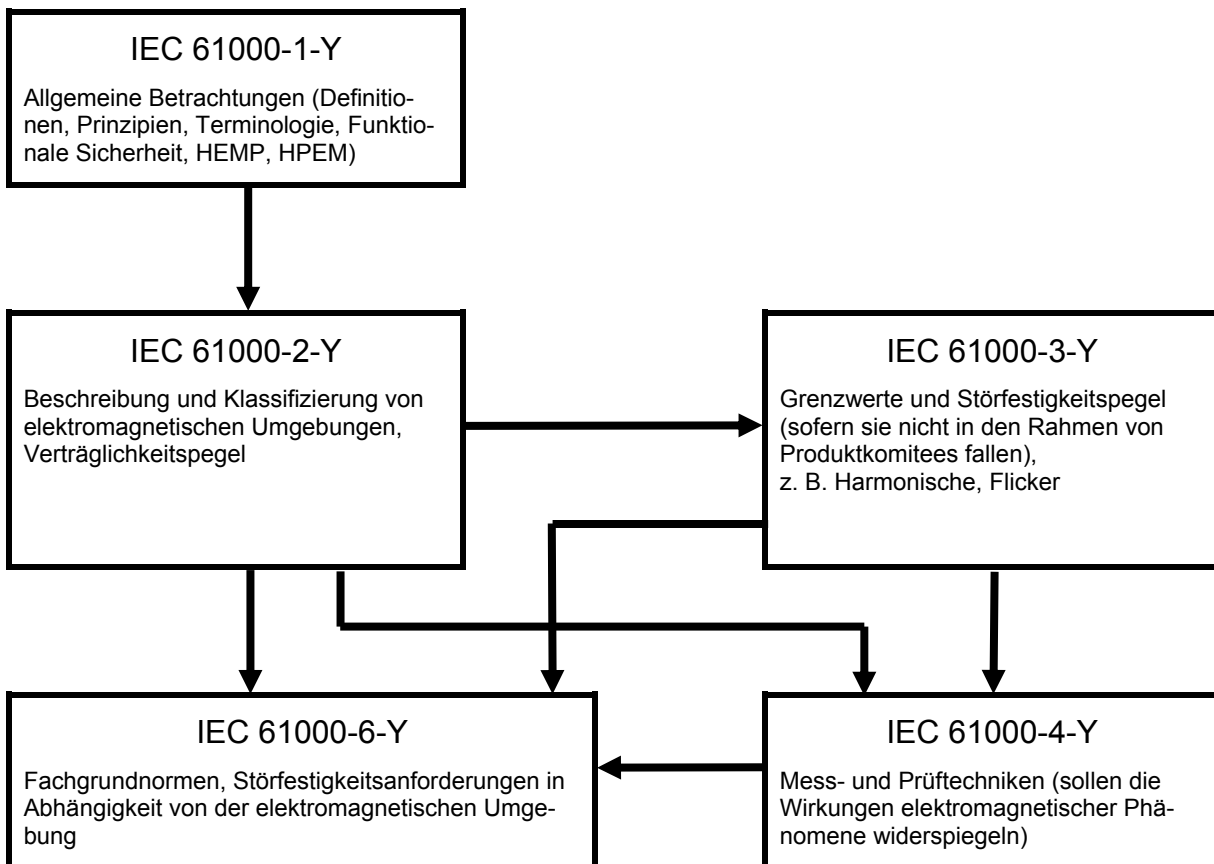


Bild 1: Aufbau der Normenreihe IEC 61000-X-Y

Die Teile IEC 61000-1-Y (derzeit sechs Publikationen) enthalten grundlegende Definitionen und Konzepte im Bereich der EMV. Darunter fallen auch die EMV-relevanten As-

¹ Die Normenreihe IEC 61000 besteht aus mehreren Teilen IEC 61000-X, die jeweils wieder untergliedert sind in IEC 61000-X-Y. Ein großer Teil der gesamten Reihe liegt auch als EN 61000-X-Y, beziehungsweise VDE 0839-X-Y vor. Allerdings werden in der Regel nur internationale Normen (IS) aus dieser Reihe übersetzt, die technischen Berichte (TR) sowie die technischen Spezifikationen (TS) nicht.

² Die beiden Fachgrundnormen IEC 61000-6-3 und IEC 61000-6-4 behandeln die Thematik der Störaussendung und fallen in den Verantwortungsbereich des Komitees IEC CISPR H.

pekte der funktionalen Sicherheit sowie Betrachtungen zur Thematik der Messunsicherheit.

Die Ergebnisse zur Beschreibung der elektromagnetischen Umwelt finden Berücksichtigung sowohl in der Reihe IEC 61000-4-Y (Grundnormen), in der die möglichen und auftretenden elektromagnetischen Phänomene mittels Prüfverfahren nachgebildet werden, als auch in der Reihe IEC 61000-6-Y (Fachgrundnormen), in der die für die jeweiligen Typen von elektromagnetischen Umgebungen zu berücksichtigenden Prüfpegel festgelegt werden.

Es sei angemerkt, dass es in der Reihe IEC 61000 noch Teile mit der Nummer IEC 61000-5-Y gibt; diese beschreiben im Wesentlichen EMV-Maßnahmen und Installationsanweisungen und haben lediglich informativen Charakter. Als Normungspublikationen besitzen sie den Status eines „Technischen Berichts“ (TR = Technical Report).

3. Beschreibung und Charakterisierung der elektromagnetischen Umgebung

Es existieren mittlerweile 14 Dokumente in der Unterreihe IEC 61000-2, die mehr oder weniger eine Beschreibung der elektromagnetischen Umgebung zum Gegenstand haben. Die meisten dieser Dokumente behandeln nur einen begrenzten Aspekt der elektromagnetischen Umwelt. Dies betrifft sowohl die Kategorie der berücksichtigten elektromagnetischen Phänomene als auch eine spezielle Klasse von elektromagnetischen Umgebungen (z. B. öffentliche Mittelspannungsnetze). Lediglich das Dokument IEC 61000-2-5 gibt einen Überblick über das komplette Spektrum elektromagnetischer Phänomene – mit Ausnahme des Phänomens HEMP³ – in unterschiedlichsten Typen von Umgebungen. Insofern bildet es den generellen Ausgangspunkt bei der Festlegung von umgebungsbezogenen Störfestigkeitspegeln [1].

Die einzelnen Dokumente der Reihe IEC 61000-2-Y wurden zu unterschiedlichen Zeitpunkten bearbeitet und veröffentlicht, abhängig vom jeweiligen Interesse der verantwortlichen Arbeitsgruppe sowie den jeweils zur Verfügung stehenden aktuellen Daten. Insofern kann es zu geringfügigen Unterschieden in den Daten der jeweiligen Dokumente kommen. Ein plausibler Grund für solche Unterschiede besteht auch darin, dass die elektromagnetische Umwelt keine konstante Größe ist. Sie verändert sich kontinuierlich aufgrund verschiedenster Tendenzen, beispielsweise der Einführung neuer Technologien oder der zunehmenden Verbreitung von als Störquellen wirkenden Betriebsmitteln.

Damit ergibt sich auch die Konsequenz, die Charakteristika einer elektromagnetischen Umgebung ständig zu verfolgen und ihre Beschreibung dem jeweils aktuellen Stand hinsichtlich des Einsatzes von neuen Technologien anzupassen. Eine solche Anpassung erfolgt derzeit in einigen Dokumenten dieser Unterreihe, wobei hier besonders die Überarbeitung der Projekte IEC 61000-2-2 und IEC 61000-2-12 zu nennen ist, da sie einen aktuell sehr wichtigen und sehr kontrovers diskutierten Frequenzbereich berücksichtigen, nämlich die Situation von 2 kHz bis 150 kHz auf Netzleitungen auf Grund des Einsatzes von Kommunikationseinrichtungen, die eine Signalübertragung auf Netzleitungen

³ High-altitude ElectroMagnetic Puls (s. Fußnote 6)

verwenden. Weitere Aktivitäten betreffen die Aktualisierung des Dokumentes IEC 61000-2-5 zur Berücksichtigung der jüngsten elektromagnetischen Störquellen, wie LTE oder weiterer drahtloser Kommunikationsdienste.

4. Grundnormen der Reihe IEC 61000-4

4.1 Projekte für neue Grundnormen

Die Notwendigkeit der Erarbeitung neuer Grundnormen in der Reihe IEC 61000-4-Y, d. h. neuer Testmethoden zur Prüfung der Störfestigkeit, stellt sich immer dann, wenn es die Wirkung von elektromagnetischen Phänomenen nachzubilden gilt, die in der Vergangenheit nicht berücksichtigt wurden. Das bedeutet nicht zwangsläufig, dass es sich um Phänomene handelt, die erst in der unmittelbaren Vergangenheit auftraten; oft waren sie schon vorher in Umgebungen und Installationen präsent, haben aber zu keinen Beeinflussungen geführt oder nur in einer relativ geringen Anzahl von Fällen. Aufgrund einer sich nunmehr abzeichnenden Notwendigkeit der Berücksichtigung weiterer Phänomene werden derzeit drei Projekte in Arbeitsgruppen von SC 77A (niederfrequente Phänomene) und SC 77B (hochfrequente Phänomene) bearbeitet⁴.

4.1.1 Projekt IEC 61000-4-19

Das diesem Projekt mit dem Titel „**Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports**“ zugrunde liegende elektromagnetische Phänomen ist die Ausbreitung symmetrischer Störgrößen in Energieversorgungsnetzen im Frequenzbereich von 2 kHz bis 150 kHz. Solche Störgrößen werden unbeabsichtigt von leistungselektronischen Geräten erzeugt (beispielsweise bei deren Schaltfrequenzen und Vielfachen davon), aber auch beabsichtigt von Kommunikationseinrichtungen, die die Niederspannungsverkabelung für die Signalübertragung (z. B. PLC) verwenden. Solche Signale stellen zwar für angeschlossene Kommunikationseinrichtungen Nutzsignale dar, für alle anderen Geräte wirken sie aber als potenzielle Störgrößen. Das Projekt IEC 61000-4-19 definiert Prüfaufbauten und gibt Vorschläge für Prüfpegel, wobei sowohl die Störfestigkeit gegen Störspannungen als auch gegen Störströme getestet werden kann. Das Projekt liegt derzeit international als positiv gestimmter Entwurf (CDV: Committee Draft for Vote) [2] vor, es wird detaillierter in [3] beschrieben, eine endgültige Veröffentlichung ist für Juli 2014 vorgesehen.

4.1.2 Projekt IEC 61000-4-31

Das Projekt IEC 61000-4-31 „**AC mains ports broadband conducted disturbance immunity test**“ [4] stellt in gewissem Maße eine Ergänzung zu dem in 4.1.1 vorgestellten Projekt dar. Wie bei Letzterem ist auch hier das nachgebildete elektromagnetische Phänomen die Wirkung leitungsgeführter Störgrößen, verursacht durch hochfrequente

⁴ Da es sich bei diesen Projekten um derzeit in Bearbeitung befindliche Projekte handelt, deren Vorgaben und Inhalte noch nicht international in ihrer endgültigen Form verabschiedet sind, sind die aufgeführten Informationen als noch unverbindlich anzusehen.

Signalübertragung auf Netzleitungen. Allerdings werden hier der Frequenzbereich oberhalb von 150 kHz betrachtet und nicht Signale bei diskreten Frequenzen, sondern eine breitbandige Störgröße, mit der die diversen Modulationsverfahren der als Störquelle wirkenden Signalübertragungen simuliert werden sollen. Wie beim vorherigen Projekt erfolgt die Einkopplung der Störgröße symmetrisch, d. h. zwischen den Adern der Netzleitung, allerdings wird es sich in diesem Frequenzbereich aufgrund vorhandener Unsymmetrien im Prüfaufbau nicht vermeiden lassen, dass sich ein Teil der eingekoppelten, symmetrischen Störgröße auch asymmetrisch ausbreitet. Ein Vorschlag für die Einkopplung mittels Koppelnetzwerk im Rahmen einer solchen Störfestigkeitsprüfung ist in Bild 2 dargestellt.

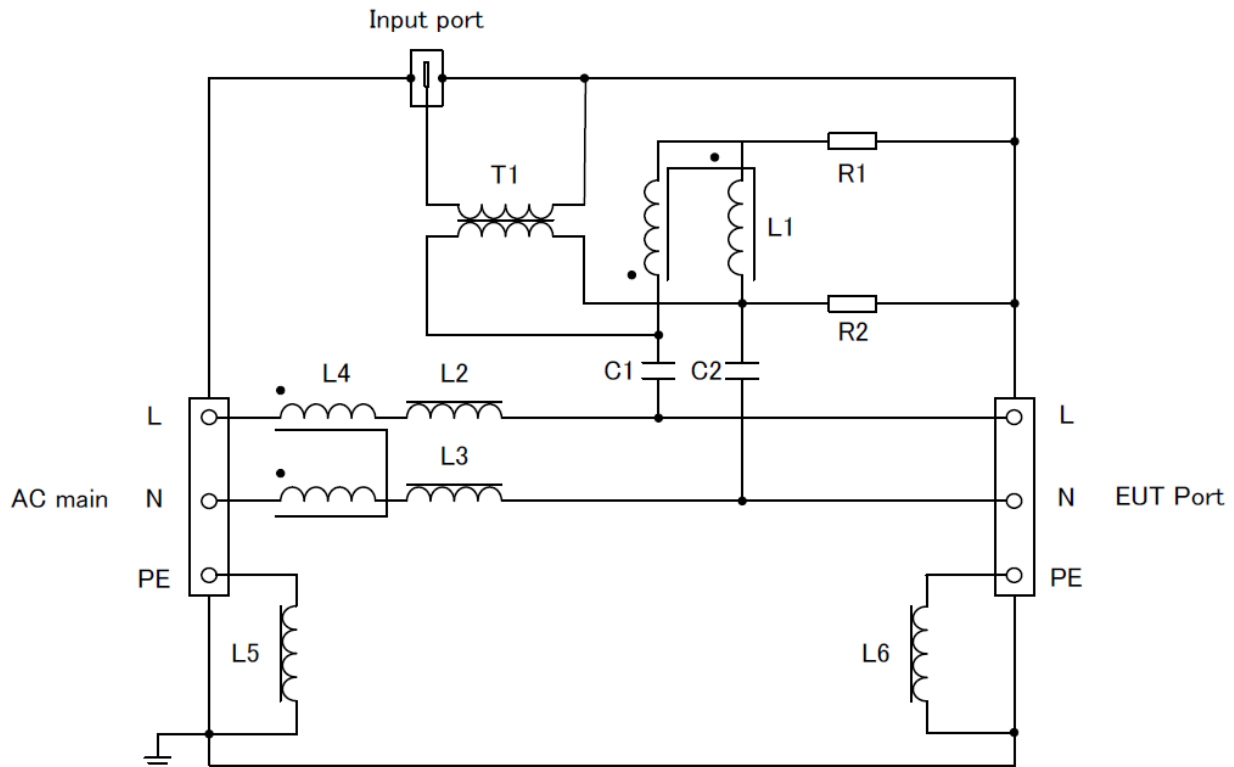


Bild 2: Einkopplung eines symmetrischen hochfrequenten Breitbandsignals auf eine Netzleitung

Zu diesem Projekt existiert derzeit lediglich der erste Arbeitsgruppenentwurf [4]. Der zugehörige Arbeitsplan sieht eine Fertigstellung dieses Projektes bis etwa Mitte 2015 vor.

4.1.3 Projekt IEC 61000-4-39

Das Projekt IEC 61000-4-39 "**Radiated fields in close proximity - immunity test**" ist das derzeit jüngste Projekt, dessen Bearbeitung durch [5] und die darauf folgende Abstimmung erst kürzlich begonnen werden konnte. Die betreffenden Störgrößen werden beispielsweise durch mobile Kommunikationsgeräte erzeugt. Im Gegensatz zum Prüfverfahren in IEC 61000-4-3, in dem die Störfestigkeit gegen elektromagnetische Felder im Fernbereich geprüft wird, wird bei dem in IEC 61000-4-39 geplanten Verfahren die Situation betrachtet, dass sich ein Prüfling im unmittelbaren Nahbereich und damit in einem inhomogenen Feldbereich eines von einem mobilen Sender erzeugten Feldes befindet.

Im Rahmen dieses Projektes ist geplant, den Frequenzbereich von 9 kHz bis 6 GHz zu betrachten. Es sollen die Prüfpegel, Prüfgeräte und -aufbauten und Prüfverfahren erarbeitet werden. Sich bereits jetzt abzeichnende problematische Aspekte sind die Festlegung des Prüfverfahrens im Hinblick auf eine gute Reproduzierbarkeit als auch die Frage, welche Modulationsverfahren zu berücksichtigen sind.

4.2 Grundnormen in der Überarbeitung

Neben den neu zu erarbeitenden Grundnormen werden auch einige bereits veröffentlichte Grundnormen einer technischen Überarbeitung unterzogen, teilweise um die zunehmenden Anforderungen an die Reproduzierbarkeit von Prüfungen zu berücksichtigen, oder um neue Aspekte, wie beispielsweise die Messunsicherheit, zu behandeln. Unter den Grundnormen der Reihe IEC 61000-4 befinden sich derzeit zwei Projekte im Endstadium der Überarbeitung:

- IEC 61000-4-5, **Surge Immunity Test**; die neue, dritte Ausgabe ist zur Veröffentlichung in Mitte 2014 geplant; ein Abstimmungsentwurf (CDV) wurde international bereits positiv abgestimmt.
- IEC 61000-4-30, **Power quality measurement methods**; auch hier wird derzeit an der dritten Ausgabe gearbeitet, allerdings befindet sich das Dokument noch im Entwurfsstadium (CD); trotzdem ist auch hier eine Veröffentlichung in 2014 vorgesehen.

5. Fachgrundnormen der Reihe IEC 61000-6

Wie aus Bild 1 zu entnehmen ist, besitzt die Reihe IEC 61000 auch einen Teil, der eine Serie von Fachgrundnormen mit den Nummern IEC 61000-6-Y enthält, wobei derzeit sechs Teile veröffentlicht sind und ein siebter Teil international zur Abstimmung steht.

Während die Prüfnormen nach IEC 61000-4-Y lediglich Prüfverfahren, Prüfaufbauten und Vorschläge für Prüfpegel enthalten, ist es Zielstellung der Fachgrundnormen, detaillierte Anforderungen an Geräte zu stellen. Die Fachgrundnormen sind immer dann anwendbar, wenn es für bestimmte Produkte oder Produktfamilien keine eigenständigen Produkt-/Produktfamiliennormen gibt. Darüber hinaus haben sie nach IEC Guide 107 [6] eine Leitfunktion für alle Produktnormen, denn diese müssen die Anforderungen der Fachgrundnormen, d. h. die Prüfung der Störfestigkeit gegenüber den in den Fachgrundnormen aufgeführten Prüfverfahren mit Prüfpegeln, übernehmen, und falls davon abgewichen werden soll, dies technisch begründen. Sie unterscheiden sich von Produktnormen in ihrem Anwendungsbereich dahingehend, dass sie keine Anforderungen an bestimmte Produkte stellen, sondern ihre Anforderungen nach der betrachteten Einsatzumgebung definieren, d. h. unabhängig vom Typ eines Produktes muss dieses die Anforderungen einhalten, die für den Einsatz in der Umgebung spezifiziert sind⁵.

⁵ Der Widerspruch von möglicherweise unterschiedlichen Anforderungen in Produktnormen und Fachgrundnormen wird dadurch aufgelöst, dass bei Anwendung auf ein Produkt die Anforderungen in Produkt-, bzw. Produktfamiliennormen in der Regel Vorrang vor denen in Fachgrundnormen besitzen.

Von den sechs bereits veröffentlichten Fachgrundnormen befinden sich derzeit fünf in der Überarbeitung⁶; es ist geplant, in die nächsten Ausgaben neue Anforderungen und neue Messverfahren aufzunehmen. Im Einzelnen sind dabei folgende Erweiterungen bzw. Modifikationen vorgesehen:

Die beiden Fachgrundnormen **IEC 61000-6-1** und **IEC 61000-6-2** spezifizieren die Störfestigkeitsanforderungen für Geräte, die zum Einsatz im Haushalts- bzw. Industriebereich gedacht sind. Sie liegen derzeit in der 2. Ausgabe mit Stand 2005 vor. Eine Überarbeitung wurde vor Kurzem eingeleitet und es zeichnen sich bereits erste Vorschläge für Änderungen ab; diese betreffen beispielsweise eine mögliche Erweiterung des Frequenzbereichs für Prüfungen nach IEC 61000-4-3 bis 6 GHz, die Aufnahme von Prüfungen nach IEC 61000-4-34 (als Erweiterung des Umfangs von IEC 61000-4-11 für Geräte mit Eingangsstrom größer als 16 A), und die Aufnahme der in 4.1 beschriebenen Projekte. Das Arbeitsprogramm im Komitee TC 77, in dem diese Fachgrundnormen bearbeitet werden, sieht eine Veröffentlichung der nächsten Ausgabe gegen Ende 2016 vor.

Die beiden Fachgrundnormen **IEC 61000-6-3** und **IEC 61000-6-4** fallen aus der Thematik der Störfestigkeit heraus, denn sie spezifizieren Anforderungen an die Aussendung von Geräten. Teil 6-3 definiert Anforderungen für Geräte im Haushalts-, Teil 6-4 für Geräte im Industriebereich. Das für sie zuständige Komitee innerhalb der IEC ist CISPR H. Der gegenwärtige Stand der Überarbeitung ist in [7, 8] beschrieben. Als wesentliche Vorschläge sind hier zu nennen: die Aufnahme von zwei Grenzwertklassen in die Fachgrundnorm für den Haushaltsbereich, sowie mögliche Prüfungen für Standgeräte in einer Messeinrichtung FAR (= Fully Anechoic Room), allerdings mit dem Ansatz unterschiedlicher Grenzwerte für die horizontale und vertikale Polarisierung.

Die Fachgrundnorm IEC 61000-6-5 wurde in ihrer ersten Ausgabe in 2001 als „Technische Spezifikation“ (TS) veröffentlicht; diese Dokumentenart (anstelle eines „Internationalen Standards“ (IS)) wird dann gewählt, wenn sich entweder keine ausreichende Mehrheit von „Nationalen Komitees“ für die Unterstützung einer Norm findet, oder wenn die betreffende Thematik noch nicht vollständig „ausgereift“ ist und sich eine Veröffentlichung als Norm erst für die Zukunft auftut. Kürzlich haben sich die nationalen Komitees aber überwiegend dafür ausgesprochen, dieses Dokument nach einer Überarbeitung in den Status eines internationalen Standards zu überführen. Diese Überarbeitung erfolgt derzeit und der bereits zweite Arbeitsgruppenentwurf [9] steht aktuell zur Kommentierung an. Schwerpunkte der Überarbeitung sind die getrennte Behandlung von Umgebungen in Schaltanlagen und Kraftwerken sowie eine detaillierte Behandlung der diversen Typen von Signalschnittstellen in beiden Umgebungen.

Das Projekt **IEC 61000-6-7** soll zu der ersten Fachgrundnorm führen, die sich mit dem Themenkomplex „EMV und funktionale Sicherheit“ beschäftigt, d. h. diese Norm soll Anforderungen an solche Geräte definieren, die in sicherheitsbezogenen Systemen eingesetzt werden; hierbei wird ein Einsatz solcher Geräte im Industriebereich betrachtet. Die Fachgrundnorm unterscheidet sich von den „klassischen“ Störfestigkeitsfachgrundnormen durch die Einführung eines speziellen Bewertungskriteriums DS, das die mögliche Reaktion von Prüflingen auf den Einfluss elektromagnetischer Störgrößen beschreibt. Im

⁶ Die Fachgrundnorm IEC 61000-6-6 befasst sich mit einer ganz speziellen elektromagnetischen Umgebung, und zwar derjenigen, wie sie im Falle eines HEMP (High-altitude ElectroMagnetic Puls) vorherrscht. Sie wird hier nicht weiter betrachtet.

Vergleich zu der Fachgrundnorm IEC 61000-6-2, die sich mit ‚normalen‘ EMV-Anforderungen befasst, sind im Projekt IEC 61000-6-7 sowohl eine größere Anzahl von Störfestigkeitsprüfungen als auch teilweise modifizierte Prüfpegel gefordert. Das Projekt IEC 61000-6-7 befindet sich derzeit im internationalen Abstimmungsprozess [10].

Literatur

- [1] B. Jaekel, *Beschreibung und Klassifizierung von elektromagnetischen Umgebungen – Stand und Ausblick zu IEC 61000-2-5*, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, EMV 2008 Düsseldorf, K.-H. Gonschorek (Hrsg.), VDE Verlag, Berlin, S. 57–64
- [2] 77A/815/CDV, IEC 61000-4-19: *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports*, Genf, 2013
- [3] R. Heinrich, J. Kirchhof und B. Jaekel, *Messverfahren und Grenzwerte für Störfestigkeitsprüfungen im Frequenzbereich 2 kHz bis 150 kHz*, EMV 2014
- [4] 77B/688/CD, IEC 61000-4-31: *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-31: Testing and measurement techniques – AC mains ports broadband conducted disturbance immunity test*, Genf, 2013
- [5] 77B/678/NP, IEC 61000-4-XX: *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-XX - Testing and measurement techniques – radiated fields in close proximity - immunity test*, Genf, 2012
- [6] IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*, Genf, 2009
- [7] CISPR H/260/CD, Amendment 2 to IEC 61000-6-3: *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6-3: Generic standards – Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments*, Genf, 2013
- [8] CISPR H/259/CD, Amendment 2 to IEC 61000-6-4: *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6-4: Generic standards – Emission standard for industrial environments*, Genf, 2013
- [9] 77/440/CD, IEC 61000-6-5: *ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) - Part 6-5: Generic standards - Immunity for power station and substation environments*, Genf, 2013
- [10] 77/450/CDV: IEC 61000-6-7, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-19: Testing and measurement techniques – Part 6-7: Generic standards – Immunity requirements for equipment intended to perform functions in a safety-related system (functional safety) in industrial locations*, Genf, 2013

Messverfahren und Grenzwerte für Störfestigkeitsprüfungen im Frequenzbereich 2 kHz bis 150 kHz

Dr. Ralf Heinrich, Teseq GmbH, Entwicklung
Dipl.-Ing. Jörg Kirchhof, Fraunhofer IWES, Bereich Anlagentechnik und
Verteilungsnetze
Dr. Bernd Jaekel, Siemens AG, Sector Industry, EMC-Center

Kurzfassung

Aufgrund neuer technischer Entwicklungen rückt der Frequenzbereich 2 kHz bis 150 kHz zunehmend in den Blickpunkt des Interesses. Das liegt einerseits an einer verstärkten Nutzung dieses Bereiches, z.B. für Datenkommunikation zur Fernabfrage intelligenter Elektrizitätszähler und für andere Anwendungen, wobei das Niederspannungsnetz selbst für die Datenübertragung benutzt wird. Mit der Nutzung dieses Netzes als Übertragungsweg ist andererseits aber auch eine mögliche Anfälligkeit für Störungen verbunden, beispielsweise durch Aussendungen von leistungselektronischen Geräten, wie Wechselrichter von Solaranlagen. Diese Wechselbeziehungen sind Gegenstand von EMV-Untersuchungen in diesem Frequenzbereich mit dem Ziel, eine unerwünschte Beeinflussung zu vermeiden. Die derzeit noch bestehende Normungslücke soll in Bezug auf die Störfestigkeit gegenüber differentiellen Störsignalen im Bereich 2 kHz bis 150 kHz mit der Norm IEC 61000-4-19 geschlossen werden. Der Normentwurf der IEC 61000-4-19 [1] befindet sich derzeit im Bearbeitungsstand eines CDV (Committee Draft for Vote). Im Rahmen des Beitrags soll über den aktuellen Stand der Normung, die Messverfahren und Grenzwerte berichtet werden.

1. Einleitung

Seit mehreren Jahrzehnten erarbeiten die beiden internationalen EMV Komitees IEC TC 77 und IEC CISPR Anforderungen an Produkte, damit bei einem späteren Einsatz dieser Produkte in einer Installation die elektromagnetische Verträglichkeit sichergestellt ist. Die detaillierte Festlegung dieser Anforderungen orientiert sich an den Eigenschaften der elektromagnetischen Umgebung, für deren Einsatz die betreffenden Produkte gedacht sind.

Die elektromagnetische Umgebung ist allerdings keine konstante, gleichbleibende Ansammlung elektromagnetischer Phänomene, sondern sie ändert sich kontinuierlich. Solche Änderungen können beispielsweise darin bestehen, dass neue Technologien eingeführt werden, sich ausbreiten und die von ihnen erzeugten elektromagnetischen Phänomene zu einem höheren Störpegel führen, der bis dato in den Störfestigkeitsanforderungen nicht berücksichtigt war. Insofern muss mit der Änderung der elektromagnetischen Umgebung auch die Notwendigkeit neuer, bzw. erweiterter EMV-Normen kontinuierlich diskutiert werden; dies betrifft sowohl Normen im Bereich der Störaussendung mit der Erarbeitung von Grenzwerten als auch Normen im Bereich der Störfestigkeit mit der Spezifikation der notwendigen Immunität. Historisch wurden daher EMV-Normen zuerst in denjenigen

Frequenzbereichen oder für diejenigen Phänomene erarbeitet, bei denen die Notwendigkeit zum jeweiligen Stand der technischen Entwicklung vorlag. Der Frequenzbereich von 2 kHz bis 150 kHz war von dieser Notwendigkeit lange ausgenommen, einerseits weil keine relevanten Störquellen in diesem Bereich aktiv waren und andererseits der Frequenzbereich selbst auch nur in geringem Maße für die Ausbreitung von Nutzsignalen verwendet wurde. Insofern gab es bis in die jüngste Vergangenheit keine Aussendungs- oder Störfestigkeitsnormen, die Anforderungen in diesem Frequenzbereich spezifizierten.

Durch den zunehmenden Einsatz von leistungselektronischen Komponenten und Geräten, wie beispielsweise getakteten Netzteilen, drehzahlveränderbaren Antrieben oder Wechselrichter für Photovoltaikanlagen nahm die Zahl der potentiellen Störquellen in diesem Frequenzbereich zu, da deren Taktfrequenzen und ihre Vielfachen in diesen Bereich fallen. Im Anfangsstadium dieses zunehmenden Einsatzes war die Störproblematik im Wesentlichen auf Antriebe im Industriebereich beschränkt, wobei die vorwiegenden Störmechanismen asymmetrischer Natur waren, d.h. die mit dem Betrieb solcher Geräte verbundenen Störgrößen wurden auf benachbarte Leitungen beziehungsweise in das Potentialausgleichssystem eingekoppelt. Der erste Schritt bestand damals folgerichtig in der Erarbeitung einer Störfestigkeitsnorm gegen asymmetrische Störgrößen, die Norm DIN EN 61000-4-16 [2].

Mittlerweile wird dieser Frequenzbereich zunehmend auch für die Kommunikation verwendet, z.B. für die Fernauslesung von elektrischen Energiezählern („Smart Metering“). Das führt zu der Situation, dass mögliche, gegenseitige Beeinflussungen auch die symmetrische Ausbreitungssituation betrachten müssen. Um diese Situation beherrschbar zu machen, mit dem Ergebnis, dass alle an das Versorgungsnetz angeschlossenen Geräte, seien es potentielle Störquellen oder Störsenken, elektromagnetisch verträglich arbeiten, wird es notwendig sein, sowohl Anforderungen an die Störaussendung als auch an die Störfestigkeit der Geräte zu stellen. Während die Thematik der Grenzwerte für Störaussendungen derzeit auf internationaler Ebene noch kontrovers diskutiert wird ¹, erarbeitet eine Arbeitsgruppe des EMV Komitees IEC SC 77 A bereits eine Störfestigkeitsnorm gegen solche symmetrischen Störgrößen im Frequenzbereich 2 kHz bis 150 kHz. Das Projekt IEC 61000-4-19 wurde kürzlich positiv abgestimmt und eine Veröffentlichung der Norm ist in 2014 zu erwarten. Die technischen Inhalte werden im Folgenden detailliert vorgestellt.

2. Testequipment nach IEC 61000-4-19 CDV

2.1 Allgemeine Anforderungen

Im derzeit aktuellen Normentwurf zur IEC61000-4-19 wird zwischen Spannungs- und Stromtests unterschieden, die mit jeweils für die entsprechenden Tests spezifizierten Generatoren und Koppelnetzwerken durchgeführt werden.

¹ Für einige wenige Produktgruppen existieren bereits Aussendungsgrenzwerte im Frequenzbereich unterhalb von 150 kHz; dies sind Induktionskochgeräte (behandelt in CISPR 11, CISPR 14-1) und Beleuchtungseinrichtungen (behandelt in CISPR 15).

Der Testgenerator erzeugt die erforderlichen Prüfsignale im Bereich 2 kHz bis 150 kHz mit üblicherweise 2 % Schrittweite. Besonders hervorzuheben ist, dass die Umschaltung zwischen zwei Frequenzschritten einem fest definierten Zeitraster folgen muss. Damit soll bereits für den CW-Test eine pulsmodulationsähnliche Belastung des Prüflings erfolgen. Darüber hinaus sind auch Pulsmodulationen mit verschiedenen Modulationsfrequenzen definiert.

2.2 Spannungstest

Die Prüfpegel für den Spannungstest liegen zwischen 0,1 und 20 V und folgen frequenzabhängigen Prüfpegelverläufen. Bild 1 zeigt die Testpegelprofile für den Spannungstest.

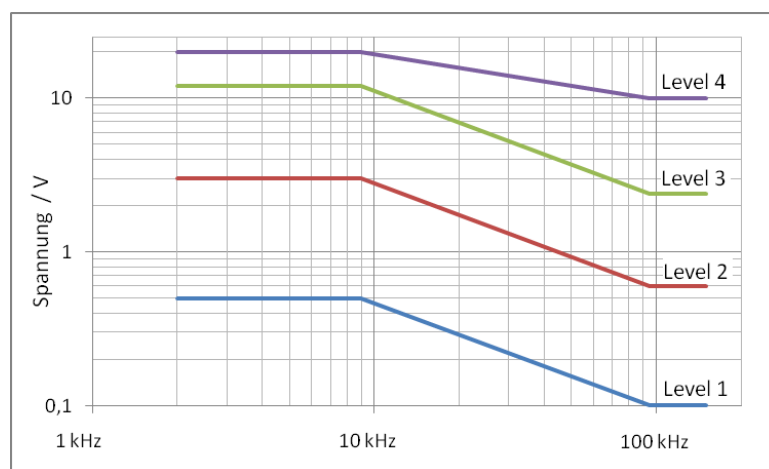


Bild 1: Testpegelprofile für den Spannungstest nach IEC61000-4-19 CDV

Diese Prüfpegel sind am EUT-Ausgang eines Koppelnetzwerkes (CDN) zu realisieren, welches die Aufgabe hat, an der EUT-Seite eine differentielle Einspeisung des Prüfsignals mit 10 Ohm Innenwiderstand des Generators zu realisieren und gleichzeitig zur Netzseite hin zu entkoppeln. Der schematische Prüfaufbau für den Spannungstest ist in Bild 2 dargestellt.

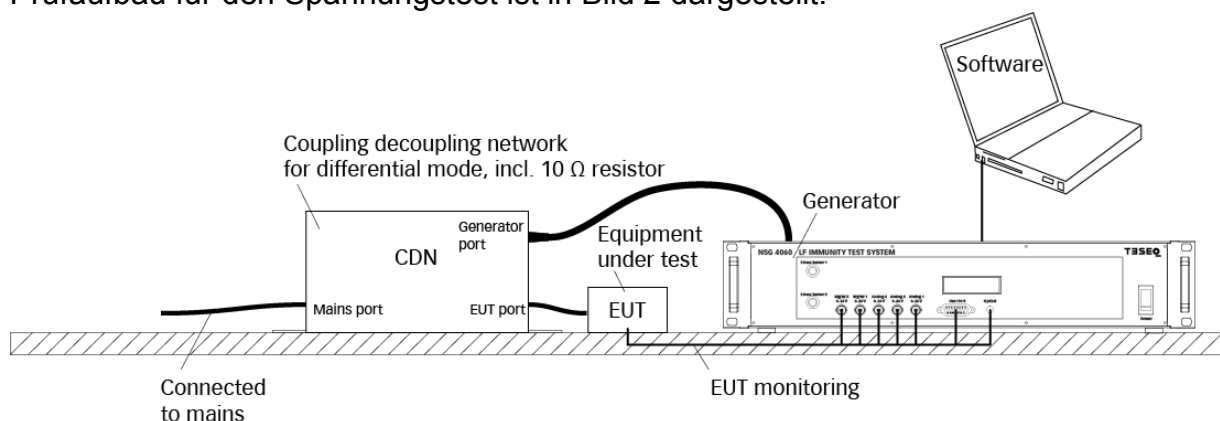


Bild 2: Schematischer Prüfaufbau für den Spannungstest nach IEC 61000-4-19 CDV

Die Eigenschaften des Koppelnetzwerkes müssen entsprechend nachgewiesen werden. Während die Einfügedämpfung des CDN mit der PrüfpegelEinstellung

bereits berücksichtigt wird, ist die Entkopplung über eine gesonderte Messung nachzuweisen. Diese wird mit dem in Bild 3 dargestellten Messaufbau über zwei Baluns mit einem Netzwerkanalysator gemessen. Die Baluns haben die Aufgabe der differentiellen Signalanpassung und Impedanztransformation vom 10 Ohm System des CDN an 50 Ohm des Netzwerkanalysators.

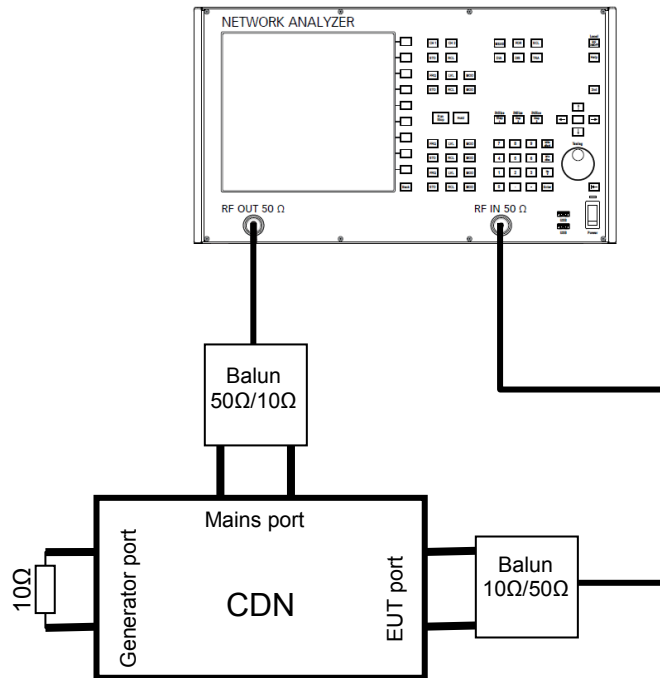


Bild 3: Messaufbau zur Messung der Entkopplungseigenschaften des CDN

2.3 Stromtest

Die Prüfpegel für den Stromtest liegen zwischen 0,5 und 4 A und sind ebenfalls frequenzabhängig. Bild 4 zeigt die Testpegelprofile für den Stromtest.

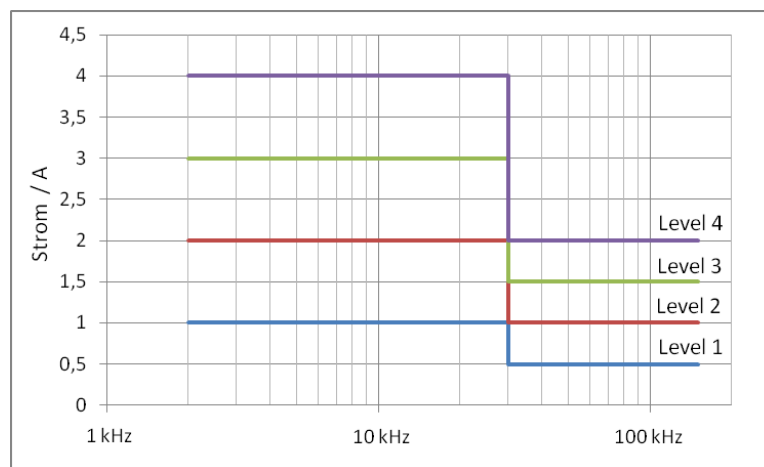


Bild 4: Testpegelprofile für den Stromtest nach IEC 61000-4-19 CDV

Der schematische Prüfaufbau für den Stromtest am Beispiel eines Elektrizitätszählers ist in Bild 5 dargestellt. Über einen Koppeltransformator wird der Störstrom in den Prüfkreis eingespeist, in dem der 50 Hz Nennstrom fließt. Der Referenzzähler ist über eine Entkopplungsimpedanz von der Störgröße entkoppelt.

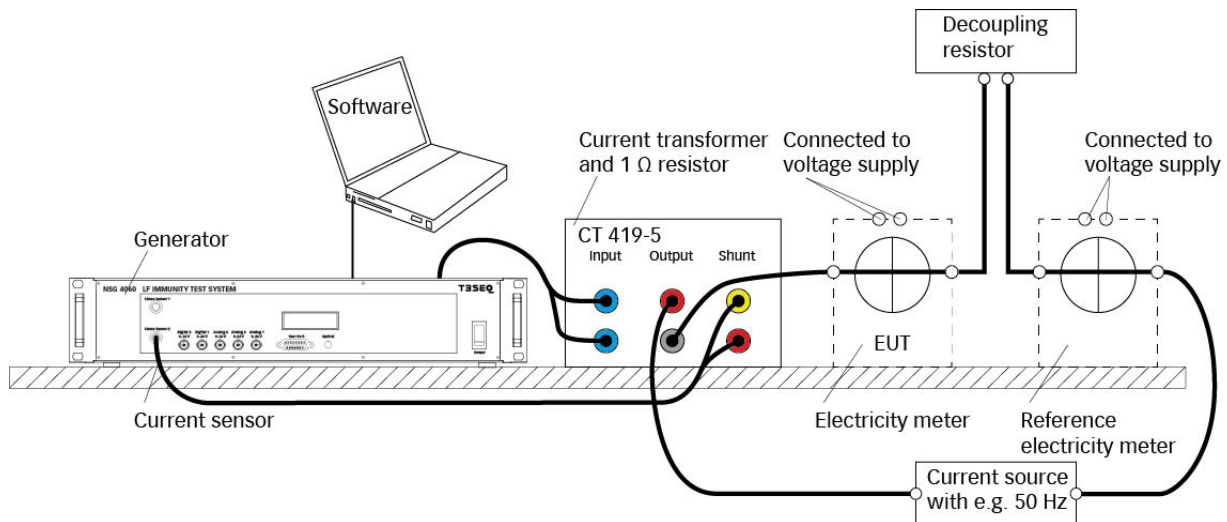


Bild 5: Schematischer Prüfaufbau für den Stromtest eines Elektrizitätszählers nach IEC 61000-4-19 CDV

3. Anwendungsbeispiel

Im Folgenden wird ein realer Zählertest mit Hilfe des in Bild 5 dargestellten Prüfaufbaus beschrieben. Elektronische Elektrizitätszähler verfügen für jede Phase über einen Stromsensor und einen Spannungssensor. Durch digitale Signalverarbeitung wird aus beiden Sensordaten die jeweilige Augenblicks-Wirkleistung ermittelt und numerisch integriert. Einige auf dem Markt verfügbare Elektrizitätszähler besitzen eine mangelnde Störfestigkeit des Strom-Messkanals [3], insbesondere wenn sie von Rippelströmen getakteter Stromrichter durchflossen werden. Der Prüfaufbau gemäß Bild 5 bildet diesen Störmechanismus nach. Im Gegensatz zu üblichen Störfestigkeits-Prüfverfahren müssen der Messwert des Elektrizitätszählers sowie der als Referenz dienende richtige Wert mit Hilfe eines kalibrierten Referenzzählers oder Power Analyzers ermittelt werden. Da der Elektrizitätszähler über einen geeichten Impulsausgang (optisch oder elektrisch) verfügt, wird dieser für die Ermittlung der Zähler-Messwerte herangezogen. Hieraus folgt jedoch, dass für genaue Messungen mehrere Impulse des Elektrizitätszählers ausgewertet werden müssen. Zusätzlich ist eine Synchronisierung zwischen beiden Energiemessungen notwendig, wenn für jede Testfrequenz eine genaue Aussage über den Messfehler des Elektrizitätszählers gemacht werden soll. In diesem Fall gibt der Elektrizitätszähler das zeitliche Raster der Störfestigkeitsprüfung vor. Je nach Störimpfindlichkeit des Elektrizitätszählers kann sich hierdurch die Gesamt-Prüfzeit in weiten Grenzen ändern. Bild 6 zeigt die Prüfergebnisse an einem störimpfindlichen Elektrizitätszähler. Einerseits wurde ein Frequenzsweep durchgeführt, bei dem ab einer Störfrequenz von 4 kHz ein aufsummierter Messfehler von 10 % bei einem Störstrom von 3 A auftritt. Der nichtlineare Anstieg der Power

Analyzer Messung wird dadurch hervorgerufen, dass der gestörte Elektrizitätszähler längere Zeit benötigt um eine vorher festgelegte Energiemenge zu erfassen. Andererseits wurde eine Prüfung der Störschwelle durchgeführt. Hierbei erfolgte ein schrittweiser Anstieg des Störpegels beginnend bei 10 mA bis zu einem Endwert von 4 A bei einer Störfrequenz von 30 kHz. Es zeigt sich, dass ab einem Störstrom von 300 mA der Messfehler des Elektrizitätszählers ansteigt. Bei Beginn der Prüfung ist ebenfalls ein scheinbarer Messfehler zu erkennen, dies wird jedoch durch Synchronisationsfehler zwischen Elektrizitätszähler und Power Analyzer kurz nach Initialisierung der Messung hervorgerufen. Nach einigen Prüfschritten ist dieser Synchronisationsfehler behoben.

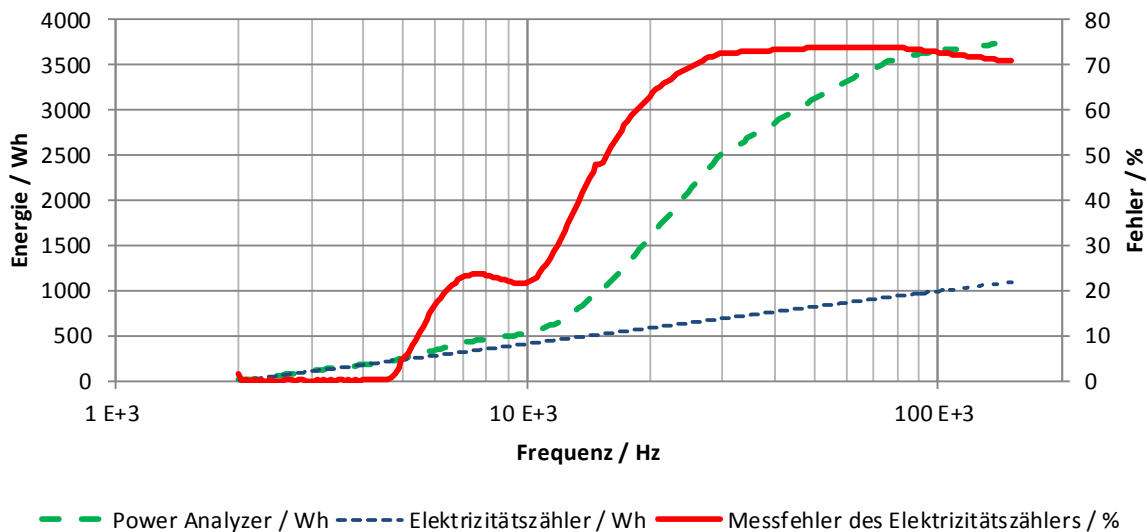


Bild 6: Testergebnisse an einem Elektrizitätszähler, Frequenzsweep mit Darstellung der jeweiligen Energiemessung und des Messfehlers seit Start der Messung.

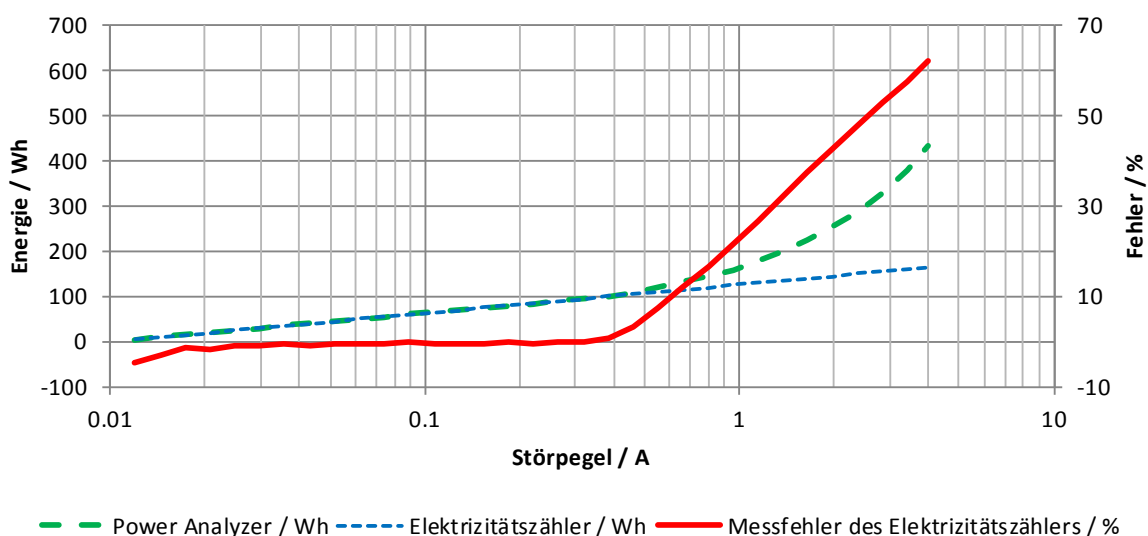


Bild 7: Testergebnisse an einem Elektrizitätszähler, Amplitudensweep mit Darstellung der jeweiligen Energiemessungen. Der Messfehler bezieht sich wiederum auf die seit Beginn der Integration auftretenden Abweichungen zwischen EUT und Power Analyzer.

Bild 8 zeigt die Bedienoberfläche des LabVIEW™ Steuerprogramms mit dessen Hilfe gleichzeitig die drei für die Prüfung erforderlichen Geräte (Störgenerator, Power Analyzer und ein Oszilloskop zur Erfassung der Zähler-Impulse) gesteuert werden. Die Einstellungen der Prüfungen können über Initialisierungsdateien geändert werden. Zusätzlich werden neben den eigentlichen Messergebnissen auch Informationen zum Prüfling dokumentiert.

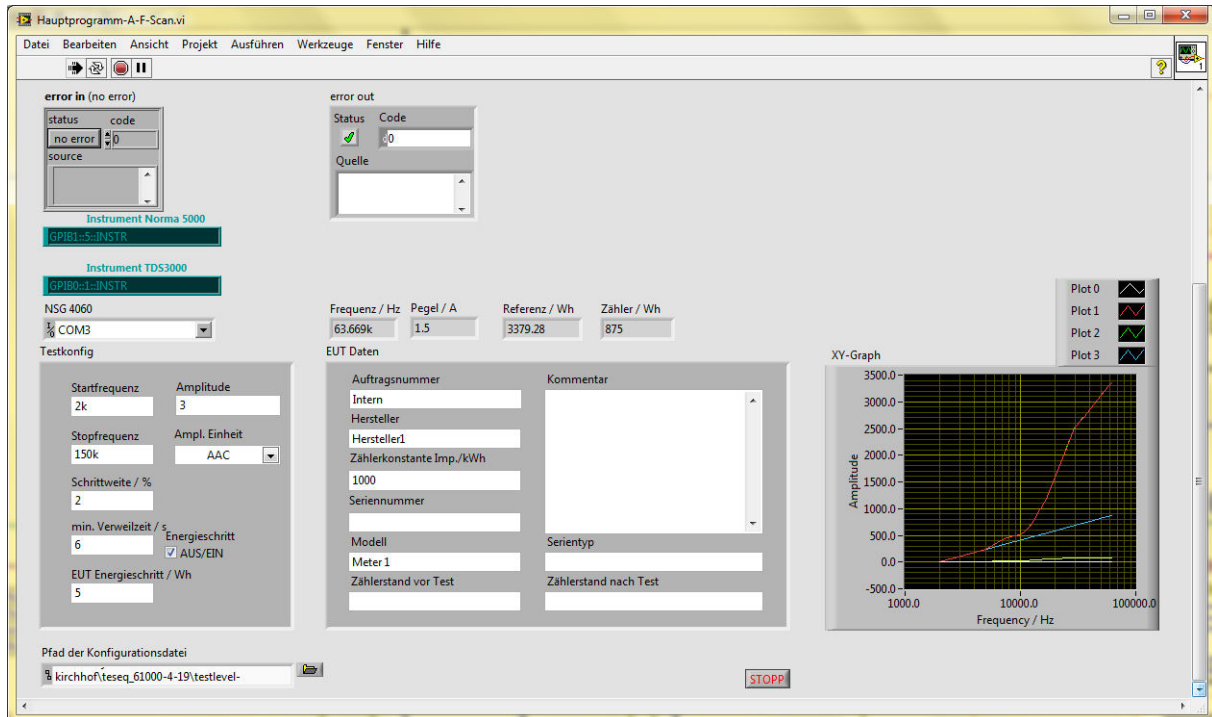


Bild 8: LabVIEW™ Software zur automatischen Steuerung der Störfestigkeitsprüfung an einem Elektrizitätszähler

Der Gesamt-Prüfaufbau ist in Bild 9 dargestellt. Zusätzlich zu den in Bild 5 dargestellten Komponenten wurde für die Prüflingsüberwachung noch ein optischer Tastkopf und ein Oszilloskop zur Detektion der optischen Zählerimpulse verwendet. Im Bildhintergrund sind die AC-Quelle und Lastwiderstände zu sehen. Der Steuer-Computer kommuniziert über GPIB und RS 232 mit den angeschlossenen Geräten. Am rechten Bildrand sind Kondensatoren zur wechsellspannungsmäßigen Überbrückung von Last und 50-Hz-Quelle sowie zwei Schalter sichtbar, mit denen einerseits die AC-Quelle abgetrennt und andererseits die Lastwiderstände zugeschaltet werden können. Mit Hilfe der Lastwiderstände wird die vom Zähler zu erfassende Wirkleistung abgeführt.

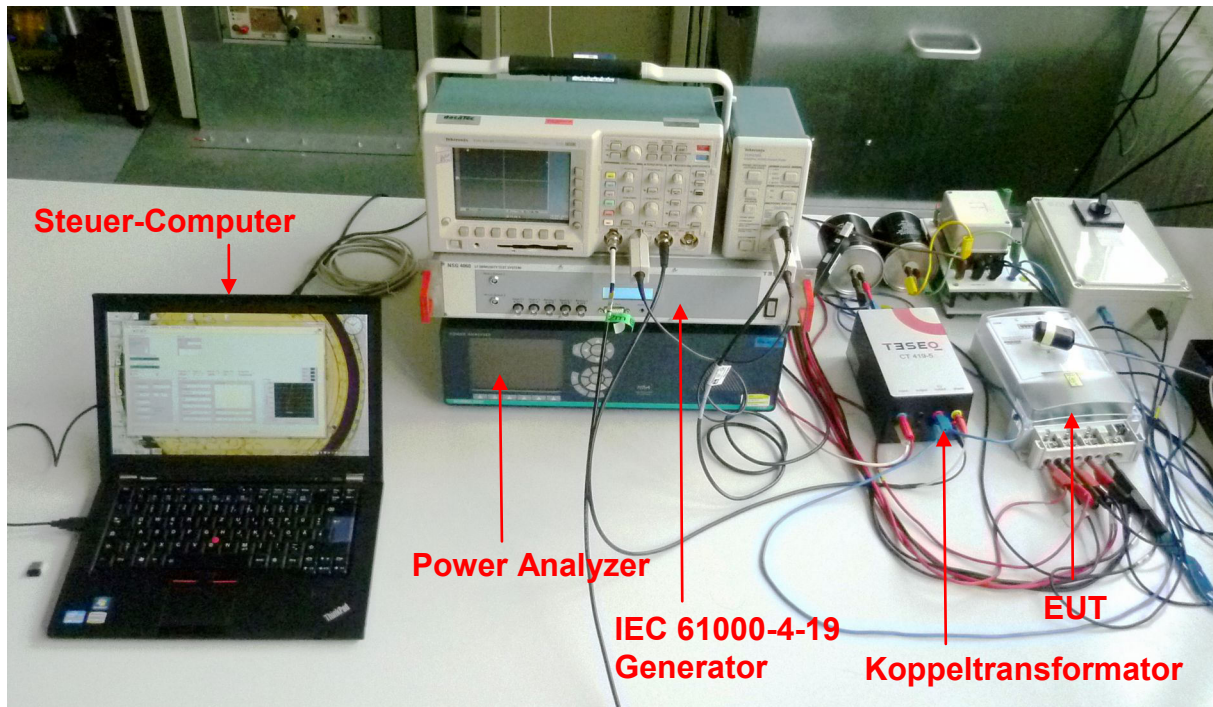


Bild 9: Prüfaufbau für die Störfestigkeitsprüfung an einem Elektrizitätszähler.

Zusammenfassung

Mit der IEC 61000-4-19 soll die derzeit bestehende Normungslücke im Frequenzbereich 2 kHz bis 150 kHz bezüglich der Störfestigkeit geschlossen werden. Für die unterschiedlichen Störphänomene und Prüflingsimpedanzen sind entsprechende Spannungs- und Stromtests vorgesehen. Mit den während der Normentwicklung durchgeführten Untersuchungen, die in diesem Beitrag am Beispiel einer Elektrizitätszählerprüfung gezeigt wurden, konnten erste Erfahrungen mit den konzipierten normativen Ansätzen gewonnen werden und auch die technische Realisierbarkeit und Anwendbarkeit des erforderlichen Prüfequipments bestätigt werden.

Literatur

- [1] 77A/815e/CDV, IEC 61000-4-19: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports, Genf, 2013
- [2] DIN EN 61000-4-16, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-16: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen leitungsgeführte, asymmetrische Störgrößen im Frequenzbereich von 0 Hz bis 150 kHz (IEC 61000-4-16:1998 + A1:2001); Deutsche Fassung EN 61000-4-16:1998 + A1:2004, VDE Verlag, Berlin
- [3] J. Kirchhof: “Grenzwertlücke - Wechselrichter stört Elektrizitätszähler”, EMV2010, Mesago Messe Frankfurt GmbH, Düsseldorf, 2010

Surge Prüfung, asymmetrische Einwirkung bei Klasse II Geräten

Dr.-Ing. Dieter Schreiber, EMC Testhaus Dr. Schreiber GmbH, Siegen

1. Grundlagen

Der Surge Impuls wurde in den achziger Jahren als Standardpuls gewählt, um die Auswirkungen von Schaltvorgängen bis hin zu Blitzeinschlägen zu simulieren. Die Väter der Normen legten folgende Eckwerte fest, die bis heute unstrittig sind: Die Leerlaufpulsform hat eine Anstiegszeit von $1,2 \mu\text{s}$ und eine Dauer von $50 \mu\text{s}$.

Man geht davon aus, dass bei Normalumgebung ein Blitzeinschlag eine Phase gegenüber der anderen um bis zu 1 kV anheben kann. Diesem Puls schreibt man einen hohen Energiegehalt zu, gekennzeichnet durch die Parameter Innenwiderstand 2Ω und Koppelkapazität $18 \mu\text{F}$. Wird durch den Blitzeinschlag die Phase gegen P_e angehoben, rechnet man mit höherer Spannung aber geringerer Energie. D.h. 2 kV in Normalumgebung; Innenwiderstand 10Ω (+ Generatorinnenwiderstand 2Ω) und Koppelkapazität $9 \mu\text{F}$. Die Aufgabe der Surge Prüfung ist es, diese Stresdaten, die das Gerät in der Realität erleben kann, so gut wie möglich nachzubilden (Kurvenform, Innenwiderstand, Koppelkapazität).

1.1 Einfluss der PEN Struktur

Ein Vorgang der realen Welt ist aber noch bei der Prüfung zu berücksichtigen: Wie Bild 1b zeigt, ist der N Leiter mit dem PE Leiter verbunden, zumindest in Mitteleuropa; die Verbindungsimpedanz kann heruntergehen bis $6 \mu\text{H}$. Hebt der Blitzeinschlag die Leitung L um 2 kV gegenüber P_e an, so übernimmt die Strecke L – N einen erheblichen Teil der Pulsspannung. Wird die Eingangsimpedanz des Gerätes/Prüflings durch einen Trafo bestimmt, fängt sie sich sicher mehr als die Hälfte ab, also mehr als 1 kV; je größer ein X-Kondensator im Geräteeingang ist, desto geringer wird die Spannungsbelastung.

2. Aufbau des Prüfplatzes

Diesem Phänomen muss beim Aufbau des Surge Prüfplatzes Rechnung getragen werden. Die Bilder 1a und 2a zeigen, dass es im Koppelnetzwerk des Surge Prüfplatzes eine Impedanz zwischen N und P_e gibt, die wie in der realen Welt dazu führt, dass der Surge puls, aufgebracht zwischen L und P_e zu einer Stressbelastung zwischen L und N führt. Man kann bezweifeln, ob die Verbindungsimpedanz von N zu P_e die bestmögliche Nachbildung der Realität ist, aber in der Testpraxis zeigt sich, dass die in der Realität auftretenden Pulsbelastungen der L – N Strecken bei der L- P_e Surge Prüfungen mehr als 50% ausmachen können, abhängig von der Eingangsimpedanz des Prüflings. Also eine 2 kV L- P_e Surge Prüfung kann die L-N Strecke mit mehr als 1 kV belasten, 1,6 kV haben wir in der Prüfpraxis gemessen.

Die Bilder 1a und 1b sind für Klasse II Geräte/Prüflinge skizziert, die also selbst keinen P_e Anschluss haben. Der L gegen P_e Surge Puls belastet somit im Einklang mit der realen Umgebung die L gegen N Strecke, obwohl der Prüfling keinen P_e Anschluss besitzt. Bild 2a und 2b zeigen, dass die etwa gleichen Verhältnisse für die Klasse I Prüflinge/Geräte gelten. Ein eventuell vorhandener Y-Kondensator erniedrigt noch die Koppelimpedanz zwischen N und P_e und erhöht damit noch den L-N Pulsspannungswert.

3. Trend in der Normung

Die aktuelle EN61000-4-5 (2006) erlaubt es, die asymmetrische Surge Prüfung (L - P_e) bei Klasse II Geräten auszulassen, wenn keine Verbindung zu Erde vorliegt. Bei Versorgungsnetzen mit PEN Leiter liegt diese Verbindung jedoch immer vor. In der Realität kann die Leitung eine Länge von nur einem Meter haben. Wenige μH , Bruchteile

von Ohm; wenn das keine Verbindung zur Erde ist. Sie können die Prüfung also nur auslassen, wenn Sie den Einsatz des Gerätes in Mitteleuropa ausschließen können. Unverständlich ist nur, dass der neue Normentwurf (3. Edition (77B 681 CD)) diesen Test eliminieren will. Der Pe Surge Test soll bei Klasse II Geräten nur noch durchgeführt werden, wenn ein „dedicated Pe Terminal“ vorhanden ist. Ein Gerät, das diese neue Normprüfung besteht, hat keinen Nachweis erbracht, dass es die Schutzziele der Richtlinie erfüllt. Die Konsequenz ist, dass die Anzahl der Schäden bei Blitzschlag zunehmen wird, bzw schon zugenommen hat, weil im Vorgriff auf die Änderung der Norm bereits diese „Erleichterung“ angewendet wird.

Die Begründung für das Weglassen der L – Pe Surge Prüfung bei Klasse II Prüflingen ist, dass die unzureichende Definition der Koppelnetzwerke zu so unterschiedlichen Prüfbelastungen der L – N Strecke führt, dass es aus Gründen der Nichtreproduzierbarkeit der Prüfergebnisse nicht mehr vertretbar ist. Diese Begründung ist aber nicht überzeugend, so lange diese Prüfung bei Klasse I Geräten gefordert wird. Den dort treten genau die gleichen, von dem Aufbau der Koppelnetzwerke abhängigen Unterschiede der L-N Prüfbelastung auf, wie ein Vergleich der Bilder 1a und 2a zeigt.

4. Vorschlag für Ergänzung des Koppelnetzwerkes

Statt eine Prüfung, die einen in der Realität auftretenden Stress simuliert, auszulassen, sollte es das Ziel sein, die Definitionen für das Koppelnetzwerk entsprechend zu ergänzen. Eine Koppelnetzwerksimpedanz, die sich an der realen Gegebenheiten orientiert, könnte definierte Verhältnisse schaffen. Bild 3 zeigt, wie man die in der Realität vorliegende PEN Verbindung an das Koppelnetzwerk angliedern könnte. Diese Induktivität könnte man als einfache Lösung als Steckmodul vor das Koppelnetzwerk platzieren. Eine komfortable Lösung mit Schutzsteuerung wäre auch denkbar. Die N – Pe Kopplung würde dann von dem definierten Element bestimmt; der Einfluss des bisherigen Schutzfilters würde damit reduziert.

Der Ansatz die L – Pe Prüfung der Klasse II Geräte durch eine weitere L-N Prüfung mit höherem Level zu ergänzen enthält wesentliche Nachteile:

- 1.) Das bislang verschwiegene Problem bei den Klasse I Geräten wird nicht gelöst.
- 2.) Man müsste eine L - N Surge Prüfung mit dem Generatorinnenwiderstand der L-Pe Prüfung durchführen. Das ist mit den bisherigen Koppelnetzwerken nicht möglich.
- 3.) Den Effekt, dass ein Gerät den Stress durch einen Blitzeinschlag (L – Pe) durch seine eigene Eingangsimpedanz reduzieren kann, wird nur teilweise Rechnung getragen

Ich kann Ihnen nur empfehlen, unabhängig davon ob Sie diese Prüfung durchführen lassen oder nicht, denken Sie daran, dass für den Netzeingangsgleichrichter eine Sperrspannungsfestigkeit gewählt werden muss, die sich nicht an dem 1 kV Surge Puls orientieren darf, sondern, dass man mit mindestens 50% mehr rechnen muss.

5. Erkenntnisse für die Praxis

Eine Prüfung kann man jedoch mit gutem Gewissen jetzt schon bei den Klasse II Prüflingen auslassen: Bei der Betrachtung von Bild 1 oben kann man sehen, dass die Belastung der L – N Strecke im Prüfling bei den Tests L gegen Pe und N gegen Pe identisch ist. Die Prüfung bei 90° L – Pe ist identisch zu 270° Prüfung N – Pe. Für Klasse II Geräte reicht die Prüfung L – Pe; N gegen Pe ist nicht erforderlich.

Aus diesen ganzen Überlegungen ergibt sich ein Erkenntnis zu Abhilfemaßnahmen bei Surgeproblemen: In der Regel gilt bei einem negativen asymmetrischen L – Pe Surgeergebnis, dass Sie in der L – Pe Strecke keine Schutzelemente einbauen können. Einen Schutzmechanismus zwischen L und Pe ist praktisch nicht möglich. Die Safetynormen fordern Isolationsprüfspannungen bis zu 1,7 kV und in den nordischen Ländern sind Varistoren an dieser Stelle prinzipiell nicht erlaubt .

Zwischen L und Pe liegt oft nur ein Y-Kondensator, den man durch einen Surge Puls im Normalfall nicht beschädigen kann. Der Schaden tritt, wie nach unseren obigen Überlegungen plausibel ist, meistens zwischen L und N auf. Dort ist der Einsatz von Varistoren möglich. Der Varistor muss dann so dimensioniert werden, dass er über 1,3 kV (1 kV plus Netzspannung) bei einem Innenwiderstand des Generators von 2Ω aushält, sondern auch die im ungünstigsten Fall auftretenden 1,9 kV aber mit einem größeren Innenwiderstand von mindestens 12Ω .

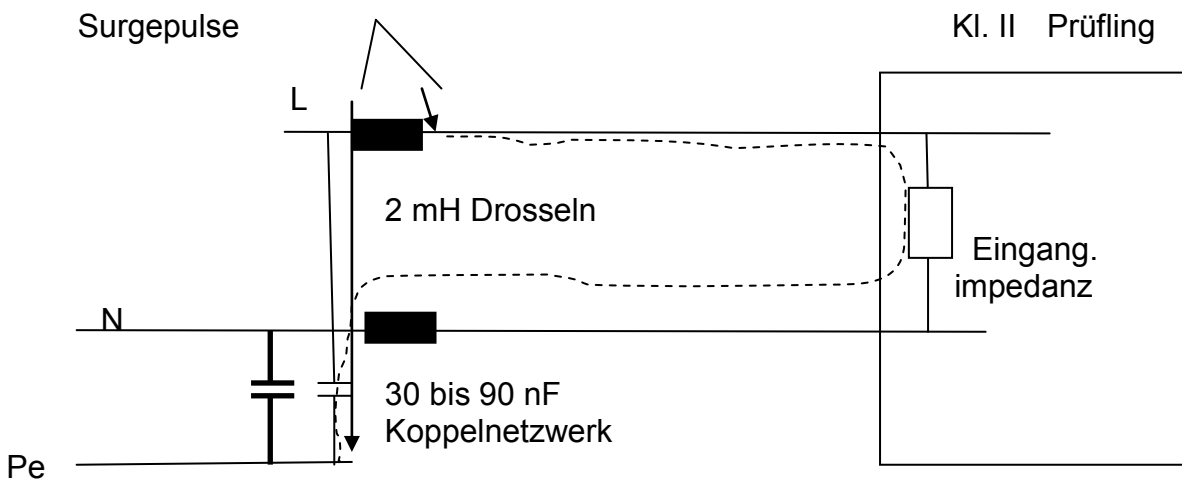


Bild 1a: Prüfplatzstruktur für Klasse II Prüflinge

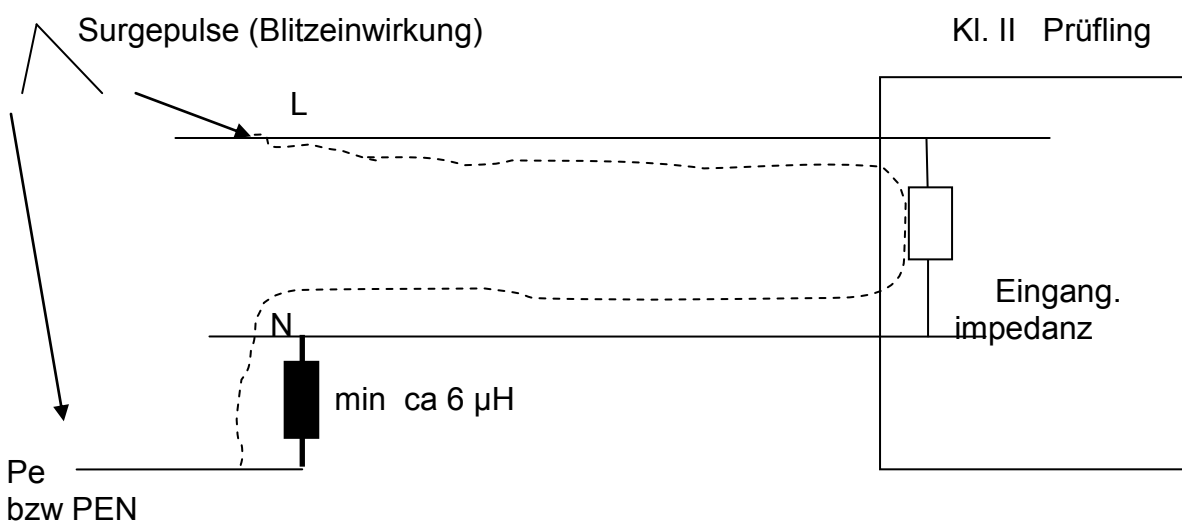


Bild 1b: Klasse II Gerät/Prüfling bei realer Anwendung

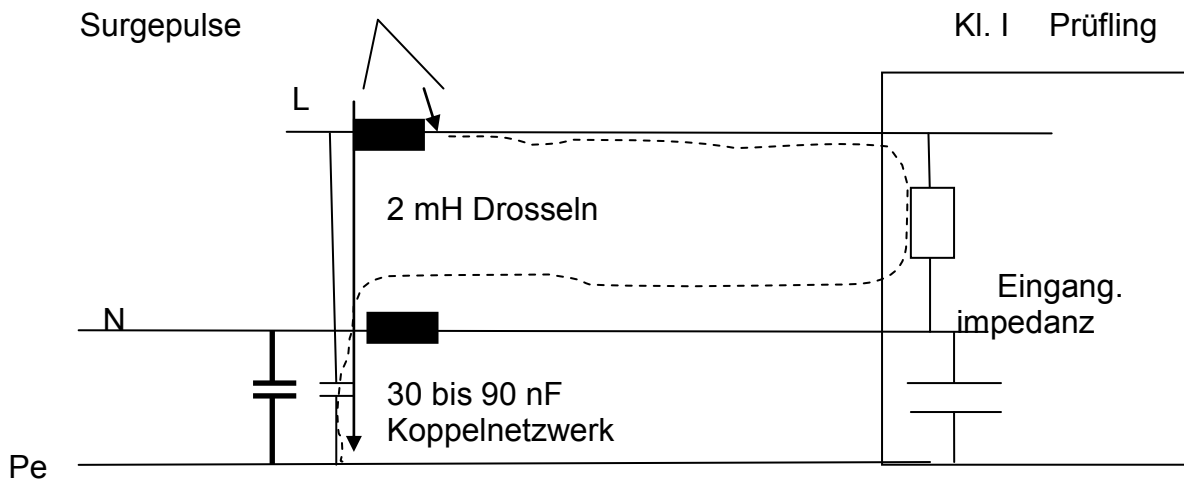


Bild 2a: Prüfplatzstruktur für Klasse I Prüflinge

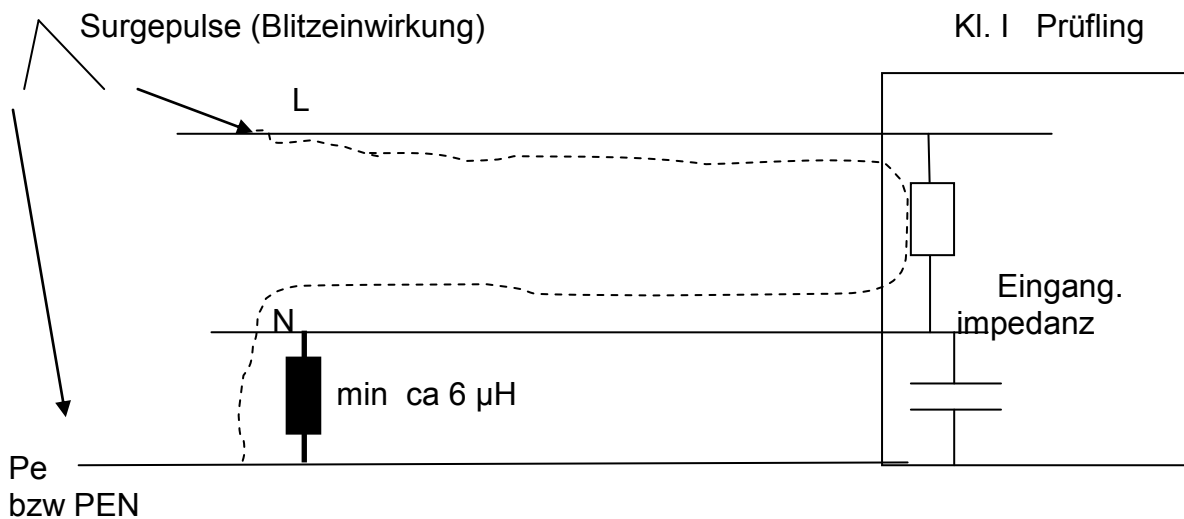


Bild 2b: Klasse I Gerät/Prüfling bei realer Anwendung

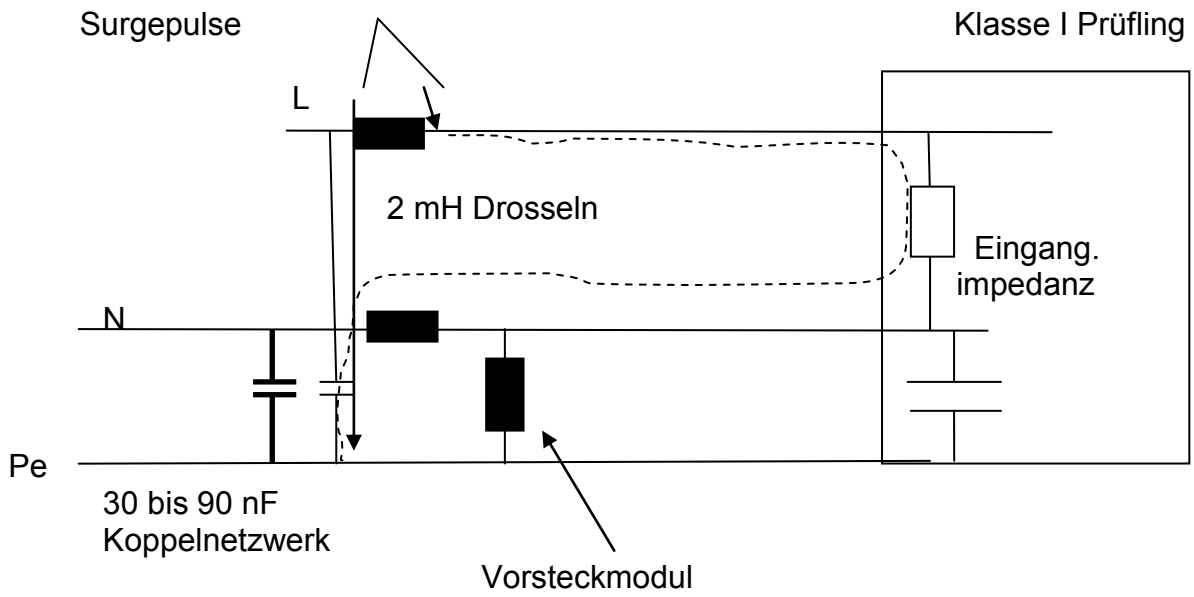


Bild 3a: Prüfplatzstruktur für Klasse I Prüflinge mit vorgeschlagener Änderung

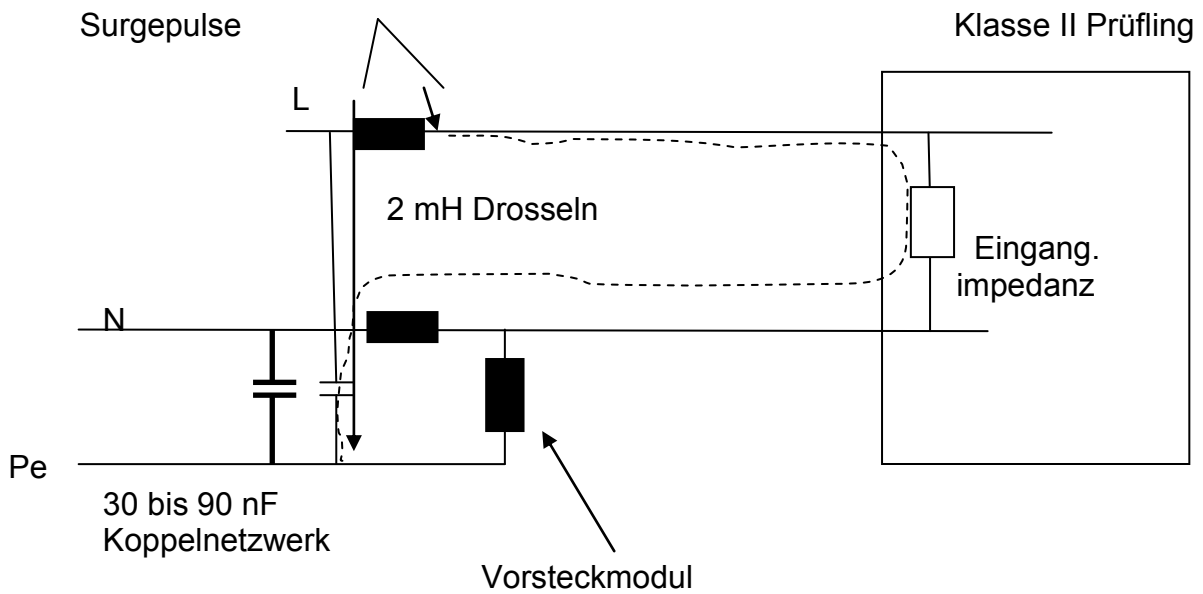


Bild 3b: Prüfplatzstruktur für Klasse II Prüflinge mit vorgeschlagener Änderung

Filter-Design und empirische Bestimmung der Ersatzschaltbilder anhand der Herstellerangaben einzelner Bauelemente

Dr. Moawia Al-Hamid¹, Prof. Ralf Vick¹, B.Sc. Martin Krüger¹, Dr. Thomas Rinkleff²

¹ Institut für Medizintechnik, O.-v.-G.-Universität Magdeburg, Deutschland;

² Volkswagen AG, Wolfsburg

1 Einleitung

Der Einsatz von leistungselektronischen Schaltungen ist für den Betrieb von elektrischen Geräten notwendig. Diese Schaltungen verursachen elektromagnetische Störungen. Mit Hilfe von Filtern können die Störungen reduziert werden. Die resultierenden leitungsgebundenen Störungsarten lassen sich anhand von Filterschaltungen dämpfen. Um das Verhalten einer Filterschaltung ohne Messung darzustellen, kann mithilfe empirisch ermittelter Ersatzschaltbilder der einzelnen Bauteile die Impedanz der Schaltung simuliert werden. Für die Wahl der richtigen Bauelemente und Filter ist es in der EMV wichtig, die Ausbreitungsverhältnisse der geleiteten Störungen und das Frequenzverhalten der einzelnen Bestandteile zu kennen.. In diesem Beitrag wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem es möglich ist, die Ersatzparameter der einzelnen Bauteile und die daraus resultierende Impedanz einer Filterschaltung ohne aufwendige Messungen zu bestimmen. Mithilfe der Software „PSpice“ ist es möglich die einzelnen Ersatzschaltbilder der Bauelemente im Programm zu implementieren und deren Frequenzverhalten zu simulieren. Für den Entwurf einer Filterschaltung sollten zunächst die Impedanzen der einzelnen Bauteile aus dem Ergebnis der Simulation mit den Angaben des Herstellers verglichen werden. Durch die Verknüpfung der Ersatzschaltbilder ist es möglich, das Verhalten einer kompletten Schaltung zu simulieren. Um die Anwendbarkeit der vorgestellten Methode für beliebige Schaltungen zu prüfen, wurden mehrstufige Filter gemessen und simuliert. Abhängig von den elektrischen Eigenschaften der Bauelemente lässt sich die Gesamtimpedanz der Schaltung variieren und auf das Störspektrum anpassen.

2 Ermittlung der Ersatzschaltparameter anhand von Herstellerangaben

Voraussetzung für die Bestimmung der Ersatzschaltparameter von den Bauelementen ist die korrekte Angabe der Impedanz vom Hersteller. Anhand dieser Angaben lassen sich Werte, wie die Resonanzfrequenz und die ohmschen Verluste des Bauteils aus dem Verlauf der Impedanz abgelesen und parasitäre Elemente bestimmen. Aus den abgelesenen und berechneten Werten resultieren die entsprechenden Ersatzschaltbilder der Bauteile. Zur Validierung dieser Ersatzschaltbilder für die einzelnen Bauteile und der daraus entstehende Filterschaltung wurden Messungen der Impedanz mithilfe eines Impedanz- und 4-Port-Netzwerkanalysators durchgeführt.

2.1 Kondensator

Für die Bestimmung der Ersatzschaltparameter eines Kondensators aus einem gegebenen Impedanzverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz, werden die Resonanzfrequenz und ohmschen Verluste aus dem Diagramm abgelesen. In den folgenden Abbildungen sind das Ersatzschaltbild eines Kondensators und ein typischer Impedanzverlauf dargestellt.

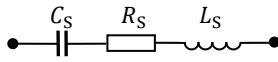


Abbildung 1: Ersatzschaltbild eines Kondensators

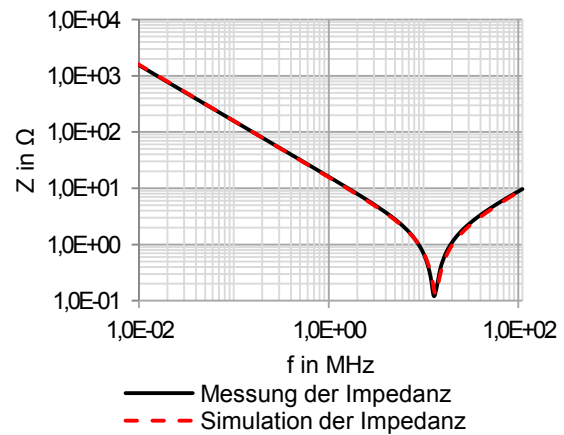


Abbildung 2: Vergleich von Messung und Simulation der Impedanz eines Kondensators

Um die parasitäre Induktivität vom Kondensator zu berechnen, wird der abgelesene Wert der Resonanzfrequenz f_R in die folgende Gleichung eingesetzt.

$$L_S = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_R)^2 \cdot C_S} \quad (1)$$

Die Kapazität C_S entspricht den Herstellerangaben. Alternativ lässt sich dieser Wert mithilfe der Gleichung 2 berechnen [1].

$$C_S = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot Z_C} \quad (2)$$

Der Wert für die Impedanz Z_C wird im linearen Bereich unterhalb der Resonanzfrequenz abgelesen. Das Bauteil wirkt rein kapazitiv. Die ohmschen Verluste R_S ergeben sich direkt bei der Resonanzfrequenz f_R . Abbildung 2 zeigt den Vergleich zwischen dem Simulations- und Messergebnis der Kondensatorimpedanz.

2.2 Stromkompensierte Drossel

Eine stromkompensierte Drossel besitzt aufgrund des Aufbaus die Eigenschaft, Gleich- und Gegentaktstörungen in unterschiedlichem Maße zu unterdrücken.

2.2.1 Gleichtaktimpedanz

Entscheidend für die Dämpfung von Gleichtaktströmen ist die Induktivität der Wicklungen, welche vom verwendeten Kernmaterial abhängig ist. Die Eigenschaften des Kerns beeinflusst die Gleichtaktimpedanz der Drossel. Im hochfrequenten Bereich wird die Permeabilität des Kernmaterials komplex behandelt [2]. Die Komplexwertigkeit der Permeabilität verursacht ein nichtlineares Verhalten der Impedanz. Zusätzlich begrenzen die Wicklungskapazitäten und die ohmschen Verluste im Kern die Dämpfung der Drossel. In Abbildung 3 ist das Ersatzschaltbild für die Gleichtaktimpedanz einer stromkompensierten Drossel dargestellt.

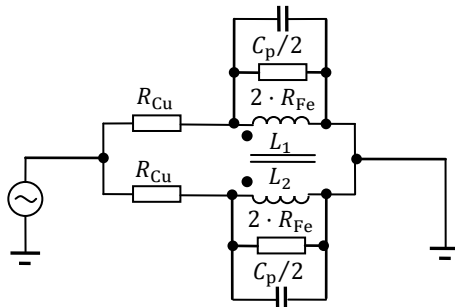


Abbildung 3: Ersatzschaltbild für die Gleichtaktimpedanz einer stromkompensierten Drossel

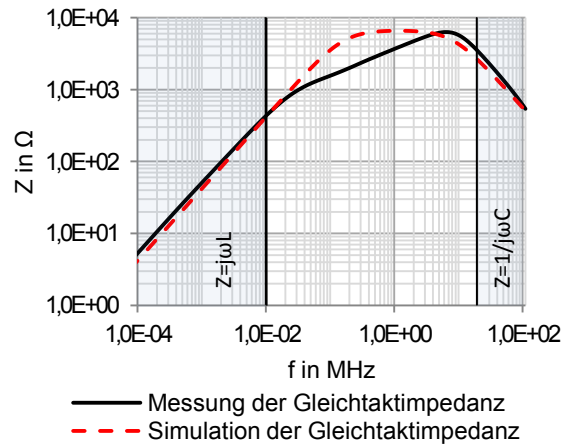


Abbildung 4: Vergleich von Messung und Simulation der Gleichtaktimpedanz [1]

Die parasitäre Kapazität C_p lässt sich mithilfe einer abgelesenen Impedanz oberhalb der Resonanzfrequenz im linearen Bereich mit Gleichung 2 berechnen. Bei diesen Frequenzen wirkt die Drossel kapazitiv. Die Induktivitäten der Wicklungen können analog zu diesem Verfahren bestimmt werden. Der ohmsche Anteil setzt sich aus den Verlusten im Kern R_{Fe} und den Kupferverlusten R_{Cu} zusammen. Der Wert R_{Fe} bildet das Maximum der Gleichtaktimpedanz. Abbildung 4 bestätigt das Simulationsergebnis und das Messergebnis nur teilweise.

Der Frequenzbereich –hier am Beispiel zwischen ca. 30 kHz und 6 MHz–, in dem die Drossel durch die komplexe Permeabilität nicht rein induktiv oder kapazitiv wirkt, kann durch ein zusätzliches Netzwerk nachgebildet werden [4]. Mithilfe des Simulationsbausteins „GFREQ“ ist es möglich, einen frequenzabhängigen Widerstand im Pspice-Modell zu integrieren. Dieser Baustein befindet sich in der Bibliothek „ABM“ (Analog behavioral modeling) und ist eine spannungsgesteuerte Stromquelle deren Frequenzgang in einer Tabelle festgelegt werden kann.

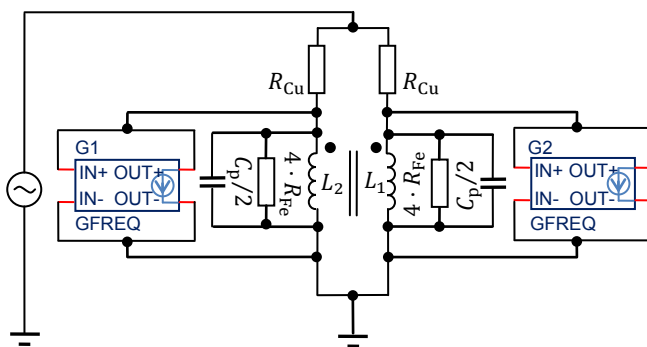


Abbildung 5: Simulationsmodell der Gleichtaktimpedanz mit Einfluss der Permeabilität vom Kernmaterial

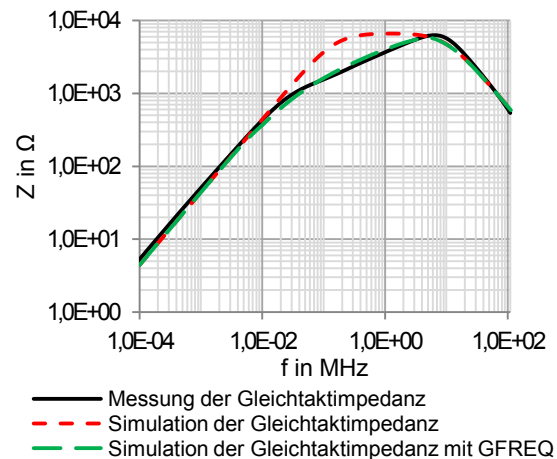


Abbildung 6: Vergleich von Messung und Simulationen der Gleichtaktimpedanz

Anhand der zwei markanten Punkte im Impedanzverlauf lassen sich die zusätzlichen Stromquellen konfigurieren. Die Tabelle des Simulationsbausteins besteht aus zwei Triplets. Für das erste Triplet wird jene Frequenz und Impedanz abgelesen, ab der sich die stromkompensierte Drossel nicht rein induktiv also nichtlinear verhält.

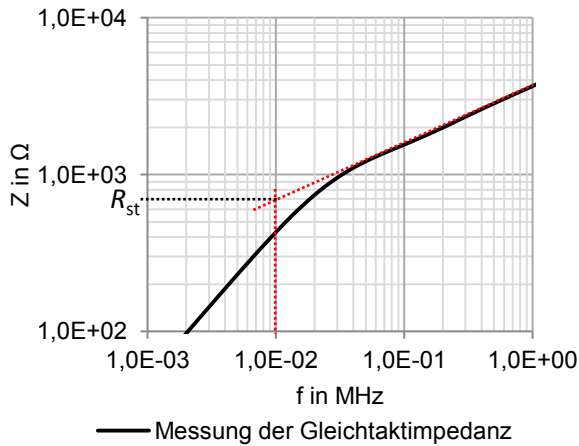


Abbildung 7: Ablesen des Stützpunktes

Der zweite Stützpunkt entsteht im Resonanzfall der stromkompensierten Drossel. Bei dieser Frequenz wirken die ohmschen Kernverluste R_{Fe} , woraus sich der entsprechenden Leitwert ergibt. Die Schaltung in Abbildung 6 wirkt im Resonanzfall rein ohmsch. Um den abgelesenen Widerstandswert der Kernverluste nachzubilden, werden diese im Ersatzschaltbild sowie im Baustein vervierfacht. Die Phasenverschiebung für beide Triplettts beträgt Null Grad. Die ermittelten Werte gelten für beide Bausteine. Mit den zwei zusätzlichen spannungsgesteuerten Stromquellen wird dem Gleichtaktstrom in einem definierten Frequenzbereich ein niederohmiger Pfad geboten. Bei Verwendung dieses Verfahrens wurde der Einfluss der Permeabilität einer Drossel für die Berechnung der Impedanz in Betracht gezogen (siehe Abbildung 7).

2.2.2 Gegentaktimpedanz

Die Gegentaktimpedanz einer stromkompensierten Drossel wird ausschließlich durch die Streuinduktivität bestimmt. Der Gegentaktstrom der durch die gleichsinnigen Wicklungen der Drossel fließt, erzeugt einen magnetischen Fluss, der sich im Kern kompensiert. Resultierend kann ein magnetischer Fluss nur noch über die Luft entstehen, wodurch wiederum die Streuinduktivitäten an den Wicklungen entstehen.

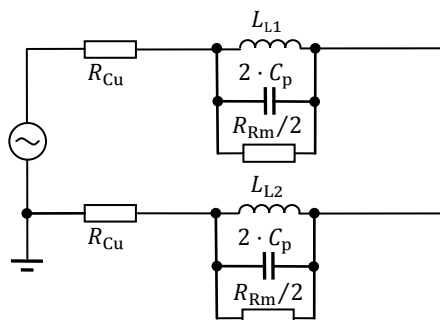


Abbildung 8: Simulationsmodell der Gegentaktimpedanz

Der Leitwert G_{T1} des ersten Triplettts ergibt sich folgendermaßen:

$$G_{T1} = \frac{1}{2 \cdot R_{ers}} - \frac{1}{4 \cdot R_{Fe}} \quad (3)$$

Die Herleitung resultiert aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 6. Da die Quelle als rein ohmsche Quelle fungiert, wird nur der parallele Widerstand R_{Fe} in die Berechnung mit einbezogen. Die ohmschen Kupferverluste können in der Berechnung vernachlässigt werden..

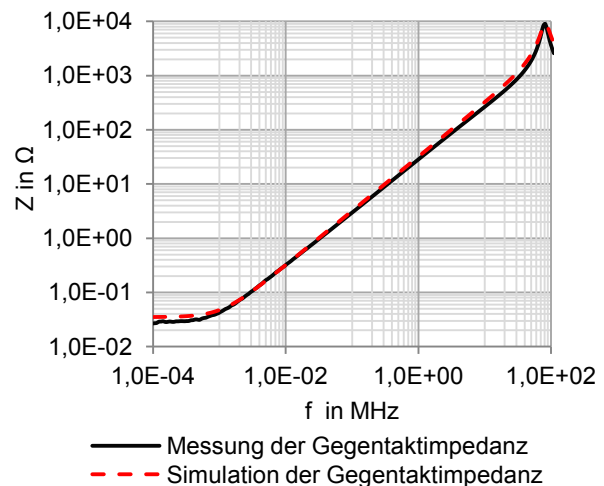


Abbildung 9: Vergleich von Messung und Simulation

Um die äquivalenten Ersatzschaltbildparameter zu bestimmen, ist eine genaue Abbildung der Gegentaktimpedanz erforderlich. Ist der Frequenzbereich der Abbildung ausreichend groß, lässt sich die parasitäre Kapazität mittels Gleichung 2 und analog dazu die Streuinduktivität berechnen. Die ohmschen Verluste, die die Reluktanz der

Luft beziehungsweise des Nebenschlusskörpers repräsentieren, ergeben sich im Resonanzfall. Die Kupferverluste sind bei sehr niedrigen Frequenzen ablesbar.

Bei der Darstellung der Gegentaktimpedanz in Abbildung 10 ist es möglich die parasitäre Kapazität mit der folgenden Gleichung 4 zu bestimmen.

$$C_P = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_R)^2 \cdot L_L} \quad (4)$$

Bei einer Abbildung von Gleich- und Gegentaktimpedanz in einem Diagramm ist es schwierig, die Streuinduktivität und parasitäre Kapazität aus dem Impedanzverlauf zu bestimmen. Mithilfe der Bandbreite und Resonanzfrequenz kann die Güte und somit die Streuinduktivität und parasitäre Kapazität berechnet werden. Es muss möglich sein die Grenzfrequenzen abzutragen um die Bandbreite zu ermitteln.

2.2.3 Kombination von Gleich- und Gegentaktimpedanz in einem Ersatzschaltbild

Um das gesamte Dämpfungsverhalten einer stromkompensierten Drossel darzustellen ist es möglich, die einzelnen Ersatzschaltbilder zusammensetzen und das Verhalten einer kompletten Schaltung zu simulieren. Das folgende Beispiel zeigt die Zusammenführung von Gleich- und Gegentaktimpedanz nur für eine Wicklung.

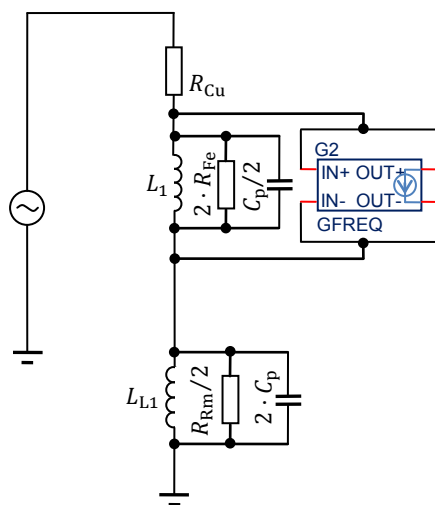


Abbildung 10: Gleich- und Gegentaktimpedanz von einer Wicklung in einem Ersatzschaltbild

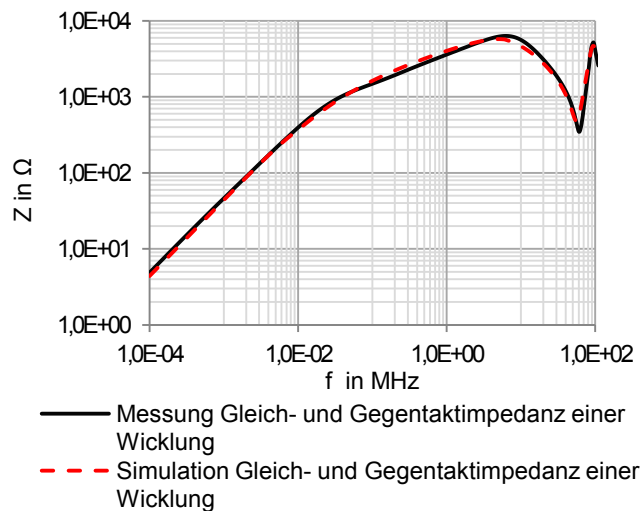


Abbildung 11: Vergleich von Messung und Simulation von Gleich- und Gegentaktimpedanz für eine Wicklung

Für die Erstellung des Ersatzschaltbildes einer Wicklung mit dem Baustein „GFREQ“ müssen die Parameter der Tabelle angepasst werden. Die magnetische Kopplung zwischen den Hauptinduktivitäten entfällt und das ohmsche Verhalten der Gleichtaktimpedanz wird durch zwei parallele Zweige und den Kupferverlusten beschrieben. Dementsprechend werden die Kernverluste nur noch verdoppelt und der daraus resultierende Leitwert in den Einstellungen des Simulationsbausteins übernommen. Der Leitwert des ersten Stützpunktes lässt sich mit $2 \cdot G_{T1}$ bestimmen. Das Modell wird mit der Parallelschaltung für die Nachbildung der Gegentaktimpedanz in Abbildung 11 erweitert. Der Vergleich von Simulations- und Messergebnissen der gesamten Impedanz für eine Wicklung ist in Abbildung 12 dargestellt.

3 Anwendung der Ersatzschaltparameter in Filterschaltungen

Im letzten Abschnitt wurden die Ersatzschaltbilder von einzelnen Bauelementen bestimmt. Die untersuchten Bauteile finden zum großen Teil Anwendung in Filterschaltungen. In diesem Abschnitt werden unterschiedliche Filterschaltungen untersucht. Da die Hauptaufgabe eines Filters die Dämpfung von Gleichtaktstörungen ist, werden die Filterschaltungen nur für diese Störungsart betrachtet.

3.1 Einfache Filterstruktur

Abbildung 13 zeigt eine einfache Filterstruktur. Diese Filterschaltung dient im Allgemeinen zur Dämpfung von Gleichtaktstörungen und besteht aus einer stromkompensierten Drossel und zwei Y-Kondensatoren.

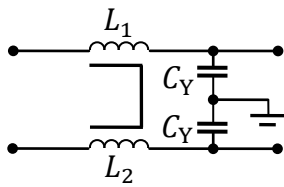


Abbildung 12: Struktur einer einfachen einstufigen Filterschaltung

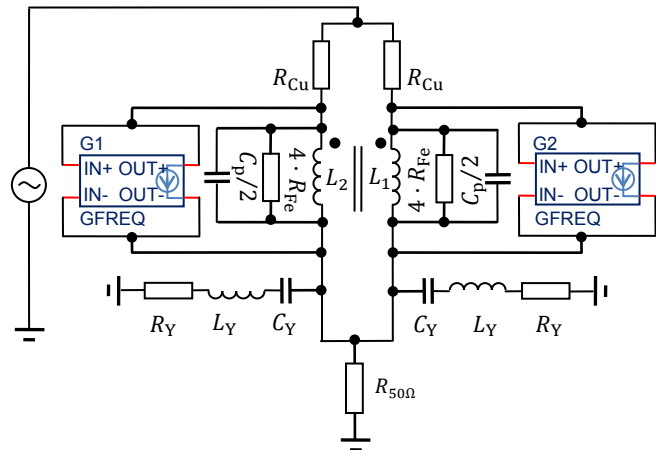


Abbildung 13: Simulationsmodell der einfachen Filterschaltung

Das Dämpfungsverhalten der kompletten Schaltung lässt sich durch die Verknüpfung der Ersatzschaltbilder nachbilden. Das Simulationsmodell der Gleichtaktimpedanz ist in der Abbildung 14 dargestellt.

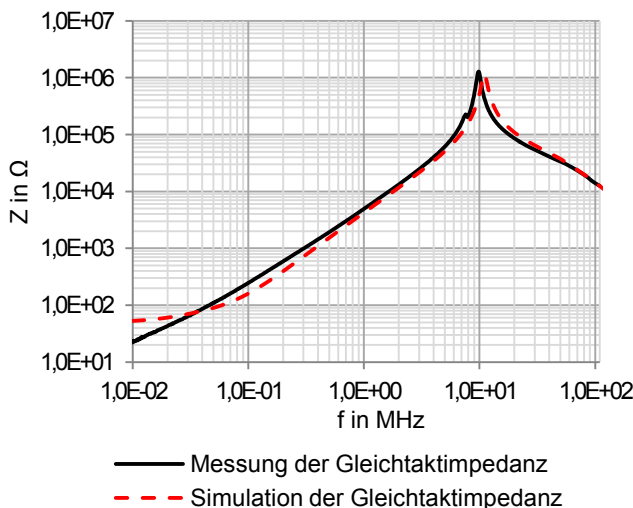


Abbildung 14: Vergleich von Messung und Simulation der einfachen Filterschaltung

Durch die Kombination der Drossel und den Y-Kondensatoren entstehen sehr hohe Impedanzen am Vierpol. Die Kondensatoren begrenzen den Strom im Resonanzfall durch den sehr geringen ohmschen Anteil. Bei dieser Frequenz ist die Dämpfung der Schaltung besonders hoch. Bei einer geringen Auflösungsbandbreite von 100 Hz des Netzwerkanalysators ist es möglich, Impedanzen bis ungefähr 1 MΩ zu messen. Aufgrund der Reflexionsmessung ist es bei höheren Impedanzen nicht möglich, ein konkretes Ergebnis messtechnisch zu ermitteln.

Die Simulations- und Messergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung im oberen Frequenzbereich. Der abweichende Verlauf bis ungefähr 1 MHz entsteht durch die näherungsweise Nachbildung der Gleichtaktimpedanz der Drossel und der zusätzlichen Bezugsimpedanz.

3.2 Verschiedene Kombinationen von Filtern

In einigen praktischen Fällen reicht die Dämpfung eines einfachen Filters nicht aus, die gesamte Störung zu unterdrücken, deshalb ist es notwendig Filterschaltungen zu vervielfachen. Die einfache Struktur der Filterschaltung lässt sich beliebig erweitern. Die einzelnen Bauteile und deren äquivalente Ersatzschaltbilder werden je nach Filterschaltung im Programm implementiert und die Impedanz der Schaltung simuliert. Um diesen Ansatz zu verifizieren, wurde ein mehrstufiges Filter zur Dämpfung von Gleichtaktstörungen messtechnisch untersucht und mit dem entsprechenden Simulationsmodell nachgebildet.

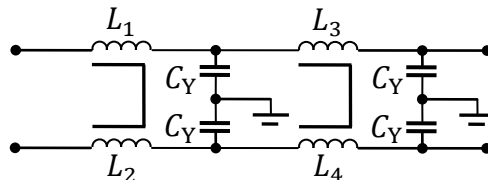


Abbildung 15: Ersatzschaltbild des mehrstufigen Filters

Durch die Erweiterung der Schaltung entsteht ein Vierpol mit einer sehr hohen Impedanz. Die Messung der Impedanz mit einem Netzwerkanalysator erweist sich aufgrund der eingeschränkten Dynamik als schwierig. Besonders durch die sehr kleinen ohmschen Anteile der Kondensatoren wird im Resonanzfall ein großer Teil der elektrischen Energie abgeleitet.

Durch die Erweiterung der Schaltung mit jeweils einem Serienwiderstand an den Kondensatoren, verschlechtert sich das Dämpfungsverhalten des Vierpols. Demzufolge ist es aber möglich eine Messung mit Netzwerkanalysator durchzuführen und die Ergebnisse mit dem erweiterten Simulationsmodell zu validieren.

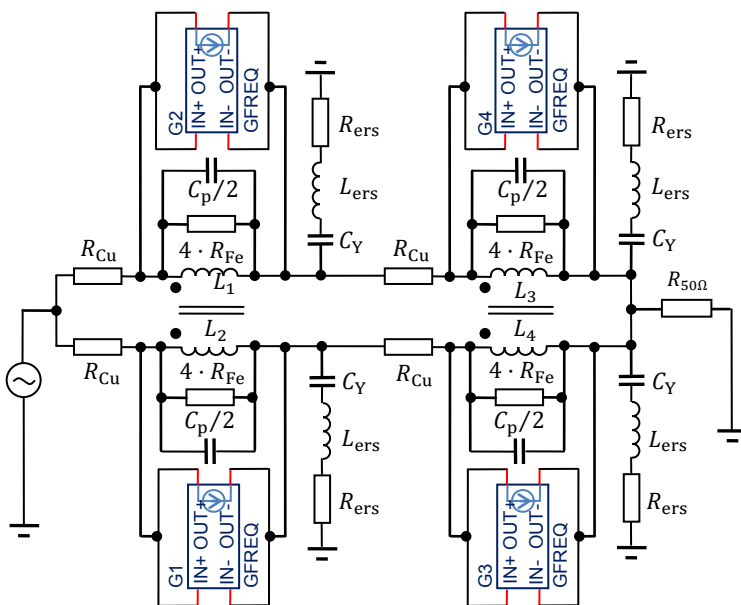


Abbildung 16: Simulationsmodell des mehrstufigen Filters

Der zusätzliche Serienwiderstand wurde mit einem Impedanzanalysator vermessen. Im untersuchten Frequenzbereich verhält sich das Bauteil annähernd ohmsch. Je nach Länge der Zuleitungen entsteht ein gewisser Induktivitätsbelag, der den Impedanzverlauf im oberen Frequenzbereich beeinflusst. Im Simulationsmodell wurde der Ersatzwiderstand R_{ers} und die Ersatzinduktivität L_{ers} gebildet, die aus den Ersatzschaltparametern des Kondensators und des zusätzlichen Widerstandes bestehen.

In Abbildung 17 ist das komplette Modell der mehrstufigen Filterschaltung dargestellt. Die Schaltung wurde möglichst symmetrisch aufgebaut um unterschiedliche parasitäre Beläge zu vermeiden. Aus den Messungen der Impedanzen von den Kondensatoren und den Serienwiderstände ergaben sich annähernd übereinstimmende Ergebnisse der Ersatzschaltparameter.

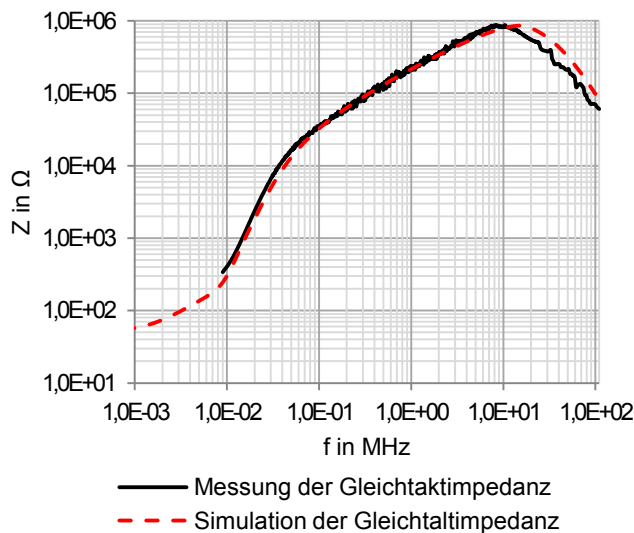


Abbildung 17: Vergleich von Messung und Simulation der mehrstufigen Filterschaltung

Beim Vergleich der Ergebnisse von Messung und Simulation sind geringfügige Abweichungen zu erkennen. Die Resonanzfrequenz bei der Simulation ist größer als bei der Messung. Die Parameter der Drosseln und Kondensatoren beziehen sich auf die ermittelten Wert an einem Bauteil. Somit ist das Frequenzverhalten aller Bauteile identisch. Mit steigendem Umfang der Schaltung sind die realen Abweichungen der Parameter besonders deutlich. Die Drosseln wurden händisch gewickelt wodurch sich die Reproduzierbarkeit der Ersatzschaltparameter einschränkt.

4 Zusammenfassung

Das in diesem Beitrag beschriebene Verfahren basiert auf der korrekten und genauen Angabe der Impedanzen vom Hersteller. Zunächst wurden die äquivalenten Ersatzschaltparameter der einzelnen Bauteile ermittelt. Die Parameter vom Kondensator und der Gegentaktimpedanz einer stromkompensierten Drossel lassen sich schnell über die abgelesenen Werte der Resonanzfrequenz und den ohmschen Verlusten bestimmen. Mithilfe von Widerstandswerten ist es möglich, die Parameter für die Simulation der Gegentaktimpedanz zu ermitteln. Der Einfluss der komplexen Permeabilität auf die Gleichtaktimpedanz, wurde mithilfe des Bausteins „GFREQ“ im Pspice-Simulationsmodell integriert. Anhand von Stützpunkten lässt sich ein beliebiger Impedanzverlauf mit diesem Simulationsbaustein nachbilden.

Anschließend wurden verschiedener Filterschaltungen untersucht. Am Beispiel einer einfachen Filterstruktur konnten Simulations- und Messergebnisse validiert werden. Mit wachsender Struktur der Schaltung ist der Einfluss der individuellen Parameter der Bauteile besonders deutlich. Diese Unterschiede und Toleranzen der einzelnen Bauteile verursachen besonders bei einer hohen Anzahl von Bauteilen ein abweichendes Simulationsergebnis.

5 Literatur

- [1] Zenkner, Heinz; Gerfer, Alexander; Rall, Bernhard (2001): Trilogie der Induktivitäten. Designführer für Induktivitäten und Filter. 2. Aufl. Künzelsau: Swiridoff Verl.
- [2] Michalowsky, Lothar (Hg.) (2006): Magnettechnik. Grundlagen, Werkstoffe, Anwendungen. 3. Aufl. Essen: Vulkan-Verl.
- [3] Nave, Mark J. (1991): Power line filter design for switched-mode power supplies. New York: Van Nostrand Reinhold.
- [4] Al-Hamid, Moawia; Vick, Ralf; Krüger, Martin; Rinkleff, Thomas (2013): Determination of Equivalent Circuit Parameters of Current Compensated Chokes and their Use in Filters with an Application Example. Magdeburg.

Ersatzschaltbilddarstellung von EBG-Filterstrukturen auf Leiterplatten

Dipl.-Ing. (FH) Matthias Friedrich, M.Sc. Christian Bednarz, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg – Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

1 Einleitung

Zur Verringerung von Störausbreitungen innerhalb der Versorgungslagen (power delivery network, PDN) einer mehrlagigen Leiterplatte können elektromagnetischer Bandfilter (electromagnetic bandgap, EBG) angewandt werden (Abb.1, links). Sie bestehen aus einer Anzahl von kleinen Kupferflächen (Patch) über einer durchgehenden Masselage und können sowohl galvanisch durch kurze Verbindungen oder auch kapazitiv verbunden sein. Im Gegensatz zu durchgehenden Lagenpaaren verhält sich die EBG-Struktur wie ein periodisches Filter, welches die Störausbreitungen innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes (Bandlücke, bandgap) stark dämpft. Das prinzipielle Transmissionsverhalten zwischen zwei Ports ist in Abb. 1, rechts skizziert.

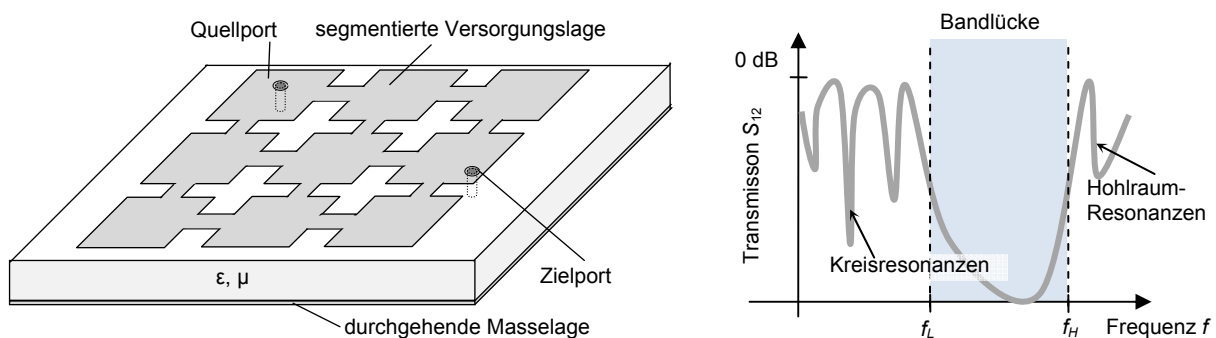


Bild 1: Einfache EBG-Struktur (links) und typisches Übertragungsverhalten (rechts)

Die zum Design solcher EBG-Strukturen relevanten Parameter sind die obere und untere Grenzfrequenzen f_H und f_L der Bandlücke (Abb. 1, rechts). Diese sind jedoch nicht exakt definiert. Die Bandlücke wird nach oben hin durch die erste Hohlraumresonanz eines einzelnen Patches begrenzt. Diese Resonanzfrequenz kann direkt mit Hilfe der effektiven Kantenlänge eines Patches a_e abgeschätzt werden [1]:

$$f_H \approx \frac{c_0}{2a_e \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (1)$$

Zur Bestimmung der unteren Grenze der Bandlücke muss der Frequenzgang der Gesamtstruktur mit Hilfe geeigneter Modelle bzw. numerischer Feldsimulationen berechnet werden [1]-[9]. In den letzten Jahren wurden dazu unterschiedliche Ansätze entwickelt und einfache Designregeln abgeleitet (z.B. [1],[2]). Ebenfalls wurden verschiedene Ersatzschaltbilddarstellungen vorgestellt [1],[5],[7],[8], welche im Wesentlichen auf die bekannten Lösungen von Mikrostreifenleitungen zurückgreifen.

Als eine effiziente und genaue Alternative wird in diesem Paper ein Ersatzschaltbild auf Basis gekoppelter Induktivitäten zur Modellierung der einzelnen Patches vorgestellt. Als explizites Anwendungsbeispiel wird die sehr verbreitete EBG-Form mit galvanischen Verbindungen (Abb. 1, links) aus [1]-[4] betrachtet. Für die quadratischen Patches, wel-

che mit kurzen Mikrostreifenleitungen verbunden sind, können alle Ersatzschaltbildelemente nach [9],[10] ermittelt werden. Die Randeffekte entlang der offenen Ränder der Patches sowie das inhomogene Dielektrikum werden durch Einführung einer äquivalenten Patch-Größe sowie einer effektiven Permittivität berücksichtigt. Die Validierung des vorgestellten Modells erfolgt an numerischen 3D-Vollwellensimulationen und Messungen. Das Modell erlaubt eine sehr gute Beschreibung des Frequenzverhaltens unterhalb der Bandlücke und eignet sich zur Abschätzung der unteren Grenze f_L . Es ist allgemeingültig und kann auf jede Patch-Geometrie angewendet werden, für die geschlossene Lösungen für die Induktivitäten vorhanden sind.

2 Induktives Netzwerkmodell

Im Frequenzbereich unterhalb der Bandlücke und damit weit unterhalb der ersten Patch-Resonanz (1) sind die einzelnen Patches elektrisch klein. Ein Modell für elektrisch kleine Parallelplatten-Strukturen wurde auf Basis einer einfachen induktiven Ersatzschaltbild-darstellung in [10]-[12] entwickelt. Für die Rechteckgeometrie wurden für die Induktivitäten geschlossene Formelausdrücke aufgestellt [10]. Wie in [13] gezeigt, berücksichtigt dieses zweidimensionale, quasistatische Modell auch die induktiven Anteile des Verschiebungsstroms und erlaubt somit eine genauere Modellierung im Gegensatz zu einem einfachen Leitungsmodell kurzer Länge (z.B. [1]).

Die Netzwerkdarstellung eines einzelnen Patches mit angeschlossenen Mikrostreifenleitungen ist in Abb. 2 dargestellt, wobei nur ausgewählte Kopplungen eingezeichnet wurden.

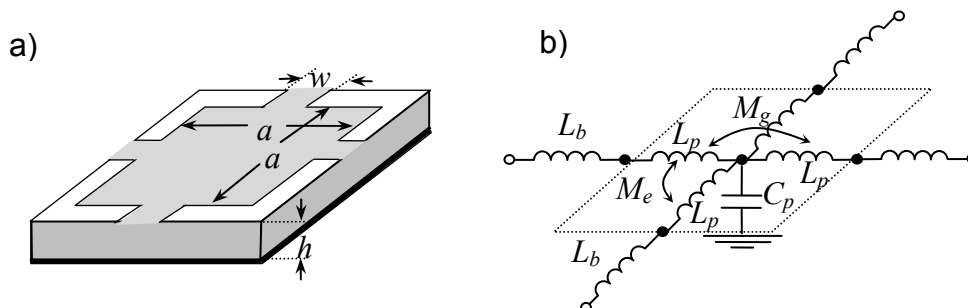


Bild 2: Einzelner EBG-Patch mit vier Mikrostreifenleitungsanschlüssen (a), Ersatzschaltbild-darstellung mit verkoppeltem, induktivem Netzwerk und Plattenkapazität C_p (b)

2.1 Randeffekte und effektive Permittivität

Für die betrachtete Anwendung sind die lateralen Abmessungen a eines Patches zwar größer als die Höhe h , jedoch nicht groß genug, um von idealen Randbedingungen auszugehen. Das Gleiche gilt für die Mikrostreifenleitung zwischen den Patches, bei denen die Breite w in etwa in derselben Größenordnung wie die Höhe h liegt.

Zur genauen Modellierung der Struktur müssen daher die Randeffekte an den offenen Rändern der Mikrostreifenleitungen und Patches berücksichtigt werden. Dazu wurde in [9] ein Vergrößerungsfaktor zur Berechnung einer effektiven Kantenlänge eingeführt, welcher nur vom Verhältnis h/w abhängt:

$$\eta(h/w) = \frac{w_e}{w} = \frac{4\pi(h/w)}{\ln\left(1 + 4(h/w)\left(8(h/w) + \sqrt{(8h/w)^2 + \pi^2}\right)\right)} \quad (2)$$

Analog wird dieser Vergrößerungsfaktor zur Berechnung der effektiven Patch-Maße genutzt:

$$a_e = a \cdot \eta(a, h). \quad (3)$$

Für EBG-Strukturen, die sich auf der Unter- oder Oberseite einer Leiterplatte befinden, muss zusätzlich eine effektive Permittivität ϵ_e ermittelt werden, welche das inhomogene Medium berücksichtigt. Diese effektive Konstante berechnet sich aus [9],[14]:

$$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{4} \left(1 + \left(1 + 12 \frac{a}{h} \right)^{-1/2} \right)^2. \quad (4)$$

Die Kapazität eines Patches wird durch Einsetzen der effektiven Plattenabmessungen (3) sowie der effektiven Permittivität (4) aus der Formel für einen idealen Parallelplattenkondensator berechnet:

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_e \frac{a_e^2}{h}. \quad (5)$$

2.2 Berechnung der Ersatzschaltbildelemente

Für den symmetrischen EBG-Patch (Bild 2) können die allgemeinen Ausdrücke für die Eigen- und Gegeninduktivitäten der vier Ports deutlich vereinfacht werden. Da die Patch-Abmessungen zur Berücksichtigung der Randeffekte auf die effektiven Werte vergrößert sind (Abb. 3), liegen die Ports nicht mehr direkt an der Kante, sondern sind um den Abstand:

$$\delta = \frac{a_e - a}{2} = a \left(\frac{\eta(a, h) - 1}{2} \right) \quad (6)$$

verschoben (siehe Bild 3).

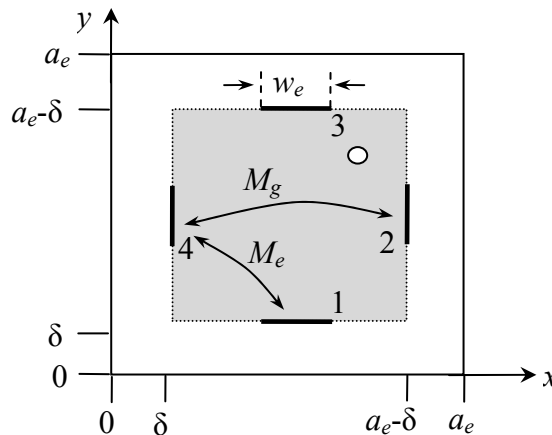


Bild 3: Lokales Koordinatensystem zur Berechnung der Eigen- und Gegeninduktivität innerhalb eines Patches mit den effektiven Kantenabmessungen $a_e \times a_e$

2.2.1 Induktivität einer kurzen Mikrostreifenleitung

Analog zu [1] wird die kurze Mikrostreifenleitung durch eine Induktivität beschrieben. Nutzt man die effektive Breite w_e einer idealen Parallelplattenleitung, berechnet sich diese aus [15]:

$$L_b = \frac{\mu l d}{w_e}. \quad (7)$$

2.2.2 Eigeninduktivität

Aufgrund der Symmetrie ist die Eigeninduktivität aller Ports gleich. Nutzt man eine Taylorreihenentwicklung aller Funktionen aus [10] mit kleinen Argumenten und einigen weiteren Näherungen, erhält man eine einfache Lösung für die Eigeninduktivität [9], welche für die hier betrachteten üblichen Geometrieparameter gültig ist:

$$L_{ii} \approx \frac{\mu h}{2\pi} \left(\ln \left(\frac{a_e^2}{w_e \delta} \right) - 0,79 \right). \quad (8)$$

2.2.3 Gegeninduktivitäten

Wie in Abb. 2 und Abb. 3 gezeigt, muss zwischen zwei unterschiedlichen Gegeninduktivitäten unterschieden werden. Für die Gegeninduktivität M_e zwischen zwei Ports an einer Ecke erhält man aus [10] nach mehreren Näherungen und Vereinfachungen den Ausdruck [9]:

$$M_e \approx \frac{\mu h}{2} \left(\left(\frac{\delta}{a_e} \right)^2 - 0,11 \right). \quad (9)$$

Die Gegeninduktivität M_g zwischen zwei Ports an gegenüberliegenden Kanten kann analog zu den vorherigen Formeln mit [9] genähert werden:

$$M_g \approx \frac{\mu h}{4\pi} \left(\left(\pi \frac{\delta}{a_e} \right)^2 - 2,07 \right). \quad (10)$$

2.2.4 Induktivität eines vertikalen Ports

Zur Modellierung eines vertikalen Ports innerhalb eines Patches muss jeweils ein weiterer induktiver Zweig im Netzwerkmodell Abb. 2b hinzugefügt werden. Für die Berechnung der Eigeninduktivität des Ports sowie der Gegeninduktivitäten zu den Mikrostreifenports müssen die exakten Ausdrücke aus [10] ausgewertet werden.

3 Validierungsbeispiele

Zur Validierung des vorgestellten Netzwerkmodells wird eine 3D-Vollwellensimulation [16] verwendet. Die Geometrieparameter des ersten Beispiels sind in Abb. 4 gezeigt. Die EBG Struktur ist auf die obere Lage einer 51 mm × 68 mm Leiterplatte mit durchgehender Masselage aufgebracht. Drei Ports sind wie in Abb. 4 gezeigt in unterschiedlichen Patches und unterschiedlichen lokalen Positionen angeordnet.

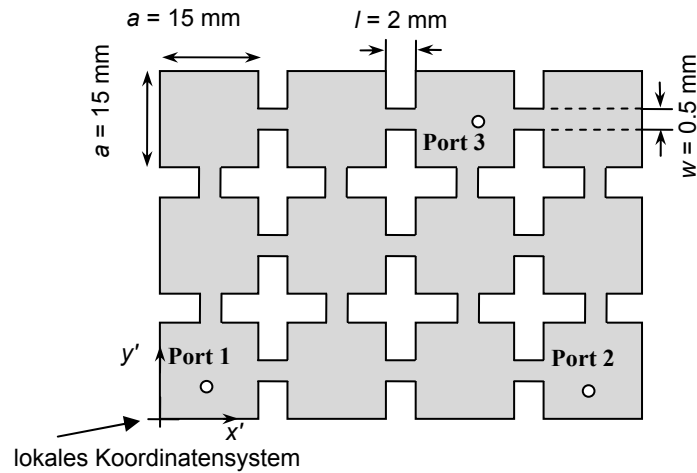


Bild 4: 4×3 EBG-Validierungsbeispiel auf einer Leiterplatte mit $h = 0,5$ mm und $\epsilon_r = 4,4$ und drei Ports mit Radius $r_0 = 0,1$ mm. $([x_1, y_1] = [7, 5]$ mm, $[x_2, y_2] = [7, 5]$ mm und $[x_3, y_3] = [8,7; 5,7]$ mm)

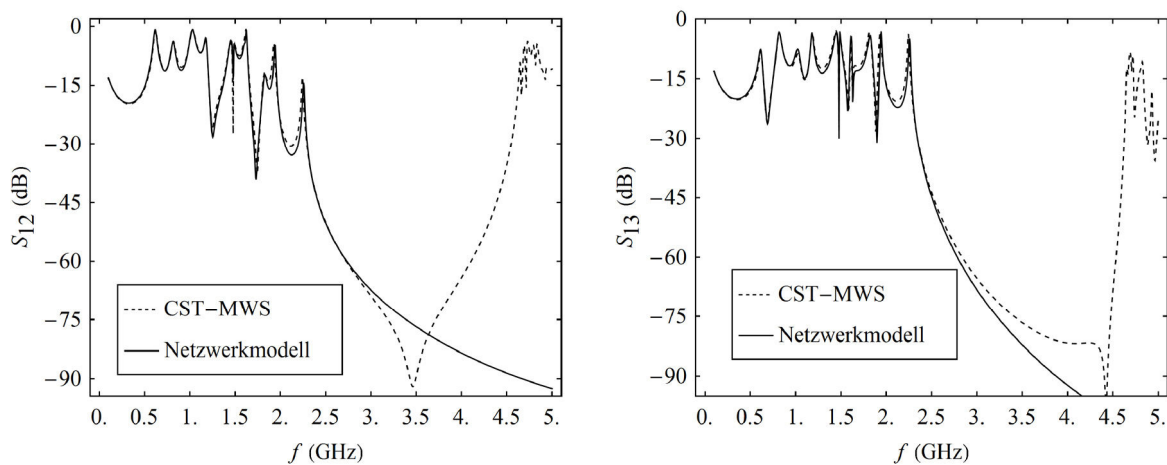


Bild 5: 4×3 EBG-Validierungsbeispiel auf einer Leiterplatte $h = 0,5$ mm, $w = 0,5$ mm und $\epsilon_r = 4,4$ Übertragungsverhalten zwischen Port 1 und 2 (links) bzw. Port 3 (rechts)

Abb. 5 zeigt die berechneten Frequenzgänge für die S -Parameter S_{12} und S_{13} zwischen Port 1 und 2 (links) bzw. Port 3 (rechts). Wie man anhand der numerischen Referenzergebnisse (CST-MWS) erkennt, wird das Frequenzverhalten bis hin zur Bandlücke sehr gut reproduziert. Da das induktive Ersatzschaltbild keine Hohlraummoden berücksichtigt, nehmen erwartungsgemäß die Abweichungen darüber hinaus mit steigender Frequenz zu. Die rechnerische Effizienz des entwickelten Netzwerkmodells wird anhand des Rechenzeitvergleichs deutlich. Die Vollwellensimulation benötigte etwa 5 h auf 3 Kernen einer 16×3 GHz Intel CPU, während das Netzwerkmodell lediglich 10 s auf demselben Rechner benötigte.

Als weiteres Validierungsbeispiel wird die Breite der Mikrostreifenleitungen verdreifacht ($w = 1,5$ mm). Die berechneten S -Parameter-Frequenzverläufe sind in Abb. 6 dargestellt. Wie zu erkennen ist, bewirkt die Verbreiterung der Mikrostreifenleitung eine Verschiebung der unteren Grenze der Bandlücke um ca. 500 MHz nach oben. Der Vergleich mit den Referenzergebnissen der Vollwellensimulation weist bereits unterhalb der Bandlücke leichte Abweichungen auf. Die erzielte Genauigkeit ist dennoch zur Abschätzung der unteren Grenzfrequenz f_L vollkommen ausreichend.

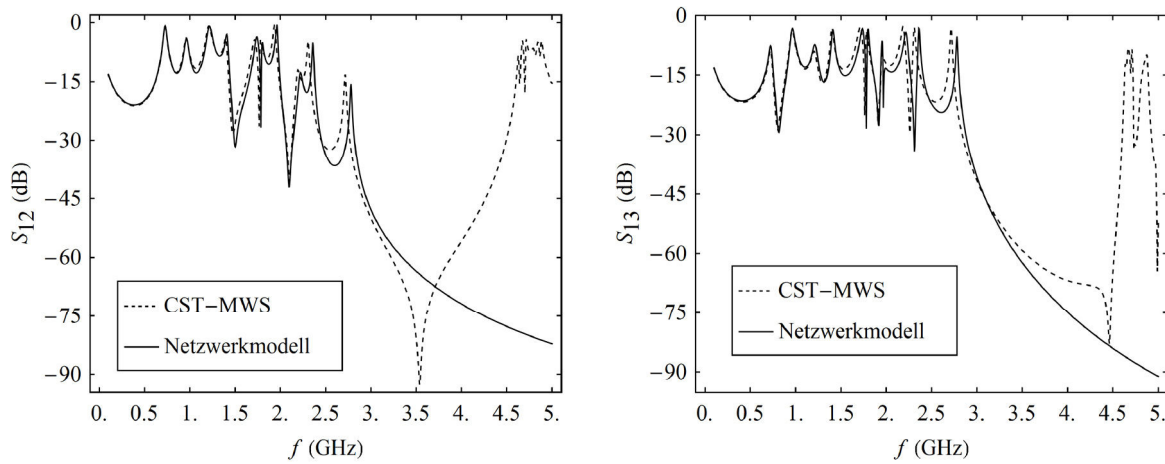


Bild 6: 4×3 EBG-Validierungsbeispiel auf einer Leiterplatte $h = 0,5 \text{ mm}$, $w = 1,5 \text{ mm}$ und $\epsilon_r = 4,4$. Übertragungsverhalten zwischen Port 1 und 2 (links) bzw. Port 3 (rechts)

4 Experimentelle Validierung

Zur experimentellen Validierung des Netzwerkmodells wird die in Abb. 7 gezeigte 3×2 EBG-Struktur betrachtet. Diese wurde auf eine handelsübliche FR4-Leiterplatte mit Höhe $h = 1,6 \text{ mm}$ aufgebracht. Da die dielektrischen Eigenschaften von FR4 starken Toleranzen unterworfen sind, wurde der exakte Wert von ϵ_r aus der Messung der Kapazität eines einzelnen Patches ermittelt. Die Patches mit der Kanten $a = 20 \text{ mm}$ sind mit Mikrostreifenleitungen der Länge $l = 5 \text{ mm}$ und Breite $w = 5 \text{ mm}$ verbunden. Es wurde in zwei unterschiedlichen Patches jeweils ein Port mit dem Radius $r_0 = 0,6 \text{ mm}$ an der lokalen Position $[x_1, y_1] = [5 \text{ mm}, 5 \text{ mm}]$ bzw. $[x_2, y_2] = [10 \text{ mm}, 10 \text{ mm}]$ angeordnet. Als zusätzliche Validierung wurde eine 3D-Vollwellensimulation der Struktur durchgeführt. Im Vergleich mit den vorherigen Simulationen wurde die Zellenanzahl deutlich erhöht, um eine ausreichende Konvergenz sicherzustellen. Das endgültige Simulationsmodell besteht aus ca. 2 Millionen Zellen (Abb. 7) und benötigt ca. 30 h Rechenzeit. Der Vergleich für den Transmissionsparameter S_{12} wird in Abb. 7 (rechts) gezeigt. Wie man erkennt, zeigen alle Ergebnisse eine zufriedenstellende Übereinstimmung im Frequenzbereich unterhalb der Bandlücke. Auch die für das Design interessante Untergrenze der Bandlücke wird gut vorausgesagt. Als möglicher Grund für die verbleibenden Abweichungen sind die Vernachlässigung der Verluste, die Frequenzabhängigkeit des Trägermaterials FR4 sowie die nichtideale Einspeisung im Messaufbau zu nennen.

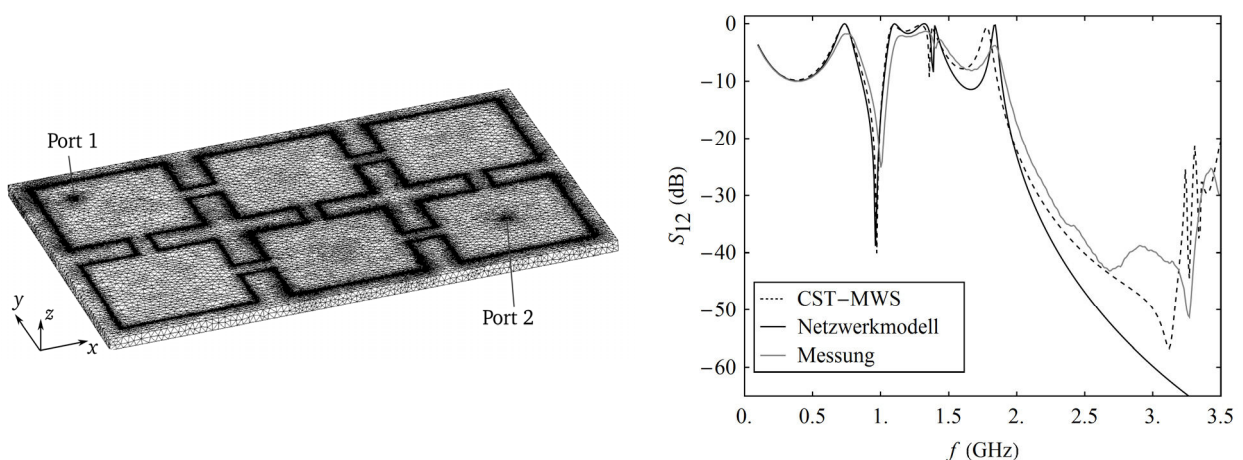


Bild 7: Vergleich zwischen Messungen, Simulation und Netzwerkmodell einer 3×2 EBG-Struktur

Als weiteres messtechnisches Beispiel wird die in Abb. 8 (links) dargestellte 4×4 EBG-Struktur betrachtet. Das Trägermaterial der Leiterplatte besteht aus PTFE (Teflon), dessen Permittivität mit dem Wert $\varepsilon_r = 2,55$ über einen größeren Frequenzbereich als konstant angenommen werden kann. Auch der dielektrische Verlustfaktor dieser Leiterplatte $\tan \delta = 0,005$ ist wesentlich geringer als der von herkömmlichen FR4-Leiterplatten. Auf dem Dielektrikum mit der Dicke $h = 0,75$ mm sind 20 mm \times 20 mm große Patches aufgebracht, welche mit Mikrostreifenleitungen der Länge 5 mm und Breite 2 mm verbunden sind. Wie man in Abb. 8 erkennt, wurde jeweils ein Port im (1,1)-Patch und im (3,3)-Patch platziert. Sie befinden sich jeweils lokal an Koordinaten $[x_1, y_1] = [10$ mm, 10 mm] und $[x_2, y_2] = [15$ mm, 15 mm] und haben den Radius $r_0 = 0,6$ mm. Die gemessenen S -Parameter-Frequenzverläufe sind in Abb. 8 (rechts) dargestellt.

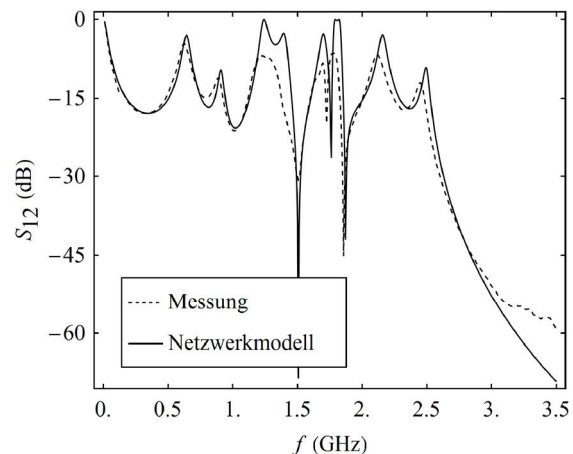
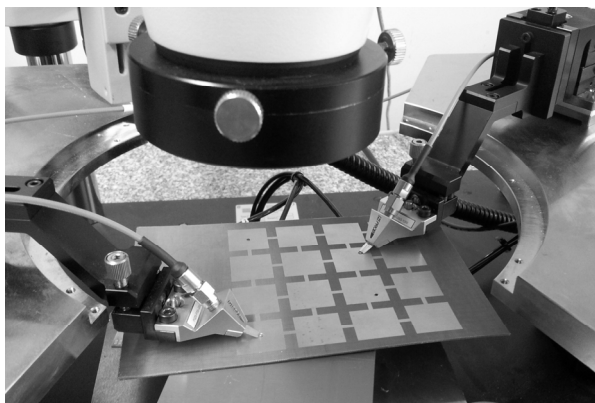


Bild 8: Messaufbau einer 4×4 EBG-Struktur (links) und Vergleich zwischen Messungen und Netzwerkmodell (rechts)

Auch bei diesem Beispiel zeigt sich eine zufriedenstellende Übereinstimmung zwischen Messung und Netzwerkmodell. Die untere Grenze der Bandlücke kann auch in diesem Fall mit guter Genauigkeit abgeschätzt werden.

Zusammenfassung

Zur Modellierung von EBG-Strukturen wurde eine neue Netzwerkdarstellung vorgestellt. Sie erlaubt die Berechnung des Frequenzverhaltens im Bereich unterhalb der Bandlücke. Für die Bestimmung der Netzwerkelemente wurden einfache Formeln in geschlossener Form angegeben. Zur Berücksichtigung von Randeffekten wurden die Lösungen für Mikrostreifenleitungen für die betrachtete 3D-Geometrie erweitert. Das Netzwerkmodell erlaubt die direkte Einbettung der EBG-Versorgungslagen in eine SPICE-basierte Systemsimulation. Die Validierung des Modells anhand von 3D-Vollwellensimulationen und Messungen zeigen eine sehr gute Übereinstimmung in dem praktisch interessierenden Frequenzbereich unterhalb der Bandlücke.

Referenzen

- [1] de Paulis, F.; Raimondo, L.; Orlandi, A.; Liehui Ren; Jun Fan; , "Equivalent circuit models for evaluation of bandgap limits for planar electromagnetic bandgap structures," *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2010 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.770-775, 25-30 July 2010
- [2] Di Febo, D.; Nisanci, M.H.; de Paulis, F.; Orlandi, A.; , "Impact of planar electromagnetic band-gap structures on IR-DROP and signal integrity in high speed printed circuit boards," *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on* , vol., no., pp.1-5, 17-21 Sept. 2012.
- [3] F. De Paulis and A. Orlandi, "Accurate and efficient analysis of planar electromagnetic band-gap structures for power bus noise mitigation in the GHz band," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 37, 59-80, 2012.
- [4] Raimondo, L.; de Paulis, F.; Orlandi, A.; , "A Simple and Efficient Design Procedure for Planar Electromagnetic Bandgap Structures on Printed Circuit Boards," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.53, no.2, pp.482-490, May 2011
- [5] Mohajer-Iravani, B.; Ramahi, O.M.; , "Wideband Circuit Model for Planar EBG Structures," *Advanced Packaging, IEEE Transactions on* , vol.33, no.1, pp.169-179, Feb. 2010
- [6] de Paulis, F.; Raimondo, L.; Orlandi, A.; , "Impact of Shorting Vias Placement on Embedded Planar Electromagnetic Band Gap Structures Within Multilayer Printed Circuit Boards," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.58, no.7, pp.1867-1876, July 2010
- [7] Ki Hyuk Kim; Aine, J.E.S.; , "Analysis and Modeling of Hybrid Planar-Type Electromagnetic-Bandgap Structures and Feasibility Study on Power Distribution Network Applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.56, no.1, pp.178-186, Jan. 2008
- [8] Rogers, S.D.; , "Electromagnetic-Bandgap Layers for Broad-Band Suppression of TEM Modes in Power Planes," *Microwave Theory and Techniues, IEEE Transactions on* , vol.53, no.8, pp. 2495-2505, Aug. 2005
- [9] M.Friedrich; C. Bednarz; M.Leone, „Efficient Equivalent Circuit Representation of Electromagnetic Bandgap Structures“, , " *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium on* , vol., no., pp.1-5, 2-6 Sept. 2013.
- [10] Friedrich, M.; Leone, M.; , "Inductive Network Model for the Radiation Analysis of Electrically Small Parallel-Plate Structures," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.53, no.4, pp.1015-1024, Nov. 2011
- [11]Jingook Kim; Liehui Ren; Jun Fan; , "Physics-Based Inductance Extraction for Via Arrays in Parallel Planes for Power Distribution Network Design," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.58, no.9, pp.2434-2447, Sept. 2010
- [12]Liehui Ren; Jingook Kim; Gang Feng; Archambeault, B.; Knighten, J.L.; Drewniak, J.; Jun Fan; , "Frequency-dependent via inductances for accurate power distribution network modeling," *Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.63-68, 17-21 Aug. 2009
- [13]Friedrich, M.; Leone, M.; , "Quasi-Static Inductance of Vertical Interconnections in Parallel-Plane Structures," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.54, no.6, pp.1302-1305, Dec. 2012
- [14]Balanis, C.A.: *Antenna Theory*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [15]S. Ramo, J.R. Whinnery, T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*. Wiley, New York, 1965
- [16]Microwave Studio, Computer Simulation Technology (CST). (2013). Information online Available: www.cst.de

Optimierung der Makromodellierung von Übertragungstrecken mit Vector-Fitting-Methoden durch Anpassung der Eingangsdaten

M.Sc. Sergey Miropolsky, AG Bordsysteme, TU Dortmund
Dipl.-Ing. Friedrich zur Nieden, Infineon Technologies AG
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, AG Bordsysteme, TU Dortmund

1 Einleitung

In der Entwicklung von elektrischen Systemen werden Simulationen verwendet, um kritische Konfigurationen im Voraus zu ermitteln und dadurch mögliche EMV-Probleme zu vermeiden. Dafür sind genaue breitbandige Modelle der passiven Komponenten und Übertragungstrecken notwendig [1].

Eine schnelle und effiziente Methode ist die Erstellung von Makromodellen. Diese werden mit Hilfe von Approximationen aus gemessenen oder simulierten Netzwerkparameterdatensätzen, wie beispielsweise S-Parametern, generiert. Der Vectfit-Algorithmus gilt hierbei als besonders robust und leistungsfähig [2,3]. Dabei werden die linearen Netzwerkparameter eines Systems durch rationale Funktionen angenähert und als Zustandsraummodell dargestellt. Dafür kann schließlich ein äquivalenter Schaltkreis (z.B. [4]) erstellt werden. Diese Modelle können sowohl für Frequenz- als auch Zeitbereichssimulationen verwendet werden und liefern meist genaue Ergebnisse, auch mit externen nicht-linearen Lasten oder IC-Modellen.

Die scheinbare Einfachheit der Methode kann zu der problematischen und oft falschen Annahme führen, dass beliebige gemessene oder simulierte Datensätze direkt approximiert werden können. Hierbei sind nicht die Passivität und Kausalität der Messdaten gemeint, die durch den Vectfit-Algorithmus und zusätzliche Prozeduren schon sichergestellt werden. Es geht um verschiedene Abweichungen, die in einer ursprünglichen approximierten Darstellung (z.B. der Admittanz) unsichtbar sind, aber nach Umwandlung in eine andere Darstellung (z.B. der Impedanz) oder in der folgenden Simulation unerwartete Probleme verursachen können. Die Quelldatensätze können einige versteckte Fehler beinhalten, die nicht durch das Verhalten des DUTs, sondern beispielsweise durch Limitierungen der Messtechnik begründet sind. Die Besonderheiten der Datensätze an den Rändern des Frequenz- bzw. Dynamikbereichs des Quelldatensatzes führen oft zu einem nicht-physikalischen Verhalten des Modells außerhalb dieses Bereiches. Dabei spielt die für die Approximation ausgewählte Darstellung (S, Y, Z) für die Genauigkeit des Modells eine große Rolle.

Zunächst wird gezeigt, wie SPICE oder VHDL-AMS Modelle aus den approximierten Datensätzen systematisch erstellt werden können. Die Möglichkeiten, denselben Datensatz in verschiedenen Darstellungen (z.B. Admittanz (Y), Impedanz (Z) oder S-Parametern) zu approximieren, und die daraus entstehenden möglichen Probleme werden diskutiert. Mögliche Fehlerfälle, die bei der Approximation der gemessenen Datensätze auftreten können, und die existierenden Verfahren, um diese zu vermeiden, werden anhand von Anwendungsbeispielen diskutiert.

2 Grundlagen der Makromodellierung

2.1 Approximationsverfahren

Vectfit [2,3] approximiert ein frequenzabhängiges Übertragungsverhalten $H(s = j\omega)$, das an diskreten Frequenzpunkten in Form einer Tabelle gegeben ist, mit einer Funktion:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{C} \cdot \frac{\mathbf{B}}{s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}} + \mathbf{D};$$

Die Anwendung der Methode ist nicht nur auf skalare Transferfunktionen (d.h. ein Eingang und ein Ausgang) beschränkt, sondern ist auch für Matrizen-Transferfunktionen (d.h. m Ein- und Ausgänge) anwendbar.

Für die Beschreibung passiver elektrischer Netzwerke können verschiedene Formen von Netzwerkparametern, wie z.B. Y-Parameter (Admittanz), Z-Parameter (Impedanz) oder S-Parameter (Streuung) für die Übertragungsfunktion $H(s)$ verwendet werden. Bei der Anwendung des Vectfit-Algorithmus werden Zustandsraummodelle entsprechend der gewählten Beschreibung der Eingangparameter erstellt.

$$\begin{aligned} \vec{I}(s) &= \mathbf{Y}(s) \cdot \vec{U}(s); & \vec{U}(s) &= \mathbf{Z}(s) \cdot \vec{I}(s); & \vec{b}(s) &= \mathbf{S}(s) \cdot \vec{a}(s); \\ \vec{x}'(t) &= \mathbf{A}_Y \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_Y \cdot \vec{u}(t); & \vec{x}(t) &= \mathbf{A}_Z \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_Z \cdot \vec{i}(t); & \vec{x}'(t) &= \mathbf{A}_S \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_S \cdot \vec{a}(t); \\ \vec{i}(t) &= \mathbf{C}_Y \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{D}_Y \cdot \vec{u}(t); & \vec{u}(t) &= \mathbf{C}_Z \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{D}_Z \cdot \vec{i}(t); & \vec{b}(t) &= \mathbf{C}_S \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{D}_S \cdot \vec{a}(t); \end{aligned}$$

2.2 Erzeugen der äquivalenten Schaltkreismodelle

Äquivalente Netzwerke können aus der Systembeschreibung in der Zustandsraumform erstellt werden, sodass das Verhalten mit Netzwerksimulatoren berechnet werden kann.

2.2.1 Äquivalentes Schaltkreismodel für die Admittanzform (Y-Parameter)

Der Schaltkreis in der Admittanzform kann am einfachsten generiert werden. In dieser Form werden die Ströme an den Klemmen (Systemantwort) als eine lineare Funktion der internen Zustände und der Klemmspannungen (Systemanregung) erzeugt.

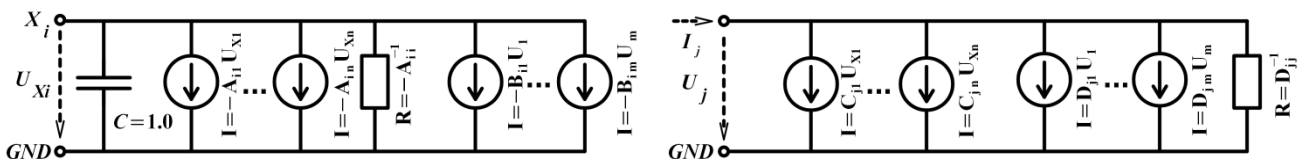


Abb. 1: Schaltkreis für die Admittanzform: a) Schaltkreis für i^{ten} Zustand, b) Schaltkreis für j^{ten} Port

Die internen Zustände werden mit dem in Abb. 1 a) gezeigten Schaltkreis erzeugt und als Spannungen U_{X_i} an den internen Knoten (X_i) ausgegeben. Die Gleichung für einen Zustandsschaltkreis i entspricht der i^{ten} Reihe der ersten Matrixgleichung des Systems:

$$U'_{X_i} = (A_{i1} \cdot U_{X1} + \dots + A_{in} \cdot U_{Xn}) + (B_{j1} \cdot U_1 + \dots + B_{jm} \cdot U_m);$$

Der Gesamtstrom an jedem Port j wird als eine Summe der parallelgeschalteten Teilströme (siehe Schaltkreis in der Abb. 1 b)) erzeugt. Die Gleichung für einen Schaltkreis j entspricht der j^{ten} Reihe der zweiten Matrixgleichung des Systems:

$$I_j = (C_{i1} \cdot U_{X1} + \dots + C_{in} \cdot U_{Xn}) + (D_{j1} \cdot U_1 + \dots + D_{jm} \cdot U_m);$$

Der Gesamtschaltkreis besteht somit aus $m+m \times n$ Schaltkreisen.

Die Koeffizientenmatrizen A und B beinhalten oft Nullwerte und können im Schaltkreis vernachlässigt werden. Die Stromquellen, die die Teilströme $-A_{ij} \cdot U_{Xi}$ und $D_{ij} \cdot U_i$ erzeugen, können mit Widerständen abgebildet werden. Der Einheitswert der Kapazität entspricht einem mathematischen Koeffizienten vor der Ableitung. Um numerische Probleme bei der Schaltkreissimulation zu vermeiden, muss das Gleichungssystem so skaliert werden, sodass der Koeffizient nach Möglichkeit einen physikalischen Kapazitätswert (etwa $1e-12$ bis $1e-3$) annimmt.

2.2.2 Äquivalentes Schaltkreismodel für die Impedanzform (Z-Parameter)

Eine ähnliche Vorgehensweise wird angewendet, um die Systemgleichungen in der Impedanzdarstellung als Schaltkreismodell darzustellen. Der Schaltkreisbau in der Z-Form ist ähnlich zur Admittanzdarstellung, und wird hier daher nicht gezeigt.

2.2.3 Äquivalentes Schaltkreismodell für die S-Parameter Darstellung

Die Systemgleichungen in der S-Parameter Darstellung können in ähnlicher Form als Schaltkreismodell dargestellt werden. Die gestreuten Leistungswellen (Systemantwort) werden in Abhängigkeit von den einfallenden Wellen (Anregung) und internen Zuständen erzeugt. Da diese Wellen im Vergleich zu Strömen und Spannungen nicht direkt in einem Schaltkreis dargestellt werden, müssen diese entsprechend umformuliert werden.

Der Zusammenhang von Leistungswellen, Strömen und Spannungen an einem Port des Systems wird mit den folgenden Gleichungen beschrieben. Diese können mit Hilfe von zwei alternativen Schaltkreisen (Abb. 2b,c) implementiert werden:

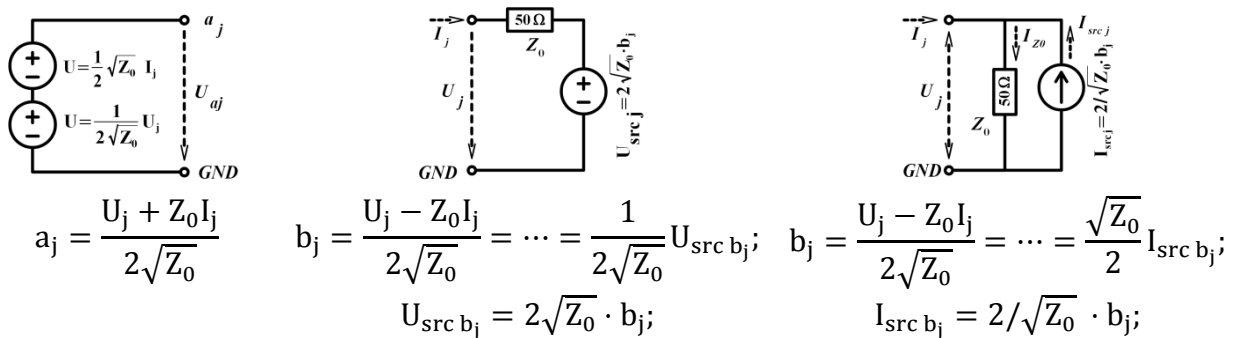


Abb. 2: Berechnen der einfließenden Welle (a) und Einspeisen der gestreuten Welle (b,c) durch eine b) Spannungsquelle und eine Impedanz in Reihe c) Stromquelle mit einer parallelen Impedanz

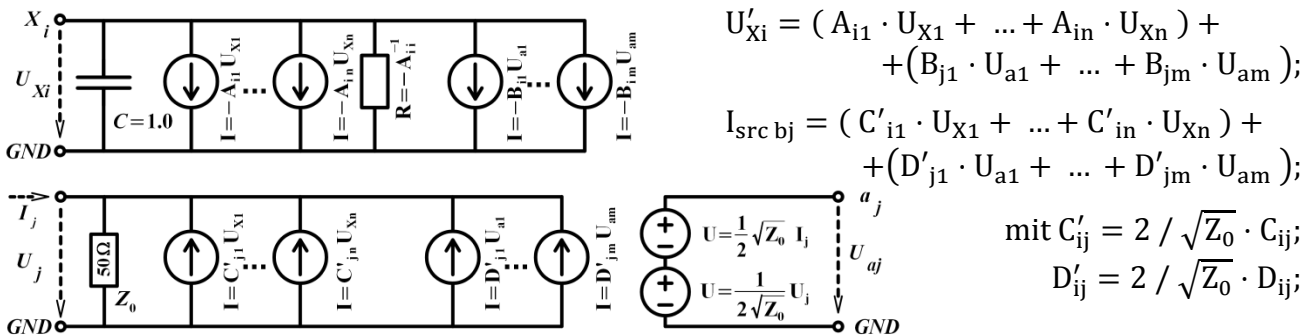


Abb. 3: Schaltkreis in einer Streuungsform („S-Parameter“) a) Schaltkreis für i^{ten} internen Zustand b) Schaltkreis für j^{ten} Port (Einspeisen der gestreuten Welle und Berechnen der einkommenden Welle)

Die Eingangswellen stehen als Spannungen an den Knoten a_j zur Verfügung (siehe Abb. 2a). Die Wellen b_j können in der Form der Ströme (Abb. 2c) gespeist werden. Ein ähnlicher Schaltkreis wie in der Admittanz-Form kann verwendet werden, um den Zusammenhang zwischen den Wellen in der Zustandsraumform zu implementieren. Der Gesamtschaltkreis besteht aus m Portschaltkreisen und $m \times n$ Zustandsschaltkreisen.

2.2.4 Erzeugen von äquivalenten VHDL-AMS Modellen

Die Gleichungssysteme können in VHDL-AMS direkt implementiert werden [7]. Eine Entity mit m elektrischen Ports wird erstellt. In der Architektur werden $m \times n$ interne Quantities für die internen Zustände definiert, und die Gleichungssysteme werden in der VHDL-AMS-Syntax geschrieben.

```
x1'dot == A(1,1)*x1 + A(1,2)*x2 + B(1,1)*u1 + B(1,2)*u2;
x2'dot == A(2,1)*x1 + A(2,2)*x2 + B(2,1)*u1 + B(2,2)*u2;
i1      == C(1,1)*x1 + C(1,2)*x2 + D(1,1)*u1 + D(1,2)*u2;
i2      == C(2,1)*x1 + C(2,2)*x2 + D(2,1)*u1 + D(2,2)*u2; etc.
```

Abb. 4: Teil einer Systembeschreibung in der VHDL-AMS-Syntax

Dasselbe gilt für die Modelle in der S-Parameterform. Die internen Quantities für die einfließenden und gestreuten Wellen werden definiert und die entsprechenden Gleichungen in dem Modell eingefügt.

3 Analyse von Fehlern in der Makromodellierung

3.1 Datensätze mit versteckten Messfehlern

Ein Messobjekt kann mit verschiedenen Netzwerkparameterdarstellungen (S/Y/Z etc.) beschrieben werden. Durch die bekannten Beziehungen können die Netzwerkparameter zwischen diesen Darstellungen umgewandelt werden. Der Informationsgehalt aller drei Darstellungsformen ist identisch.

Probleme können entstehen, wenn die Werte innerhalb eines Datensatzes mehrere Dekaden umfassen. Dieses gilt oft für Impedanz- und Admittanzwerte bei Z- und Y-Darstellungen. Bei einer kurzen Leitung (z.B. Platinenleiterbahn) beinhaltet der Datensatz beispielsweise eine sehr hohe Impedanz zur Masse und gleichzeitig eine sehr niedrige Impedanz in Reihe. Eine kleine Änderung in einer Darstellungsform (z.B. Y) entspricht somit einer großen Abweichung in einer anderen Darstellungsform (z.B. Z). Die Simulationsgenauigkeit kann erheblich von der Darstellungsform des Modells abhängen.

Die gemessenen Datensätze beinhalten auch sehr oft Messfehler, die in der üblichen S-Parameter Darstellung unsichtbar sind, jedoch in der Y- oder Z-Darstellung offensichtlich auffallen. Wird der Datensatz ohne vorherige Bearbeitung approximiert, kann das Makromodell unerwartete Probleme verursachen. Ein Beispiel für die Approximation eines Messartefakts wird in einem Beispiel in Abschnitt 4.1 gezeigt.

3.2 Datensätze mit einem begrenzten Frequenzbereich

Ein ähnliches Problem wird durch Datensätze verursacht, die nicht den gesamten relevanten Frequenzbereich abdecken. Die Grenzen werden meist durch den verwendeten Netzwerkanalysator (NWA) festgelegt. Die Messgenauigkeit bei hohen Frequenzen soll hier nicht behandelt werden. Auch von der unteren Frequenzbegrenzung, welche meist im Kiloherz-Bereich liegt, werden Probleme verursacht. Als Beispiel kann eine oft verwendete kapazitive DC-Entkopplung von 4,7 nF in Reihe betrachtet werden. An der häufig anzutreffenden unteren Frequenzgrenze vom NWA von 300 kHz entspricht dies einer Impedanz von ca. 110 Ω . Wird der Datensatz ab dieser Frequenz gemessen und dann direkt approximiert, zeigt das Makromodell anstatt einer steigenden kapazitiven Impedanz im NF-Bereich einen konstanten Wert von 110 Ω . Ein solches fehlerhaftes Verhalten des Modells soll vermieden werden. Ein weiteres Beispiel einer fehlenden NF-Information stellt ein Transformator dar. Dieses Beispiel wird in Abschnitt 4.3 diskutiert.

3.3 Testfall #1 – Makromodell für eine verdrehte Leitung

Ein Beispiel für einen versteckten Messartefakt wird in Abb. 7 dargestellt. Der Messaufbau beinhaltet eine 15 cm lange verdrehte Leitung (Abb. 7a), welche mit einem NWA vermessen wird. Die erste Messung erfolgt sofort nach der NWA-Kalibrierung. Dieselbe Messung wird um 10-Minuten verzögert und ohne Nachkalibrierung wiederholt. Die Einflüsse des Messaufbaus werden durch Deembedding extrahiert.

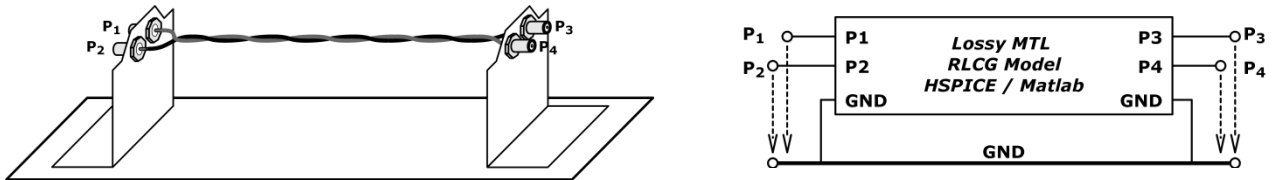


Abb. 5: Testfall #1: eine kurze verdrehte Leitung: Messaufbau und LF-Ersatzschaltbild

Die gemessenen S-Parameter (Abb. 8a) sind optisch nicht voneinander zu unterscheiden. Geringe Abweichungen der S-Parameter-Kurven zwischen 300 kHz und 1 MHz sind nur bei einer starken Vergrößerung sichtbar. In der Z-Darstellung (Abb. 8b) werden Unterschiede hingegen deutlich.

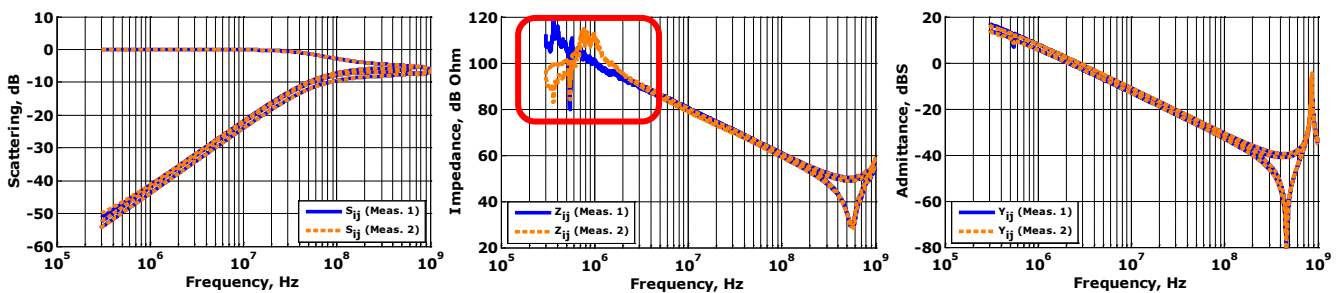


Abb. 6: Gemessene Netzwerkparameter einer kurzen verdrehten Leitung mit einem LF-Messartefakt

Die kapazitive Impedanz der Leitung zur Referenzmasse wird nur in der ersten Messung korrekt erfasst. In der zweiten Messung zeigt die gemessene Impedanz eine Resonanz bei ca. 1 MHz (Abb. 8b), welche auf ein Messartefakt zurückzuführen ist. Diese wird durch eine Port-Erwärmung, d.h. eine thermische Änderung der NWA-Porteigenschaften verursacht. Durch die nicht erfolgte Nachkalibrierung des aufgewärmten Messgerätes vor der zweiten Messung tritt die Abweichung auf. Der Messfehler wird jedoch erst nach der Konversion in die Z-Darstellung sichtbar.

In ähnlicher Weise sind mögliche Messfehler in der Y-Darstellung (Abb. 8c) betroffen. Diese sind in diesem Testfall noch schwerer zu erkennen, da die Impedanz am untersten Frequenzpunkt durch die Leitungsinduktivität schon zu hoch ist. Mit der Zerlegung der Admittanz Y_{21} in die resistiven ($\text{real}(Y_{21})$) und induktiven ($\text{imag}(Y_{21})$) Anteile kann ein ähnlicher Artefakt in dem gemessenen Widerstand der Leitung beobachtet werden.

Die Anwendung des Vektor-Fitting Algorithmus auf gemessene S-Parameter führt zu einem Makromodell, das ähnliche Messartefakte zeigt (Abb. 9a-c). Bei der Simulation dieses Modells bei tiefen Frequenzen wird eine fehlerhafte Impedanz von 80 dBΩ (10 kΩ) gegen Masse berechnet. Die Teilkorrektur der Daten in einer Darstellung ist nicht möglich, da damit die Information in den anderen Darstellungen betroffen wird.

Stattdessen können im problematischen Bereich nur die gesamten Daten mit künstlich-nachgebildeten Werten ersetzt werden. Die Messobjekteigenschaften können entweder theoretisch-abgeschätzt, oder aus einem anderen Frequenzbereich extrapoliert oder mit Hilfe anderer Messgeräte nachgemessen werden. Daraus kann meist ein einfaches äquivalentes Schaltkreismodell des Messobjekts in dem niedrigen Frequenzbereich er-

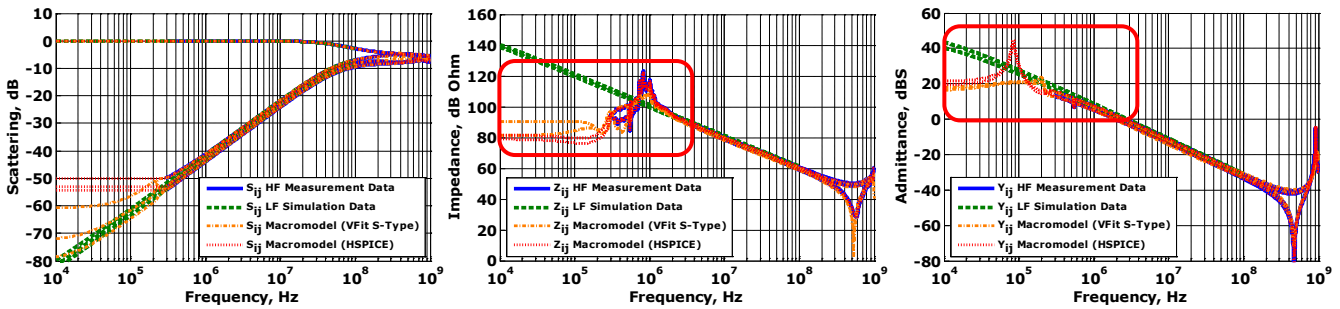


Abb. 7: Netzwerkparameter des Makromodells aus nicht bearbeiteten Messdaten (S-Darstellung)

stellt werden. In diesem Testfall wurden die Leitungseigenschaften aus den gemessenen S-Parametern in dem Bereich von 1 bis 10 MHz extrahiert und in ein HSPICE RLCG-TL-Modell eingesetzt. Da das Modell nur das LF-Frequenzbereich (hier bis 10 MHz) abdecken soll, dürfen mehrere HF-Effekte vernachlässigt werden. Der simulierte NF-Datensatz wird dann mit dem Messdatensatz verkettet. Der Problembereich wird mit den simulierten Daten ersetzt.

Für die weitere Makromodellierung ist es wichtig, einen fließenden Übergang zwischen NF- und HF-Data in allen Darstellungen (S, Y, Z) zu bekommen. Die Parameter des NF-Schaltkreismodells müssen so optimiert werden, dass kein Versatz in keiner der S-, Y- und Z-Kurven an der Grenzfrequenz der gemessenen und simulierten Datensätze zu beobachten ist. Ein Versatz würde mitapproximiert, was sich in einem weiteren Artefakt an dieser Stelle äußern würde. Der Versatz der Kurven kann zusätzlich mit Hilfe eines linearen Überganges von dem NF in den HF Datensatz in einem Frequenzfenster um die Grenzfrequenz (hier z.B. 1 MHz bis 10 MHz) herum geglättet werden. Der verkettete Datensatz wird durch Vektor-Fitting approximiert, und das Makromodell wird erstellt.

Solche NF-erweiterte Makromodelle zeigen mehrere Vorteile. Durch das Ersetzen der gemessenen Daten mit simulierten Werten wird eine weitere Messung vermieden. Zusätzlich ermöglicht es die volle Kontrolle von dem Verhalten des erstellten Makromodells außerhalb des Messfrequenzbereiches.

3.4 Rolle der zu approximierenden Darstellung (S/Y/Z) der Netzwerkparameter

Auch unter der Annahme, dass der Datensatz nur die korrekten Impedanzen beinhaltet, spielt die für die Approximation ausgewählte Darstellung eine große Rolle.

Die Approximation wird zuerst mit Y-Parametern durchgeführt, das erstellte Makromodell wird simuliert, und alle Netzwerkparameter des Modells werden geplottet (Abb. 10a-c). Optisch treffen die Y-Parameter des Modells perfekt die Quelldaten. Leider zeigen die Z-Parameter des Modells eine sichtbare Abweichung von den erwarteten Werten. Dasselbe kann oft auch in der S-Darstellung beobachtet werden.

Wie bereits in Abschnitt 3.1 beschrieben, kann der Fehler auf den zu approximierenden Datensatz und die gewählte Darstellungsform zurückgeführt werden. Der Fehler kann

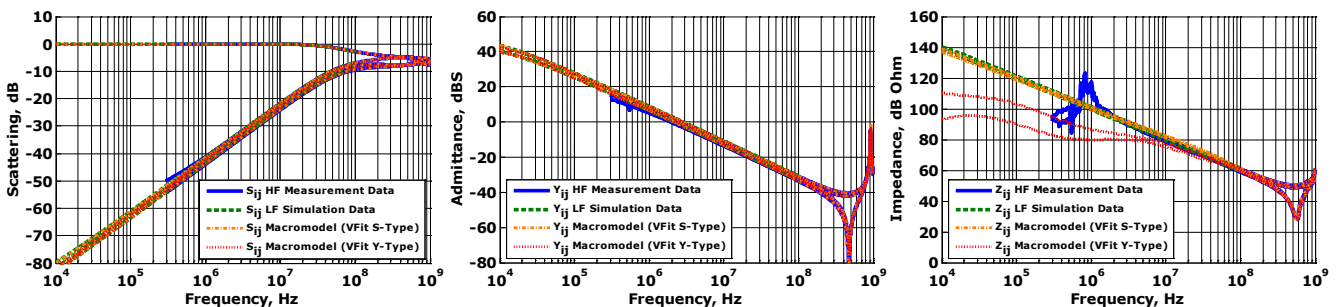


Abb. 8 Netzwerkparameter des S- und Y-Makromodells aus dem NF-erweiterten Datensatz, das Y-Parameter Makromodell zeigt einen Fehler in der Z-Parameterdarstellung

nicht durch ein einfaches Erhöhen der Modellordnung aufgehoben werden da der Algorithmus der Approximation nur die zu approximierenden Y-Parameter Kurven betrachtet, und dadurch diesen Frequenzbereich nicht als eine Problemstelle erkennt. Teilweise kann es durch die Matrizen-Prekonditionierung [5] gelöst werden, aber die resultierende Modellgenauigkeit ist trotzdem stark von den Eigenschaften des Messobjekts abhängig.

Derselbe Fehler tritt bei der Approximation in der Z-Parameter-Darstellung auf. Hier zeigen oft die Y-Parameter des erstellten Modells eine ähnliche Abweichung. Eine höhere Modellgenauigkeit in allen Darstellungen kann durch die Approximation in S-Parameter Darstellung auch bei niedrigeren Modellordnungen erreicht werden. Die simulierten Netzwerkparameter des S-Typ-Makromodells sind in Abb. 10a-c gezeigt.

3.5 Testfall #2 – Makromodell eines Transformators für einen DC-DC-Wandler

Das Problem der nicht ausreichenden minimalen abgebildeten Frequenz in dem gemessenen Datensatz wird an einem weiteren Beispiel gezeigt. Ein Transformator mit passiven Bauteilen (z.B. eine Eingangskreis-Kapazität) und die entsprechenden Zuleitungen werden als eine Übertragungsstrecke in einem DC-DC-Wandler verwendet [6]. Die HF-Eigenschaften dieser Strecke bis etwa 100 MHz sind wichtig für die Simulation der Störemission des Gesamtsystems. Die Modellierung solcher passiven Übertragungsstrecken kann durch ein messdatenbasiertes Makromodell erfolgen.

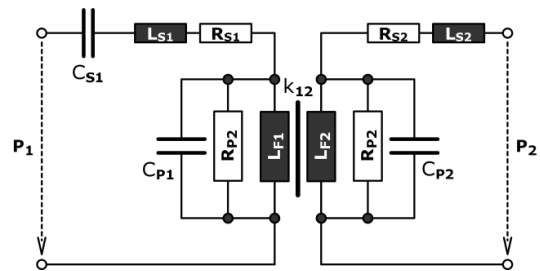


Abb. 11: NF-Modell des Transformators

Mit Hilfe von NWA-Messung können nur die HF-Eigenschaften der Strecke erst ab 300 kHz aufgenommen werden. Die gemessenen Netzwerkparameter werden in Abb 12a-c gezeigt. Die induktiven Windungsimpedanzen, die für die Signalübertragung an der Taktfrequenz des Geräts wichtig sind, können jedoch nur in einem tieferen Frequenzbereich aufgenommen werden und werden bei der NWA-Messung nicht erfasst.

Die diskreten NF-RLC-Eigenschaften des Messobjekts können mit Hilfe z.B. eines RLC-Meters separat aufgenommen werden. Damit wird ein NF-Schaltkreis (Abb. 11)

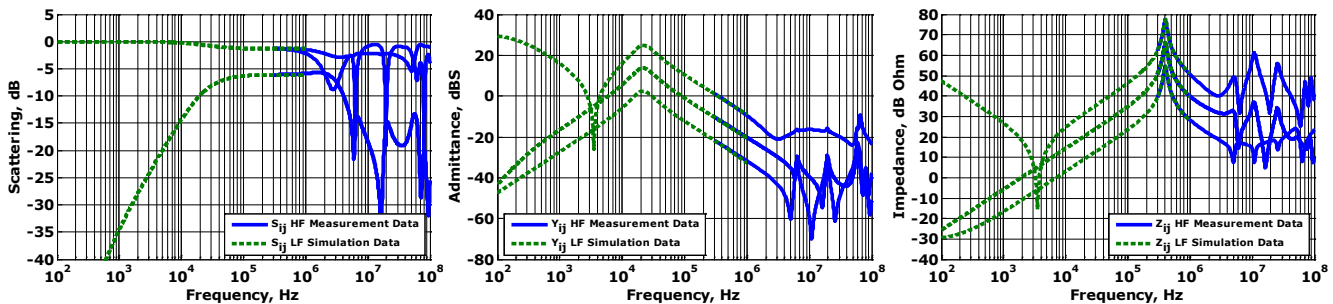


Abb. 9: Netzwerkparameter des Transformators: HF NWA Messung und eine angepasste NF Simulation.

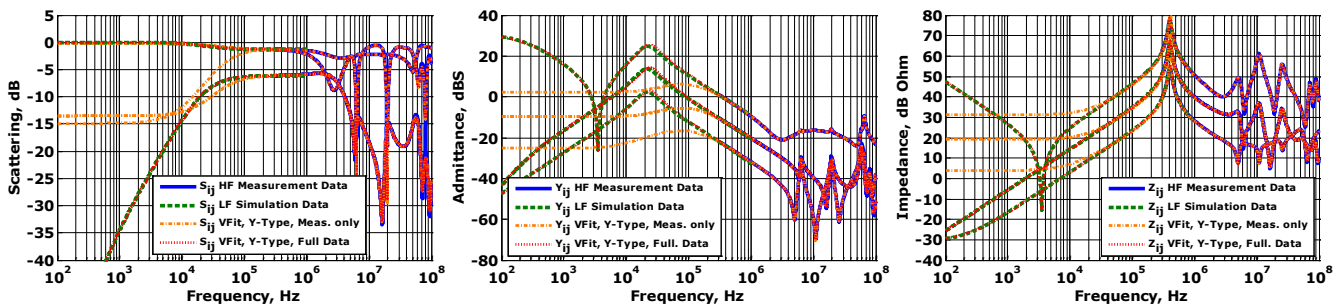


Abb. 10: Netzwerkparameter des Makromodells des Transformators (Y-Typ mit Prekonditionierung) für einen gemessenen Rohdatensatz und den Datensatz mit der NF-Erweiterung

erstellt. Der Schaltkreis wird mit parasitären Elementen ergänzt und dann so optimiert, dass die simulierten Netzwerkparameter einen fließenden Übergang zu den gemessenen Daten bei 1 MHz zeigen. Die beiden LF- und HF-Datensätze werden verkettet. Aus dem verketteten Datensatz wird ein Makromodell generiert, das sowohl die gemessenen HF-Eigenschaften, als auch die nachgebildeten NF-Eigenschaften beinhaltet. Die simulierten Netzwerkparameter des Makromodells mit und ohne NF-Erweiterung sind in Abb. 13a-c dargestellt. Die Genauigkeit des Modells im HF-Bereich ist in beiden Fällen ausreichend. Für eine Zeitbereichsimulation, bei der die NF-Signale verwendet werden, kann nur das zweite Makromodell verwendet werden.

Da der Datensatz in diesem Testfall einen schmalen dynamischen Impedanzbereich (nur -30 bis 80 dB Ω) enthält, kann es sowohl in der S- als in Y- und Z-Parameter-Darstellung ohne Verlust der Genauigkeit approximiert werden.

Zusammenfassung

Grundlegende Prinzipien, die bei der Makromodellierung von passiven Komponenten und bei der Erstellung der Schaltkreismodelle (SPICE oder VHDL-AMS) in der Zustandsraumform für verschiedene Netzwerkparameter zu berücksichtigen sind, werden beschrieben. Die möglichen Fehler in den gemessenen Datensätzen und den damit möglichen Artefakten in Makromodellen werden diskutiert. Diese Artefakte können in der ursprünglichen Darstellung (z.B. eine Admittanz (Y) oder Streuung (S)) unsichtbar sein, fallen aber nach Umwandlung in eine andere Darstellung (z.B. Impedanz (Z)) deutlich auf und können in folgenden EMV-Simulationen unerwartete Probleme verursachen.

Im Tieffrequenzbereich können Fehler durch das Simulieren der Netzwerkparameter mit einem einfachen physikalischen Schaltkreismodell und der anschließenden Verkettung der NF-Simulationsdaten mit den HF-Daten beseitigt werden. Das Verfahren wird an zwei Beispielen für Übertragungstrecken (eine einfache verdrehte Leitung und ein Transformator für einen DC-DC-Wandler) gezeigt. In beiden Testfällen konnten die besprochenen Schwierigkeiten mit Hilfe von der Verkettung von simulierten NF-Daten und der Auswahl einer passenden Darstellung der Netzwerkparameter für die Makromodellierung behoben werden.

Literatur

- [1] Miropolsky, S., Sapadinsky, A. Frei, S., A Generalized Accurate Modelling Method for Automotive Bulk Current Injection (BCI) Test Setups up to 1 GHz, EMC Compo 2013, Dec. 15-18 2013, Nara, Japan (accepted for publication)
- [2] Gustavsen, B., Semlyen, A.: Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting, IEEE Tran. On Power Delivery, 14, 1052–1061, 1999.
- [3] Semlyen A., Gustavsen B., Vector Fitting By Pole Relocation for the State Equation Approximation of Nonrational Transfer Matrices, Circuits Systems Signal Process, Vol. 19, No. 6, 2000, pp. 549-566
- [4] Neumayer, R., Haslinger F., Stelzer, A., Weigel R., Synthesis of SPICE-Compatible Broadband Electrical Models from n-Port Scattering Parameter Data, Proc. of IEEE Symposium on EMC, Minnesota, 2002, pp. 469-474
- [5] Synopsys HSPICE User Guide on Signal Integrity Modeling and Analysis
- [6] Kremer F., Jia J., Frei S., Simulationsbasierte Bewertung der zulässigen Kopplung zwischen verschiedenen Spannungsebenen in Elektrofahrzeugen, EMV Düsseldorf 2010, Düsseldorf, Germany
- [7] zur Nieden F., Frei S., Pommerenke D., A Combined Impedance Measurement Method for ESD Generator Modeling, EMC Europe 2011, Sept. 2011, York, UK

Korrekturverfahren für Feld-Scan-Daten zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes in einer realen Messumgebung

Dipl.-Ing. Denis Rinas, TU Dortmund, AG Bordsysteme
 M. Sc. Alexander Zeichner, TU Dortmund, AG Bordsysteme
 Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, AG Bordsysteme

1. Einleitung

Um das EMV-Verhalten elektronischer Systeme beschreiben zu können, sind genaue Kenntnisse des abgestrahlten elektromagnetischen Feldes erforderlich. Die standardisierten Antennenmessverfahren [11] liefern oft keine aussagekräftigen Feldinformationen [1]. Mit sogenannten Kabel- und Feld-Scan-Verfahren kann die Störaussendung eines Systems detaillierter bestimmt werden [2]. Neben der Eingrenzung der Störquellen erlauben die durch die Messungen gesammelten Daten die Erstellung von elektromagnetischen Verhaltensmodellen. Auf Basis dieser Modelle kann eine Berechnung des abgestrahlten EM-Feldes im Nah- und im Fernbereich durchgeführt werden [3][4][5][6]. Die Modellerstellung erfolgt mit Lösung eines inversen Problems. Die approximierenden Quellen (in der Regel Dipole) werden aus dem gemessenen Nahfeld rekonstruiert. Zur Lösung des inversen Problems werden in der Literatur verschiedene Ansätze verfolgt. Lösungsmethoden, welche die physikalischen Eigenschaften des Objektes und die Abhängigkeiten der Quellen untereinander beachten, liefern vielversprechende Ergebnisse. Damit kann ein abstrahlendes System mit Kenntnis der Strompfade und Berücksichtigung physikalischer Zusammenhänge zwischen den anregenden Dipole in ein äquivalentes Abstrahlmodell bestehend aus elektrischen Dipolen überführt werden [4][7].

Bei der Berechnung von Feldern aus den erstellten Abstrahlmodellen werden oft vereinfachende Annahmen verwendet. So werden meist eine unendlich ausgedehnte Massefläche als Referenz und eine ideale Freiraumausbreitung vorausgesetzt. Entgegen der vereinfachten Annahmen für die Abstrahlmodelle werden die Antennenmessungen in einer realen Messumgebung durchgeführt. Hierbei kommt es zu komplexen Störeinflüssen, wie Wechselwirkungen mit der Antenne, Restreflexionen von den Absorberwänden, Kanteneffekte im Messtisch oder durch die Messkabel erzeugte Interferenzen (Bild 1). Eine Vorhersage der Antennenspannungen kann nur unter Beachtung dieser Störungen erfolgen, d.h., Einflüsse der Antennenmessumgebung müssen bei der Umrechnung von Nahfelddaten berücksichtigt werden. Bild 1 zeigt die Ergebnisse einer MoM- (Method of Moments) Berechnung [10] der vertikalen elektrischen Feldkomponente einer einfachen Struktur in verschiedenen Messumgebungen im Vergleich zu einer realen Antennenmessung mit derselben Struktur. Der Einfluss der realen Messumgebung führt zu einer Abweichung der Ergebnisse im gesamten aufgenommenen Frequenzbereich.

In diesem Beitrag wird ein Verfahren vorgestellt, welches ein auf Nahfeld-Scandaten basierendes elektromagnetisches Verhaltensmodell um den Einfluss einer beliebigen Messumgebung erweitert. Hierzu werden Transfer- bzw. Korrekturfunktionen aus speziellen Messungen gewonnen.

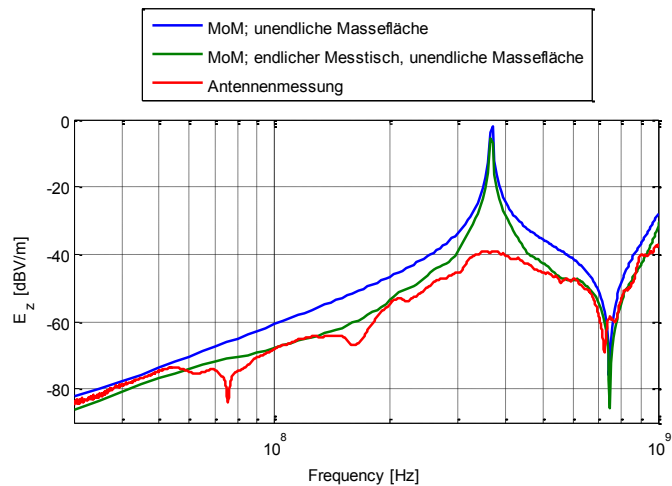
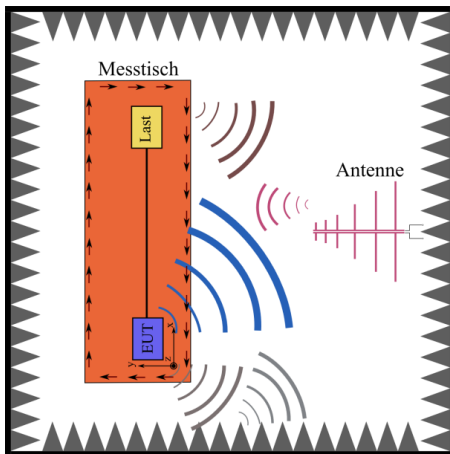


Bild 1: Störeinflüsse bei der Antennenmessungen (**links**); E_z aus MoM-Simulation einer einfachen Struktur mit verschiedenen Messumgebungen im Vergleich einer Antennenmessung an einem Beobachtungspunkt in 1,5 m Entfernung (**rechts**)

2. Methode zur Ermittlung von Korrekturfunktionen in einer realen Messumgebung und Anwendung bei Nahfeld-Scan-Verfahren

In den nachfolgenden Kapiteln wird ein Verfahren zur Korrektur von Scandaten vorgestellt. Es wird gezeigt, wie die Korrekturdaten zu bestimmen sind und die Anwendung auf Scandaten erläutert.

2.1 Definition von Korrekturfunktionen

Das von einer Platine abgestrahlte elektrische und magnetische Feld steht in direktem Zusammenhang mit der Stromverteilung auf der Platine. Bei der Antennenmessung wird das elektrische Feld mittels Antenne in einer Absorberkabine erfasst und eine entsprechende Antennenspannung gemessen. Dabei beeinflussen Interferenzen mit der Messumgebung das Ergebnis.

Sind für einen diskreten Punkt in einer definierten Ebene (z.B. eine Ebene oberhalb von einem Messtisch) unabhängige Ströme in x -, y - und z -Richtung bekannt, kann eine Übertragungsfunktion zwischen einem Stromsegment in diesem Punkt und der resultierenden Antennenspannung ermittelt werden. Die resultierende Funktion ist abhängig von dem Messort und der jeweiligen Frequenz.

$$T^x_{nm} = \frac{V^x_{ant,nm}}{\tilde{I}^x_{nm}}$$

(1)

$$T^y_{nm} = \frac{V^y_{ant,nm}}{\tilde{I}^y_{nm}}$$

(2)

$$T^z_{nm} = \frac{V^z_{ant,nm}}{\tilde{I}^z_{nm}}$$

(3)

Hier beschreibt $T^{x,y,z}_{nm}$ die Transferfunktion für den Punkt nm innerhalb der Ebene, $V^{x,y,z}_{ant,nm}$ steht für die resultierenden Antennenspannungen und $\tilde{I}^{x,y,z}_{nm}$ für die anregenden Ströme. Alle Variablen sind in Amplitude und Phase gegeben.

Es wird angenommen, dass die Einzelströme in jedem Punkt mit Hertzischen Dipolen approximiert werden können (Bild 2).

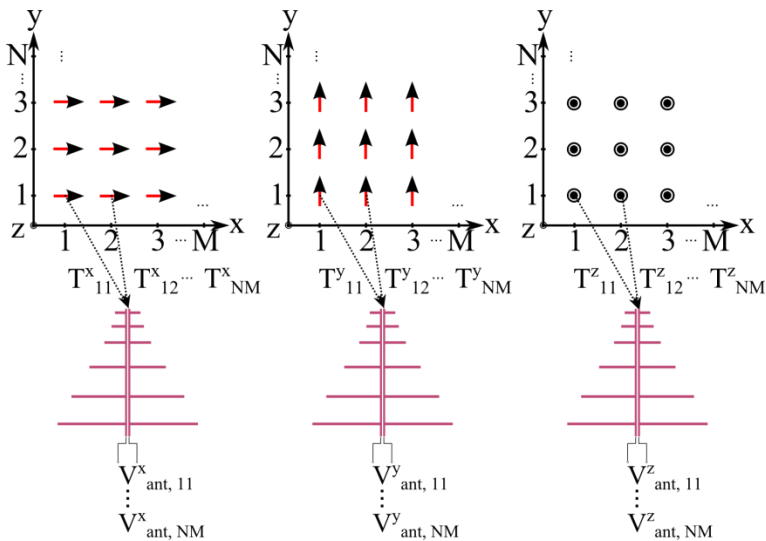


Bild 2: Berechnung der Übertragungsfunktion zwischen Antennenspannung und Strömen von Hertzischen Dipolen

Die so ermittelten Übertragungsfunktionen beschreiben sowohl die Verkopplung der Stromelemente mit der der Antenne als auch die Störeinflüsse der Messumgebung. Um die Anzahl der notwendigen Quellen zu reduzieren, ist eine örtliche Interpolation oder sogar die Ermittlung einer einzelnen Transferfunktion möglich.

2.2 Praktische Vorgehensweise

Für die messtechnische Bestimmung der Korrekturfaktoren sind spezielle, elektrisch kleine Quellen notwendig, welche ausschließlich horizontale oder vertikale Ströme innerhalb der Korrektorebene erzeugen. Um die Ermittlung einer korrekten Übertragungsfunktion zu gewährleisten, müssen alle diskreten Stromsegmente in jeder Orientierung unabhängig gespeist werden können. Es ist sinnvoll, möglichst kleine Strukturen zu verwenden, welche sich mit einzelnen Hertzischen Dipolen approximieren lassen und somit die weiterführenden Berechnungen vereinfachen. Als Quellen wurden eine Monopolantenne für Ströme in vertikaler Orientierung und eine Dipolantenne für Ströme in horizontaler Orientierung ausgewählt (Bild 3). Bild 3 zeigt außerdem die Approximation des Monopols mit einem Dipol in z-Richtung und die Approximation einer Dipolantenne mit einem Hertzischen Dipol in x-Richtung.

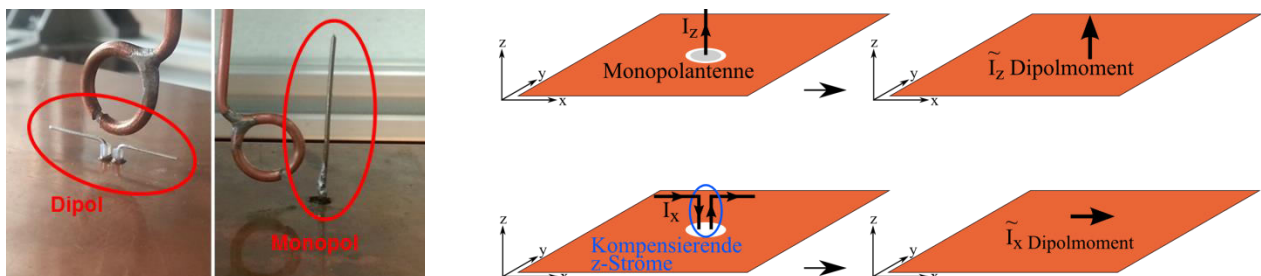


Bild 3: Quellen für horizontale und vertikale Ströme (**links**); Approximation der Quellen mit Hertzischen Dipolen (**rechts**)

Während sich die Speisung der Monopolantenne als unproblematisch erweist, muss die Dipolantenne mit zwei vertikalen Leitern gespeist werden. Diese erzeugen unerwünschte vertikale Feldkomponenten. Jedoch kann im Fall von ausreichend geringem Abstand der vertikalen Elemente zueinander und einer symmetrischen Einspeisung von einer Kompensation der vertikal polarisierten Felder im Beobachtungspunkt ausgegangen werden. Um eine symmetrische Einspeisung zu erreichen, kann ein Symmetrierglied (Balun, balanced-unbalanced) verwendet werden. Da die Untersuchungen aber über einen großen Frequenzbereich erfolgen sollen, wird hier eine „single-ended to mixed-mode“ S-Parameter Messung mit einem 4-Kanal Netzwerkanalysator eingesetzt, um die symmetrische Speisung nachzubilden [8].

$$s_{1d} = \frac{1}{\sqrt{2}}(s_{12} - s_{13}) \tag{4}$$

Unter Beachtung der Spiegeltheorie können die äquivalenten Dipolmomente der Antennen durch Messung an einem einzelnen Beobachtungspunkt im elektromagnetischen Nahfeld gewonnen werden. Da die Quellen über eine örtliche Ausdehnung verfügen, ist die Approximation im Fernfeld zwar präzise, die Approximation im Nahfeld ist jedoch fehlerbehaftet. Um das Dipolmoment möglichst genau zu ermitteln wird ein Feldbereich nah an der Quelle gewählt, in dem eine minimale Abweichung zwischen Antennenfeld und Dipolfeld besteht (Bild 4).

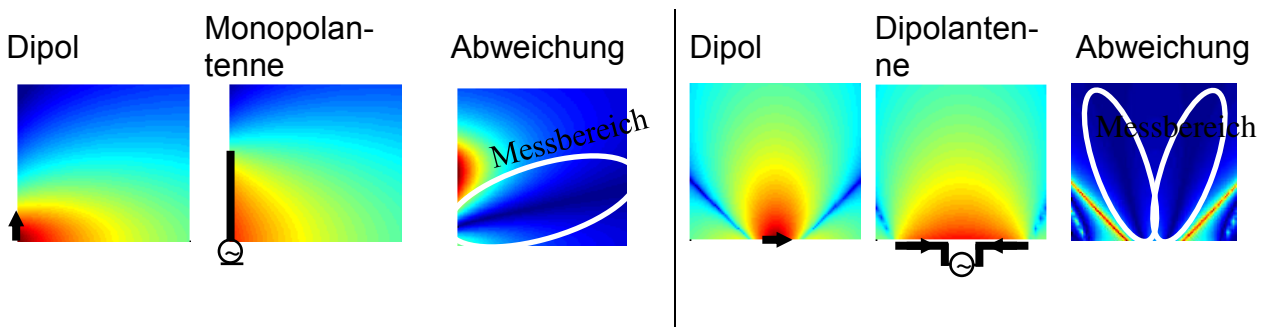


Bild 4: Bestimmung des Messbereiches zur Approximation der Quellen mit Hertzischen Dipolen, Monopol (**links**), Dipol (**rechts**)

2.3 Bestimmung von elektromagnetischen Verhaltensmodellen mit Korrekturfaktoren

Sind die Korrekturfunktionen für eine beliebige Stromverteilung innerhalb eines definierten Bereichs bekannt, können diese auf eine willkürliche Platine angewendet werden. Im nächsten Schritt wird ein Nahfeld-Scan von der Platine durchgeführt und ein Multi-Dipol Modell aus den gewonnenen Felddaten erzeugt [3][4][7][9]. Die berechneten Dipolströme werden in ihre x- y- und z-Komponenten zerlegt und mit den entsprechenden Übertragungsfunktionen in Antennenspannungen transformiert. Die Superposition der Spannungen beschreibt schließlich die gesamte Antennenspannung des PCBs.

$$V_{ant} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M T^{x_{nm}} I^{x_{nm}} + T^{y_{nm}} I^{y_{nm}} + T^{z_{nm}} I^{z_{nm}} \tag{5}$$

Hier beschreibt V_{ant} die Gesamtspannung der Antenne, $T^{x,y,z}$ die Übertragungsfunktionen und $I^{x,y,z}$ die durch das Scanning ermittelten Ströme. Bild 5 zeigt den Prozess der Modellerstellung bzw. Vorhersage von ALSE Antennenmesswerten.

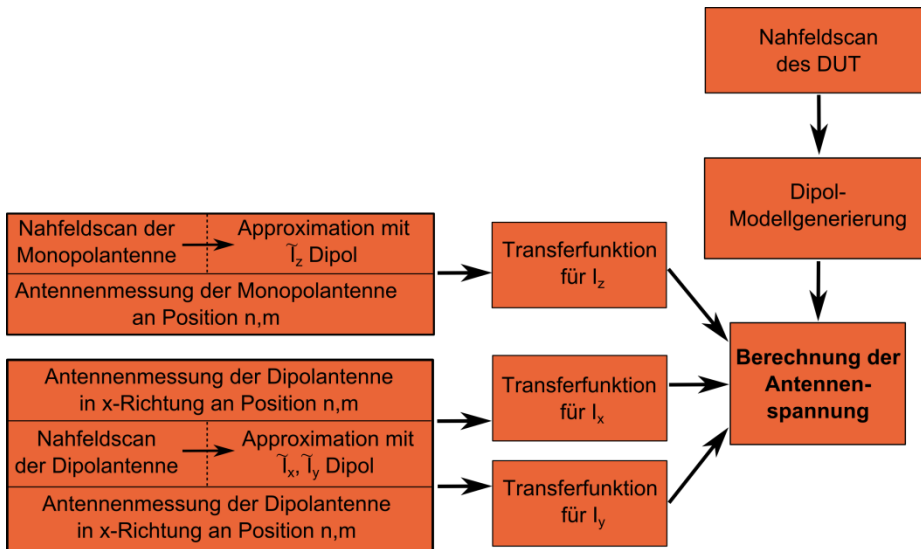


Bild 5: Ablauf des vorgestellten Korrekturverfahrens

3 Ergebnisse

Im folgenden Kapitel werden auf Messdaten basierende Ergebnisse zur Verifikation des vorgestellten Verfahrens gezeigt. Ziel ist es, die Antennenspannungen einer vertikal und horizontal polarisierten LPDA (logarithmisch-periodische Antenne) in einer Absorberkabine, im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz, mittels Nahfeld-Scan vorherzusagen. Als Messobjekt wird eine einfache Struktur verwendet (Bild 6). Diese besteht aus einem Draht, 3,5 mm über der Massefläche, einer Länge von 200 mm und einem offenen Ende. Die Struktur kann als Annäherung an die Leiterbahn einer Platine aufgefasst werden und beinhaltet sowohl horizontale als auch vertikale Stromkomponenten.

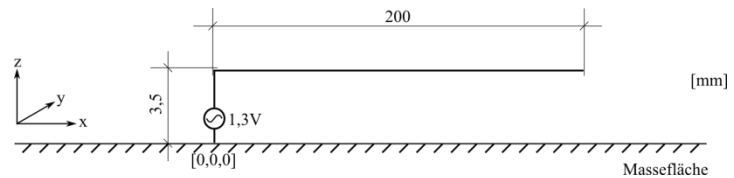
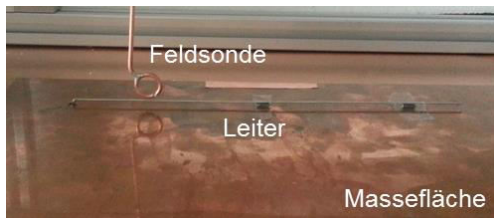


Bild 6: Bild Teststruktur (**links**); Skizze Teststruktur (**rechts**)

Alle Messungen werden mit einem 4-Kanal Netzwerkanalysator durchgeführt.

3.1 Ermittlung der Korrekturfunktionen

Die Korrekturfunktionen werden nach den beschriebenen Messverfahren und Berechnungen ermittelt (Bild 5). Zuerst wird das magnetische Feld im Nahbereich der Drahtstrukturen aufgenommen und ein äquivalentes Dipolmoment berechnet. Danach werden Antennenmessungen mit der LPDA durchgeführt und das von den Drahtstrukturen abgestrahlte Feld, innerhalb des Korrekturbereichs, mit dem Störeinfluss der Messumgebung aufgenommen (Bild 7). Hierbei wird sowohl die vertikale als auch die horizontale Polarisation beachtet.

Um die Korrekturfunktionen für die vertikalen Ströme I_z zu gewinnen, wird ein senkrecht auf der Metallplatte stehender Draht mit einer Länge von 30 mm verwendet. Die Korrektur-

turfunktionen der horizontalen Ströme werden mit Hilfe einer 30 mm langen, 3 mm hohen, Dipolantenne gewonnen. Wie schon erwähnt wird eine single-ended to mixed-mode S-Parametermessung und Symmetrierung nach (4) durchgeführt. Zuerst wird das äquivalente Dipolmoment aus den Nahfeldmessung an der Quelle bestimmt. Anschließend erfolgt eine Antennenmessung in der realen Messumgebung (Bild 7).

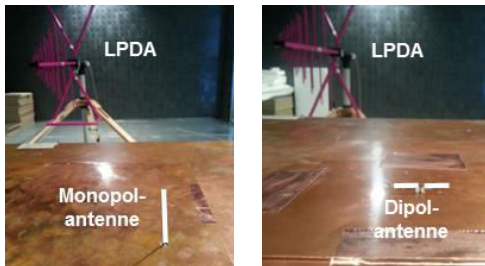


Bild 7: Antennenmessung in realer Messumgebung; Monopol (**links**), Dipol (**rechts**)

3.2 Nahfeldscan der Teststruktur und Korrektur der Felddaten

Nach Bild 5 wird ein Nahfeldscan der Leiterplatte und die Identifizierung einer äquivalenten Stromverteilung für das Multi-Dipol Modell durchgeführt.

Die Scandaten werden in einer 250 mm x 60 mm ausgedehnten Ebene 11 mm oberhalb der Leiterstruktur (Bild 6) aufgenommen. Dabei werden insgesamt 520 diskrete Feldpunkte, in x-, y- und z-Orientierung gemessen (Bild 8). Die Quellen werden entlang des Strompfades verteilt und miteinander korreliert [4]. Aus den gemessenen Nahfeld-Scandaten und den korrelierten Quellen werden schließlich die Dipolströme bestimmt.

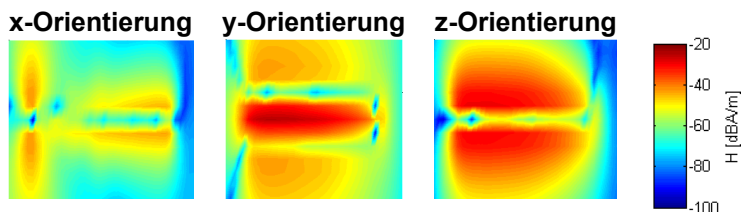


Bild 8: Nahfeld-Scan des magnetischen Feldes oberhalb der Leiterplatte mit Teststruktur (hier bei 420 MHz)

Anschließend können die ermittelten Dipolströme vektoriell zerlegt und mit den zugehörigen Übertragungsfunktionen in Antennenspannungen transformiert werden. Die Summe der Antennenspannungen führt nach (5) zu der von der Platine erzeugten Gesamtspannung am Antennenfußpunkt.

Bild 9 und Bild 10 zeigen das Ergebnis des Korrekturverfahrens an einem Beobachtungspunkt entsprechend der Antennenposition, der 2 m entfernt ist von der Teststruktur. Für den Vergleich und zur Verifikation des Verfahrens wird zum einen eine Antennenmessung der Teststruktur innerhalb der beeinflussenden Messumgebung durchgeführt. Zum anderen wird die Feldberechnung am Beobachtungspunkt eines mittels Nahfeld-Scan ermittelten, aber nicht korrigierten Dipolmodells gezeigt.

Die Ergebnisse in vertikaler Feldpolarisation sind sehr gut bis zu einer Frequenz von 900 MHz. Zwischen 900 MHz und 1000 MHz kommt es zu einer Abweichung von max. 6 dB zwischen korrigiertem Verhaltensmodell und den ALSE Antennenmessungen. Die Ergebnisse bei horizontaler Feldpolarisation stimmen bis zu einer Frequenz von 280 MHz mit einer max. Abweichung von 3 dB überein. Oberhalb dieser Frequenz kommt es zu einem Fehler von bis zu 10 dB. Allerdings ist bei beiden Polarisationen

eine deutliche Verbesserung der Vorhersagequalität mittels Korrekturverfahren erkennbar.

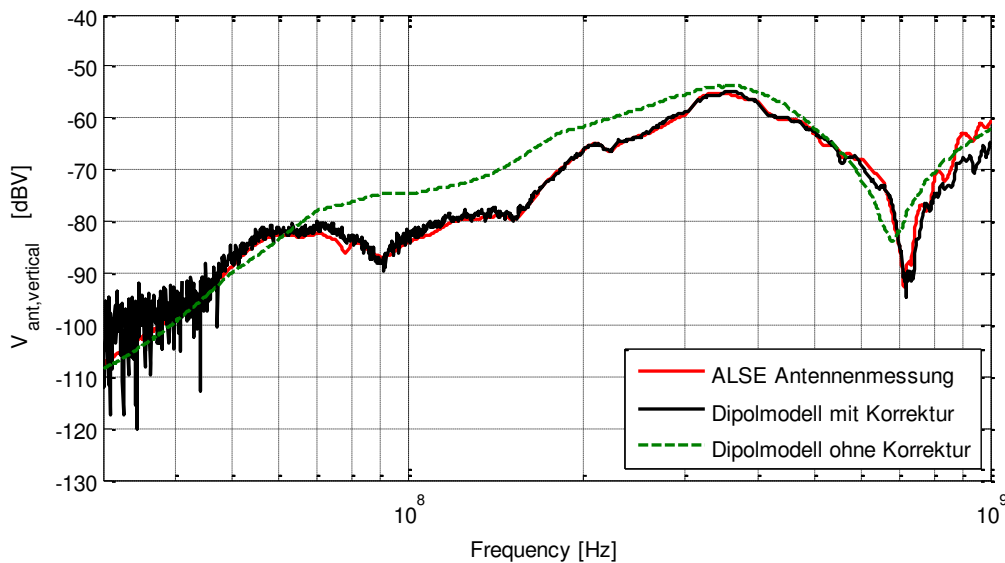


Bild 9: Vergleich der resultierenden Antennenspannungen (vertikale Feldpolarisation)

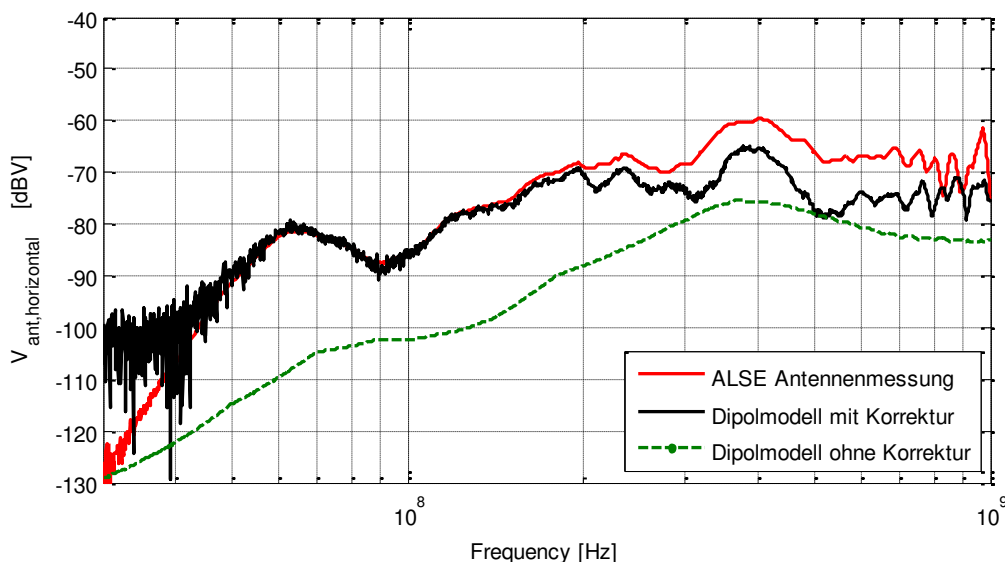


Bild 10: Vergleich der resultierenden Antennenspannungen (horizont. Feldpolarisation)

4. Zusammenfassung

Als Alternative für ALSE Antennenmessungen können sogenannte Feld-Scan-Verfahren zum Einsatz kommen. Diese erlauben eine genauere und reproduzierbare Bestimmung des abgestrahlten elektromagnetischen Feldes, z.B. einer Platine, und sind weit weniger kosten- und platzintensiv.

Hierbei werden ortsabhängig Nahfeld-Daten aufgenommen. Auf Basis dieser Daten können elektromagnetische Verhaltensmodelle erstellt werden und Nah- und Fernfeldberechnungen durchgeführt werden.

Da mit den so ermittelten Modellen gewöhnlich für vereinfachte Bedingungen das Fernfeld bestimmt wird und Antennenmessungen in einer komplexen Messumgebung durchgeführt werden, ist eine Vorhersage der Antennenmesswerte aus den Scan-Daten mit

Fehlern verbunden. Es gilt, Korrekturfunktionen zu ermitteln, welche die Störeinflüsse der Umgebung in die Modellberechnungen integrieren.

In diesem Beitrag wurde ein Korrekturverfahren vorgestellt, welches die Bestimmung von elektromagnetischen Felddaten in einer realen Messumgebung auf der Basis von Feld-Scan-Daten erlaubt. Dabei wurden auf Messdaten basierende Übertragungsfunktionen, innerhalb eines definierten Korrekturbereichs, zwischen kleinen Stromsegmenten in x-, y- und z-Orientierung und der Messantenne erstellt. Die zuvor ermittelte Stromverteilung auf einer Platine wurde mit diesen Segmenten örtlich korreliert. Die Summe aller Ströme mit ihren zugehörigen Korrekturfunktionen beschreibt die Gesamtantennenspannung.

Zur Verifikation der Methode wurden zu erwartende Antennenspannungen in einer realen Messumgebung vorhergesagt und mit Antennenmessungen verglichen. Hierbei wurde sowohl die vertikale als auch die horizontale Feldpolarisation mit Hilfe einer einfachen Teststruktur untersucht. Für beide Polarisationen zeigte sich eine deutliche Verbesserung der Ergebnisse im Vergleich zu einem nicht korrigierten Verhaltensmodell.

Danksagung

Diese Arbeit wurde im Rahmen des CATRENE-Projekts CA310 EM4EM (Electromagnetic Reliability and Electronic Systems for Electro Mobility) durchgeführt. Diese individuelle Forschung wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung unter der Nummer 16 M3092 I gefördert. Die Autoren sind allein für den Inhalt verantwortlich.

Literatur

- [1] T. Burghart, H. Rossmannith and G. Schubert, "Evaluating the RF-Emissions of Automotive Cable Harness", IEEE International Symposium on EMC, 2004
- [2] D. Deschrijver, F. Vanhee, D. Pisssoort, T. Dhaene, "Automated Near-Field Scanning Algorithm for the EMC Analysis of Electronic Devices", IEEE Trans. EMC, vol. 54, pp. 502-510, June 2012
- [3] J. Jia, D. Rinas and S. Frei, "Prediction of Radiated Fields from Cable Bundles based on Current Distribution Measurements", EMC Europe, Rome, 2012
- [4] D. Rinas and S. Frei, „Methoden zur Optimierung von Störaussendungsmodellen für Platinenstrukturen auf Basis von Nahfeldmessdaten. EMV Düsseldorf“, Germany, 2012
- [5] X. Tong, D. W. P. Thomas, A. Nothofer, P. Sewell, C. Christopoulos, "Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles", IEEE Trans. EMC, vol. 52, pp. 462-470, May 2010
- [6] H. Weng, D. G. Beetner, R. E. DuBroff, "Prediction of Radiated Emissions Using Near-Field Measurements", IEEE Trans. EMC, vol. 53, pp. 891-899, November 2011
- [7] D. W. P. Thomas, C. Obiekezie, S. Greedy, A. Nothofer, P. Sewell "Characterisation of Noisy Electromagnetic Fields from Circuits using the Correlation of Equivalent Sources", EMC Europe, Rome, 2012
- [8] Anritsu, „Three and Four Port S-parameter Measurements - Calibrations and Mixed-Mode Parameters Application Note“
- [9] A.J. Lozano-Guerro, J. Monzó-Cabrera, F.J. Clemente-Fernández, J. Fayos-Fernández, J.L. Pedreno-Molina and A. Diaz-Morcillo, "Electromagnetic Equivalent Models for Printed Circuit Boards Inside a Metallic Enclosure Using a Coaxial-to-Waveguide Transition Calibration", IEEE Trans. EMC, vol. 54, pp. 931-939, August 2012
- [10] Institut für Theoretische Elektrotechnik, Technische Universität Hamburg-Harburg, „Concept-II“, www.tet.tuhh.de/concept/ (03.11.2013)
- [11] CISPR 25 Ed.3, "Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers", IEC, 2007

Ergebnisse einer neuen Untersuchungsmethode zur Messung der Störempfindlichkeit von Ethernetverbindungen

Dipl.-Ing. Matthias Kreitlow, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien – ABC-Schutz, Geschäftsfeld Elektromagnetische Wirkungen und HPEM

Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik

Dr.-Ing. Frank Sabath, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien – ABC-Schutz, Geschäftsbereich Kernwaffenwirkungen, HPEM, Brandschutz

1. Einleitung und Motivation

Datennetzwerke sind heutzutage überall anzutreffen. Ihr Einsatzgebiet reicht vom Heimgebrauch über industrielle Anwendungen bis hin zur militärischen Nutzung. Eine weit verbreitete Technik stellt dabei das Ethernet nach IEEE 802.3 Clause 40 (1000BASE-T) mit einer Übertragungsrate von 1000 MBit/s – meist auch schlicht als „Gigabit-Ethernet“ bezeichnet – dar.

Die eingesetzten Twisted-Pair-Kabel stellen aufgrund ihrer metallischen Ausführung einen Einkopplungspfad für elektromagnetische Störungen dar [1]. Gerade beim Einsatz in kritischen Infrastrukturen oder rauen Umgebungen wie Industrieanlagen oder Schiffen stellt sich daher die Frage nach der Störempfindlichkeit solcher Netzwerke. Hier kommt insbesondere als Störquelle nicht nur die normale EMV-Umgebung in Betracht, sondern auch künstliche Störquellen, welche vorsätzlich elektromagnetische Felder hoher Leistung erzeugen.

Bei Betrachtung der Störempfindlichkeit sind unerwünschte Einflüsse auf die Datenübertragung und die zugrunde liegenden Fehlermechanismen von besonderem Interesse, da hier Einflüsse schon feststellbar sind, bevor die Ausfallsschwellen der beteiligten Komponenten erreicht werden [2]. Um quantifizierbare Untersuchungen durchführen zu können, muss eine geeignete Testumgebung geschaffen werden. Diese besteht dabei aber nicht ausschließlich aus der Hardware der Netzwerkkomponenten und Computer, sondern auch aus der eingesetzten Software.

Da insbesondere höhere Protokollschichten dabei in Software realisiert sind, sind auch informationstechnische Elemente von induzierten Fehlern betroffen. Hierbei führt aber gerade erst das vorgesehene Verhalten dieser höheren Schichten zu bestimmten wahrnehmbaren Fehlereffekten auf der Anwendungsebene. Es ergibt sich also nur ein mittelbarer Zusammenhang mit der Störeinwirkung, sodass die eigentlichen physikalischen Störungseinflüsse auf dem Netzwerkmedium auf Anwendungsebene ohne weiteres kaum genau erfasst werden können.

Ziel dieser Arbeit ist die Vorstellung der Ergebnisse einer neuen Messmethode, welche bisher unbeachtete Software-Effekte berücksichtigt und diese umgeht. Damit können auf Anwendungsebene einfach zu erzeugende Messergebnisse auf die tatsächlichen physikalischen Wechselwirkungen mit dem Netzwerkmedium zurückgeführt und mit diesen in

quantitativen Zusammenhang gebracht werden. Ebenso kann der Einfluss einzelner Software-Parameter bestimmt werden. Die Interpretation der Ergebnisse führt zu neuen, bisher durch höhere Protokollschichten überdeckten Effektmechanismen [3].

2. Entwurf eines Test-Setups

2.1 Aufbau eines generischen Test-Netzwerkes

Um die Störfähigkeit von Ethernetverbindungen zu ermitteln, muss zunächst eine geeignete Testumgebung eingerichtet werden. Diese besteht neben Computern als Kommunikationspartnern auch aus Switchen und Netzkabeln. Bild 1 zeigt schematisch das Test-Setup, welches eine verzweigte Netzwerktopologie wie etwa an einem Flughafen in generischer Weise abbildet.

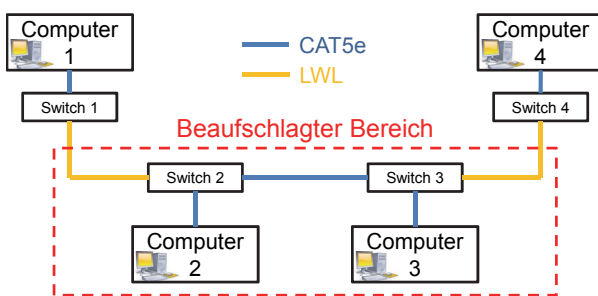


Bild 1: Netzwerk-Setup

Der beaufschlagte Teil des Netzwerkes ist hierbei durch die Verwendung von optischen Netzwerkverbindungen (LWL) elektrisch vom restlichen Teil getrennt, so dass Störungen nur mit den Komponenten innerhalb des beaufschlagten Bereiches physikalisch in Wechselwirkung treten können. Ebenfalls ist die Stromversorgung der beaufschlagten und nicht beaufschlagten Komponenten voneinander isoliert.

Diese Netzwerktopologie ermöglicht die Untersuchung verschiedener Anwendungsszenarien: Datenübertragung

1. durch den gestörten Bereich (PC1 – PC4),
2. in den gestörten Bereich (PC1 – PC2),
3. aus dem gestörten Bereich (PC3 – PC4),
4. innerhalb des gestörten Bereiches (PC2 – PC3).

Hierdurch ist es möglich, unterschiedliche Störeffekte bei einer reinen Beeinflussung der Datenleitungen sowie bei einer Beeinflussung von Computern separat zu identifizieren.

2.2 Entwicklung einer Test-Applikation

Um die Auswirkungen von Störungen auf Datenübertragungen zu bestimmen, können verschiedene Ansätze verfolgt werden. Mittlerweile kommt in fast allen Netzwerken das Internet-Protokoll (IP) zum Einsatz, auf das entsprechende Anwendungen aufsetzen.

Ein sehr einfach anzuwendendes Verfahren zur Überprüfung der Erreichbarkeit eines Ziel-Systems stellt der ICMP-Echo-Request dar, welcher auf nahezu jedem Betriebssystem mit dem Programm „ping“ abgesetzt werden kann. Hierbei sendet ein Netzwerkteilnehmer zu einem anderen eine Anfrage („ping“), dieser antwortet darauf hin mit einer Wiederholung der Anfrage („pong“). Bei einer Unterbrechung der Verbindung erhält der

anfragende Computer keine Antwort mehr. Dieses Verfahren erlaubt jedoch lediglich die Detektion einer Unterbrechung, aufgrund des geringen Datenvolumens und der niedrigen zeitlichen Auflösung ist jedoch keine exakte Quantifizierung von Störungsereignissen möglich.

Andere Messmethoden versuchen, den Störungsgrad einer Netzwerkverbindung über den erreichbaren Durchsatz bei einer Datenübertragung heranzuziehen. Hierzu wird mittels einer geeigneten Applikation – etwa einem FTP-Server/Client – versucht, eine hohe Auslastung im Netzwerk erzeugen. Das Verhalten der Datenübertragungsrate im Störfall wird als Maß für die Störung der Netzwerkverbindung herangezogen. Diese Methode ist jedoch mit deutlichen Nachteilen behaftet. So beruhen übliche Applikationen zur Datenübertragung auf dem Transmission-Control-Protocol (TCP). TCP implementiert hierbei zum einen eine Sicherungsschicht, welche eine fehlerfreie und vollständige Datenübertragung über beliebige Medien sicherstellen soll. Zum anderen steuert dieses Protokoll auch den Datenfluss, um in Konkurrenzsituationen oder bei Engpässen wegen zu geringer Übertragungskapazität regelnd eingreifen zu können.

Wird also ein Datentransfer gestört, sodass sich Datenfehler oder -verluste während der Übertragung ergeben, so wird genau dieser Umstand von TCP erkannt und entsprechende Regelungsmechanismen setzen ein. Dies umfasst u.a. eine Anpassung der Sende- und Empfangspuffer („TCP-Receive-Window“), wiederholtes Senden von Daten („Retransmissions“) oder das Anpassen von Zeitfenstern („Timeouts“). Dies führt dazu, dass die Datenrate automatisch reduziert wird, da das System von einer Überlastung der Datenverbindung ausgeht. Insbesondere bei repetitiven Störungen ist dieser Effekt sehr deutlich.

Für eine Beurteilung der Störung ist dieser Umstand von außerordentlichem Nachteil. Es wird zwar die tatsächliche Auswirkung auf eine Anwendung erfasst, diese steht jedoch nur in einem mittelbaren Zusammenhang mit den unerwünschten Wechselwirkungen der beteiligten Systeme und Übertragungswege. Die zu beobachtende Reduzierung der Datenrate ist ein wesentlicher Effekt durch das gewollte Verhalten höherer Netzwerkschichten. Auch zu beobachtende Verbindungsabbrüche stehen nicht direkt in Zusammenhang mit einer physikalischen Störeinwirkung, sondern sind Software-induziert. Hier entscheiden Timeouts, wann eine Verbindung als abgebrochen gilt.

Aus diesen Gründen wurde für die durchgeführten Experimente ein neues Verfahren implementiert, welches als Applikation auf einem Computer eingesetzt werden kann und zugleich eine direkte Einwirkung von Störungen auf dem Netzwerkmedium quantitativ bestimmbar macht. Dieses Programm arbeitet nach einem klassischen Client-Server-Prinzip, wobei ein Computer die Anforderung für einen Datenstrom an einen anderen Computer sendet und daraufhin diese Daten vom anderen Computer empfängt.

Im Gegensatz zu klassischen Anwendungen wie einem FTP-Client/Server wurde in dem Messprogramm jedoch bewusst auf die Verwendung eines gesicherten Verbindungsprotokolls wie TCP/IP verzichtet. Vielmehr erzeugt der sendende Computer einen definierten und genau vorhersagbaren Datenstrom, von dem der empfangende Computer alle tatsächlich korrekt empfangenen – also nicht gestörten – Datenpakete aufzeichnet. Damit kann eine unerwünschte Einflussnahme von nur schwer determinierbaren Fehlerkorrektur- oder Flusssteuerungsalgorithmen ausgeschlossen werden. Die Identifikation von Störungen und deren Auswirkungen erfolgt durch eine nachträgliche Auswertung der tatsächlich empfangenen Daten.

3. Experimentelle Untersuchungen

3.1 Messaufbau

Mit Hilfe des zuvor genannten Testverfahrens wurden Untersuchungen am skizzierten Test-Setup durchgeführt. Der beaufschlagte Bereich wurde dabei wie in Bild 2 gezeigt mit einer Ultra-Breitband-Quelle (UWB) bestrahlt. Die UWB-Quelle bestand aus dem Impulsgenerator PBG-7 und einer Hornantenne.

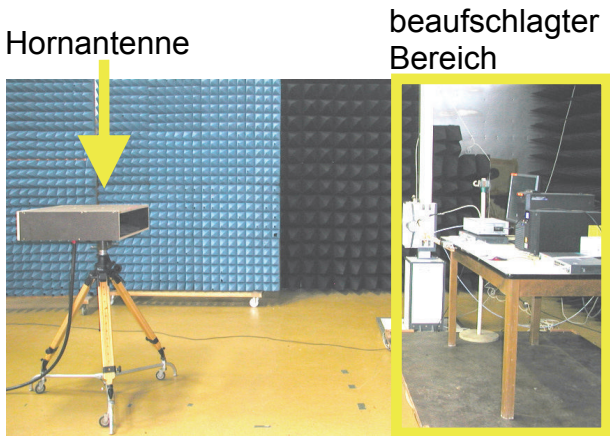


Bild 2: Messaufbau

Die gesamte Installation befand sich auf einem metallfreien Holztisch über normalem Betonboden. Die Umgebung war mit Pyramidenabsorbern ausgekleidet, um unerwünschte Reflexionen des elektromagnetischen Feldes zu verhindern.

Das Feld wurde an der Vorderseite des Versuchsaufbaus im bestrahlten Bereich mit einer differenzierenden Feldsonde ermittelt. Die Feldstärke an den Versuchobjekten lag bei 7,5 kV/m mit vertikaler Polarisation bei einer Anstiegszeit von 150 ps. Die Pulswiederholrate (PRF) wurde von 0 Hz (entspricht

keiner Beaufschlagung) bis 800 Hz variiert. Bild 3 und 4 zeigen einen Feldpuls im Zeit- und Frequenzbereich.

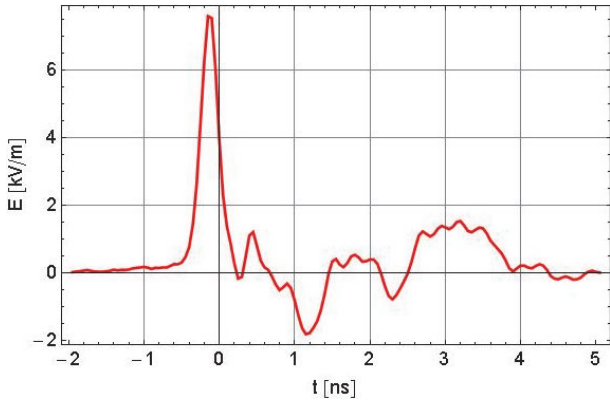


Bild 3: Feldpuls im Zeitbereich

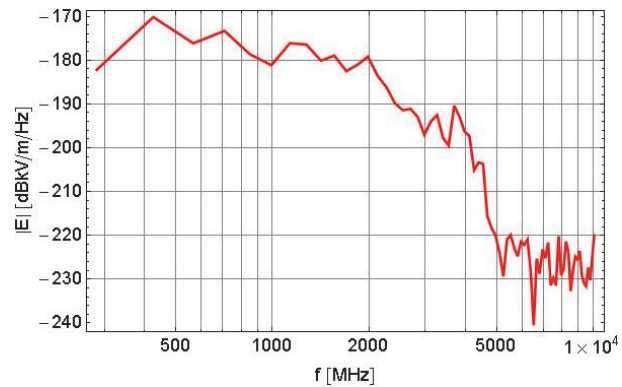


Bild 4: Feldpuls im Frequenzbereich

Bei diesen Versuchsparametern war sichergestellt, dass die Ausfallgrenze der eingesetzten Netzwerk-Komponenten noch unterschritten war, aber bereits Einflüsse auf die Datenkommunikation feststellbar waren.

3.2 Versuchsdurchführung

Der Ablauf der Messungen gestaltete sich nach einem festen Schema. Zunächst wurde zu Beginn jeder Messreihe eine Messung des ungestörten Falls (PRF = 0 Hz) durchgeführt, um einen ordnungsgemäßen und reproduzierbaren Systemzustand nachzuweisen. Für die ersten beiden Messreihen (siehe 4.1 und 4.2) wurden IP-Datenpakete mit 1472

Bytes Nutzdaten gesendet. Dies führt zu den größtmöglichen Ethernetrahmen von 1538 Bytes Länge, sodass die Datenpakete gerade noch nicht fragmentiert werden müssen. Die Länge einer Datenübertragung betrug immer 40 Sekunden, wobei eine Störbeaufschlagung immer 10 Sekunden nach Beginn der Übertragung für 20 Sekunden stattfand. Die gewählten Netzwerkparameter führen zu einer Paketrate von ca. 5000 Paketen/Sekunde, was einer Bruttodatenrate von ca. 7,5 MByte/Sekunde und einer Netzwerkauslastung von ca. 6% entspricht. Pro Experiment wurden exakt 200581 Datenpakete gesendet. Für die Messungen unter 4.3 wurde die Paketgröße auf 65112 Bytes angehoben, wodurch die Auslastung auf ca. 64% stieg.

Bei den Experimenten wurden zwei Fälle betrachtet. Im ersten sollten die reinen Auswirkungen auf die Übertragungstrecke bestehend aus Datenleitungen und Switchen untersucht werden (siehe 4.1). Im zweiten sollte das Verhalten von Datenübertragungen untersucht werden, wenn ein an der Kommunikation beteiligter Computer der Störbeaufschlagung ausgesetzt ist (siehe 4.2, 4.3).

Hierzu wurde in einer ersten Versuchsreihe eine Datenübertragung von Computer 1 zu Computer 4 initiiert und das System währenddessen beaufschlagt. Die Daten liefen dabei im bestrahlten Bereich über die Switche 2 und 3 sowie die CAT5e-Leitung, während Computer 1 und 4 nicht gegenüber dem Feld exponiert waren.

Bei den anschließenden Experimenten wurde eine Datenübertragung von Computer 3 zu Computer 4 durchgeführt, sodass hier neben dem exponierten Übertragungsweg auch der sendende Computer durch das elektromagnetische Feld beaufschlagt war.

4 Messergebnisse

4.1 Empfindlichkeit der Übertragungstrecke

Der zeitliche Verlauf der Datenübertragungsrate ist in Bild 5 dargestellt. Bild 6 zeigt die Anzahl an fehlenden Datenpaketen während einer Datenübertragung.

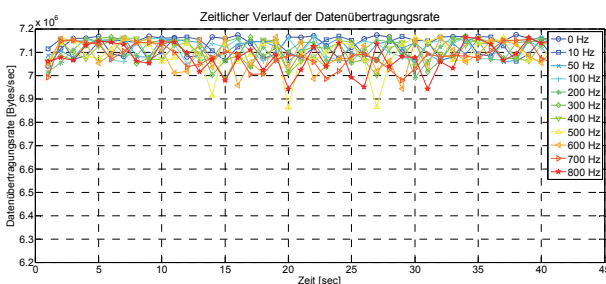


Bild 5: Verlauf der Datenrate (PC1-PC4)

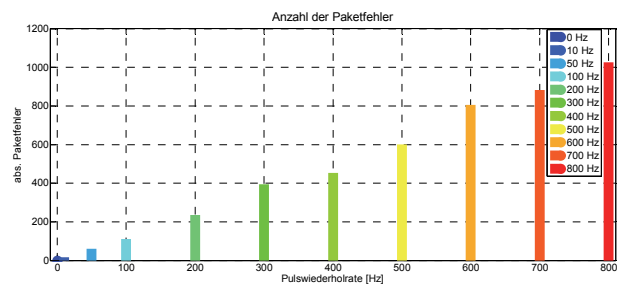


Bild 6: Anzahl an Paketfehlern (PC1-PC4)

Während anhand der erreichten Datenübertragungsrate in Bild 5 kaum eine Auswirkung feststellbar ist, so lässt sich an der Anzahl der fehlenden Datenpakete in Bild 6 der Störeinfluss erkennen. Es besteht ein linearer Zusammenhang zwischen der PRF und der Anzahl an fehlerhaften Datenpaketen. Diese steigt von Null im ungestörten Fall bis zu etwa 1000 Fehlern bei 800 Hz PRF linear an. Die absolute Anzahl an fehlerhaften Datenpaketen ist jedoch gegenüber der Gesamtzahl an übertragenen Paketen sehr gering, worin letztlich der geringe Einfluss auf die Übertragungsgeschwindigkeit begründet liegt.

4.2 Empfindlichkeit von Computern

Wird ein Computer beaufschlagt, der an der Datenübertragung beteiligt ist, verändern sich die auftretenden Effekte deutlich. Sowohl an der Datenrate in Bild 7 als auch an der Anzahl der Paketfehler in Bild 8 ist nun die Störeinwirkung erkennbar.

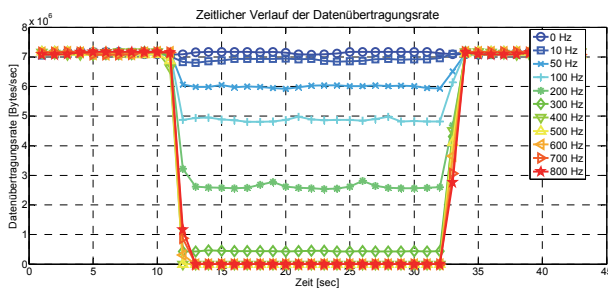


Bild 7: Verlauf der Datenrate (PC3-PC4)

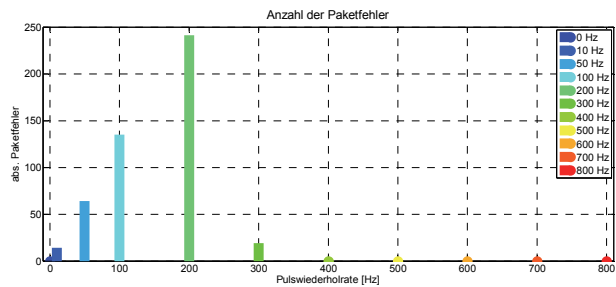


Bild 8: Anzahl an Paketfehlern (PC3-PC4)

Zunächst zeigt sich ein deutlicher Einbruch der Datenrate bei einer Störbeaufschlagung. Dabei verhält sich die Reduzierung der Datenrate linear zur PRF im Bereich bis 300 Hz. Ab einer PRF von 400 Hz kommt es für die Dauer der Störbeaufschlagung zu einer vollständigen Unterbrechung der Datenübertragung, die jedoch nach Ende der Störeinwirkung mit voller Geschwindigkeit weiterläuft.

Die Anzahl an Paketfehlern spiegelt dieses Verhalten nur eingeschränkt wieder. Die absolute Anzahl an Fehlern steigt bis zu einer PRF von 200 Hz zwar zunächst linear an, die Fehlerzahl liegt jedoch deutlich unter den Messungen der vorigen Versuchsreihe. Der weitaus stärkere Einbruch der Datenübertragungsgeschwindigkeit hätte hier eine höhere Fehlerzahl erwarten lassen. Ab einer PRF von 300 Hz sinkt die Anzahl der absoluten Paketfehler auf bis zu Null ab, obgleich eine Datenübertragung nicht mehr möglich erscheint. Es muss also ein anderes Phänomen zu einer Herabsetzung der Datenübertragungsrate führen.

Das eingesetzte Messverfahren erlaubt es, die Datenübertragung bis auf Paketebene aufzulösen. Bild 8 zeigt einen Ausschnitt aus dem zeitlichen Verlauf der Datenübertragungsrate bei einer PRF von 100 Hz.

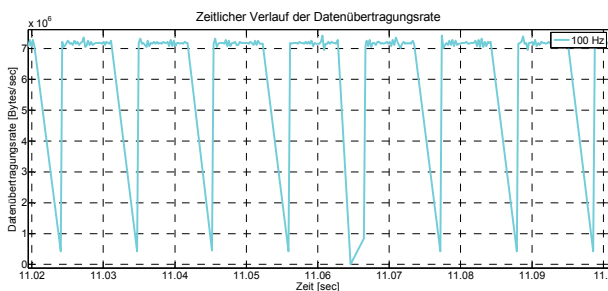


Bild 9: Ausschnitt aus Bild 7 (PRF = 100 Hz)

Aus diesen hoch aufgelösten Messdaten geht hervor, dass jeder Störimpuls das Senden von Daten in den meisten Fällen nur kurzzeitig verzögert, was maßgeblich zu einer Reduzierung der Übertragungsgeschwindigkeit führt. Nur vereinzelt bricht die Datenrate auf Null zusammen, was einem tatsächlich gestörten Paket entspricht.

Bei weiter steigender PRF kommt es immer häufiger zu einer Verzögerung des sendenden Computers, bis schließlich für die Dauer der Störübertragung keine Daten mehr übertragen werden können. Gleichzeitig bedeutet aber auch eine reduzierte Sendegeschwindigkeit, dass weniger bzw. gar keine Pakete übertragen und somit gestört werden können. Dieses Verhalten spiegelt das Histogramm in Bild 8 wieder.

4.3 Einfluss von Protokollparametern

Die letzte Messreihe wurde nochmals mit geänderten Protokolleinstellungen wiederholt. Dabei wurde die Größe eines Datenpaketes auf 65112 Bytes erhöht, was zu einer wesentlich höheren Netzwerkauslastung führt. Ebenfalls gemessen wurden wiederum die Anzahl an fehlenden Datenpaketen sowie der zeitlicher Verlauf der Datenübertragungsrate. Letzte ist in diesem Fall von besonderem Interesse. Entspricht die Fehlerzahl bei diesem Experiment dem Ergebnis aus Bild 8, hat die Datenübertragungsrate den Verlauf aus Bild 10.

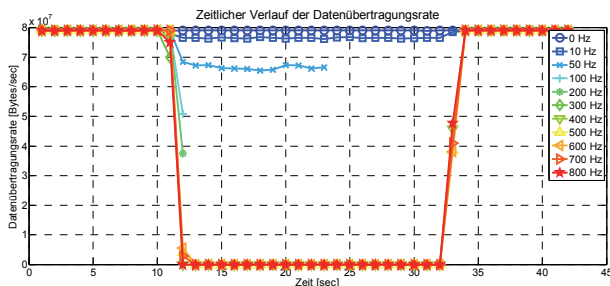


Bild 10: Verlauf der Datenrate
(PC3-PC4, 65112 Bytes)

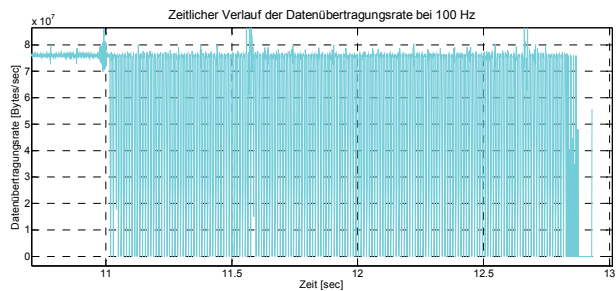


Bild 11: Ausschnitt aus Bild 10 (PRF = 100 Hz)

Der Grafik ist zu entnehmen, dass die Datenübertragung bei einer PRF von 50 Hz bis 300 Hz nach kurzer Zeit abbricht und auch nach Ende der Störbeaufschlagung nicht weiterläuft. Ab einer PRF von 400 Hz kommt es zu einer wie im vorherigen Experiment beobachteten Unterbrechung mit anschließendem Fortlaufen der Übertragung.

Um dieses Verhalten zu erklären, kann abermals eine auf Paketebene aufgelöste Darstellung in Bild 11 herangezogen werden. Hier ist deutlich zu erkennen, dass es nicht augenblicklich zu einem Abbruch kommt, sondern die Datenübertragung für eine gewisse Zeit zunächst mit dem aus Abschnitt 4.2 bekannten Fehlerbild weiterläuft. Erst dann kommt es zu einem vermeintlichen Abbruch. Die Beobachtung der Switches und auch eines Netzwerkmonitors auf dem empfangenden und nicht bestrahlten Computer hat aber ergeben, dass auch nach diesem vermeintlichen Abbruch weiterhin Daten auf diesem Computer eintreffen.

Hier handelt es sich um einen Software-induzierten Fehler auf der Vermittlungsschicht. Die Größe der Datenpakete von 65112 Bytes macht es notwendig, diese Pakete in kleinere zu fragmentieren. Diese müssen am empfangenden Rechner wieder zusammengesetzt werden, bevor das Datenpaket für die Anwendung zu Verfügung steht. Gehen nun einzelne Fragmente durch eine Störbeaufschlagung verloren, können diese Pakete nicht vervollständigt werden und verharren in einem Software-Puffer (sog. „IP Reassembly Cache“), in dem die Fragmente zwischengespeichert werden.

Dieser Puffer ist von endlicher Größe, sodass ab Erreichen einer bestimmten Grenze von zwischengespeicherten, unvollständigen Datenpaketen keine neuen mehr vom TCP/IP-Protokollstapel verarbeitet werden können. Dies äußert sich in einem scheinbaren Abbruch der Verbindung auf Anwendungsebene, obgleich das Netzwerk physisch weiterhin in der Lage ist, Daten zu übertragen. Bemerkenswert ist, dass dieser Fehler erst auf dem empfangenden Rechner entsteht, der keiner elektromagnetischen Störeinwirkung ausgesetzt ist.

5. Zusammenfassung

Zur Analyse der Störung von Ethernetverbindungen wurde eine neue Untersuchungsmethode angewandt, die das Verhalten von höheren Netzwerk-Protokollen mit berücksichtigt. Diese hat gezeigt, dass Effekte und Fehlermechanismen auftauchen, die durch einfache Tests mittels Durchsatzmessung mit Hilfe bekannter Anwendungen wie einem FTP-Client/Server nicht aufgedeckt werden können.

In keinem untersuchten Fall kam es zu einem nachhaltigen Abbruch der Ethernetverbindung. Dies lässt den Schluss zu, dass in anderen Untersuchungen beobachtete Verbindungsabbrüche nicht durch physikalische Fehler verursacht werden, sondern auf übergeordneten Netzwerk-Schichten entstehen. Dieses konnte beispielhaft durch die Variation der IP-Paketgröße, bei der es sich um einen Software-Parameter handelt, gezielt hervorgerufen werden. Die Ethernetverbindung bleibt jedoch weiterhin bestehen.

Der eigentliche Störungsgrad der Verbindung hängt dabei maßgeblich von der PRF ab. Hier konnte gezeigt werden, dass es bei einer reinen Störung des Übertragungsweges eine lineare Abhängigkeit der auftretenden Paketfehler zur PRF gibt. Selbst bei 800 Hz ist die Anzahl der Fehler gegenüber der Gesamtzahl an Datenpaketen jedoch so gering, dass sich kein signifikanter Effekt in der Datenübertragungsrate ergeben hat. Hieraus lässt sich schließen, dass die Auswirkungen eines einzelnen Störimpulses auch nur von kurzer Dauer sind, mit einer höheren PRF im kHz-Bereich aber deutlichere Störungen zu erwarten sind.

Ein anderes Fehlerbild ergibt sich bei der Störbeaufschlagung von Computern während einer Datenübertragung. Hier konnte mit Hilfe der neuen Untersuchungsmethode festgestellt werden, dass es einen sehr starken Einfluss auf die erzielbare Datenübertragungsgeschwindigkeit gibt. Dieser geht jedoch nicht mit einer höheren Zahl an Paketfehlern einher, sondern liegt in einem verzögerten Senden von Daten durch den Computer begründet, was sogar zu einer Verringerung an gestörten Paketen führt.

Die Arbeiten wurden im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten Projektes EMSIN (Elektromagnetischer Schutz von Verkehrsinfrastrukturen, Förderkennzeichen 13N10408) durchgeführt.

6. Literatur

- [1] D.Nitsch, M.Camp, F.Sabath, J.L.Haseborg, H.Garbe, „Susceptibility of Some Electronic Equipment to HPEM Threats“, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 3, August 2004, pp. 380-389
- [2] Jeffrey, I.; Gilmore, C.; Siemens, G.; LoVetri, J., "Hardware invariant protocol disruptive interference for 100BaseTX Ethernet communications", *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol.46, no.3, August 2004, pp. 412,422
- [3] van Leersum, B.J.A.M. and Buesink, F.J.K. and Bergsma, J.G. and Leferink, F.B.J. (2013) Ethernet susceptibility to electric fast transients. In: *Proceedings of the 2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, 2-6 Sept 2013, Brugge, Belgium. pp. 29-33.

Einfluss der Routinglage in Via-Arrays auf die Signalqualität bei hohen Datenraten

Sebastian Müller, Heinz-D. Brüns, Christian Schuster
Technische Universität Hamburg-Harburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik

1. Einleitung

Gegenstand der folgenden Untersuchungen ist der Einfluss der Routinglage (Verdrahtungslage) auf die Signalqualität bei hohen Datenraten. Ein Anwendungsfall, für den die Ergebnisse einer solchen Untersuchung relevant sind, ist in Bild 1 gezeigt: Ein Chip ist über Package und Sockel mit einer Leiterplatte verbunden. Die Ausgangssignale des Chips werden über ein Via-Array auf die Routinglagen der Leiterplatte geführt. In der Regel existieren mehrere Signalarten mit unterschiedlichen Eigenschaften (beispielsweise verschiedenen Datenraten oder Routinglängen), die den verschiedenen Lagen zugeordnet werden müssen. Kenntnisse über den Einfluss der Routinglage auf die Signalqualität erlauben somit eine optimierte Zuordnung der einzelnen Signale.

Da das Verhalten der Streifenleitungen sich auf verschiedenen Lagen bei entsprechendem Entwurf nicht unterscheidet, ist der Einfluss der Routinglage im Wesentlichen durch die Übertragung des Signals durch die Via bestimmt. Es lassen sich zwei Effekte unterscheiden: der Anteil der Via oberhalb der Streifenleitung wirkt als Diskontinuität im Signalpfad, während der untere Teil der Via das Signal als offener Stub beeinflusst. Der Viastub-Effekt, der in der Regel den größeren Einfluss besitzt, lässt sich prinzipiell sowohl durch Zurückbohren der Vias als auch durch eine geeignete Entzerrung des Signals vermindern. Aufgrund der damit verbundenen Kosten ist es allerdings besser, wenn auf diese Maßnahmen verzichtet werden kann. Der Viastub-Effekt wurde bereits in [1] im Frequenzbereich sowie in [2–4] im Frequenz- und Zeitbereich untersucht. In [5] wurde die optimale Anzahl der Signallagen für ein Design unter Berücksichtigung des Viastub-Effekts ermittelt. Im vorliegenden Papier wird der Einfluss der Routinglage sowohl bei voller Beeinflussung durch Viastubs als auch bei zurückgebohrten Vias untersucht. Es werden dabei – anders als in [1–4] – nicht einzelne Vias, sondern Vias in Arrays unter kompletter Berücksichtigung aller umgebenden Vias betrachtet, wozu sowohl auf Mess- als auch auf Simulationsdaten zurückgegriffen wird. Die Untersuchungen werden für Datenraten bis zu 25 Gb/s und sowohl für Übertragung mit einem Signalleiter („single-ended“) als auch für differentielle Übertragung durchgeführt.

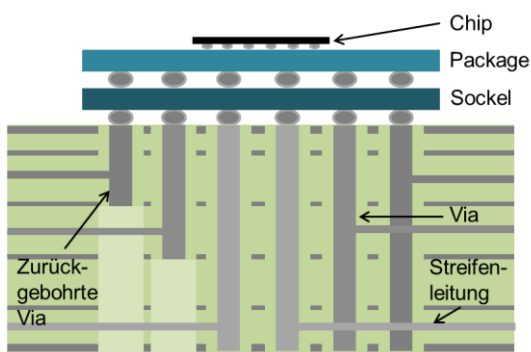


Bild 1: Typische Struktur für den Übergang von Signalen vom Chip auf die Leiterplatte (Querschnitt). Der Chip ist über Package und Sockel mit der Oberfläche der Leiterplatte verbunden. Innerhalb der Leiterplatte werden die Signale über Vias auf Streifenleitungen auf den einzelnen Routinglagen geführt. Unterschiede in der Signalqualität auf den verschiedenen Routinglagen ergeben sich maßgeblich durch den Einfluss der Vias.

2. Durchgeführte Messungen und Simulationen

Für die durchgeführte Analyse wurde eine Teststruktur entworfen, die es ermöglicht, den Einfluss der Routinglage für Vias an verschiedenen Positionen innerhalb eines Via-Arrays zu untersuchen. Zusätzlich zu den Messungen an der Teststruktur wurden Simulationen mit effizienten quasianalytischen Modellen durchgeführt. Die Simulationsergebnisse werden anhand der Messdaten validiert, um die Modelle anschließend zur Untersuchung weiterer, nicht auf der Teststruktur vorhandener Fälle einzusetzen. Einzelheiten der Messungen und Simulationen werden im Folgenden beschrieben.

2.1 Teststruktur und Messaufbau

Als Teststruktur wurde das in Bild 2(a) gezeigte Array aus 10x10 regelmäßig angeordneten Vias mit einem jeweiligen Abstand (Mittelpunkt zu Mittelpunkt) von 80 mil (1 mil = 0,0254 mm) verwendet. Das Verhältnis von Signal- zu Massevias beträgt 1:1. Die Teststruktur ist zusätzlich von einem quadratischen Käfig aus Massevias (23 Vias pro Kante, ebenfalls mit einem jeweiligen Abstand von 80 mil) umgeben, um sie gegenüber anderen Strukturen auf der vermessenen Leiterplatte ausreichend abzuschirmen. Zur Untersuchung des Einflusses der Routinglage werden Streifenleitungen der Länge 400 mil auf drei verschiedenen Signallagen aus dem Array herausgeführt. Die Position der Signallagen im Stackup ist in Bild 2(b) dargestellt. Die Streifenleitungen enden jeweils in einer Zugangsvia, die von sechs Massevias umgeben ist. Vor Durchführung der Messungen wurden an der Stelle der Zugangsvias spezielle Messzugänge, sogenannte „Recessed Probe Launches“ [6, 7], angelegt. Dazu wurde das Material oberhalb der jeweiligen Streifenleitung abgefräst und die Zugangsvia abgetrennt, so dass eine Messung direkt an der Streifenleitung gegen bereits in der Leiterplatte vorhandene Massepads möglich war. Es konnte somit eine genauere Untersuchung des elektrischen Verhaltens der Vias im Array – ohne störenden Einfluss der Zugangsvias auf die Messdaten – vorgenommen werden.

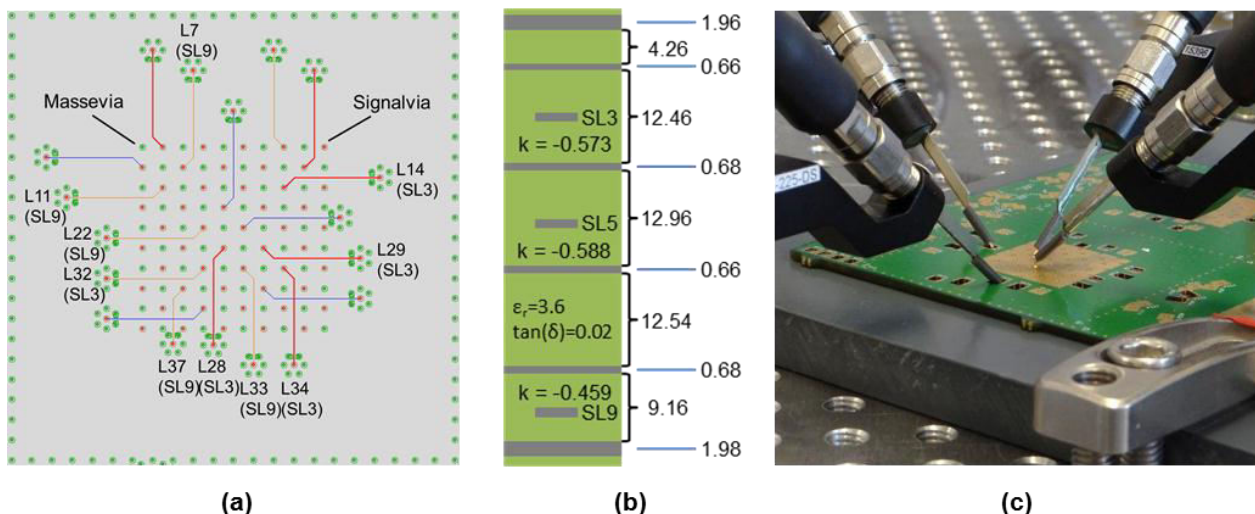


Bild 2: (a) Aufsicht auf das vermessene Via-Array in schematischer Darstellung mit Kennzeichnung der untersuchten Leitungen. (b) Stackup mit Dicken der einzelnen Lagen in mil aus der Vermessung eines Querschnitts der Testleiterplatte. (c) Messaufbau mit Teststruktur und positionierten Messspitzen.

Alle Messungen wurden als Viertormessungen mit einem Vektornetzwerkanalysator (Agilent E8364C, 12-port, 10 MHz – 50 GHz) durchgeführt. Es konnten somit pro Messung zwei Vias mit angeschlossenen Streifenleitungen charakterisiert werden. Es wurden Messspitzen der Firma GGB Industries (40A DS-style GS bzw. SG mit 225µm Pitch) nach Kalibration auf einem CS14-Substrat verwendet. Die Teststruktur mit den für die Messung positionierten Messspitzen ist in Bild 2(c) gezeigt.

2.2 Simulationsmethodik

Zur Simulation der Teststruktur sowie weiterer, nicht auf der Teststruktur vorhandener Fälle wurden effiziente quasianalytische Modelle für Vias und Streifenleitungen entsprechend der in [8] dargestellten Methodik verwendet. Zur Modellierung des Viafernfelds wurde die Parallelplattenimpedanz nach einer auf der Konturintegralmethode beruhenden Formulierung für unendliche Platten [9] berechnet. Zur Modellierung des Vianahfelds wurde das Modell nach [10] in der in [11] dargestellten Weise verwendet. Streifenleitungen wurden durch ihre Netzwerkparameter berücksichtigt, die für einfache Streifenleitungen analytisch aus der vorgegebenen charakteristischen Impedanz und für differentielle Streifenleitungen numerisch nach [12] aus dem Streifenleitungsquerschnitt bestimmt wurden. Der zur Einbindung der Streifenleitungen in das Gesamtmodell erforderliche Faktor k (siehe [8, 13]) ist für die drei Routinglagen in Bild 2(b) angegeben, in dem auch die Materialparameter des Substrats vermerkt sind.

3. Auswertung der Transmission auf verschiedenen Signallagen

In diesem Abschnitt wird die Auswirkung der Signallage in verschiedenen Szenarien – insbesondere mit Viastubs sowie nach Zurückbohren der Vias – untersucht. Es werden dabei Übertragung mit einem Signalleiter und differentielle Übertragung unterschieden.

3.1 Übertragung mit einem Signalleiter

Der Einfluss verschiedener Faktoren auf den Frequenzgang der Transmission wird für den Fall der Übertragung mit einem Signalleiter in Bild 3 untersucht. Für drei auf der gleichen Routinglage (SL3, siehe Bild 2(b)) geführte Verbindungen werden Messdaten für die Transmission zwischen Oberseite der Via im Array und dem verbundenen Messzugang (z.B. L14) in Bild 3(a) dargestellt. Trotz leichter Abweichungen zwischen den Kurven, die auf eine Abhängigkeit von der genauen Position der Via im Array hinweisen, lässt sich eine Übereinstimmung des charakteristischen Kurvenverlaufs erkennen, der vor allem durch die beiden Resonanzfrequenzen der Viastubs sowie durch Reflektionen am umgebenden Masseviakäfig geprägt ist. Im Gegensatz dazu zeigt der Vergleich zwischen Verbindungen auf verschiedenen Routinglagen in Bild 3(b) deutliche Unterschiede in den Kurvenverläufen. Während die Kurven im Frequenzbereich bis 8 GHz ähnlich verlaufen, ist die Transmission zwischen 8 GHz und 20 GHz umso besser, je tiefer die Routinglage liegt (je kürzer also der Viastub ausfällt). Im Frequenzbereich oberhalb von 20 GHz hingegen ergibt sich ein kompliziertes Frequenzverhalten. Insgesamt überwiegt der Einfluss der Routinglage deutlich den der Position im Via-Array.

Der Vergleich zwischen Messdaten und Simulationsergebnissen ist für eine auf SL3 geroutete Verbindung in Bild 4 dargestellt. Das simulierte Modell weicht von der gemessenen Teststruktur insofern ab, als die Eigenschaften der Messzugänge in Kombination mit den Messspitzen vom Modell nicht berücksichtigt werden können. Als Zugang zur Streifenleitung wurde in der Simulation ersatzweise eine kurze Blindvia verwendet, die sich nur zwischen den beiden Masselage ober- und unterhalb der entsprechenden Routinglage erstreckt. Die in Bild 4(a) zu erkennende Abweichung zwischen gemessener und simulierter Reflexion ist wesentlich auf diese ungenaue Modellierung zurückzuführen. Der Vergleich zwischen gemessener und simulierter Transmission (Bild 4(b)) zeigt trotz der abweichenden Modellierung eine gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe bis ca. 30 GHz sowie eine näherungsweise Übereinstimmung auch darüber hinaus, allerdings bei merklicher Frequenzverschiebung. Die Ergebnisse der quasianalytischen Modelle sollten somit für Untersuchungen von Datenraten von bis zu 20 Gb/s – näherungsweise auch 25 Gb/s – geeignet sein.

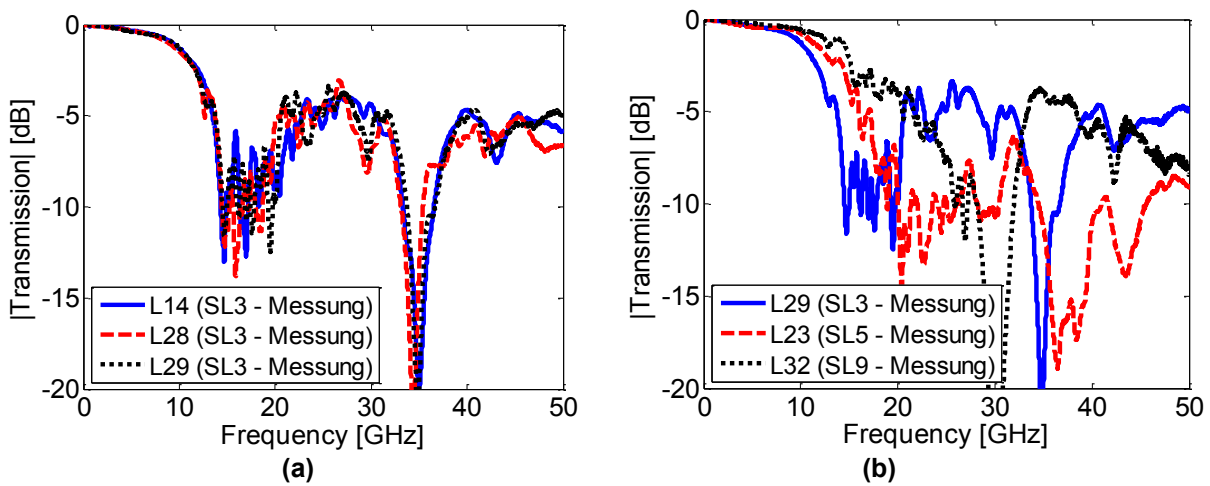


Bild 3: (a) Transmission zwischen Oberseite der Via im Array und dem angeschlossenen Recessed Probe Launch für verschiedene auf SL3 geroutete Verbindungen. (b) Entsprechende Transmission für Verbindungen auf unterschiedlichen Routinglagen. Der Einfluss der Routinglage überwiegt deutlich den der Position im Array.

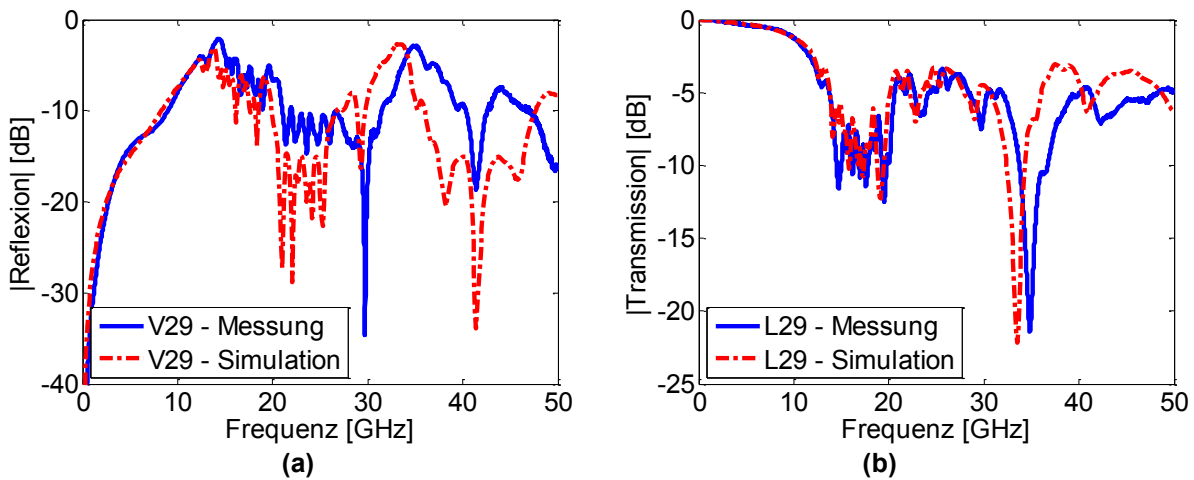


Bild 4: (a) Reflexion und (b) Transmission für eine auf SL3 geroutete Verbindung. V29 bezeichnet die mit L29 verbundene Via innerhalb des Arrays. Für die Transmission existiert eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation für Frequenzen bis ca. 30 GHz.

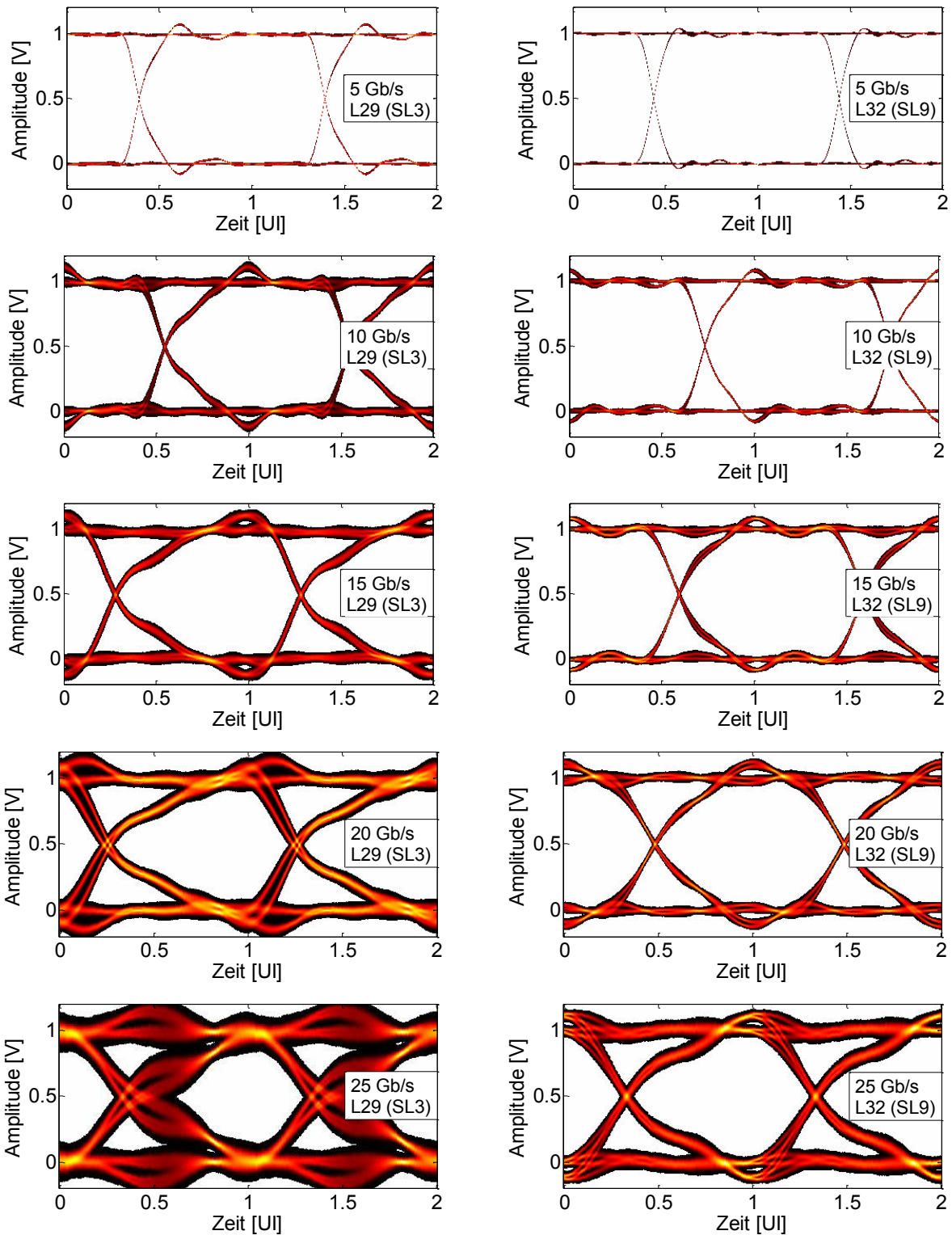


Bild 5: Vergleich zweier Augendiagramme auf Routinglage SL3 und Routinglage SL9 bei Datenraten von 5 Gb/s bis 25 Gb/s, basierend auf gemessenen S-Parametern. Bei 5 Gb/s sind beide Augendiagramme nahezu vollständig geöffnet, es ist kein relevanter Einfluss der Routinglage zu erkennen. Mit zunehmender Datenrate ist für beide Augendiagramme ein Einfluss des Viastubs zu erkennen, bei Routing auf SL3 (und somit einem längeren Viastub) ist der Effekt auf das Augendiagramm allerdings deutlich stärker.

Zur Untersuchung der Signalqualität in Abhängigkeit von Routinglage und Datenrate wird von den S-Parametern zu Augendiagrammen übergegangen. Diese werden nach einem statistischen Ansatz [14] aus den gemessenen bzw. simulierten S-Parametern berechnet. Als Signal wird ein Zufallssignal mit gleichwahrscheinlichen Spannungspiegeln 0 V und 1 V sowie Anstiegs- und Abfallzeiten von 10% des Einheitsintervalls angenommen. Bild 5 zeigt beispielhaft die aus Messdaten ermittelten Diagramme für jeweils eine auf SL3 und eine auf SL9 geführte Verbindung bei Datenraten von 5 Gb/s bis 25 Gb/s. Es lässt sich erkennen, dass die Routinglage bei 5 Gb/s nahezu keinen Einfluss besitzt. Mit zunehmender Datenrate zeigt sich hingegen ein immer deutlicherer Einfluss. Die Augenöffnung reduziert sich für beide Routinglagen, auf SL3 fällt die Reduktion aufgrund des längeren Viastubs jedoch wesentlich stärker aus als auf SL9.

Um einen Überblick über den Einfluss der Routinglage in verschiedenen Konstellationen zu geben, wird im Folgenden nicht mehr das Augendiagramm als Ganzes, sondern lediglich die vertikale Augenöffnung als Kennzahl für die Signalqualität untersucht. Bild 6(a) zeigt die Abhängigkeit der vertikalen Augenöffnung von der Datenrate für gemessene Verbindungen auf der Teststruktur. Betrachtet werden vier Verbindungen auf Routinglage SL3 sowie sechs Verbindungen auf Routinglage SL9. Für jede der beiden Routinglagen ist das Band zwischen der schlechtesten und der besten Augenöffnung dargestellt. Es zeigt sich auch in dieser Darstellung, dass zwischen den beiden Routinglagen insbesondere bei hohen Datenraten ein deutlich größerer Unterschied besteht als zwischen den einzelnen Verbindungen einer Routinglage, wobei sich die Augenöffnungen bei verschiedenen Routinglagen um mehr als 20 % des Spannungspegels unterscheiden können. In Bild 6(b) ist ein entsprechender Plot basierend auf den simulierten S-Parametern für die Teststruktur erstellt worden. Die auf simulierten S-Parametern beruhende Auswertung erreicht zwar keine exakte Übereinstimmung mit der auf Messwerten beruhenden, zeigt aber eine sehr ähnliche Tendenz. In Bild 6(c) sind die vertikalen Augenöffnungen – basierend auf simulierten S-Parametern – nach Zurückbohren der Vias auf SL3 dargestellt. In der Simulation wurde dafür ein Zurückbohren bis zur ersten Maselage unterhalb von SL3 angenommen, so dass nur ein minimaler Viastub verbleibt. Die Vias auf SL9 bleiben unverändert, da sie bereits einen minimalen Stub besitzen. Wie erwartet führt das Zurückbohren der Vias zu einer deutlichen Verbesserung der Signalqualität bei hohen Datenraten. Zudem ist nun ein Routing auf der oberen Signallage (SL3) günstiger, da nach dem Wegfallen des Viastubs vor allem die Länge der durch die Via dargestellten Diskontinuität für die Signalqualität entscheidend ist. Die durch diesen Längenunterschied zwischen den Routinglagen verursachte Abweichung der Augenöffnungen kann bei 25 Gb/s mehr als 10% des Spannungspegels betragen.

3.2 Differentielle Übertragung

Für hohe Datenraten im Bereich mehrerer Gb/s ist eine differentielle Signalübertragung üblich und insbesondere aufgrund der höheren Immunität gegenüber Störungen häufig sogar notwendig. Aus diesem Grund werden die bislang vorgenommenen Untersuchungen hier auf den differentiellen Fall erweitert. Betrachtet wird ein Via-Array mit regelmäßig angeordneten Signal- und Massevias, aus dem an drei Stellen differentielle Leitungen herausgeführt werden (siehe Bild 7(a)). Für die Leitungsenden werden in der Simulation wie zuvor kurze Blindvias angenommen. Für jede Leitungsposition wurde eine Simulation mit Leitungsführung auf SL3 und eine Simulation mit Leitungsführung auf SL9 durchgeführt. Die sich ergebenden Augenöffnungen sind in Bild 7(b) dargestellt.

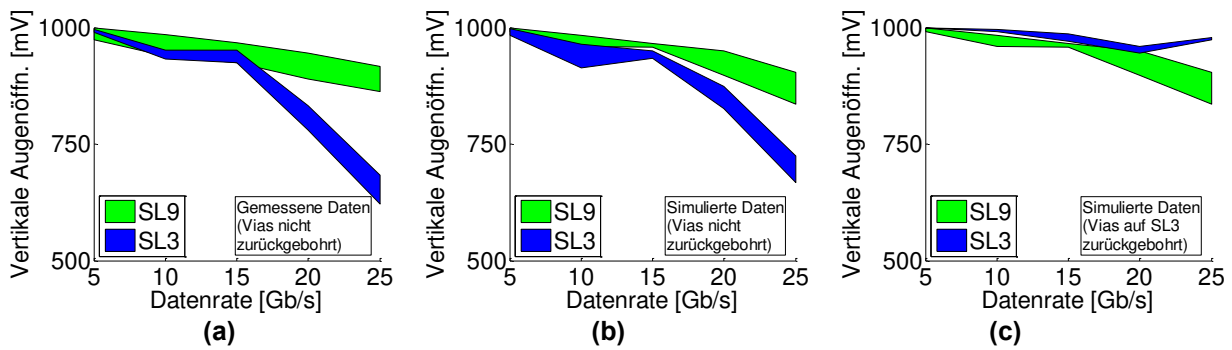


Bild 6: Auswertung der vertikalen Augenöffnungen in Abhängigkeit von Routinglage und Datenrate für die in Bild 2(a) gezeigte Struktur basierend auf (a) gemessenen Streuparametern, (b) simulierten Streuparametern und (c) simulierten Streuparametern bei zurückgebohrten Vias auf SL3.

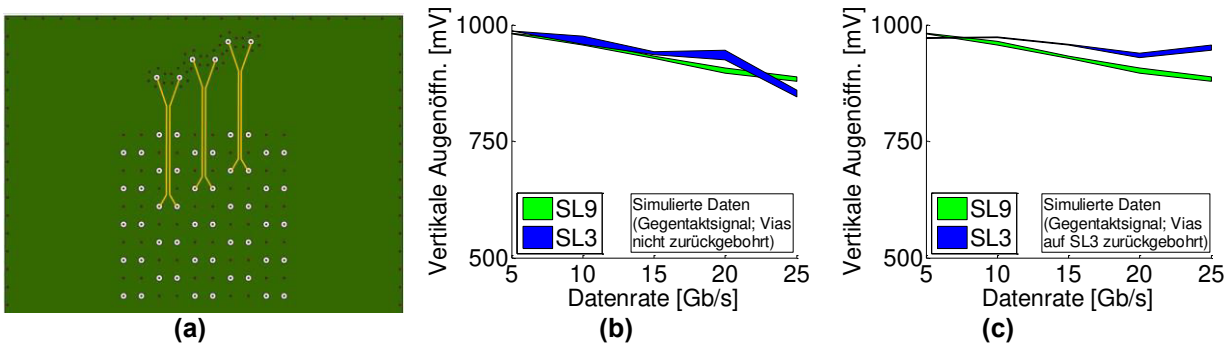


Bild 7: Auswertung der vertikalen Augenöffnungen bei differentieller Übertragung: (a) Ausschnitt der betrachteten Struktur mit den drei simulierten Linkpositionen. (b) Augenöffnungen ohne Zurückbohren der Vias. (c) Augenöffnungen bei zurückgebohrten Vias auf SL3.

Für die untersuchte Struktur fällt der Stubeffekt bei der differentiellen Übertragung geringer aus als bei Übertragung mit einem Signalleiter, und wirkt sich erst ab 25 Gb/s erkennbar aus. Eine differentielle Übertragung ist also nicht nur unter dem Gesichtspunkt der Störimmunität, sondern auch aufgrund der geringeren Beeinflussung durch Viastubs insbesondere bei hohen Datenraten in Erwägung zu ziehen. Nach Zurückbohren der Vias auf SL3 hingegen ist – analog zum Fall der Übertragung mit einem Signalleiter – ein Routing auf SL3 bereits ab Datenraten von 10 Gb/s günstiger (Bild 7(c)).

4. Zusammenfassung

Eine messtechnische und simulatorische Untersuchung zeigt einen deutlichen Einfluss der Routinglage auf die Signalqualität. Eine Auswertung von Augendiagrammen bei einer Datenrate von 25 Gb/s und Übertragung mit einem Signalleiter zeigt für den Fall nicht zurückgebohrter Vias einen durch den Stubeffekt verursachten Unterschied von mehr als 20 % des Eingangsspannungspegels zwischen oberster und unterster Routinglage, wobei die beste Signalqualität auf der untersten Routinglage erreicht wird. Im Falle zurückgebohrter Vias existieren Unterschiede von mehr als 10 % des Eingangsspannungspegels aufgrund der unterschiedlichen Vialängen im Signalpfad, wobei die beste Signalqualität auf der obersten Routinglage erreicht wird. Eine differentielle Signalübertragung bietet für die betrachtete Teststruktur den Vorteil einer geringeren Auswirkung des Stubeffekts, dennoch gelten die zuvor getroffenen Aussagen im Grundsatz auch für die differentielle Übertragung.

Referenzen

- [1] T. Kushta, K. Narita, T. Kaneko, T. Saeki, and H. Tohya, "Resonance stub effect in a transition from a through via hole to a stripline in multilayer PCBs," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*, vol. 13, no. 5, pp. 169–171, May. 2003.
- [2] S. Deng, J. Mao, T. H. Hubing, J. L. Drewniak, J. Fan, J. L. Knighten, N. W. Smith, and R. Alexander, "Effects of open stubs associated with plated through-hole vias in backpanel designs," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2004.
- [3] J. Shin and T. Michalka, "Comprehensive design guidance for PTH via stub in board-level high speed differential interconnects," *60th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, 2010.
- [4] C.-L. Yeh, Y.-C. Tsai, C.-M. Hsu, L.-S. Liu, S.-H. Tsai, Y. H. Kao, and G.-H. Shiue, "Influence of via stubs with different terminations on time-domain transmission waveform and eye diagram in multilayer PCBs," *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, 2012.
- [5] K. J. Han, X. Gu, Y. H. Kwark, L. Shan, and M. B. Ritter, "Modeling On-Board Via Stubs and Traces in High-Speed Channels for Achieving Higher Data Bandwidth," *IEEE Trans. Compon. Packag. Manufact. Technol*, to be published.
- [6] Young Kwark, Christian Schuster, Lei Shan, Christian Baks, Jean Trehwella, "The recessed probe launch—A new signal launch for high frequency characterization of board level packaging," *IEC DesignCon Conference*, 2005.
- [7] M. Kotzev, R. Rimolo-Donadio, Y. H. Kwark, C. W. Baks, X. Gu, and C. Schuster, "Electrical Performance of the Recessed Probe Launch Technique for Measurement of Embedded Multilayer Structures," *IEEE Trans. Instrum. Meas*, vol. 61, no. 12, pp. 3198–3206, 2012.
- [8] R. Rimolo-Donadio, Xiaoxiong Gu, Y. Kwark, M. Ritter, B. Archambeault, F. de Paulis, Y. Zhang, J. Fan, H.-D. Brüns, and C. Schuster, "Physics-Based Via and Trace Models for Efficient Link Simulation on Multilayer Structures Up to 40 GHz," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*, vol. 57, no. 8, pp. 2072–2083, Aug. 2009.
- [9] X. Duan, R. Rimolo-Donadio, S. Müller, K. J. Han, X. Gu, Y. H. Kwark, H.-D. Brüns, and C. Schuster, "Impact of multiple scattering on passivity of equivalent-circuit via models," *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, 2011.
- [10] A. G. Williamson, "Radial-line/coaxial-line junctions: analysis and equivalent circuits," *International Journal of Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 91–104, 1985.
- [11] S. Müller, X. Duan, M. Kotzev, Y.-J. Zhang, J. Fan, X. Gu, Y. H. Kwark, R. Rimolo-Donadio, H.-D. Brüns, and C. Schuster, "Accuracy of Physics-Based Via Models for Simulation of Dense Via Arrays," *IEEE Trans. Electromagn. Compat*, vol. 54, no. 5, pp. 1125–1136, Oct. 2012.
- [12] S. Müller, R. Rimolo-Donadio, H.-D. Brüns, C. Schuster, "Schnelle Simulation verlustbehafteter Verbindungsstrukturen auf Leiterplatten auf der Grundlage quasi-analytischer Via-Modelle und der Leitungstheorie," *Internationale Fachmesse für elektromagnetische Verträglichkeit (EMV Düsseldorf)*, 2010.
- [13] A. E. Engin, W. John, G. Sommer, W. Mathis, and H. Reichl, "Modeling of Striplines Between a Power and a Ground Plane," *IEEE Trans. Adv. Packag*, vol. 29, no. 3, pp. 415–426, 2006.
- [14] D. Timmermann, R. Rimolo-Donadio, Y. H. Kwark, T.-M. Winkel, C. Siviero, H. Harer, and C. Schuster, "Methods for calculation of eye diagrams for digital links with multiple aggressors having unknown time offsets," *IEEE 16th Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2012.

Zeitbereichs-Nahfeld-Immunitätsprüfung auf PCB-Ebene

Dipl.-Ing. Mario Krause, Prof. Dr. -Ing. Marco Leone
OvG-Universität Magdeburg – Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

1 Einleitung

Elektronische Systeme weisen immer höhere Taktraten und Verarbeitungsgeschwindigkeiten auf. Gleichzeitig werden Betriebs- und Signalspannungspegel reduziert, insbesondere in Hochgeschwindigkeits-Datenverarbeitungssystemen. Als Beispiel sei hier der LVDS-Standard (Low Voltage Differential Signal) genannt, bei dem die Differenz zwischen High und Low-Pegel nur 0,3 V beträgt. Somit sinkt das Signal-Rausch-Verhältnis und die Störempfindlichkeit nimmt zu. Die fehlerfreie Funktion eines Gerätes im Einklang mit geltenden EMV-Normen wird üblicherweise unter Fernfeldbedingungen in einer Absorberhalle oder im Freifeld (OATS) nachgewiesen. Besteht der Prüfling den Test nicht, liegen Störfrequenz und Feldstärke, bei denen es zu einer Funktionsbeeinträchtigung gekommen ist, vor. Jedoch lassen sich oftmals keine Informationen über die Lage kritischer Koppelpfade oder besonders empfindlicher Komponenten ableiten. Hier kann das Nahfeld-Immunitätsverfahren als zusätzliches diagnostisches Werkzeug hilfreich sein. Dabei wird mit einer relativ kleinen Antenne (Sonde), die von einem Störsignal gespeist wird, die Oberfläche des Prüflings abgetastet und Störereignisse aufgezeichnet. Während andere Autoren die Messergebnisse auf die Sonden-Eingangleistung beziehen, ist das Ziel der vorliegenden Arbeit, analog zu normgerechten Fernfeld-Messungen, die Feldstärkeamplitude am Prüfling zu kennen. Für harmonische (CW) Störsignale wurde in [2] eine entsprechende Kalibriermethode entwickelt, bei der die Sonde in einer Mini-TEM-Zelle vermessen wird. In der vorliegenden Veröffentlichung wird diese Kalibriermethode auf den Zeitbereich erweitert, sodass die Feldstärke beliebiger transientser Signale eingestellt werden kann. Um das Verfahren zu verifizieren, wird die eingekoppelte Spannung in eine Testleitung mit Messung und Simulation verglichen. Abschließend werden Messbeispiele gezeigt, bei denen das Bitfehlerverhältnis einer digitalen Übertragungsstrecke in Abhängigkeit der Übertragungsrate, Störfeldstärke und Wiederholungsrate eines Störsignals untersucht wird.

2 Messsystem

Abb. 1 zeigt das Nahfeldmesssystem mit Signalgenerator, Verstärker, Antenne, Prüfling und Bitfehlermesseinheit. Das elektromagnetische Störfeld wird von einer elektrisch kleinen Antenne (Sonde) erzeugt, die an einem Signalgenerator mit nachfolgendem Leistungsverstärker (10 W) angeschlossen ist. Als Sonde wird für die elektrische Beeinflussung eine kurze Stabantenne und für die magnetische Beeinflussung eine kleine Leitchleife verwendet. Der verwendete Positionierroboter hat eine Auflösung von einem Millimeter in allen drei Raumrichtungen und kann mit einer seriellen Schnittstelle zum Computer an jede Stelle über dem Prüfling bewegt werden. Die Störwirkung kann auf verschiedene Weise aufgezeichnet und bewertet werden. Eine Möglichkeit ist das Oszillographieren der ein- und ausgehenden Signale. In unserem Fall erfolgt die Messung des Bitfehlerverhältnisses einer digitalen Übertragungsstrecke, auf der eine Zufallsbitfolge übermittelt wird. Während der Messung werden die Feldstärke und Frequenz der Störgröße geändert und die Antennenposition und die Datenübertragungsgeschwindigkeit

keit in der Testleitung variiert. Die Sondenposition und alle Signalparameter können mittels Computer und GPIB Schnittstelle vollständig automatisiert eingestellt werden.

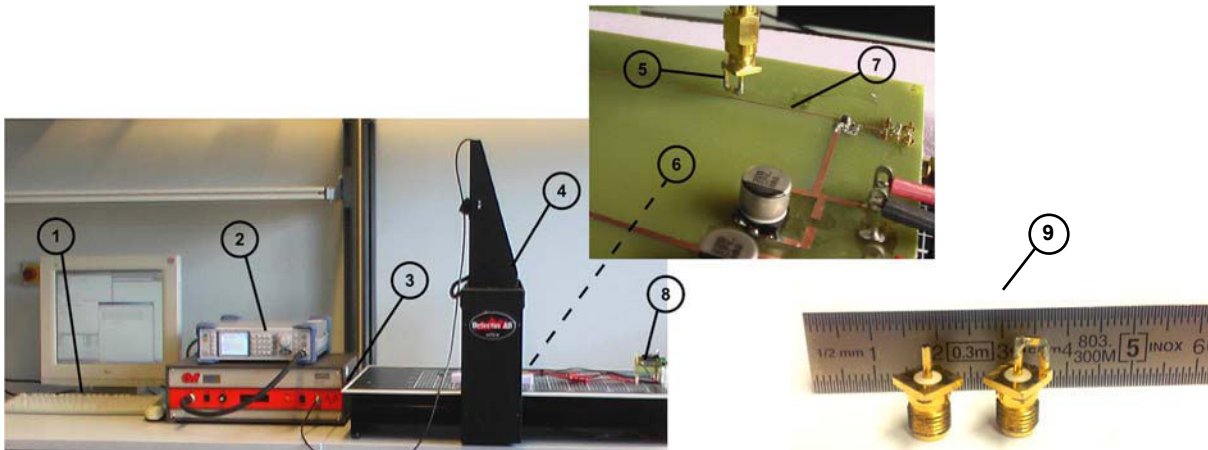


Abb. 1: Messsystem mit Rechner (1), Signalgenerator (2), Verstärker (3), Positionierroboter (4), Nahfeldsonde (5), Prüfling (6) mit Testleitung (7), Bitfehlermesseinheit (8), elektr. und magn.Nahfeldsonde (9)

3 Zeitbereichskalibrierung

Abb. 2 zeigt den Messaufbau für die Kalibrierung, bei der die Sonde innerhalb einer Mini-TEM-Zelle montiert wird.

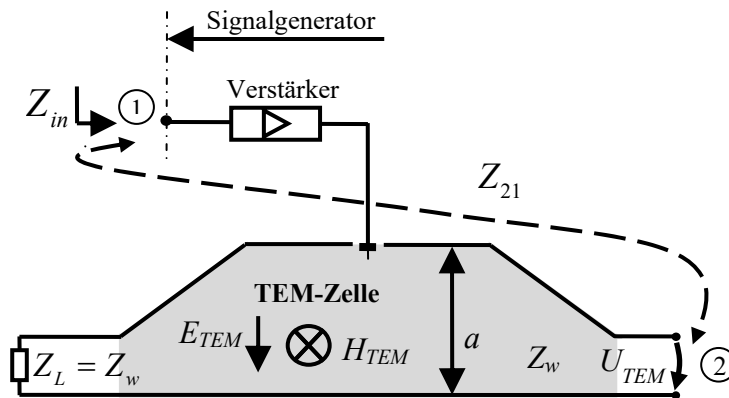


Abb. 2: Kalibrier-Messaufbau mit Nahfeldsonde in einer TEM-Zelle (schematisch)

Zunächst wird das Übertragungsverhalten der gesamten Signalstrecke inklusive Kabel, Verstärker und Antenne durch Messung der Transferimpedanz (Z_{21}) bestimmt. Dabei wird Port 1 des Netzwerkanalysators mit der Zuleitung an den Eingang des Verstärkers angeschlossen und Port 2 mit dem TEM-Zellenausgang. Auf der anderen Seite ist die TEM-Zelle mit ihrem Wellenwiderstand reflexionsfrei abgeschlossen. Mit Hilfe der Transferimpedanz kann der Zusammenhang zwischen Generatorspannung U_{gen} und elektrischem bzw. magnetischem Dipolmoment der Antenne p bzw. m aufgestellt werden [2]:

$$p = U_{Gen} \cdot \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot a}{Z_w \cdot Z_{in}}, \quad (1)$$

$$m = U_{Gen} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot Z_F \cdot a}{\mu \cdot Z_w \cdot Z_{in}}. \quad (2)$$

Dabei bezeichnet a die Septumhöhe der TEM-Zelle, Z_{in} die Eingangsimpedanz des Verstärkers inklusive Kabel, j die komplexe Einheit, ω die Kreisfrequenz und μ die Permeabilität. Für elektrisch kleine Sonden können die Feldgleichungen für den Hertzschen bzw. Fitzgeraldschen Dipol verwendet werden, um die relevanten Feldkomponenten unterhalb der Sonde E_r , H_θ (Kugelkoordinaten) zu berechnen [3]:

$$E_r(\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot p(\omega) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot r^3}, \quad (3)$$

$$H_\theta(\omega) = \frac{1}{4 \cdot \pi} m(\omega) \cdot \frac{1}{r^3}. \quad (4)$$

Hierbei ist ϵ_0 die Permittivität des Vakuums und r der radiale Abstand zur Punktquelle. Für die realen, geometrisch ausgedehnten Sonden wird ein effektiver Abstand definiert, der mittels numerischer Feldsimulation ermittelt wird. Das zeitabhängige Dipolmoment erhält man über die inverse Fourier Transformation von Gl. (1). Beispielsweise für die elektrische Sonde ergibt sich:

$$p(t) = \frac{2 \cdot a}{Z_w} \cdot \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{Z_{21}(\omega) \cdot U_{gen}(\omega)}{Z_{in}(\omega)} \right\}. \quad (5)$$

Der Term $1/j\omega$ in Gl. (3) führt bei der Transformation in den Zeitbereich zu einer Zeitintegration [5]:

$$\frac{1}{j\omega} F(j\omega) \bullet - \circ \int_0^t f(t') dt'. \quad (6)$$

Das zeitabhängige elektrische Feld der Sonde ergibt sich somit zu

$$E_r(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r^3 \epsilon_0} \int_0^t p(t') \cdot dt'. \quad (7)$$

In analoger Weise leitet sich die Zeitbereichslösung für das magnetische Dipolmoment und das magnetische Feld ab:

$$m(t) = \frac{2 \cdot Z_F \cdot a}{\mu \cdot Z_w} \cdot \int \left[\mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{Z_{21}(\omega) \cdot U_{gen}(\omega)}{Z_{in}(\omega)} \right\} \right] dt, \quad (8)$$

$$H_\theta(t) = \frac{1}{4 \cdot \pi} m(t) \cdot \frac{1}{r^3}. \quad (9)$$

Mit den Gleichungen (5), (7), (8) und (9) kann die zeitabhängige Feldstärke aus der Generatorspannung U_{gen} berechnet werden. Dabei ist das Übertragungsverhalten der gesamten Signalkette, inklusive Verstärker, Kabel und Antenne mit berücksichtigt.

3.1 Implementation

Bei der Berechnung der erforderlichen Fourier-Rücktransformationen (5) bzw. (8) muss stets der Zusammenhang zwischen Bandbreite und Auflösung im Zeit- und Frequenzbereich beachtet werden. Die transiente Generatorspannung $u_{gen}(t)$ wird mittels Oszilloskop im Zeitbereich gemessen, die Eingangs- und Transferimpedanz mit einem Netzwerkanalysator im Frequenzbereich. Für die folgenden Schritte muss $u_{gen}(t)$ mit N -Abtastwerten zunächst in den Frequenzbereich transformiert werden [5]:

$$U_{gen}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{gen}(n) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \frac{2\pi \cdot k}{N}} \quad (10)$$

$U_{gen}(k)$ ist die transformierte Spannung, k die Frequenzschrittweite und $u_{gen}(n)$ das abgetastete Zeitsignal. Für die Frequenzachse und Amplitude muss die Skalierung $f = k \cdot f_s / N$ und $U_{gen}(f) = U_{gen}(k) / N$ durchgeführt werden. Die zeitliche Auflösung bestimmt die maximale Frequenz im Spektrum (Abb. 3).

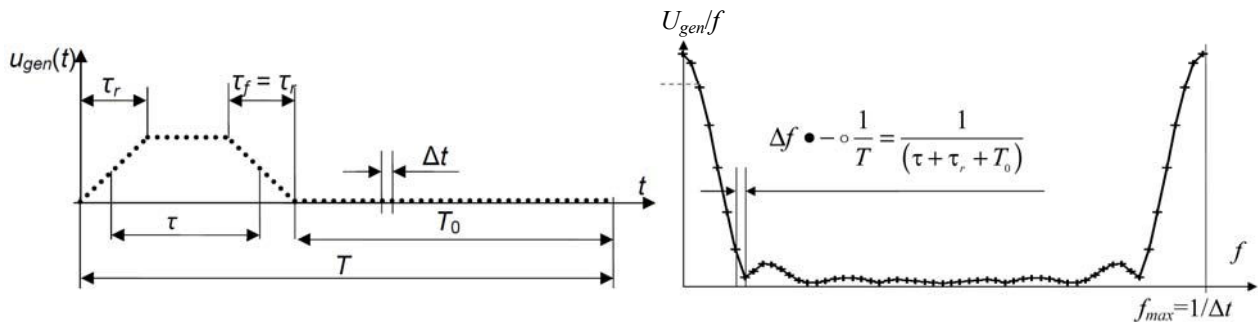


Abb. 3 links: Impulssignal mit Anstiegs- Halte- und Fallzeit τ_r , τ , τ_f , Rechts: Amplitudendichtespektrum eines nicht-periodischen Trapezpulses

Umgekehrt bestimmt die Gesamtdauer des Zeitsignals die Auflösung im Frequenzbereich. Um die gleiche Frequenzschrittweite von Spannung und Impedanz zu haben, kann das Signal interpoliert und neu abgetastet werden. Nachdem Spannung und Impedanz mit gleicher Frequenzschrittweite vorliegen, können beide Größen nach Gl. (5) bzw. (8) miteinander multipliziert und anschließend der inversen Fourier-Transformation (IDFT) unterzogen werden:

$$u_{gen}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U_{gen}(k) \cdot e^{j \cdot n \cdot \frac{2\pi \cdot k}{N}} \quad (11)$$

Die Zeitachse und Amplitude erhält man mit den folgenden Normierungen $t = n / f_s$ und $u_{gen}(t) = u_{gen}(n) \cdot N$. Bei der magnetischen Feldsonde wird analog vorgegangen.

3.2 Verifikation

Um die beschriebene Kalibrieremethode zu validieren, wird die in eine Testleitung eingekoppelte Spannung gemessen und mit einer Referenzsimulation verglichen. Die Leitung ist beidseitig abgeschlossen durch einen Abschlusswiderstand auf der einen und durch die Oszilloskop-Eingangsimpedanz auf der anderen Seite (Abb. 4) [2]. Als Referenz dient eine numerische 3D-Feldsimulation (Abb. 4 rechts) mit der Momentenmethode (Concept). Für den direkten Vergleich von Mess- und Simulationsergebnis wird die eingekoppelte Spannung auf die anregende Feldstärke bezogen. Hierzu betrachten wir das Dipolmoment p der Antenne, das sich bei einem kurzen Monopol aus dem Antennenstrom I_{Ant} ergibt zu:

$$p = I_{Ant} \cdot h \quad (12)$$

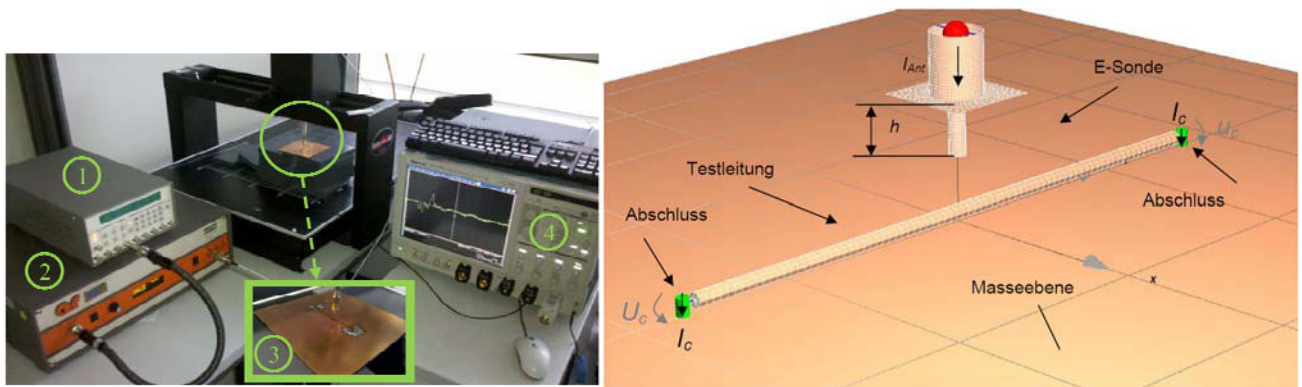


Abb. 4 links: Messaufbau für die Verifikation (1: Pulsgenerator, 2: Leistungsverstärker, 3: Testleitung, 4: Oszilloskop), Rechts: Simulationsmodell für die Referenzsimulation zur Validierung.

Das Antennendipolmoment p kann mit einer Messung in einer TEM-Zelle ermittelt werden. Der benötigte Messaufbau ist in Abb. 5 schematisch dargestellt.

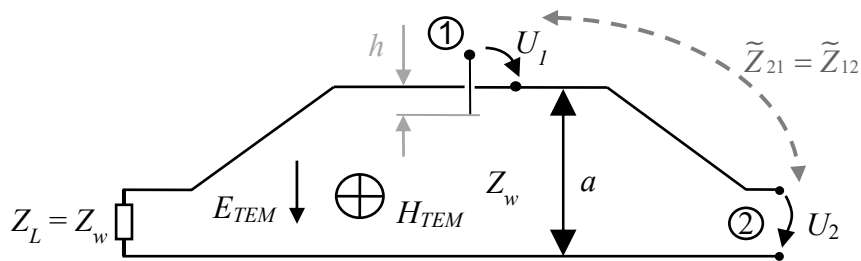


Abb. 5: Messaufbau für die Bestimmung des Sonden-Dipolmomentes mit Hilfe einer TEM-Zelle

Unter der Voraussetzung, dass die TEM-Zelle ein lineares und passives Verhalten aufweist, ist die Transferimpedanz zwischen Port 1 und 2 in reziproker Weise definiert:

$$\tilde{Z}_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = \tilde{Z}_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} . \quad (13)$$

Dabei bezeichnen U_1, I_1 Spannung und Strom an den Sondenanschlüssen und U_2, I_2 die TEM-Zellen-Spannung bzw. den Strom. Die Tilde über der Transferimpedanz weist darauf hin, dass es sich hierbei um das Transferverhalten der Sonde in der der TEM-Zelle handelt, ohne die restliche Signalstrecke mit Kabel und Verstärker (Abb. 2). Die Leerlauf-Empfangsspannung der Sonde in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke E lässt sich über die Antennenhöhe wie folgt berechnen [6]:

$$U_1|_{I_1=0} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot h . \quad (14)$$

Das elektrische Feld innerhalb der TEM-Zelle ist durch die Septumhöhe a und die Spannung am Port 2 einfach gegeben zu

$$E_{TEM} = \frac{U_2}{a} = \frac{I_2 \cdot Z_w}{a} . \quad (15)$$

Mit den Gleichungen (14) und (15) kann die Spannung U_1 in Gl. (13) ersetzt werden:

$$\tilde{Z}_{12} = \frac{Z_w \cdot h}{2 \cdot a} . \quad (16)$$

Durch Einsetzen von (16) in (13) kann unter Verwendung von (12) das Sonden-Dipolmoment p in Abhängigkeit der Generatorspannung, TEM-Zellenhöhe und Wellenwiderstand ausgedrückt werden:

$$p = \frac{2 \cdot U_2 \cdot a}{Z_w} \quad (17)$$

Als Ergebnis der numerischen Simulation wird zunächst die auf den Antennenstrom normierte Frequenzbereichsantwort der Lastspannung ermittelt:

$$F(\omega) = \frac{U_c(\omega)}{I_{Probe}(\omega)}. \quad (18)$$

Unter Verwendung von (12) erhält man die auf das anregende Dipolmoment p bezogene Frequenzantwort der eingekoppelten Lastspannung zu

$$U_c(\omega) = F(\omega) \cdot \frac{p}{h}. \quad (19)$$

Die zeitabhängige eingekoppelte Spannung erhält man schließlich nach Durchführung einer inversen Fouriertransformation von Gl. (19).

Der Vergleich zwischen Mess- und Simulationsergebnis für die eingekoppelte Lastspannung in Abb. 6 (links) zeigt eine gute Übereinstimmung. Die relative Amplitudenabweichung liegt unter 20 %. Der anregende Generatorpuls und das Signal am Verstärker Ausgang ist in Abb. 6 rechts zu sehen.

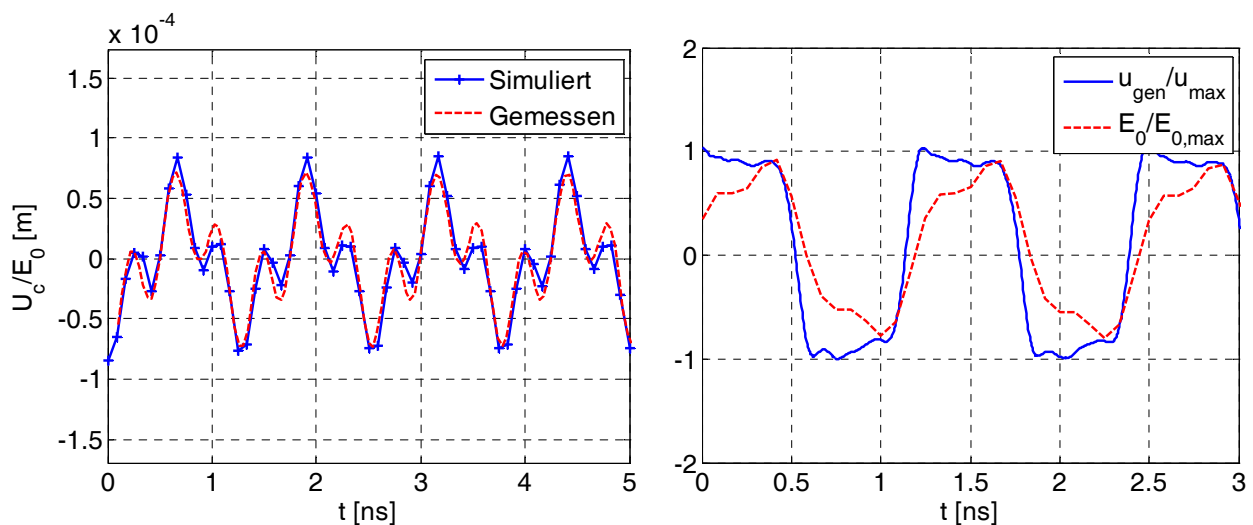


Abb. 6 links: Vergleich von gemessener und simulierter, eingekoppelter Lastspannung zur Validierung der Kalibrierung im Zeitbereich ($E_0 = 2 \text{ kV/m}$), Rechts: Generatorsignal und Feldstärke, gemessen am TEM-Zellenausgang.

4 Anwendungsbeispiel

Die Zeitbereichs-Nahfeldimmunitätsprüfung wird an einer kommerziellen FR-4-Leiterplatte mit Übertragungsleitung und 2 CMOS Schaltkreisen (single inverter) durchgeführt.

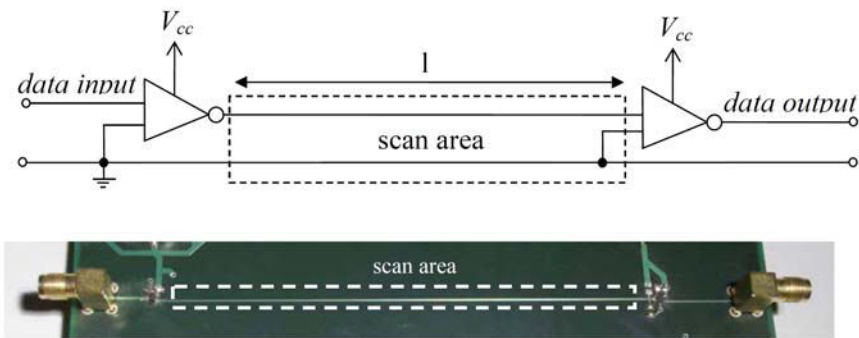


Abb. 7: Leiterplatte mit Übertragungsleitung und gescanntem Bereich

Die Versorgungsspannung der Schaltung beträgt 1,8 V, die Leitungslänge ist 110 mm und der Wellenwiderstand $Z_w = 100 \Omega$. Die Leitung ist an beiden Seiten infolge der Inverter-Eingangsimpedanzen fehlangepasst, was die Sensitivität der Übertragungsstrecke durch Leitungsresonanzen erhöht. Als Testsignal wird eine Zufallsbitfolge mit 2047 bit Wortlänge übermittelt, erzeugt von einem linear rückgekoppelten Schieberegister. Als Störsignal wurde ein Trapezpuls mit einer Anstiegszeit von 0,1 ns verwendet. Als Messgröße dient das Bitfehlerverhältnis (BER, bit error ratio), definiert als das Verhältnis aus fehlerhaften zu insgesamt übertragenen Bits. Abb. 8 (links) zeigt die gemessenen Resultate in Abhängigkeit der elektrischen Störfeldamplitude E_0 für verschiedene Signalübertragungsgeschwindigkeiten. In Abb.8 (rechts) ist das BER bei magnetischer Störung in Abhängigkeit der Repetitionsrate des Störsignals aufgetragen. Zum Vergleich dient das Ergebnis bei CW-Anregung.

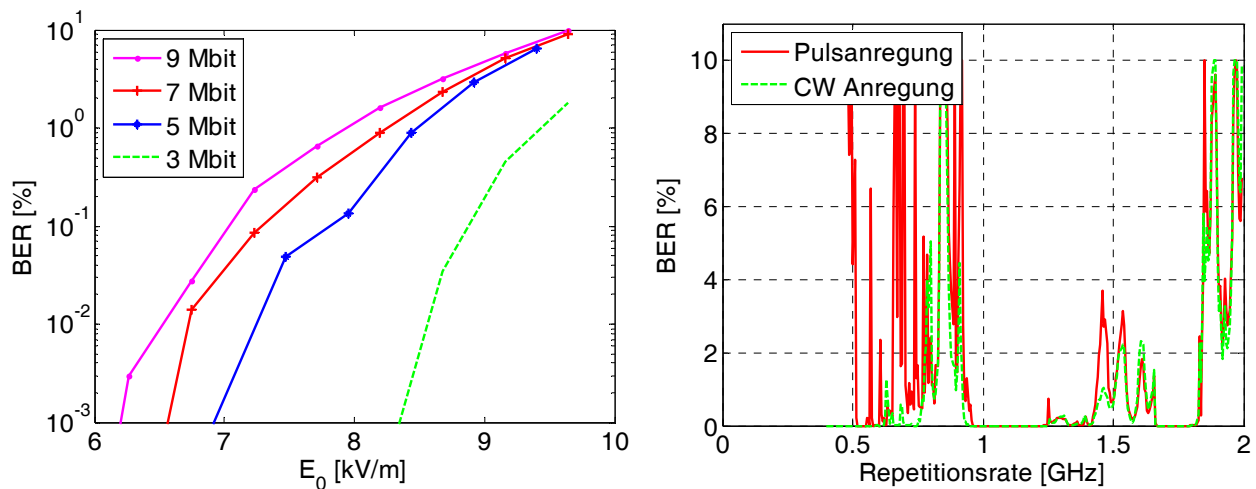


Abb. 8 Links: Bitfehlerverhältnis für verschiedene Übertragungsraten in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke E_0 (Repetitionsrate 850 MHz). Rechts: Bitfehlerverhältnis (7 Mbit/s) in Abhängigkeit der Repetitionsrate, bei magnetischer Störung mit Amplitude 15 A/m bei CW- und Pulsbeeinflussung.

Das mit der verwendeten Bitfehlermessung maximal messbare Bitfehlerverhältnis beträgt 10 %, was in der Praxis einem totalen Informationsverlust entspricht. Abb. 8 links zeigt, dass das Bitfehlerverhältnis mit steigender Feldstärke und mit steigender Datenrate anwächst. In Abb. 8 rechts fällt auf, dass der Bitfehler an den Resonanzfrequenzen der Leitung maximal wird. Die erste Leitungsresonanz liegt bei ca. 850 MHz bei einer relativen Permittivität von 4,3 des Leiterplattenmaterials. Die Abweichung bei der 2. und 3. Resonanz ist mit der frequenzabhängigen Permittivität des Platinenmaterials FR-4 zu erklären. Weiterhin ist erkennbar, dass bei Anregung mit Pulsen auch Bitfehler bereits unterhalb der ersten Leitungsresonanz auftreten. Ursache sind hier die Harmonischen aus denen sich der Trapezpuls zusammensetzt. Die zum Vergleich aufgetragenen Er-

gebnisse bei einer reinen CW-Störung zeigen ein weitaus geringeres Störpotenzial. Abb. 9 (links) zeigt eine Auswertung des Bitfehlerverhältnisses in Abhängigkeit der Sondenposition entlang der Leitung. Es wird deutlich, dass die Störwirkung bei einer Repetitionsrate nahe der Resonanzfrequenz der Leitung stark von der Sondenposition abhängig ist. Dabei verhalten sich elektrische und magnetische Beeinflussung komplementär zueinander, was durch die Verschiebung der Spannungs- und Stromverteilung um ein Viertel der Leitungswellenlänge zu erklären ist. Die Abhängigkeit von Sondenposition und Repetitionsrate des Störsignals ist in Abb. 9 (rechts) aufgetragen.

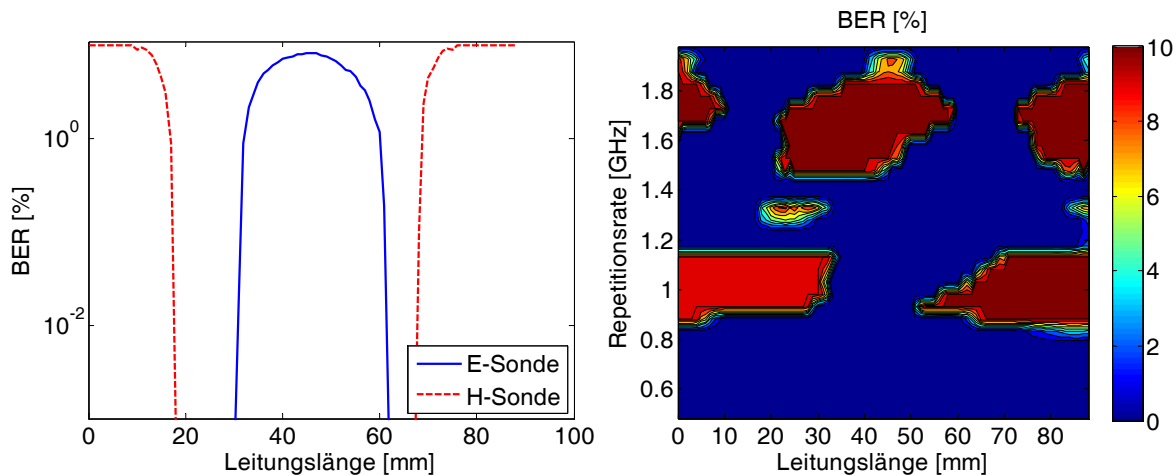


Abb. 9 Links: Bitfehlerverhältnis in Abhängigkeit der Sondenposition entlang der Leitung, bei elektrischer ($E_r = 7,5 \text{ kV/m}$) und magnetischer Beeinflussung ($H_\theta = 10 \text{ A/m}$), Repetitionsrate der Störgröße: 950 MHz, Datenrate 5 Mbit/s. Rechts: Empfindlichkeitsdiagramm bezüglich Sondenposition und Repetitionsrate ($H_\theta = 10 \text{ A/m}$, 5 Mbit/s).

5 Zusammenfassung

Das Nahfeld-Immunitätstestverfahren ist ein zusätzliches diagnostisches Werkzeug, um sensitive Bereiche und Koppelpfade auf Leiterplattebene zu lokalisieren und zu bewerten. Dabei ist es möglich, mit der entsprechenden Feldsonde die Empfindlichkeit gegenüber elektrischen und magnetischen Feldern separat zu testen. Eine Kalibriermethode wurde entwickelt, um Tests mit definierter Feldstärkeamplitude am Prüfling durchführen zu können. Dies ermöglicht eine reproduzierbare Bewertung des Störvermögens unterschiedlicher Impulsformen. Die Kalibriermethode wurde anhand exakter numerischer Feldsimulationen der Einkopplung in eine Leitung validiert. Die Anwendungsbeispiele veranschaulichen den Zusammenhang zwischen Störwirkung und Störfeldstärke, Repetitionsrate, Sondenposition und Signal-Datenrate anhand des Bitfehlerverhältnisses.

Referenzen

- [1] A. Alaeldine; J. Cordi; Perdiau; M. Ramdani and J.-L. Levant, "Predicting the Immunity of Integrated Circuits through Measurement Methods and Simulation Models," EMC Zurich, 2007
- [2] O. Kröning; M. Leone, "Nearfield-Immunity Scan on Printed Circuit Board Level with Suitable Calibration Method", EMC-Europe 2010, Wroclaw, Sept. 20106
- [3] C. Balanis, "Antenna Theory – Analysis and design", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1982
- [4] M. Werner, "Digitale Signalverarbeitung mit Matlab", Vieweg + Teubner Verlag, Fulda, 2012
- [5] N. Fliege, "Systemtheorie", B. G. Teubner Stuttgart, 1991
- [6] Meinke, Grundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2 Komponenten, 5. Edition, Springer, 1992

Abschätzung der Direktivität bei parasitären Strahlern

M. Sc. Matthias Hirte, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Deutschland

Abstract

Zur Bestimmung der gestrahlten Störaussendung existieren alternative Messverfahren, mit denen z.B. die abgestrahlte Leistung bestimmt wird, die sich nicht direkt in eine messbare Feldstärke umrechnen lässt. Für die Umrechnung zwischen der maximalen Feldstärke, die ein Prüfling erzeugt, und der gemessenen abgestrahlten Leistung wird die Direktivität benötigt, die bei parasitären Strahlern in der Regel nicht bekannt sind. Bekannte Modelle zur Abschätzung der Direktivität basieren auf Modellen, bei denen die Abstrahlung aus einer bestimmten Anzahl zufällig verteilter Quellen statistisch ausgewertet wird. Inwieweit dieser Ansatz die statistische Verteilung der Direktivität realer Prüflinge beschreibt, wurde bislang nur unzureichend untersucht.

In dieser Arbeit wurde im ersten Schritt die Direktivität eines Prüflings messtechnisch ermittelt. Der Prüfling bestand aus einer metallischen Box, auf der eine strahlende Stromschleife angebracht ist. Die Parameter des Prüflings wurden im ersten Schritt sowohl durch Messungen als auch durch numerische Simulationen bestimmt und verglichen. Im zweiten Schritt wurde durch die Variation von Anzahl, Größe und Position der strahlenden Elemente des numerischen Modells eine Vielzahl von Prüflingen erzeugt, deren Direktivität durch Simulation bestimmt wurde. Durch eine statistische Auswertung der Daten wurde eine Abschätzung für die Direktivität von unbekanntem Prüflingen gewonnen, welche mit dem vorhandenen Modell verglichen wurde.

1 Ziel der Untersuchungen

Die gestrahlte Störfestigkeit wird bei der etablierten Messmethode in der Absorberhalle gemessen. Daneben gibt es alternative Messverfahren zur Störaussendung, z.B. die Messung in der Modenverwirbelungskammer, bei der nicht die maximale Feldstärke sondern die mittlere abgestrahlte Leistung gemessen wird. Um diese beiden Größen ineinander umzurechnen, muss die Direktivität des Prüflings bekannt sein, welche in der Regel bei parasitären Strahlern nicht bekannt ist und nur abgeschätzt werden kann. Zur Grenzwertumrechnung zwischen den Messverfahren nach CISPR 16-4-5 [1] muss neben der Direktivität auch die Unsicherheit ermittelt werden. Bisherige Abschätzungsverfahren basieren auf rein analytischen Modellen [2]. Es ist nicht abschließend geklärt, ob die statistische Verteilung der Direktivität dieser Modelle denen von realen Prüflingen entspricht. Zusätzlich ist die Unsicherheit der Direktivität zu bestimmen.

Ziel der Untersuchungen war die Abschätzung der Direktivität von Strahlern, die nicht nur auf analytischen Methoden, sondern aus einer Auswertung von realen Prüflingen basiert. Die Ergebnisse wurden durch numerische Simulationen gewonnen, die durch Messungen validiert wurden.

2 Aufbau des Prüfling

Bei der Konstruktion und Auslegung des Prüflings wurden folgende Punkte beachtet:

- Der Prüfling sollte über einen großen Frequenzbereich abstrahlen.
- Das Objekt musste „elektrisch groß“ wirken.
- Der Prüfling sollte bezüglich seines Abstrahlverhaltens numerisch simulierbar sein.

Für die Untersuchung wurde ein Prüfling gewählt, der aus einer metallischen Box besteht, auf der strahlende Schleifen angebracht sind. Die Box hat eine Abmessung von 110 cm x 50 cm x 50 cm. Die Anzahl und Größe der Schleifen kann variiert werden. Der untersuchte Frequenzbereich wurde so gewählt, dass die Abmessungen der Box im Verhältnis zur Wellenlänge zwischen 0,1 und 4 liegen und der Prüfling elektrisch groß ist.

2.1 Verifizierung des Prüflings

Der Prüfling wurde aufgebaut und vermessen. Die gleiche Konfiguration wurde auch mit CST Microwave Studio simuliert. Die strahlende Schleife hatte in der untersuchten Version eine Abmessung von 100 cm x 20 cm und war diagonal auf der Box angebracht (siehe Abbildung 1).

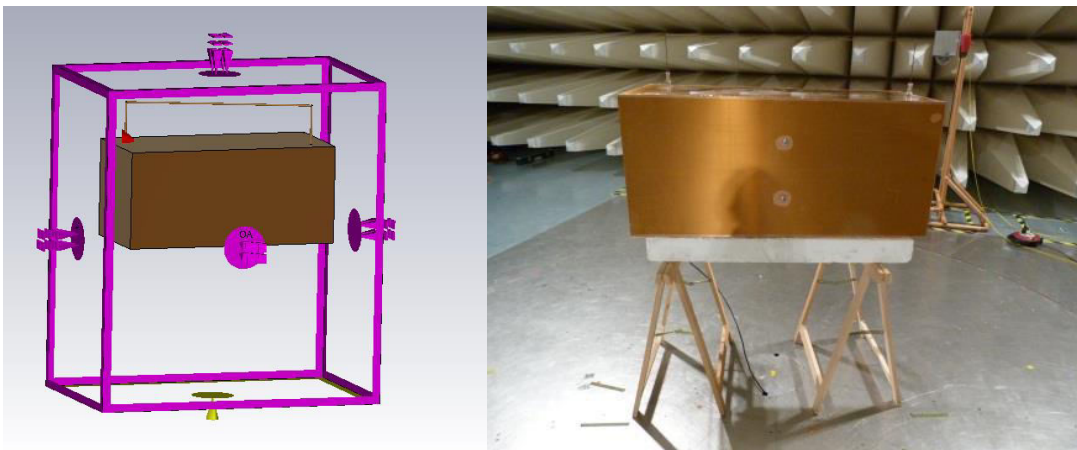


Abbildung 1: Vergleich des Messaufbaus mit dem Simulationsmodell

Da die Direktivität messtechnisch schwer zu bestimmen ist, wurde die Richtcharakteristik als Vergleichsgröße verwendet. Dazu wurden drei Ebenen um den Prüfling vermessen. Da in der Absorberhalle nur in einer Ebene gedreht werden kann, wurde für die anderen Ebenen die Lage des Prüflings verändert. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation wurde bei der ersten und zweiten Resonanzfrequenz der strahlenden Schleife durchgeführt und ist in Abbildung 2 dargestellt. Die Simulationsergebnisse stimmen sehr gut mit den Messergebnissen überein, so dass die weiteren Untersuchungen rein numerisch durchgeführt wurden. Dabei ist zu beachten, dass durch reine Messungen die erforderlichen Stichproben für statistische Auswertungen nicht generiert werden können.

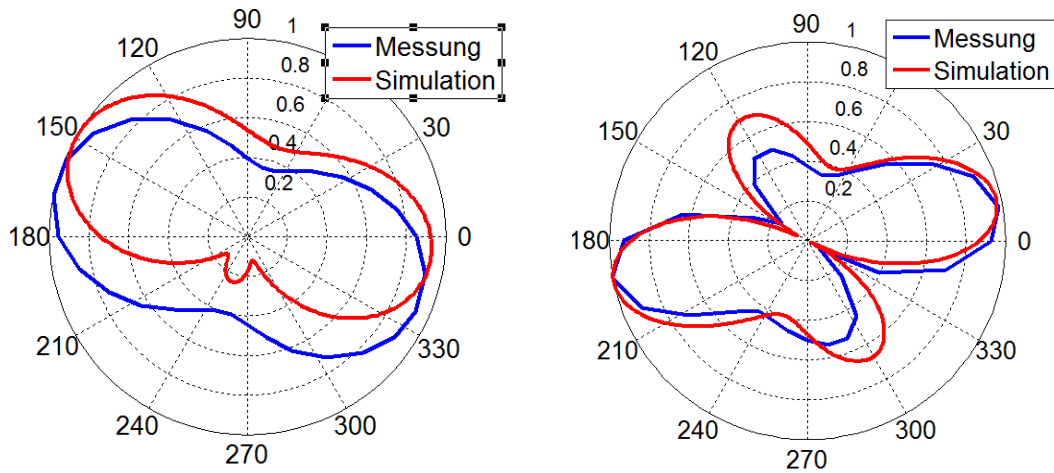


Abbildung 2: Vergleich der gemessenen und simulierten Richtcharakteristik bei 130 MHz (links) und 250 MHz (rechts)

2.2 Variation des Prüflings

Zur Generierung der erforderlichen Stichprobe für die statistische Auswertung wurde die Anzahl der Schleifen, sowie deren Position und Abmessungen verändert, wie es exemplarisch in Abbildung 3 dargestellt ist. Die einzelnen Parameter wurden mit einem Zufallsgenerator innerhalb gewisser Grenzen ermittelt und sind in der Tabelle 1 zusammengefasst.

Parameter	Schwankungsbereich	Bemerkungen
Anzahl Schleifen	1-2	Immer auf unterschiedlichen Seiten der Box
Ausrichtung auf der Box	16 Winkel	22,5° Schritte
Länge der Schleife	200 cm – 1000 cm	
Höhe der Schleife	100 cm – 1000 cm	Höhe nicht größer als die Länge
Position		Freie Positionierung, aber immer 10 cm Platz zum Rand

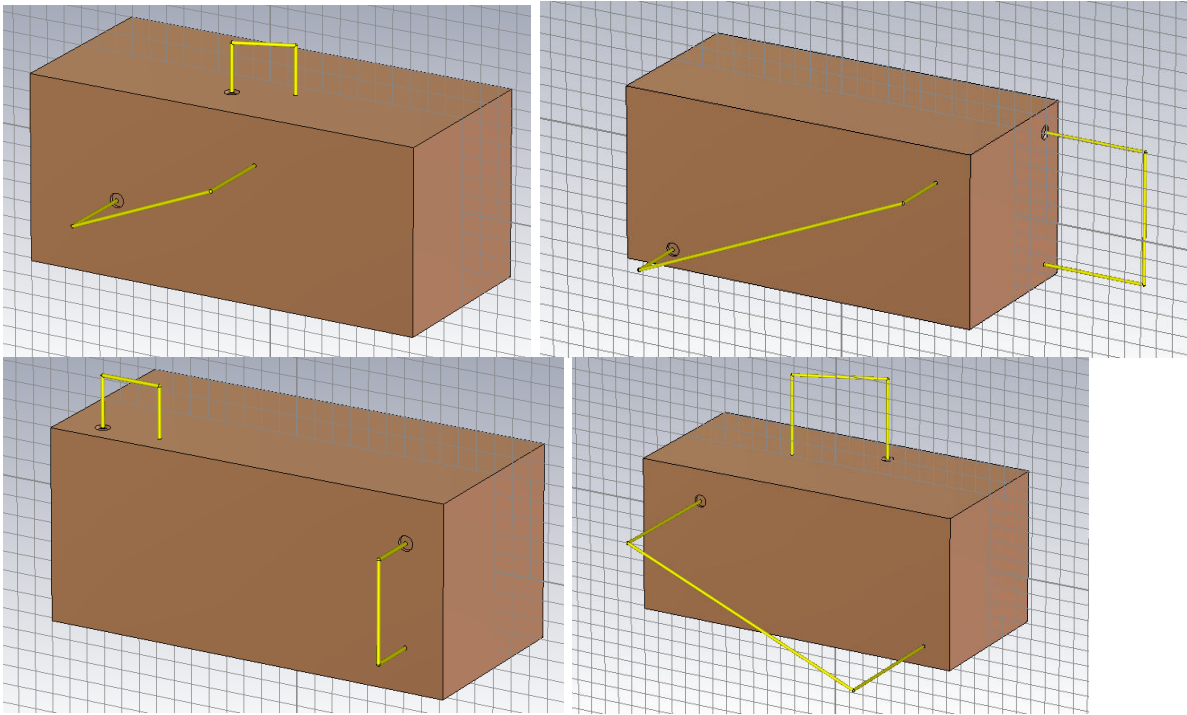


Abbildung 3: Beispiele für Prüflinge mit 2 Schleifen

Durch die Variation der Parameter wurden insgesamt 1110 Prüflinge erzeugt, die sich in den Abstrahlungseigenschaften stark unterscheiden. Diese Prüflinge wurden numerisch simuliert und die Direktivität ermittelt.

3 Statistische Auswertung

Die gewonnenen Simulationsergebnisse wurden statistisch ausgewertet. Wichtige Parameter sind der Mittelwert der Direktivität sowie deren Standardabweichung (Unsicherheit) in Abhängigkeit von der elektrischen Größe. Die Abbildung 4 zeigt den Mittelwert der Direktivität.

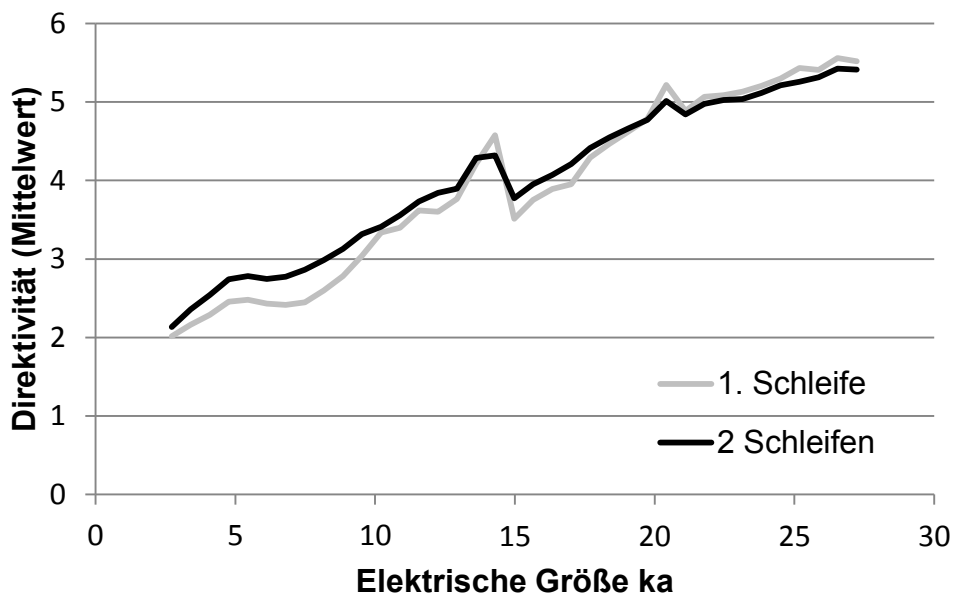


Abbildung 4: Mittelwert der Direktivität

Der Mittelwert der Direktivität steigt erwartungsgemäß mit zunehmender elektrischer Größe an. Dieses ist auch aus anderen Veröffentlichungen bekannt. Die Standardabweichung für Prüflinge mit 2 strahlenden Schleifen ist in Abbildung 5 dargestellt.

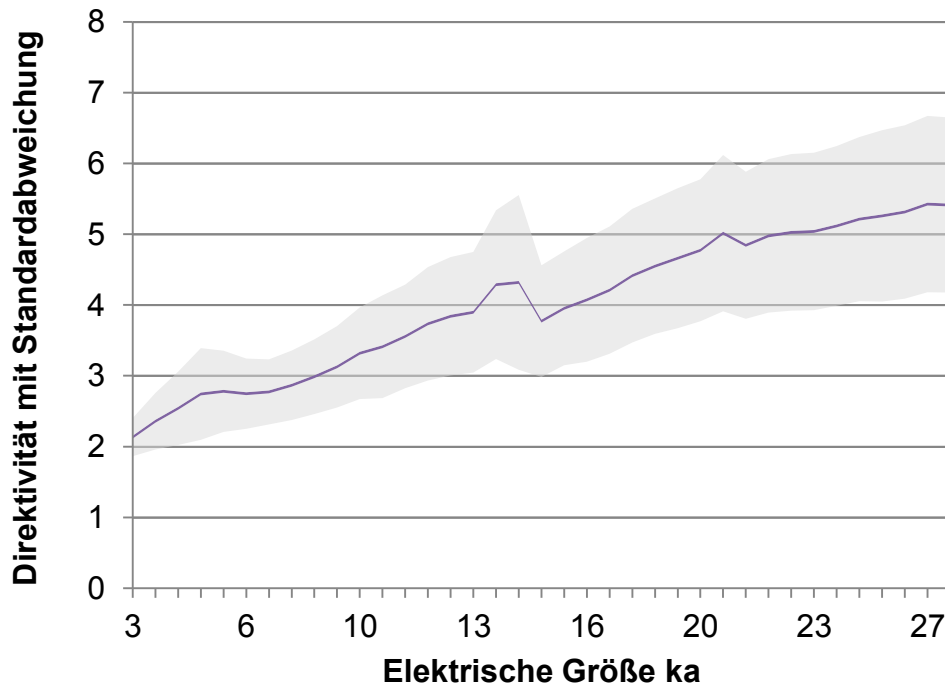


Abbildung 5: Mittelwert mit Standardabweichung für Prüflinge mit 2 strahlenden Schleifen

Die Abbildung 6 zeigt die prozentuale Standardabweichung im Verhältnis zum Mittelwert. Sie liegt für elektrisch sehr große Prüflinge konstant zwischen 20% und 25%. Die durchschnittliche Abweichung der Direktivität vom Mittelwert und damit die Unsicherheit beträgt umgerechnet ca. 1 dB.

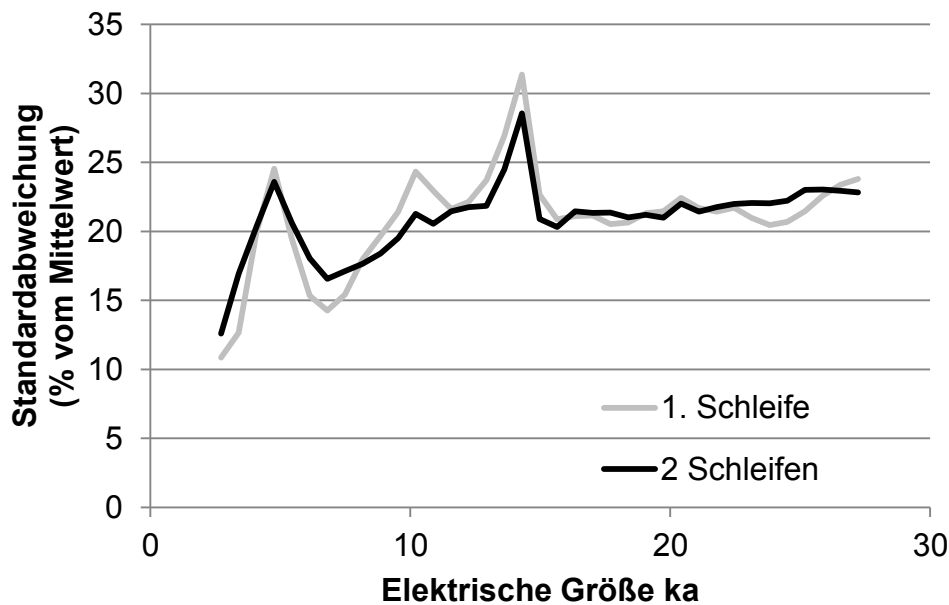


Abbildung 6: prozentuale Standardabweichung

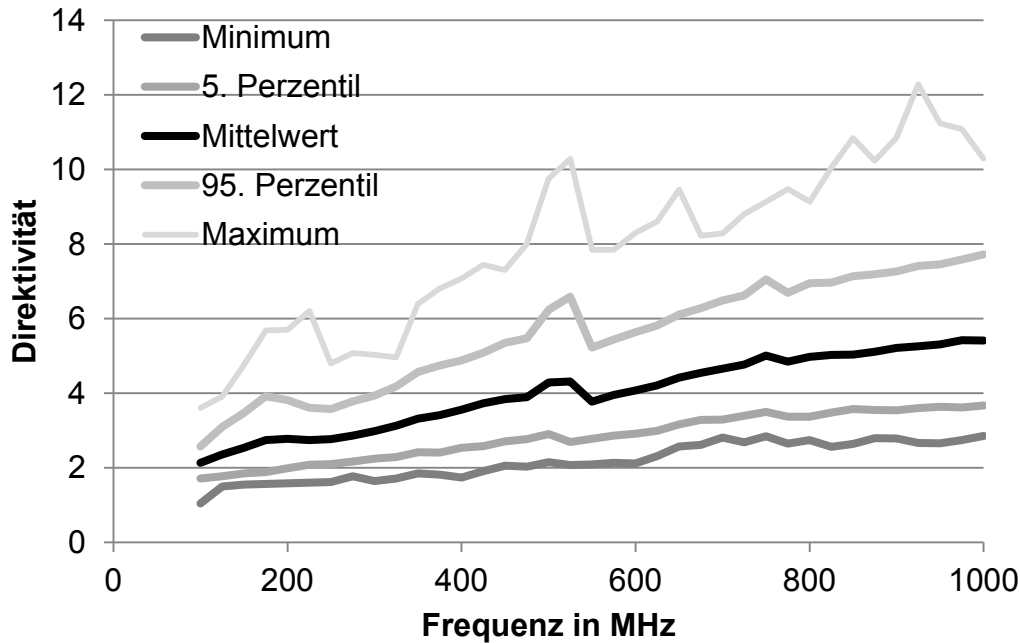


Abbildung 7: Statistische Verteilung des Mittelwertes

4 Vergleich mit bisherigen Abschätzungsverfahren

Die gewonnenen Ergebnisse wurden mit der bekannten Abschätzung [3]. Die Abschätzung basiert auf einer statistischen Auswertung von Strahlungsquellen, die zufällig auf einer Kugel eines bestimmten Radius verteilt sind. Die Abschätzung ist von der elektrischen Größe abhängig. Als weiterer Vergleichswert wurde die Direktivität eines langen Dipols herangezogen. Die Enden des Dipols sind leerlaufend, so dass Resonanzen entstehen, die deutlich im Graphen zu erkennen sind.

Sind die Abmessungen des Prüflings kleiner als die Wellenlänge, zeigt der ermittelte Direktivitätsverlauf eine sehr gute Übereinstimmung mit der Abschätzung nach Wilson [3]. Dies ist in Abbildung 8 zu erkennen. Wird der Prüfling elektrisch größer, nimmt die Direktivität stärker zu als die Abschätzung nach Wilson prognostiziert und nähert sich eher der Direktivität eines langen Dipols an. Bei der Näherung nach Wilson wird von einer sehr flächenhaften Abstrahlung, die über die gesamte Oberfläche verteilt ist, ausgegangen. Bei realen Prüflingen erfolgt die Abstrahlung oft entlang von Linien (Kabel, Leitungen, Schlitze), wobei solche Linienstrahler einen anderen Direktivitätsverlauf aufweisen [4]. Ob der realisierte Prüfling eher realistischen Anordnungen von Prüflingen entspricht, muss noch verifiziert werden.

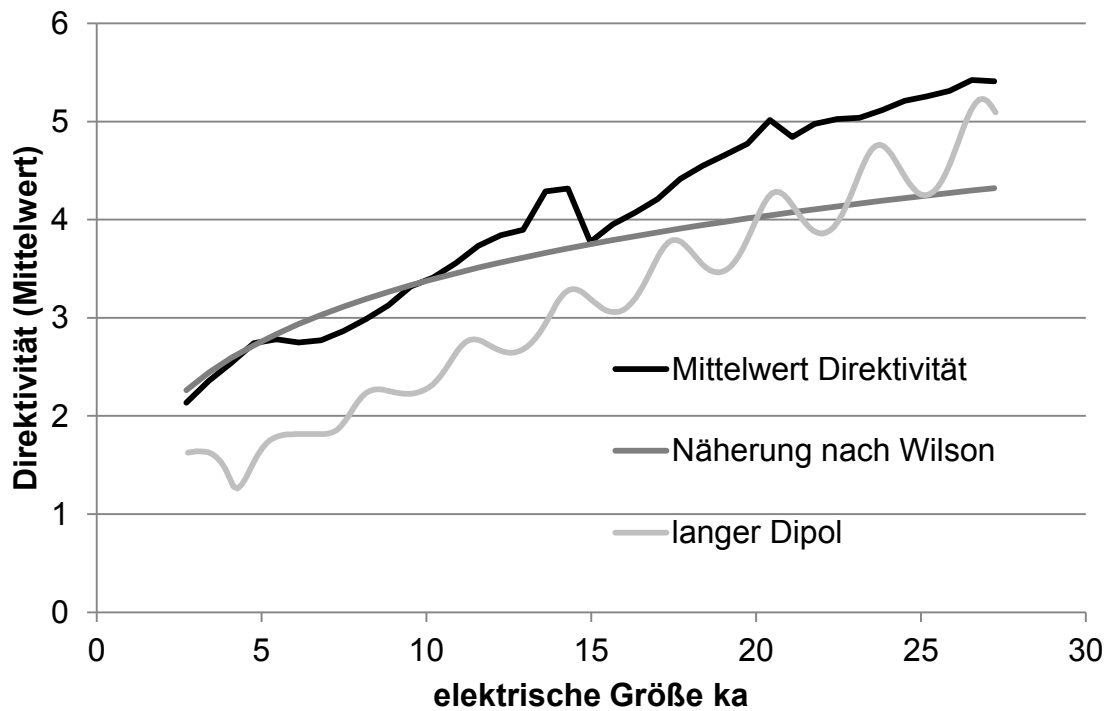


Abbildung 8: Vergleich mit bekannten Näherungsformeln

5 Zusammenfassung und Ausblick

Durch die vorgestellten Untersuchungen konnte sowohl der Mittelwert als auch die Unsicherheit der Direktivität von einer großen Anzahl von elektrisch großen Prüflingen bestimmt werden. Die Analyse basiert auf der Simulation von über 1000 Prüflingen, von denen einer exemplarisch hergestellt und vermessen wurde. Dabei wurde eine gute Übereinstimmung von Messung und Simulation erreicht, wodurch die Simulation validiert wurde. Dadurch wurde auf die Vermessung weiterer Prüflinge verzichtet.

Die ermittelte Direktivität zeigt in Abhängigkeit von der elektrischen Größe der Prüflinge bis in den Bereich der Wellenlänge eine gute Übereinstimmung mit der Näherungsformel nach Wilson. Ist der untersuchte Prüfling elektrisch größer, steigt die Direktivität stärker an und nähert sich der Direktivität eines langen Linienstrahlers an. Die Unsicherheit der Direktivität lag bei der Untersuchung bei ca. 1 dB.

Weitere Untersuchungen an kleineren Prüflingen und Prüflingen mit Schlitzen sind angedacht.

6 Literaturverzeichnis

- [1] CISPR 16-4-5 Part 4-5: Uncertainties, statistics and limit modelling – Conditions for the use of alternative test methods, IEC, 2006
- [2] Krauthäuser, H. G.: Statistical Analysis of the Correlation of Emission Limits for Established and Alternative Test Sites, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, PP(99), 1 - 13, 2011
- [3] Wilson, P. F./Hill, D. A./Holloway, C. L.: On determining the maximum emissions from electrically large sources. In: IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.44, no. 1, pp. 79 – 86, 2002
- [4] Balanis, Constantine A. Antenna Theory: Analysis and Design, Wiley, 2005

Aktuelle Entwicklung der nationalen und internationalen EMV-Normung von Elektrofahrzeugen und deren Ladeinfrastruktur

Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Dortmund, Germany (Referent)
 Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Duisburg, Germany
 Dr.-Ing. Holger Kellerbauer, EMC Test NRW GmbH, Dortmund, Germany

1 Einleitung

Elektro- und Hybridfahrzeuge, in Verbindung mit der Einspeisung durch regenerative Energiequellen, werden aufgrund der zu erwartenden steigenden Energiekosten, bei gleichzeitigem Zwang zur Verringerung der CO₂-Emissionen, zukünftig zwangsläufig einen höheren Stellenwert einnehmen [1]. So zeigte die Internationale Automobilausstellung 2013 in Frankfurt eine Vielzahl an ausgereiften Hybrid- und Elektrofahrzeugen, die fast ausnahmslos noch in 2013 in den Markt gebracht werden sollen. Für einen nachhaltigen Erfolg der Elektromobilität ist es allerdings absolut erforderlich, neben marktfähigen Fahrzeugen eine funktional sichere Ladeinfrastruktur anzubieten. Damit sind die Sicherheits- und Funktionalitätsanforderungen an alle Produkte der Elektromobilität extrem hoch. Folglich sind die Interoperabilität von Ladeinfrastruktur und Fahrzeug, sowie das Zusammenspiel beider Systeme unter allen möglichen Umweltbedingungen und Parameterstreuungen wesentlich. Zu den Umweltbedingungen zählen neben den klimatischen und mechanischen Einflüssen auch die elektromagnetischen Einflüsse, wie z.B. Radiosender, Mobiltelefone und die Störungen, die von den beteiligten Systemen selbst ausgehen, bzw. deren Empfindlichkeit untereinander [2].

Im Folgenden werden einige als kritisch zu betrachtende Aspekte der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV), getrennt nach den Besonderheiten der speziellen Ladeverfahren und damit ihrer Schnittstelle zum Energieversorgungsnetz dargestellt. Des Weiteren wird ein Einblick in die aktuelle Normungssituation bezüglich der EMV-Anforderungen an Elektrofahrzeuge (Hybrid, PHEV, EV) und Ladeinfrastruktur auf internationaler Ebene gegeben, die nicht unerheblichen Einfluss auf eine schnelle und vor allem für die Hersteller zukunftssichere Entwicklung haben.

2 Nutzen der Standardisierung

Alle an der Elektromobilität beteiligten Produkthersteller benötigen größtmögliche Sicherheit im Rahmen der Produktentwicklung im Hinblick auf Funktionalität und Interoperabilität. Nur so lassen sich die zunächst hohen Entwicklungskosten auf Seiten der Ladeinfrastrukturhersteller und Fahrzeughersteller darstellen. Aktuell schreitet die Erstellung von Normen mit großem personellem Aufwand voran, so sind bereits bekannte „Harmonisierungserfolge“, wie ein einheitlicher Ladestecker für das AC-Laden zu vermelden.

Dennoch gilt es gerade im Detail zum Teil weit auseinanderklaffende Meinungen zwischen den Herstellern von Infrastruktur und Fahrzeugen zu überbrücken. Dieses spiegelt sich nicht nur bei zunächst unterschiedlichen Kommunikationsarten (Europa: PLT, Japan: CAN) und Ladesteckern für das DC-Laden wieder, sondern kann auch eine kompromissbasierte EMV-Normung am schnellen Fortschritt hindern. So lassen sich of-

fensichtlich durch Parameterstreuungen bedingt Fahrzeuge nicht an DC-Ladesäulen unterschiedlicher Hersteller problemlos laden und auch die anzuwendenden Oberschwingungsgrenzwerte [3] werden an den Netzschnittstellen der Ladestationen nicht selten überschritten. Mit Fortschreiten der Normenentwürfe ISO 15118 für die Ladekommunikation und der IEC 61851-1 für die grundlegenden Anforderungen an die Ladeinfrastruktur, sowie der IEC 61851-23 für das DC-Laden steht jedoch zu erwarten, dass diese Probleme der Vergangenheit angehören. Denn nur mit einer erfolgreichen internationalen Normung kann sichergestellt werden, dass z.B. ein in Deutschland entwickeltes und hergestelltes Elektrofahrzeug (EV oder PHEV) problemlos an einer japanischen Ladestation geladen werden kann.

3 Beschreibung der Ladeverfahren und ihrer speziellen EMV-Thematik

3.1 AC-Laden und EMV

Für das AC-Laden sind in den Normen der IEC 61851-Reihe verschiedene Lademodi beschrieben. Ein einfacher Anschluss an eine Haushaltssteckdose wird mit Mode 1 bezeichnet. Wird ein Ladekabel mit integrierter Elektronik für Schutz- und Steuerfunktionen (ICCB/IC-CPD: In Cable Control Box) verwendet, lautet die Bezeichnung Mode 2, bei Verwendung eines mit speziellen Steckern versehenen Ladekabels und einer Ladestation spricht man vom Mode 3-Laden. Allen drei AC-Ladearten gemein ist, dass sich der Laderegler (on-board charger), also der AC/DC Wandler, der die zum Laden der Batterie erforderliche Gleichspannung bereitstellt, dabei im Fahrzeug befindet. Infolge der in nächster Zeit nicht zu erwartenden flächendeckenden Bereitstellung einer AC oder DC-Schnelllade-Infrastruktur werden fast alle extern zu ladenden Fahrzeuge mit einem etwa 3 kW leistungsstarkem AC-Laderegler ausgestattet. Eine Vielzahl von EMV-Messungen an AC-Ladestationen deutet zwar auf die Herausforderungen hin, die entstehen, wenn einzelne, für sich betrachtete Komponenten die EMV-Anforderungen einhalten, das Gesamtsystem aber in Summe die Anforderungen nicht. Zusammenfassend sind diese Herausforderungen aber vergleichsweise gering, verglichen mit denen, die ein AC-Laderegler hinsichtlich seiner elektromagnetischen Emissionen an das Fahrzeug stellt.

Im AC-Ladebetrieb ist die Komponente, welche die EMV-Eigenschaften bestimmt damit im Fahrzeug beheimatet. Hier sind zum einen die Emissionen am AC-Niederspannungsversorgungsanschluss zu beachten, die den Anforderungen hinsichtlich leitungsgeführter Störspannung und der harmonischen Oberschwingungen und Spannungsschwankungen genügen müssen. Zum anderen sind die Störfestigkeitsanforderungen an dieser Schnittstelle auch als Herausforderung für das Fahrzeug anzusehen, da über diese „neue“ Schnittstelle Blitzstoßspannungen die empfindliche Hochvoltstruktur des Fahrzeuges (Laderegler, Batterie-Management-System und Batterie) erheblich beschädigen könnten.

Infolge des mobilen Einsatzes von Fahrzeugen und des damit überall möglichen Ladens sollten sich Elektrofahrzeuge stets den strengen Emissionsgrenzwerten für einen Einsatz im Wohnbereich unterwerfen. Je nach vorgesehenem Aufstellort der Ladeinfrastruktur hingegen, z. B. bei einem Einsatz im Industriebereich, kann diese hinsichtlich ihrer Störaussendung als Industrie-Equipment angesehen werden und damit höhere Störaussendungsgrenzwerte genießen. Zudem erlauben die Netzurückwirkungsnormen bei der Bewertung der Oberschwingungen von Ladesystemen mit mehr als 16 A Nennstromaufnahme je Phase (IEC 61000-3-12) Erleichterungen hinsichtlich des Verhältnisses der Oberschwingungen zur Kurzschlussimpedanz des versorgenden Netzes. Auch hier werden die Fahrzeuge letztlich auf den geringsten Wert dieses Kurzschlussleistungsverhältnisses von $R_{scc} \leq 33$ festgelegt. Diese Einschränkungen sind daher auch in der für

eine Fahrzeughomologation anzuwendenden ECE R10 Edition 4 [4] wiederzufinden. Darüber hinaus müssen die gestrahlten Emissionen, wie auch die gestrahlte Störfestigkeit des Gesamtsystems im Frequenzbereich oberhalb von 30 MHz beachtet und getestet werden. Da ein EMV-Systemtest von Fahrzeug und Ladestation in der Normenwelt wegen der Vielzahl an möglichen Permutationen nachvollziehbar nicht vorgesehen werden konnte, ist mit der Notwendigkeit der Definition einer Fahrzeugnachbildung für den Test einer Ladestation und einer Ladestationsnachbildung für den Test eines Elektrofahrzeuges eine weitere große Herausforderung für die EMV-Normung entstanden (Bild 1).

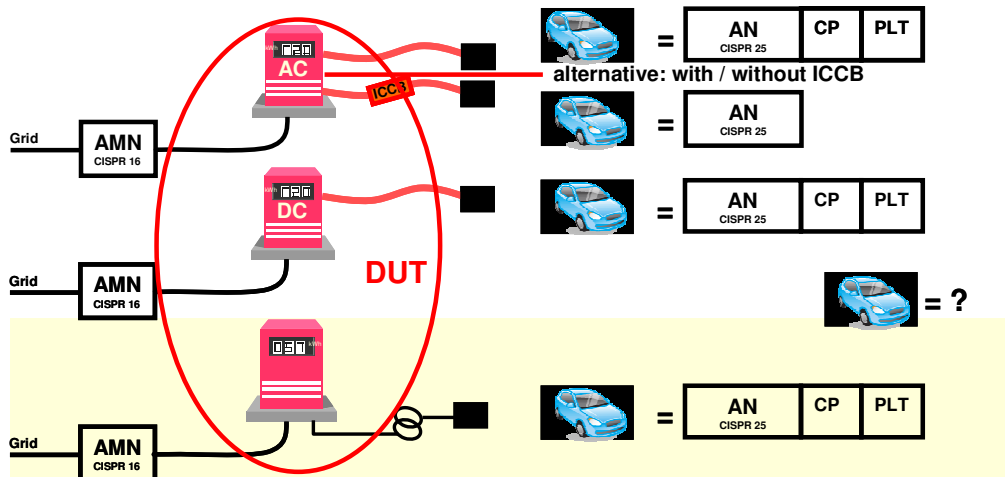


Bild 1: Fahrzeugnachbildungen für den EMV Test von Ladestationen

Wie in Bild 1 zu erkennen ist, stellen die Netznachbildungen auf der AC-Niederspannungsnetzseite kein Problem dar, da sich hier des sogenannten CISPR-Baukastens bedienen kann. Darin ist die V-Netznachbildung in der CISPR 16-1-2 mit $(50\mu\text{H}||50\Omega)$ ausreichend definiert und über ihre Anwendung für die Messungen am AC-Netzanschluss besteht keine Diskussion. Am AC-Verbindungsanschluss zu Elektrofahrzeug jedoch muss beachtet werden, dass die zum Laden erforderliche Kommunikation durch die verwendete Fahrzeugnachbildung nicht beeinflusst wird. Aktuell besteht die Tendenz, eine CISPR 25 Bordnetznachbildung (AN) einzusetzen, da die dort verbauten $5\mu\text{H}$ als geeigneter zur Nachbildung der Impedanzverhältnisse eines Fahrzeugs am Anschlusspunkt angesehen werden. Vom Anschlusspunkt in Richtung auf die Ladeinfrastrukturseite erscheint aber die AMN als Repräsentant der Impedanz realistischer. Daher benennt die 4. Edition der ECE R10 das AMN-Netzwerk nach CISPR 16-1-2 im Prüfaufbau für das AC-Laden. Wird ein Elektrofahrzeug jedoch mit Gleichspannung geladen, dann ist eine „Nachbildung“ der DC-Ladestation durch ein AN realistischer, wie es in den aktuellen Entwürfen von CISPR 12 und CISPR 25 spezifiziert ist. Es ist zu erwarten, dass die Überarbeitung der 4. Edition der ECE R 10 hin zur 5. Edition einen Vorschlag in Anlehnung an CISPR 12 und CISPR 25 aufzeigt.

Eine weitere große Herausforderung für die Hersteller von Elektrofahrzeugen ist die gestrahlte Emission, die beim AC-Laden des Fahrzeuges durch den als AC/DC Wandler arbeitenden Laderegler hervorgerufen wird. Hier ist die innere EMV des Fahrzeuges in der Regel kein Problem, da alle Leitungen des Hochvoltkreises mit einer aufwändigen Schirmung versehen sind, um u.a. auch im Fahrbetrieb Rundfunkstörungen oder Störbeeinflussungen des 12-V-Bordnetzes zu unterbinden (durch Störaussendungen des Antriebsstranges).

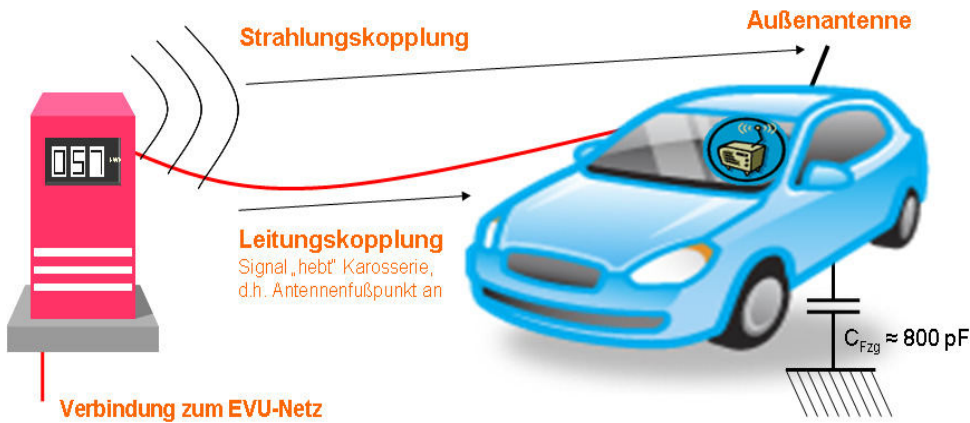


Bild 2: Emissionen von Elektrofahrzeug an AC oder DC Ladestationen

Wird allerdings an das Fahrzeug ein bislang stets ungeschirmt ausgeführtes AC-Ladekabel angeschlossen (Bild 2), dann ergibt dieses Kabel zusammen mit der nicht unerheblichen Fahrzeugkapazität eine kapazitive Verlängerung des Ladekabels und damit mögliche Resonanzen im unteren MHz-Bereich. Gerade diese Phänomene resultieren unter Umständen in einer Störung des Mittelwellen-Rundfunkempfangs wegen ungünstig platzierter Scheibenantennen in den Fahrzeugen. Gleiches gilt im Übrigen auch für die DC-Ladestationen, nur dass hier nicht die Störquelle im Fahrzeug platziert ist, sondern in der Ladestation selbst.

Eine weitere, im Rahmen der EMV Prüfungen sehr ernst zu nehmende Herausforderung besteht in der Definition technisch begründeter, einheitlicher Betriebspunkte für die jeweiligen Messungen. Da EMV-Messungen üblicherweise mehrere Minuten bis Stunden andauern können (gestrahlte Messungen, Surge-Prüfung), sind klar definierte und auch technisch umzusetzende Betriebspunkte der zu prüfenden Produkte erforderlich. Hier definiert der 2. Entwurf der IEC 61851-21-2 die Ladeleistung zu 20 % der Nennleistung des Ladesystems. Dieser Wert soll vorzugsweise über eine ohmsche Last eingestellt werden. Hintergrund dieser Festlegung ist die Tatsache, dass sich im realen Ladebetrieb, durch den stetig steigenden Ladezustand der Batterie, zwangsläufig ein sich stetig verringernder Ladestrom ergibt. Ohnehin ist für die EMV-Messung einer AC-Ladestation die Höhe des Ladestromes unerheblich, da sie letztlich nichts zu der EMV des Produktes selbst beiträgt. Hier sind die internen Verbraucher, wie Netzteile für die Steuerungen oder z.B. die Powerline-Kommunikation als ladestromunabhängige Störquellen zu sehen.

3.2 DC-Laden und EMV

In konsequenter Fortführung der Bezeichnung der AC-Lademodi wird das DC-Laden von Fahrzeugen als Mode 4-Laden bezeichnet. Dabei findet stets eine außerhalb des Fahrzeuges befindliche Ladestation (off-board charger), welche die nötige Gleichspannung bereitstellt, Verwendung. Die Leistungen dieser Ladestationen reichen von einigen kW bis zu 63 kW Lösungen. Neben den nunmehr bekannten Herausforderungen der Definition von Fahrzeugnachbildungen auf der einen und Ladestationsnachbildungen auf der anderen Seite, ist damit direkt eine abgestimmte Grenzwertfindung für Emissionen zusammen mit dem Unterkomitee CISPR B [5] (bearbeitet Rundfunkstörungen in Bezug auf industrielle, wissenschaftliche und medizinische RF Geräte) und CISPR D [4] (bearbeitet Rundfunkstörungen in Bezug auf elektrische und elektronische Geräte an Fahrzeugen und Geräten, die durch Verbrennungsmotoren angetrieben sind) erforderlich. Aktuell existieren nur bedingt anwendbare Vorgaben für die leitungsgebundene

Störaussendungsmessung im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz. So wird ein Entwurf der Erweiterung der CISPR 11 [6] um diese Messung auf DC-Leitungen, speziell von Solarwechselrichtern, in die Diskussion eingebracht. Leider sind die darin dargestellten Netznachbildungen nicht einfach auf die Belange der Elektromobilität abzubilden. Lediglich die vorgegebenen Grenzwerte können als Referenzwerte dienen. Auch hier müssen Versuche und Messreihen an realen Ladestationen und Fahrzeugen, sowie deren Nachbildungen, mit dem Ziel durchgeführt werden, ein reproduzierbares Messverfahren zu generieren. Ein Vorschlag hierzu wird im Entwurf der IEC 61851-21-2 gemacht (Bild 3). Dieser Vorschlag sieht eine Störstrommessung auf der DC-Ladeleitung vor, für den rückwärts aus den von CISPR definierten Störspannungsgrenzwerten ein technisch begründbarer Umrechnungsfaktor zur Grenzwertfindung für die gemessenen Störströme definiert werden muss.

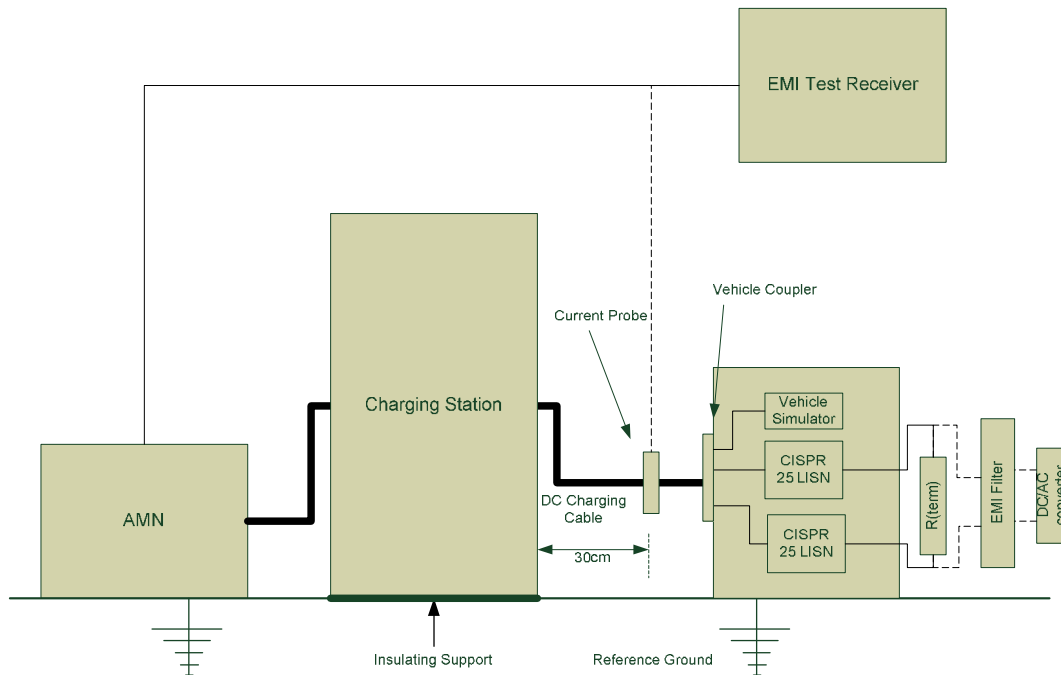


Bild 3: Prüfaufbau für leitungsgebundene Emissionen der DC-Ladeleitung

Überdies gibt es von Seiten CISPR B Bestrebungen den Frequenzbereich für leitungsgebundene Emissionsmessungen und auch für Messungen der gestrahlten magnetischen Feldstärke auf frequenzmäßig nach unten zu erweitern (9 kHz). Dieses wird u.a. durch die „anwachsende“ Zahl von WPT-Systemen (kabelloses Laden) begründet. Eine reale Herausforderung besteht allerdings für die Funktionalität der Keyless-Entry-Systeme, die beispielsweise bei 88 kHz oder 125 kHz arbeiten. Hier wird durch die zu erwartenden hohen magnetischen Feldstärken in unmittelbarer Nähe der kabellosen und auch DC-Ladestationen ein möglicher Funktionsausfall erwartet. Angelehnt an die Vorgehensweise bei den CHAdeMO-Ladestationen, die auch im aktuellen Entwurf der IEC 61851-23 Verwendung findet, wird in der IEC 61851-21-2 nun ein Messverfahren diskutiert, welches die gestrahlten Emissionen im Frequenzbereich von 20 kHz bis 185 kHz reglementieren soll (Bild 4). Dieses Verfahren könnte die von CISPR B angesprochene „Frequenzlücke“ ausreichend und sinnvoll schließen.

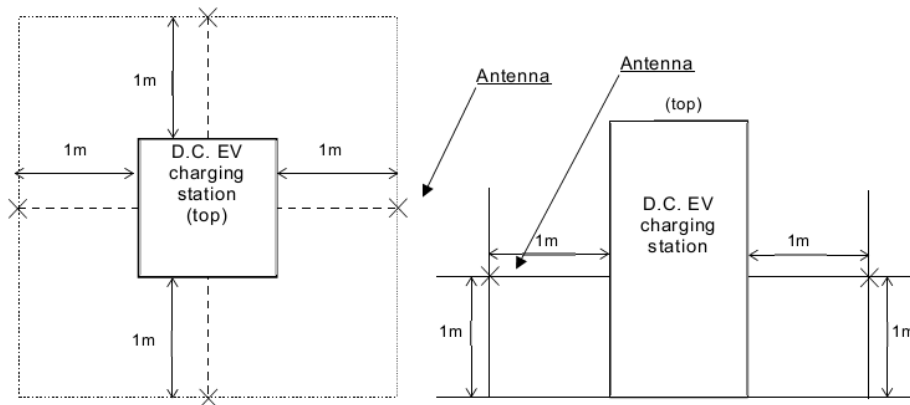


Bild 4: Testaufbau für gestrahlte Magnetfeldmessung zum Schutz für Keyless-Entry-Systeme

Die Messungen sollen in 1 m Abstand um die Ladestation herum bei 1 m Höhe über dem Boden erfolgen. Über das Messverfahren und die zu verwendende Magnetfeldantenne besteht zurzeit noch Unklarheit, da sich zum einen eine Antenne nach MIL STD 461E anbietet, die extra für den Nahbereich von 1 m entwickelt wurde, zum anderen aber in CISPR 16 eine 60 cm Rahmenantenne definiert wird, die deutlich bekannter ist, aber in der Anwendung ob des nicht ermittelten Antennenfaktors bei 1 m Messabstand Probleme bereiten könnte. Wie auch beim AC-Laden besteht eine weitere Herausforderung in der Definition eines technisch begründeten, einheitlichen Betriebspunktes für die jeweiligen Messungen. Hier schlägt der Entwurf der IEC 61851-21-2 auch einen Betriebspunkt bei 25 % der Nennleistung des Ladesystems vor. Dies macht bei DC-Ladestationen mit bis zu 63 kW elektrischer Leistung möglicherweise nur bedingt Sinn, da zwar im Rahmen einer Prüfung bei maximaler Leistung nicht unerhebliche Kosten für eine EMV-technisch unauffällige Last in Betracht gezogen werden müssen, aber bei mehr als 80% Nennleistung die EMV-Eigenschaften deutlich verändert sein können. Von Seiten der Fahrzeughersteller wird derzeit besonders auf mögliche über die DC-Ladeleitung in das Fahrzeug einkoppelnde Störungen geachtet. Es steht die Forderung im Raum, dass DC-Ladestationen eine Mindestdämpfung von 40dB gegen Störungen wie Burst und Surge aufweisen sollen, die von der AC-Netzseite kommend über die Ladestation auf die DC-Seite überkoppeln können. Grund für diese Forderung ist der Wille, nicht auch noch große und schwere DC-Filter und Überspannungsschutz im Elektrofahrzeug verbauen zu müssen, die mit ihrem zusätzlichen Gewicht die Fahrzeugreichweite bei bestehender Batteriekapazität einschränken könnten.

3.3 Kabelloses Laden und EMV

Das kabellose Laden bedeutet einen großen Komfortgewinn, da kein Verbindungskabel mehr gehandhabt werden muss und durch die berührungslose Technologie der Wartungsaufwand geringer wird. Allerdings haben sich die in der Normung sogenannten Wireless Power Transfer (WPT)-Systeme möglicherweise bedingt durch hohe Investitionskosten auf der Ladeinfrastrukturseite und auch auf der Fahrzeugseite noch nicht durchgesetzt. Es steht aber zu erwarten, dass Fahrzeughersteller für EV und PHEV im Premium-Segment WPT-Systeme für den Hausgebrauch anbieten wollen. Damit könnte sich ein nicht zu unterschätzender Markt für derartige Systeme ergeben. Beim kabellosen Laden wird die Energie in der Regel über ein planparallel zueinander angeordnetes Spulenpaar übertragen. Die Form, Anordnung und Größe der Spulen können dabei in weiten Bereichen variieren. Auch können die Übertragungsfrequenz und die Art der Spulenwicklung voneinander abweichen. Zurzeit ist die IEC 61980-1 in Bearbeitung, die die

grundlegenden Anforderungen an derartige Ladesysteme und insbesondere deren Interoperabilität beschreibt.

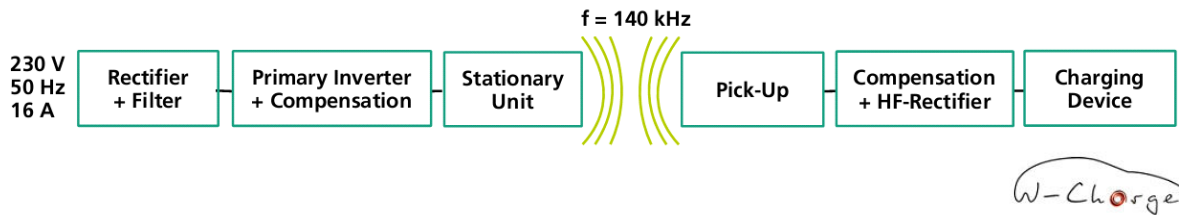



Bild 5: Typischer elektrischer Aufbau eines WPT-Systems

Wie auch bei den konduktiven Ladesystemen ergeben sich die gleichen Herausforderungen für Hersteller und EMV-Normung. So müssen Betriebspunkte definiert werden, Grenzwerte und Prüfbedingungen fixiert und nicht zuletzt eine nahezu einheitliche Technologie gefunden werden, damit verschiedene Fahrzeuge auch im öffentlichen Bereich die Ladestationen nutzen können. Zusätzlich ergibt sich gerade bei den WPT-Systemen die Problematik der Exposition von Personen und Tieren in elektromagnetischen Feldern, welche in der Regel zu unbegründeten Ängsten in der Bevölkerung führen können. Zu diesem Thema wird auf die Richtlinien für den Personenschutz gegen magnetische und elektromagnetische Felder verwiesen, die keinen Spielraum für Diskussionen zulassen. Diese Vorgaben werden in die entsprechenden Normen eingearbeitet (IEC 61980 Serie) und ermöglichen somit ein eindeutiges Prüfen der magnetischen und elektromagnetischen Feldstärken. International empfiehlt es sich stets die Anforderungen der IC-NIRP [7] einzuhalten, die als Basis für die meisten nationalen und internationalen Dokumente herangezogen worden ist.

Weitere zu beachtende Aspekte sind in den aktuellen Bestrebungen von CISPR B begründet, Emissionsgrenzwerte für WPT-Systeme bis hinunter zu 9 kHz einzuführen. Bislang war es eindeutig, dass elektrische Geräte, die leitungsgebunden und/oder gestrahlt die anerkannten Emissionsgrenzwerte ab 150 kHz einhalten, keine nennenswerten Rundfunkstörungen verursachen können. Diese Tatsache wird mit den bei diesen Frequenzen üblicherweise elektrisch kurzen Leitungsstrukturen begründet, die nicht zur Abstrahlung führen. Interessanterweise wird aber gerade dieses für die WPT-Systeme erwartet, was bei den verwendeten Leitungslängen, bzw. der typischen, erdbodennahen Einbauweise dieser Systeme sehr überrascht. Um hier unnötig strenge Reglementierungen zu vermeiden, ist eine enge Zusammenarbeit mit den für die Produkt- und EMV-Normung zuständigen Gremien des IEC TC69 mit den zuständigen CISPR Gremien erforderlich. Es darf unter keinen Umständen die Situation entstehen, dass voreilig Grenzwerte generiert werden, die damit eine neue, wachsende Technologie unnötig einschränken oder gar unmöglich machen. Eine mögliche Lösung könnte das Verfahren zur Sicherstellung der Funktion von Keyless-Entry-Systemen sein, welches für das DC-Laden diskutiert wird.

Eine weitere Herausforderung ist die unklare Normensituation für kabellose Ladesysteme, die zum einen in der 6. Edition der CISPR 11 (EN 55011) dezidiert benannt werden (Mitte 2015), zum anderen aber durchaus vollständig der R&TTE Richtlinie und damit der ETSI-Normung [8] unterfallen könnten. Hier steht zum Ende des Jahres eine Entscheidung zwischen der europäischen Kommission und dem Parlament an, in der festgelegt werden soll, wie mit WPT-Systemen hinsichtlich ihrer gewollten oder ungewollten Abstrahlung verfahren wird.



Case	Applicable Directive	Operating frequency range	Essential requirement		
			EMF	EMC	Radio
1 Charging device without data communication function	EMC-D	ISM bands and non ISM bands >9 kHz	Applicable standards selected from OJ LVD List	EN 55011 Group 2 (or more specific CENELEC standard if applicable)	N/A
2 Data communication function at same frequency as charging energy transfer	R&TTE-D	9kHz<band<30MHz	EN 62311 (EN 62479)	EN 301 489-1/3	EN 300 330
		30MHz<band<1GHz			EN 300 220
		1GHz<band<40GHz			EN 300 440
3 Data communication function at different frequency to charging energy transfer	EMC-D (wireless charger part)	Rules for Case 1 apply			
	R&TTE-D (communication part)	Depends on the communication technology (e.g. Bluetooth -> EN 301 489-1/17 ; EN 300 328)			

Bild 6: CENELEC, ETSI und TCAM: Liaison Statement (Quelle [9])

Aktuell sollte noch nach der in Bild 6 dargestellten TCAM Vorgabe [9] verfahren werden, die aber zum Jahresende nichtig werden kann. Diese unsichere Situation hinsichtlich der anzuwendenden Grenzwerte sorgt wiederum für nachvollziehbare Irritationen bei den Herstellern der Ladeinfrastruktur, die nunmehr nicht abschätzen können, welche Anforderungen auf sie zukommen. Hier ist es von großer Bedeutung schnell zu einer Entscheidung zu kommen, die eigentlich nur heißen kann, dass CEN/CENELEC weiter zusammen mit IEC und ISO die Normungsvorgaben für WPT-Systeme festlegt. Alles andere würde sich zu weit aus dem Einflussbereich der beteiligten Hersteller hinaus bewegen und letztendlich für ein höheres Entwicklungsrisiko sorgen, was wiederum das Tempo dieser Entwicklungen und damit ggf. der Elektromobilität ausbremsen könnte.

4 Zusammenfassung

Es kann festgehalten werden, dass es noch ein weiter Weg bis zur Fertigstellung konsistenter EMV-Normen für die Elektromobilität ist. Zwar ist durch die Trennung der reinen EMV-Normen IEC 61851-21-1 und -2 von den Produktnormen der IEC 61851- und IEC 61980-Reihe die Effizienz in der Erarbeitung der Normen stark gestiegen, doch sind die Aufgaben und Herausforderungen dadurch nicht weniger geworden. Überdies existiert in Europa durch eine ausstehende Entscheidung zwischen Kommission und Parlament für kabellose Ladesysteme keine klare Normungs- und Vorgabensituation. Eine Entscheidung, ob diese der R&TTE-Richtlinie und damit der ETSI-Normung oder der EMV-Richtlinie und damit IEC/EN-Normen unterliegen steht noch aus. Dieses könnte in Europa zu einer starken Zurückhaltung bei der Weiterentwicklung und Markteinführung von kabellosen Ladesystemen führen.

5 Literatur

- [1] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit (BMU): Leitstudie 2008. Weiterentwicklung der „Ausbaustrategie Erneuerbare Energien“ vor dem Hintergrund der aktuellen Klimaziele Deutschlands und Europas, Berlin, Oktober 2008
- [2] Adolf J. Schwab, Wolfgang Kürner., Elektromagnetische Verträglichkeit, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007
- [3] Normenreihe IEC 61000-3-x

-
- [4] ECE R10 Edition 4 und 5, Regelung Nr. 10 der Wirtschaftskommission der Vereinten Nationen für Europa (UN/ECE) – Einheitliche Bedingungen für die Genehmigung der Fahrzeuge hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit
 - [5] CISPR, CISPR: International Special Committee on Radio Interference, http://www.iec.ch/emc/iec_emc/iec_emc_players_cispr.htm
 - [6] Entwurf zur CISPR 11, CISPR/B/562/CD
 - [7] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), www.icnirp.de
 - [8] ETSI, the European Telecommunications Standards Institute, produces globally-applicable standards for Information and Communications Technologies (ICT), www.etsi.org
 - [9] TCAM, Telecommunications Conformity Assessment and Market Surveillance Committee

Aktuelle Entwicklungen bei den EMV-Anforderungen an Hochvolt-systemen in Elektro- und Hybridfahrzeugen

Christian Hillmer, Dr. Johann Heyen, Frank Golisch, Dr. Thomas Rinkleff, Volkswagen AG, Elektromagnetische Verträglichkeit, Wolfsburg, Germany

1 Einleitung

Dieser Artikel gibt einen Einblick in den aktuellen Stand der EMV-Normungsaktivitäten für Elektro- und Hybridfahrzeuge und -systeme.

Die physikalischen Effekte und Besonderheiten des Hochvolt-Systems bzgl. Störaussendung, Schirmung, Hochvolt-Niedervolt-Kopplung, gestrahlte, kapazitive und induktive Ausbreitungspfade von Störungen, Impulsen und Bordnetzwelligkeiten werden dargestellt.

Daraus lassen sich Konsequenzen für EMV-Messaufbauten, -Messverfahren sowie spezielle Anforderungen an Störaussendung, Bordnetzimpulse und die Ladeschnittstelle ableiten.

Die hierzu laufenden Aktivitäten in der EMV-Normung für Elektro- und Hybridfahrzeuge bei ISO, IEC, CISPR sowie den Zulassungsanforderungen nach ECE-R10 werden dargestellt.

1.1 Hochvolt-spezifische EMV Herausforderungen

Das Hochvolt-System eines Elektrofahrzeugs stellt besondere Anforderungen an die Einhaltung der Elektromagnetischen Verträglichkeit. Bei Versorgungsspannungen um die 400 Volt, Strömen von 200 Ampere und Taktfrequenzen der Leistungselektronik und der Nebenaggregate im einstelligen bis einigen zehn kHz-Bereich erhöhen sich die Störspektren im Vergleich zur bekannten 12V-Welt deutlich in der Amplitude (ca. Faktor 30) [1]. Auch die Pulse und Ausgleichsvorgänge im Hochvolt-Bordnetz (Bordnetzwelligkeiten) skalieren entsprechend. Bei der Ladeschnittstelle zum öffentlichen Netz sind Netzurück- und Wechselwirkungen (Blitzentladungen, Spannungsschwankungen, Harmonische, Flicker) zu berücksichtigen [2, 3].

1.2 Tätigkeitsfelder für die nationale und internationale Normung

Während die EMV-Normung für 12 V- und 24 V-Fahrzeugtechnik im Kraftfahrzeug über mehrere Dekaden einen hohen Reifegrad erreicht hat, müssen mit zunehmender Verbreitung von Elektro- und Hybridfahrzeugen für die Hochvolt-Systeme (HV, 60 V bis 1.500 V DC) zunächst Grundlagen geschaffen werden, die sukzessive in die EMV-Normung einfließen.

In Anlehnung an bestehende CISPR-Normung werden HV-spezifische Messverfahren vorgeschlagen. Diese Erkenntnisse fließen derzeit über die DKE in die internationale Normung (CISPR25) ein.

In analoger Vorgehensweise sind HV-spezifische Vorschläge für die Normung von Störimpulsen (z. B. durch PWM-Signale und deren höherfrequenten Anteile) ent-

standen, aus denen ein Entwurf für eine ISO 7637-4 abgeleitet wurde. Dieser ist von der ISO/TC22 als New Work Item Proposal (NWIP) angenommen worden. Die Schnittstelle zwischen Fahrzeug (ISO) und öffentlichem Versorgungsnetz (IEC) wird u. a. in IEC/ISO-Kollaboration bearbeitet (z. B. IEC 61851-21-x). Bezüglich der UN/ECE-weit einheitlichen EMV-Bedingungen für die Typgenehmigung von Kraftfahrzeugen ist zuletzt im Oktober d. J. der Entwurf einer aktualisierten ECE-R10-5 in Genf verabschiedet und an das nächst höhere Entscheidungsgremium (WP.29) weitergeleitet worden [4, 5, 6].

2 Störaussendung von Hochvoltssystemen

2.1 Grundlagen

Abbildung 1 zeigt die typische Störaussendung einer Hochvoltkomponente. Der Störpegel ist in dB μ V über die Frequenz bis 108 MHz aufgetragen. Des Weiteren sind die bekannten 12V-Grenzwerte dargestellt, deren Einhaltung für eine Nahentstörung erforderlich ist. Da die Entstörung der Hochvoltkomponente aufgrund der physikalischen Effekte (hohe Spannung, hoher Strom, schnelle Taktung) nicht immer beliebig umgesetzt werden kann, müssen weitere Maßnahmen ergriffen werden.

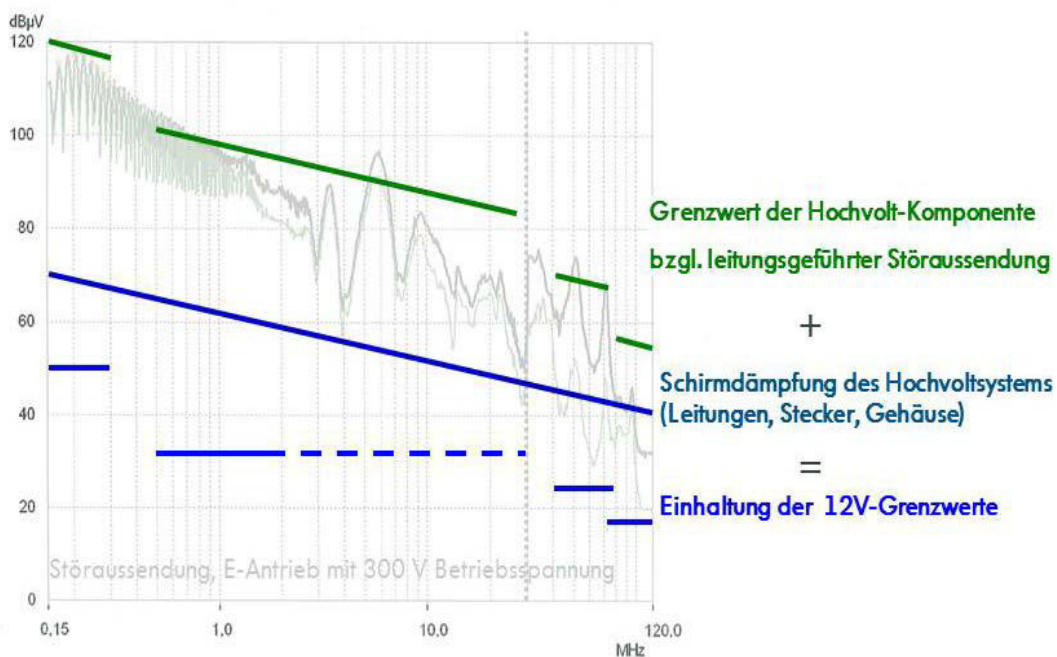


Abbildung 1: Hochvolt-Störaussendungsanforderungen und Herleitung

Hierzu wird das Hochvoltsystem bestehend aus mehreren Einzelkomponenten geschirmt ausgeführt. D. h., die Gehäuse der Komponenten, Hochvolt-Leitungen und –Stecker zur Verbindung der Komponenten müssen eine Schirmdämpfung aufweisen. Zusätzliche Hochvolt-Niedervolt-Entkopplung ist erforderlich, um die bekannten und bewährten 12V-Grenzwerte einzuhalten. Die benötigte Schirmdämpfung des Hochvoltsystems ist ebenfalls in Abbildung 1 eingezeichnet.

2.2 Hochvolt-Normungsaktivitäten (DKE 767.13.18 und CISPR 25)

Um diesen Phänomenen mit standardisierten Messaufbauten und Grenzwerten zu begegnen, wurden im Rahmen des DKE 767.13.18 deutsche Vorschläge erarbeitet. Diese sind international in die CISPR/D/WG2 Hochvolt-Taskforce eingespeist und werden in den nächsten CISPR25 Committee Draft einfließen [7]. Die Inhalte werden im Folgenden kurz vorgestellt.

Abbildung 2 zeigt eine Zusammenfassung der Handlungsfelder. Die Messaufbauten sind an bisherigen CISPR-Messaufbauten angelehnt, benötigen aber eine geeignete Hochvolt-Netznachbildung. Ein Impedanz-Anpassnetzwerk ermöglicht eine Anpassung der Messumgebung an reale Gegebenheiten. Dies ist aber bezüglich der Standardisierung und Vergleichbarkeit der Messungen als kritisch einzustufen.

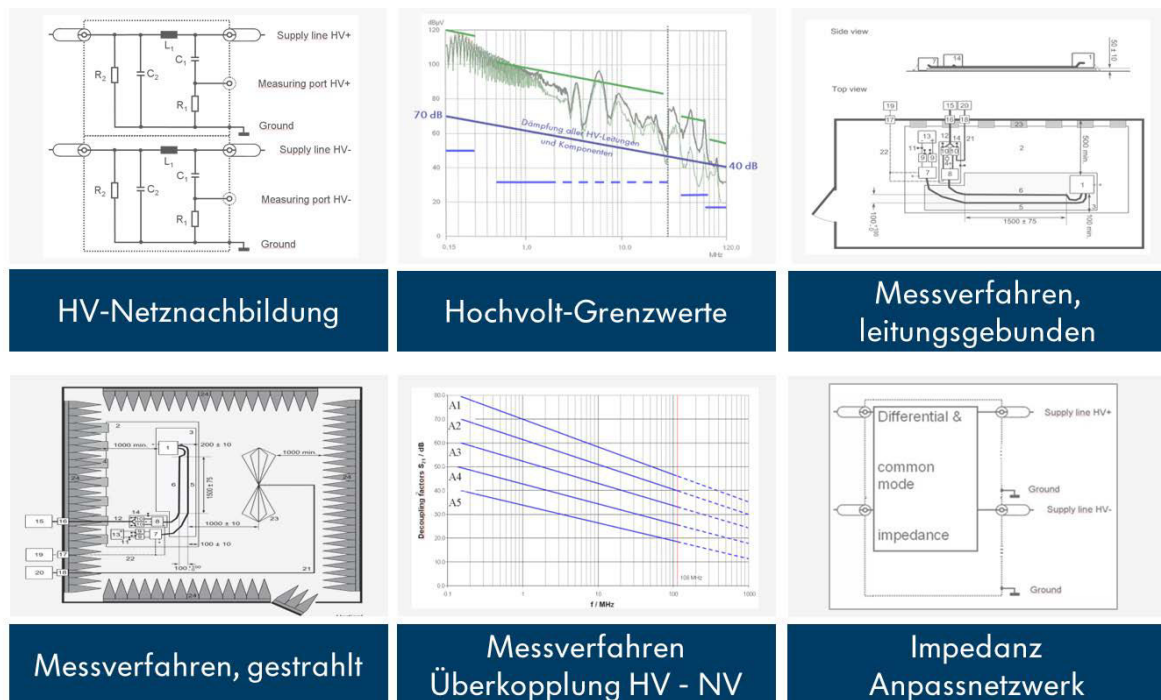


Abbildung 2: Handlungsfelder HV-Störaussendung

Die Hochvolt-Grenzwerte für Störaussendung und Hochvolt-Niedervoltentkopplung sind in verschiedenen Grenzwertklassen aufgeteilt, um unterschiedlichen Eigenschaften von HV-Systemen bzgl. Entstörung, Schirmung und HV-NV-Entkopplung Rechnung zu tragen.

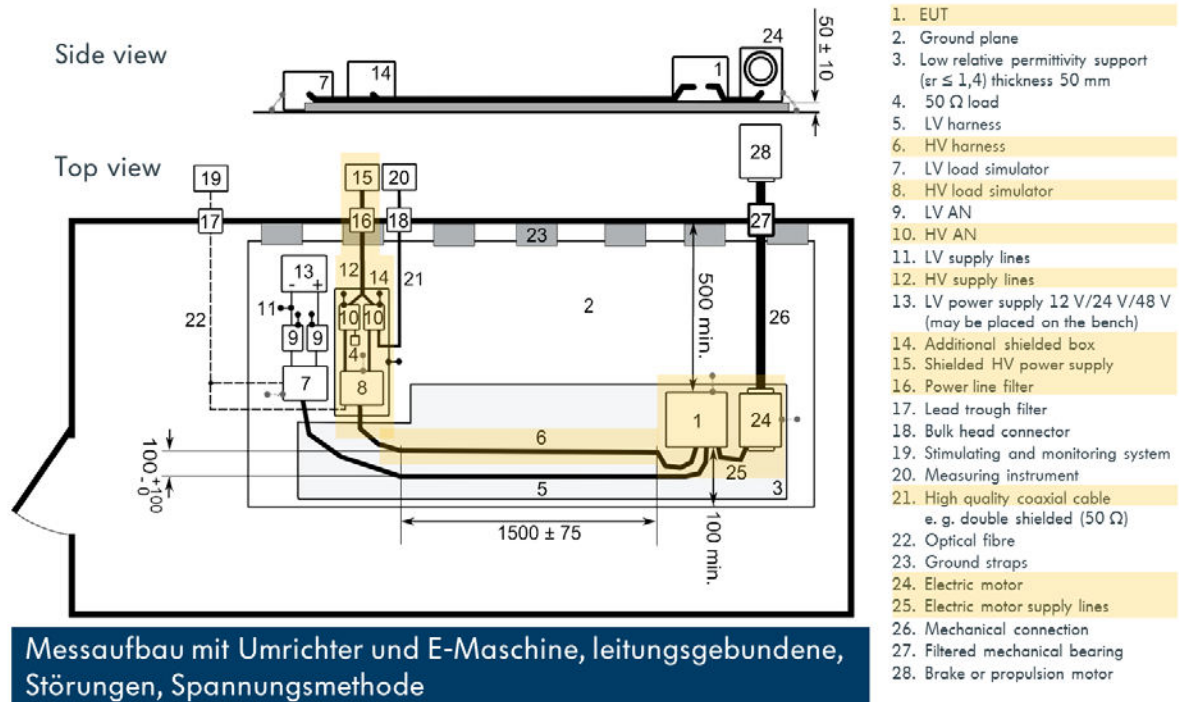
Die Messverfahren sind gestrahlt und leitungsgebunden (Spannungsmethode über HV-Netznachbildung und Strommessung via Koppelzange).

Tabelle 1 zeigt die Grenzwerte für die leitungsgebundene Messung nach der Spannungsmethode. Basierend auf den Klasse 5 Grenzwerten nach CISPR25, 6.2.3, Tabelle 5, werden zusätzliche Anforderungen addiert, die die Schirmeigenschaften und HV-NV-Entkopplung des jeweiligen HV-Systems berücksichtigen.

Tabelle 1: Grenzwertklassen für leitungsgebundene Störaussendung nach Spannungsmethode

Service / Band	Frequency MHz	Levels in dB(μV)				
		Class HV1	Class HV2	Class HV3	Class HV4	Class HV5
		AVG	AVG	AVG	AVG	AVG
BROADCAST						
LW	0,15 - 0,30	126	116	107	97	87
MW	0,53 - 1,8	101	92	83	74	66
SW	5,9 - 6,2	94	86	77	69	61
FM	76 – 108	65	58	51	44	37
TV Band I	41 – 88	72	65	57	50	43

Abbildung 3 zeigt exemplarisch einen Messaufbau für leitungsgebundene Störungen nach der Spannungsmethode. Hier ist ein komplexer Aufbau gezeigt für Umrichter als EUT (1) inklusive Peripherie, sprich Elektromotor (24), Welle (26), Wellendurchführung (27) und mechanischer Last (28). Weitere Permutationen sind dem Normentwurf zu entnehmen.



Messaufbau mit Umrichter und E-Maschine, leitungsgebundene, Störungen, Spannungsmethode

Abbildung 3: Messaufbau leitungsgebundene Störung, Spannungsmethode

3 Hochvolt-Impulse

3.1 Grundlagen

Die Leistungselektronik, Nebenaggregate und Batterieschütze seien beispielhaft als Ursache für Schalttransienten, Rechtecksignale, Überschwinger und deren höherfre-

quenten Anteile genannt. Diese breiten sich im Hochvolt-Bordnetz aus und können zu Störungen führen.

Abbildung 4 zeigt typische 9kHz-PWM-Signale einer Leistungselektronik und deren Transienten.

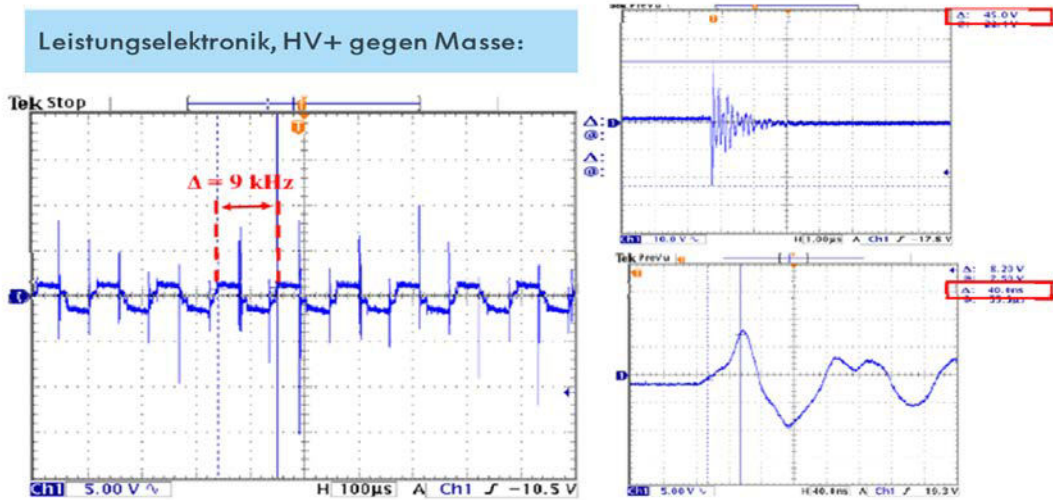


Abbildung 4: PWM Nutzsignal und HV-Impulse und Transienten

3.2 New Work Item Proposal (NWIP) ISO7637-4

Im DKE 767.13.18 wurde ein Vorschlag erarbeitet, der Messaufbauten und Grenzwerte für relevante Hochvolt-Pulse zusammenfasst.

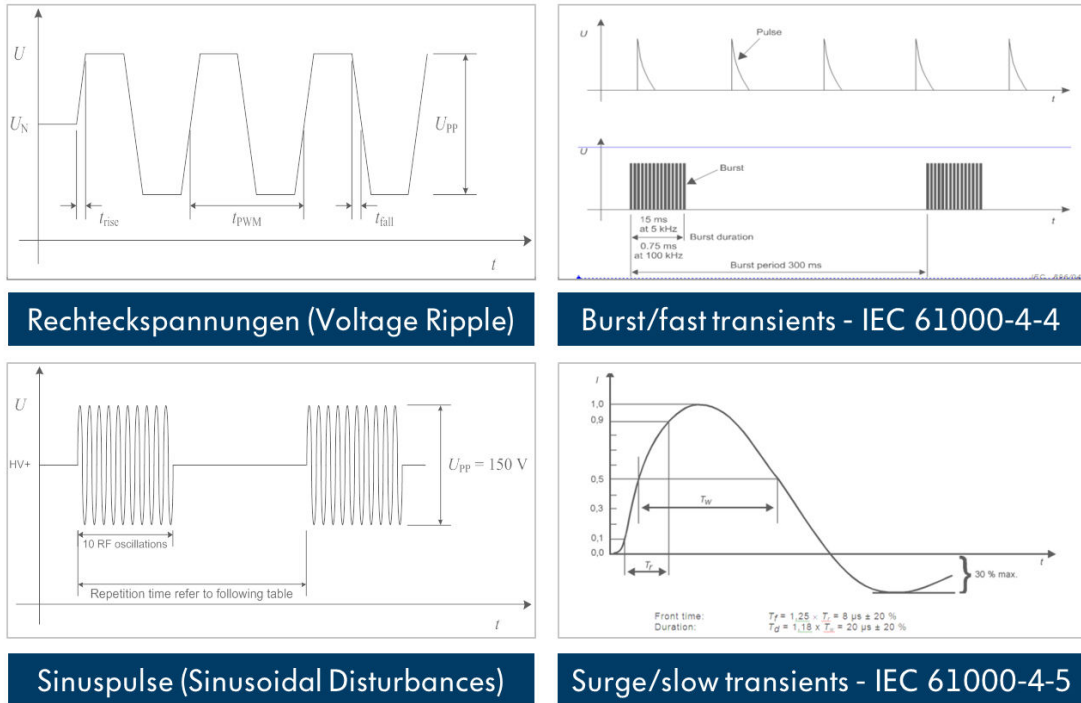


Abbildung 5: Relevante HV-Pulse

Daraus ist ein New Work Item Proposal (NWIP) für einen vierten Teil der bestehenden ISO 7637-Reihe entstanden [8].

Abbildung 5 fasst die relevanten HV-Pulse zusammen. Rechteckspannungen und Sinuspulse bilden im Wesentlichen die Phänomene aus Abbildung 4 nach.

Tabelle 2 fasst die Grenzwertklassen für Rechteckspannungen zusammen. In Tabelle 3 sind vergleichbare Angaben für die Sinuspulse gemacht.

Schnelle und langsame Transienten sind an die bestehenden IEC 61000-4-x angelehnt und hier nicht weiter dargestellt.

Pulsfrequenz f_{PWM}	Frequenzschritt	Testspannung U_{pp} [V]					Verweildauer (s)	Einkopplung
		Klasse						
		I	II	III	IV	V		
1 kHz - 10 kHz	1 kHz	5	25	50	150	250	2	HV+ und HV- HV+ to ground HV- to ground optional: HV+ und HV-to ground
10 kHz - 300 kHz	10 kHz	0,5	2,5	5	15	25		

Tabelle 2: Rechteckspannungen auf den HV-Versorgungsleitungen

Pulsfrequenz (MHz)	Testspannung U_{pp} [V]					Oszillationen/ Pulspaket	Wiederholrate (μ s)	Testdauer (Minuten)	Test coupling
	I	II	III	IV	V				
1	10	20	40	100	300	10	200 / 100 / 50	5 / 5 / 5	HV+ to HV- HV+ to ground HV- to ground
2									
5									
10									

Tabelle 3: Transienten auf den HV-Versorgungsleitungen

4 Schnittstelle zwischen Fahrzeug und Versorgungsnetz

4.1 Grundlagen

Mit der Schnittstelle des Fahrzeugs zum öffentlichen Netz treten neue Herausforderungen bzgl. NetZRück- und Wechselwirkungen in den Vordergrund. Die „klassische“ Störfestigkeit und Störaussendung des Fahrzeugs werden durch IEC-Anforderungen ergänzt: Burst, schnelle Transienten (IEC61000-4-4), Surge, Blitzentladungen (IEC61000-4-5), Voltage Dips und Unterbrechungen (IEC61000-4-11, -34), Harmonische (IEC61000-3-2, -12), Flicker (IEC61000-3-3, -11).

4.2 IEC-Normungsaktivitäten

In IEC/ISO-Kollaboration wird die IEC-Normenreihe IEC61851 überarbeitet. EMV-Inhalte bzgl. Elektrofahrzeugen und ‚Onboard‘-Ladegeräten werden in IEC61851-21-1 gebündelt. Der bisherige Normentwurf zeigt hohen Deckungsgrad mit der ECE-R10-4 bzw. zukünftigen -5.

Die EMV der externen Ladegeräte (z. B. AC-Wallboxen, DC-Ladesäulen) sollen u. a. in der IEC 61851-21-2 geregelt werden. Tabelle 4 gibt einen Überblick.

Tabelle 4: Überblick IEC61851 Normenreihe

IEC-Norm	Beschreibung, bisherige Inhalte	Aktuelle Aktivitäten, neu
IEC 61851	Electric Vehicle Conductive Charging System	
-1	General requirements; in Überarbeitung; Ziel, EMV betreffende Teile in 21, 22, 23 zu verlagern	in Überarbeitung
-21	Electric vehicle conductive charging system – Part 21: Electric vehicle requirements for conductive connection to an a.c./d.c. supply	IEC TC69 WG4 unter „Mode 5“-Kollaboration mit ISO TC22/SC3: -21-1: EMV-Anforderungen für Elektrofahrzeuge mit eingebautem Lademodul -21-2: Zusammenführen der Teile 22 und 23 in EMV-Anforderungen an externe leitungsgebundene AC- oder DC-Ladestationen
-22	Electric vehicle conductive charging system – Part 22: a.c. electric vehicle charging station	
-23	Electric vehicle conductive charging system – Part 23: d.c. electric vehicle charging station	

5 Zulassung nach ECE R10

5.1 Grundlagen

Die Niederspannungsrichtlinie regelt Störfestigkeit und Störaussendung netzseitig. Gesetzliche Anforderungen an das Elektrofahrzeug sind im Rahmen der Wirtschaftskommission der Vereinten Nationen (ECE) in der R10 (Funkentstörung) geregelt. Mit der Revision 4 ist der Ladebetrieb explizit aufgenommen worden. In der internationalen Normung befinden sich ISO, CISPR und IEC entsprechend ebenfalls in Überarbeitung.

5.2 Umsetzung in ECE R10

Die Anforderungen der ECE R10 sind in Tabelle 5 zusammengefasst. Neben den „klassischen“ Fahrzeugdisziplinen finden in der Revision 4 ebenfalls die zusätzlichen

Messungen für Fahrzeuge im Ladebetrieb ihre Anwendung. Mit der zukünftigen Revision 5 wird es die Möglichkeit für separate Tests auf Komponentenebene geben (ESA – electronic subassembly).

Tabelle 5: Übersicht der ECE R10-5 Anforderungen

Anwendung	EMV Disziplin	Messmethode/ Grundnorm	Fahrzeug/ ESA
Verbrennungsfahrzeuge und Hybridfahrzeuge	Störaussendung, breitbandig, 3m/ 10m	CISPR12	Fahrzeug
	Störaussendung, schmalbandig	CISPR12	Fahrzeug
	Störfestigkeit	ISO11451-2	Fahrzeug
	Störaussendung, breitbandig	CISPR25	ESA
	Störaussendung, schmalbandig	CISPR25	ESA
	Störfestigkeit	ISO11452-2 ISO11452-3 ISO11452-4 ISO11452-5	ESA
	Transienten	ISO7637-2	ESA
Zusätzlich für Fahrzeuge mit Ladeschnittstelle	Harmonische (AC-Leitung)	IEC61000-3-2 IEC61000-3-12	Fahrzeug/ ESA
	Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen, Flicker	IEC61000-3-3 IEC61000-3-11	Fahrzeug/ ESA
	Leitungsgebundene Störaussendung (AC- und DC-Leitung)	CISPR16-2-1	Fahrzeug/ ESA
	Leitungsgebundene Störaussendung (Network- und Telekommunikation)	CISPR22	Fahrzeug/ ESA
	Schnelle Transienten/ Burst	IEC61000-4-4	Fahrzeug/ ESA
	Stoßspannungen / Surge	IEC61000-4-5	Fahrzeug/ ESA

6 Zusammenfassung

Die Erfahrungen und Erkenntnisse zur EMV in Hochvoltssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen sind in den vergangenen vier Jahren zunächst von den deutschen OEMs, Zulieferern und Testhäusern gemeinsam erarbeitet worden.

Die entstandenen Normentwürfe für CISPR, ISO und IEC sind im Rahmen der DKE-Arbeitskreise AK 767.13.18 und AK 353.0.6 diskutiert, ergänzt und auf internationaler Ebene vorgestellt und publiziert worden.

Eine weitere Bearbeitung auf internationaler Ebene ist bereits im Gange.

Für die EMV-Entwicklung von Hochvoltssystemen in Elektrofahrzeugen wurden solide Grundlagen geschaffen, auf die durch zukünftige Erfahrungen weiter ausgebaut werden müssen.

7 Literatur

- [1] C. Hillmer, M. Mayer, U. Reinhardt: EMV von E- und Hybridfahrzeugen, 5. GMM Fachtagung EMV in der Fahrzeugtechnik, München, 2009
- [2] J. Heyen, L. Diaz, K. Marschall, A. Darrat, F. Golisch: EMV-Anforderungen an die Ladeschnittstelle von Elektrofahrzeugen, 6. GMM Fachtagung EMV in der Fahrzeugtechnik, Stuttgart, September 2013
- [3] J. Bärenfänger: Schnittstelle zwischen Fahrzeug und energienetz – Ladebetrieb von Elektrofahrzeugen, 5. Wissenschaftsforum Mobilität, Universität Duisburg-Essen, Duisburg, Juni 2013
- [4] T. Krauß, K. Löchner: Gesetzliche Anforderungen an Elektrofahrzeugen, 6. GMM Fachtagung EMV in der Fahrzeugtechnik, Stuttgart, September 2013
- [5] C. Hillmer, J. Heyen, K. Löchner: EMV-Anforderungen an Hochvoltsysteme in Elektro- und Hybridfahrzeugen, EMV Stuttgart, Stuttgart 2013
- [6] <http://www.unece.org/trans/main/wp29/introduction.html> für weitere Informationen
- [7] <http://www.dke.de> für weitere Informationen
- [8] ISO/NP 7637-4: Road Vehicles -- Electrical disturbance by conduction and coupling - Part 4: Electrical transient conduction along shielded high voltage-supply lines only, ISO/TC 22/SC 3 under development

EMV Problemstellungen an Pedelecs (Pedal Electric Cycles) innerhalb der Konformitätsüberprüfung nach DIN EN 15194

Dipl.-Ing. Johannes Hagmann, Hermes Hansecontrol-Cert, EMV
Dipl.-Phys. Sven Schefer, Hermes Hansecontrol-Cert, EMV

1. Einführung

Pedelecs (Pedal Electric Cycles) und auch E-Bikes erfreuen sich in den letzten Jahren einer hohen Beliebtheit. Im Jahre 2012 verkauften sich knapp 380000 Pedelecs in Deutschland und waren ca. 1,3 Mio. Pedelecs im Gebrauch. Wobei Jahr für Jahr ein beachtliches Wachstum im zweistelligen Prozentbereich festgestellt werden konnte. Bei einem direkten Vergleich mit dem chinesischen Markt, auf dem in jedem Jahr ca. 20 Mio. Pedelecs verkauft und ca. 120 Mio. im Einsatz sind, besteht somit in Europa und vor allem in Deutschland weiterhin ein großes Wachstumspotential.

Pedelecs sind dabei eine Variante des E-Bikes. Diese dürfen nur im Zuge einer Anfahrunterstützung Geschwindigkeiten von bis zu 6 km/h ohne Pedalbewegungen erzeugen. Um größere Geschwindigkeiten und somit eine solide Unterstützung zu erfahren, muss das Pedelec durch pedalierende Bewegungen am Pedalarm angetrieben werden. Pedelecs dürfen dabei eine motorische Unterstützung bis zu 25 km/h erreichen und können eine Motorleistung von bis zu 250 W abrufen und sind dieser Definition zufolge in der Maschinenrichtlinie im Harmonisierungsprozess. Für Elektrofahrräder mit höherer Leistung und höheren Geschwindigkeiten wird eine E-Kennzeichnung notwendig.

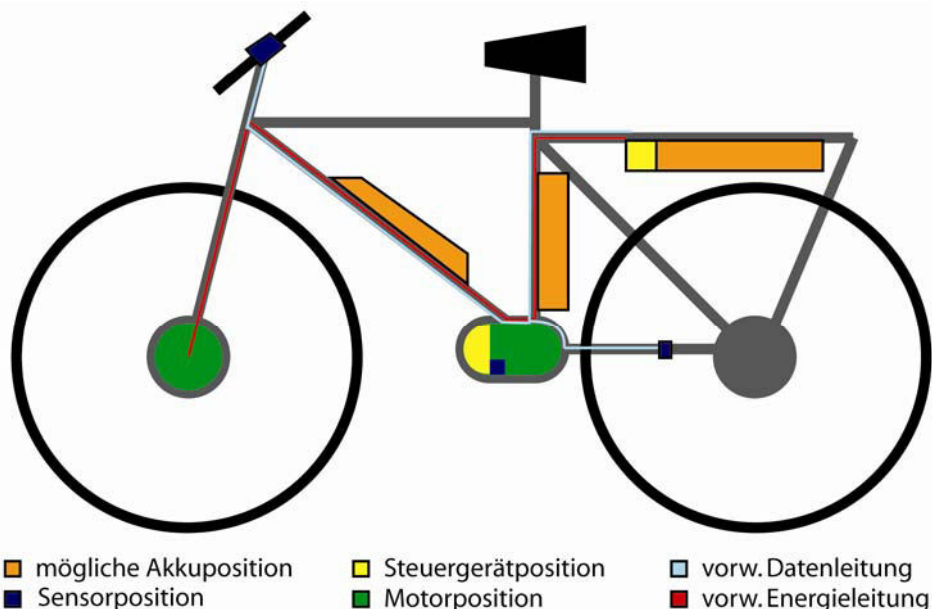


Bild 1: Schematischer Aufbau elektrischer Fahrräder

Durch die steigende Verbreitung dieser Produktgruppe wurde eine eigene Norm, die DIN EN 15194:2012 entworfen, um die EMV, die mechanische und elektrische Sicherheit abzubilden und sichere Fahrzeuge im Straßenverkehr hervorzubringen. Diese lehnt

sich im Bereich EMV stark an die UN-ECE-R10 an. Dieses Paper beschäftigt sich mit den EMV-Anforderungen nach der DIN EN 15194 und mit Angriffspunkten in der zukünftigen Normenarbeit, um die Pedelecs in ihrer EMV zu verbessern.

2. Pedelec Aufbau

2.1. Aufbau der elektrischen und elektronischen Pfade

Kern des gesamten Antriebssystems bildet die Kombination aus Gleichstrommotor und Steuergerät, welches den Motor über eine leistungselektronische Stufe antreibt (Bild 1 und Bild 2). Diese leistungselektronische Einheit überwacht dabei zudem den Stromfluss und wird zudem eingesetzt, bei Störfällen die Antriebsleistung wegzuschalten.

Um ein Pedalieren, also das bewusste Treten am Pedalarm zu detektieren, werden diverse Sensoren eingesetzt. Zu diesen Sensoren gehören Drehzahl und Drehmoment an der Tretwelle und ein Hallsensor zu Geschwindigkeitsüberwachung am Antriebsrad. Im Prinzip haben sich bei den Pedelecs 2 Motor- und 3 Akkuvarianten durchgesetzt. Zu diesen Varianten gehören der Front und der Mittelmotor (Bild 1.) Als Akkupositionen dominieren die Positionen hinter der Sattelstange und unter dem Gepäckträger, wobei sich die Ausrichtung der Akkus ändert.

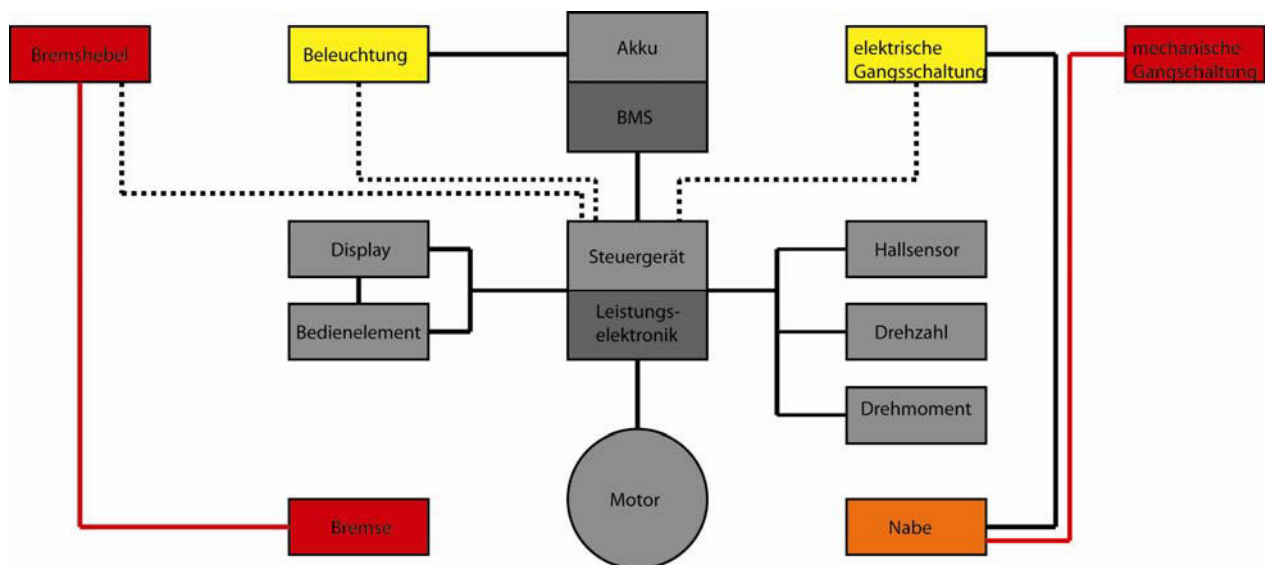


Bild 2: Schematischer Aufbau elektrischer Fahrräder

Zur direkten Steuerung des Systems durch den Anwender befindet sich ein Bedienelement mit integrierter Anzeige bzw. ein Anzeigedisplay getrennt von einem zusätzlichen Bedienelement in unmittelbarer Nähe der Handgriffe am Lenker. Zudem sind im selben Kabelbaum Öffnerkontakte der Handbremsen eingebunden, die die Betätigung der Bremse direkt zum Steuergerät melden und somit die Unterstützung durch den Motor wegschalten.

Der Akku besitzt in der Regel ein Batteriemanagementsystem (BMS) zum Schutz vor Überladung oder ungewollter chemischer Reaktion aufgrund von Überhitzung oder zu hoher Stromabgabe. Sehr modern ist derzeit die Entwicklung hin zu elektronischen Na-

benschaltungen, die somit lange Leitungen vom Lenker über den Rahmen zum Steuergerät und zur Nabe führen.

Je nach Lage der Steuereinheit und des Motors variieren die Längen und Positionen der Leitungswege und die damit verbundenen Einkoppelantennen. Die geführten Leitungen lassen sich in 3 Typen einteilen: Datenleitungen, Signalleitungen und Seilzüge (Bild 2).

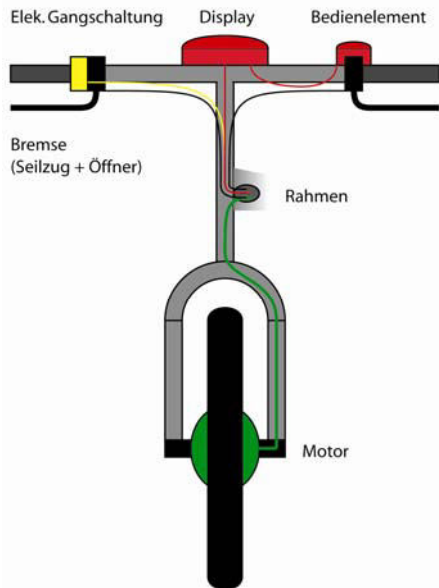


Bild 3a: Schematischer Aufbau Lenker

Bild 3b: Foto zu Bild 3a

2.2 Direkte Koppelpfade

Zu den direkten Koppelpfaden gehören in diesem Fall alle Leitungen, die in den Elektrofahrzeugen verwendet werden, da dort direkt die HF-Energie feldgebunden eingestrahlt werden kann. In vielen Fällen sind alle Leitungen ungeschirmt, was zu einer erhöhten Anfälligkeit gegenüber der HF führt und vielfach die Signalintegrität beeinflusst. Besonders die Zuleitungen zwischen Bedienelementen und Steuergerät als auch die Zuleitung zwischen Motor und Steuergerät bei Frontantrieben gelten als besonders anfällig (Bild 3a, 3b).

Zudem ist häufig eine Einkopplung der HF in die im Akku verbauten Leiterplatten (Batteriemanagementsystem (BMS)) zu beobachten. Die Akkusysteme bilden vor allem mit ihren großen Metallflächen zur Verbindung der einzelnen Zellen als potenzielle Antenne und direktes Einfalltor hin zum Steuergerät.

2.3 Indirekte Koppelpfade

Zu den indirekten Kopplungswegen gehören die sekundären elektrischen Leitungen, z. B. über den Akku angeschlossene Leuchten oder die Verbindungsleitungen einer elektrischen Gangschaltung. Ein häufig unterschätztes Thema sind bei den indirekten Koppelpfaden die mechanischen Seilzüge für die Bremsen oder eine mechanische Gangschaltung. Dies ergibt sich als problematisch, da diese Leitungen häufig parallel und somit in direkter Nähe zu kritischen Leitungen verlaufen und überkoppeln können. Gerade die Bemühung die kritischen Leitungen möglichst im Rahmen zu führen (Bild 3a)

und so wenig Leitungslängen außerhalb des Rahmens zu führen wird dadurch zunichtegemacht, da die indirekten Leitungen parallel im Rahmen geführt werden und somit die HF mit in den Rahmen als TEM Wellenleiter einbringen und dementsprechend gut auf die kritischen Datenleitungen überkoppeln können. Bekanntermaßen werden bei der Parallelführung von L Leitungen $M=L-1$ TEM-Moden ausbreitungsfähig. Gerade bei den langen Seilzügen wird nicht darauf geachtet, wie viel Länge außerhalb des Rahmens verlegt wird und als Backdoor für die HF zur Verfügung steht.

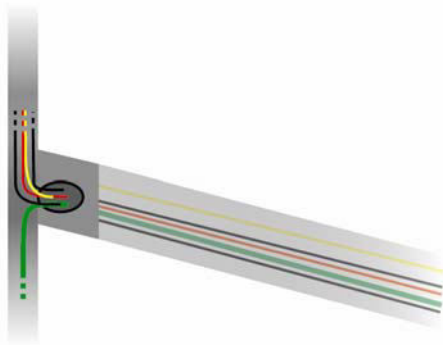


Bild 4a: Kabelführung in den Rahmen



Bild 4b: Kabelführung am Lenker

3. EMV Prüfung nach DIN EN 15194

Die EMV Prüfungen nach der DIN EN 15194 [1] unterteilen sich prinzipiell in zwei Prüfkonfigurationen. Zunächst einmal besteht die Möglichkeit des Komponententests, wonach nur die elektronischen Komponenten ohne die zusätzlichen Einflüsse wie Rahmen, Seilzüge und weiterer Komponenten geprüft wird. Als Zweites besteht die Möglichkeit der Kompletttests am Pedelec, zu denen derzeit mehr geneigt wird, da diese die parasitären Effekte in seiner Gänze widerspiegeln und eine realitätsnahe Betrachtung liefern. Die Prüfungen umfassen die drei Prüfungen: gestrahlte Emission, gestrahlte Störfestigkeit und ESD.

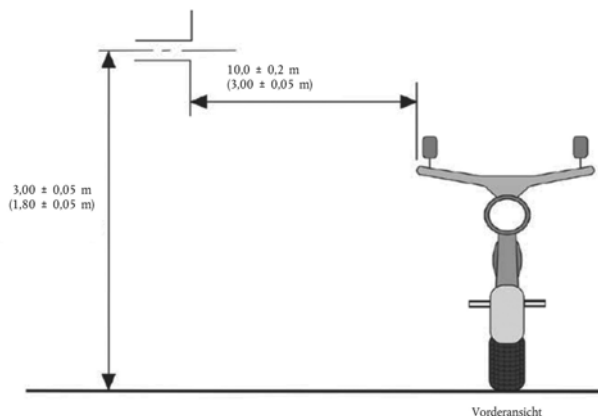


Bild 5a: Aufbau zur Emissionsprüfung [2]

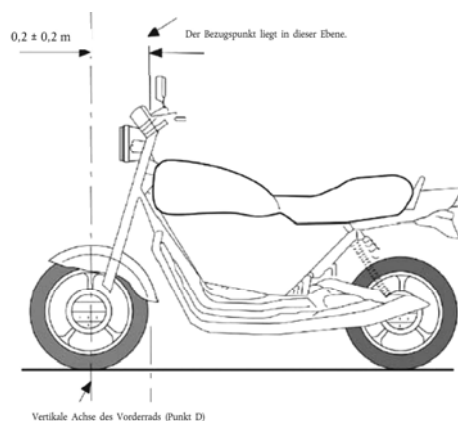


Bild 5b: Aufbau zur Störfestigkeitsprüfung [2]

3.1 Emission

Bei der Emissionsmessung werden nach der UN-ECE-R10 in erster Linie die Seiten betrachtet und der Messantenne zugewandt. Dabei korreliert die Messhöhe der Antenne mit der Messentfernung zwischen Antenne und DUT (Bild 5a).

Die Vorder und Rückseite eines Pedelecs spielen dabei als Ausrichtung ein untergeordnete Rolle und verweilen teilweise nicht vermessen. Dabei werden die unterschiedlichen Richtwirkungen verschiedenartiger Aufbauten nicht berücksichtigt.

Bei der Prüfung wird zwischen Breit- und Schmalbandstörern unterschieden und diese Störer werden mit dem QP bzw. AV Detektor bewertet. Als Betriebszustände werden hier Stillstand und 75% der Nenndauerleistung verwendet.

3.2 Gestrahlte Störfestigkeit

Das Fahrzeug wird mit einem Feld von 30 V/m (80% AM (abwärtsmoduliert), 1kHz, 2000ms) im Frequenzbereich zwischen 20 MHz- 1GHz beaufschlagt.

Bei der gestrahlten Störfestigkeit wird das Pedelec in erster Linie von der Vorderseite als Normalfall bestrahlt. Dabei wird ein sogenannter Bezugspunkt ungefähr auf Lenkerhöhe festgelegt (siehe Bild 4) und es erfolgt eine Einpunktkalibrierung, die an zwei weiteren Punkten links und rechts des Bezugspunktes nachgemessen wird und im Rahmen von bis zu -6dB liegen darf.

Als minimale Belastungszustände werden bei dieser Messung der Stillstand, 90% der maximalen Geschwindigkeit und 90 % der Anfahrunterstützung verwendet.

Als Durchfallkriterium wurde bisher eine Geschwindigkeitsänderung von mehr als 10 % festgelegt. In der Realität kommt es bei mehr als 90% der Fails zum Stillstand der Unterstützung.

In Problemfällen ist ein gewisser Spielraum bei der Feldstärke gegeben (Bild 6). Und zwar muss das Pedelec die Feldstärke von 30 V/m in mindestens 90% des Frequenzbereichs erfüllen. Die Feldstärke darf aber in bis zu 10% des Frequenzbereichs auf bis zu 25 V/m abgesenkt werden. Somit ist eine Unterschreitung von 25 V/m immer ein sofortiges Fail.

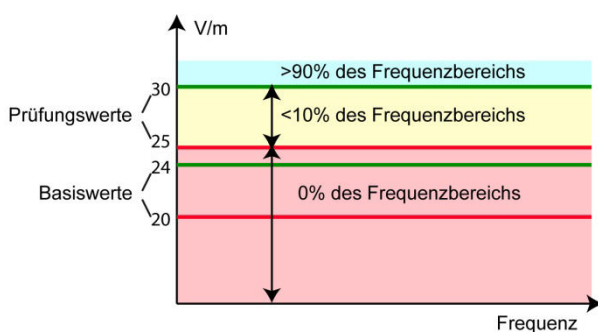


Bild 6a: Einteilung der Feldstärkebereiche zwischen 25-30 V/m

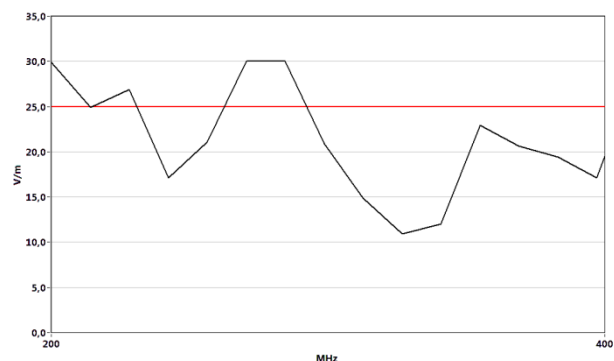


Bild 6b: Beispielmessung eines Fails

3.3 ESD – elektrostatische Entladung

Das Pedelec wird mit einer Entladung von 4kV (Kontaktentladung) und 8kV (Luftentladung) beaufschlagt. Als Problemzone für den ESD erweisen sich vorwiegend Bedienelemente und Displays sowie Akkuanzeigen.

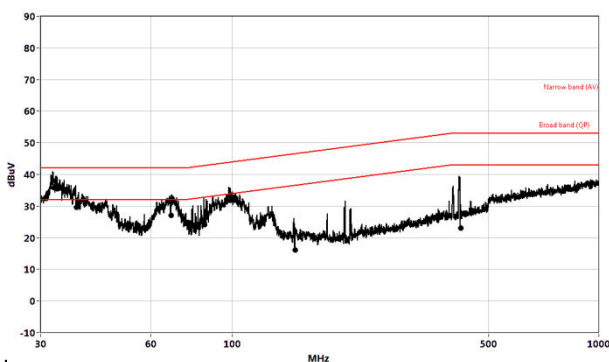
4. Problemstellungen, die von der Norm nicht abgedeckt werden.

Die Norm DIN EN 15194 deckt dabei nur minimale Anforderungen an die EMV ab und vernachlässigt dabei den Einfluss weiterer Seiten und natürlich den Einfluss tieffrequenter magnetischer Felder oder den Einfluss von magnetischen Feldern auf den menschlichen Körper (EMF / EMVU).

4.1 Emission

Bei der Emissionsmessung werden, wie in Kapitel 3.1 beschrieben, vorwiegend die Seiten des Pedelecs zur Antenne ausgerichtet und auf einer festgeschriebenen Höhe vermessen. Diese Messung basiert auf den Vereinbarungen nach UN/ECE-R10 [2], wonach die längsten Kabel und somit Sendeantennen in der Ausrichtung vom Heck zur Front des Fahrzeugs gespannt sind (Bild 1). Beim Pedelec sind die meisten langen Leitungen aber im Rahmen des Fahrzeugs verlegt, und kommen am Steuergerät bzw. am Display oder hin zum Frontantrieb (Bild 1, 3) zum Vorschein. Somit befinden sich die meisten emissionsfähigen Antennen an der Frontseite und in der Nähe der Sattelsäule bzw. des Gepäckträgers.

Dies zeigt sich auch an den bisherigen Messergebnissen. In vielen Fällen sind die Werte gemessen an der Frontseite höher als an den Flanken des Pedelecs. Zudem werden häufig Taktfrequenzen und deren Harmonische über die kürzeren Leitungen (Sensoren, Bedienelemente am Display, etc.) abgestrahlt. Diese Kabel erzeugen in der Regel aber vektorielle Feldanteile die eine seitliche Aufnahme der Feldstärke nur schlecht erfassen kann. Ein häufig unterschätzter Faktor sind die Variationen bei Rahmen, den Positionen der Leitungen und die Art der Verkabelung. Diese zusätzlichen zum Teil HF führenden Komponenten des Rahmens und ihre Abschattungs- und Reflexionseffekte machen eine Betrachtung der Emission zu allen Seiten hin unerlässlich, um die EMV zu gewährleisten. Die Bilder (Bild 7a, b) beschreiben die Emission zweier Pedelecs mit gleicher elek-



tronischer Hardware. Nur der Rahmen und hat sich dabei leicht geändert. Es zeigt, dass die dominanten Eigenschaften der Kabellängen hier die maßgeblichen Frequenzbereiche vorgeben, aber die Rahmenkonstruktion die Frequenzbereiche in ihrer Resonanz verschiebt und somit auch die Feldstärken sich stark ändern können. Daher ist eine Prüfung an allen Rahmenmodellen mit derselben elektronischen Hardware nötig.

4.2 Störfestigkeit

Im Gegensatz zur Emission wird nach der DIN EN 15194 das Pedelec nur von der Vorderseite bestrahlt und nur bei begründetem Verdacht auch von der Rückseite.

4.2.1 Direkte und indirekte Kopplung in Leitungen

Die Einkopplungen erfolgen dabei vorwiegend über die Leitungen, die auf der Vorderseite am Rahmen herauslaufen und zu den Bedien- und Anzeigekomponenten laufen (Bild 3). Die Sensorleitungen, die vorwiegend am Rahmen laufen, werden in erster Linie durch indirekte Bestrahlung, Reflexionen am Boden oder am Rahmen erreicht und erfahren dadurch nicht die erwünschten Feldstärken.

4.2.2 Akkus

Die Akkus, die in den meisten Fällen keine wirkungsvolle Schirmung besitzen, liegen bei der frontalen und rückseitigen Bestrahlung weitestgehend im Bestrahlungsschatten (Bild1). Die Batteriemanagementsysteme (BMS), die zur Überwachung der Akkufunktionen und zum allgemeinen Schutz verwendet werden, liegen ungeschützt unter der Umverpackung. Zudem werden viele Leitungen für den Stromfluss und zur Überwachung und Verbindungsstege als massive Verbindungen ausgeführt und arbeiten effektiv als Antennen. Diese Backdoorkopplung ist ein häufiges Problem bei der EMV-Prüfung von Pedelecs. Leider wird bei der geforderten Frontrichtungsprüfung nur eine indirekte Bestrahlung des Akkus vorgenommen. Wodurch sich nur die Güte der Abschattungsmaßnahmen beschreiben lässt.

Um die effektive Wirkfläche auf die Akkus und deren Ladeelektronik zu vergrößern, ist eine Prüfung von den Seiten unerlässlich, da nur in dieser Form der Einfluss der elektromagnetischen Felder auf den Akku und das Wechselspiel mit den angeschlossenen Leitungen und dem Rahmen bestimmt werden kann. Als Beispiel sei hier die Prüfung eines Pedelecs erwähnt, dessen Funktionen in frontaler Ausrichtung zur Sendeantenne nach Norm bestehen, aber bei der Bestrahlung von der Seite, sowohl die Funktionalität nachlässt (Fahrrad bremst, statt zu unterstützen), als auch der Akku im höheren Frequenzbereich (Resonanz der Leiterplatte) ausfällt und in einen Schutzmodus fällt, der nur durch direkte Eingriffe auf der Leiterplatte wieder korrigiert werden kann. Der interne Überspannungsschutz im Ladefall hat bei der Bestrahlung reagiert und den Akku deaktiviert.

Zudem bieten die verbauten Seilzüge optimale Koppelantennen, da diese über lange Leitungen verfügen und weite Strecken außerhalb des Rahmens verbaut werden. Durch Parallelführung der Seilzüge am und im Rahmen mit den Signal und Strom führenden Leitungen besteht die Möglichkeit der Überkopplung (Crosstalk) als auch durch Überkoppeln im Rahmen gebildeten TEM Wellenleiter bis hin zum Steuergerät. Wodurch diese Produkte bei der EMV-Prüfung durchfallen können. Diese Leitungen lassen sich deutlich effizienter bei einer seitlichen Bestrahlung prüfen.

4.3 EMVU

Im Bereich der EMVU werden in erster Linie die Effekte der elektromagnetischen Felder auf den Menschen untersucht. Da es sich bei einem Pedelec um eine Maschine im Sinne der Maschinenrichtlinie handelt, sollten auch eine Prüfung hinsichtlich der Aussendung tieffrequenter Magnetfelder (EMF Prüfung) erfolgen. Diese Felder sind eine bekannte Quelle bei Problemen mit implantierten Defibrillatoren und Herzschrittmachern. Da durch die geschalteten Ströme für den Motor große Ströme und somit magnetische Felder erzeugt werden können. Einfache Haushaltstechnik oder Beleuchtungssysteme müssen hierzulande nach der DIN EN 62233 [3] auf ihre Eigenschaften zur Erzeugung von magnetischen Feldern untersucht werden, Pedelecs bisher noch nicht.

4.4 Einfluss tieffrequenter (50/60 Hz) magnetischer Felder nach DIN EN 61000-4-8

Fast alle Pedelecs überwachen die Geschwindigkeit des Pedelecs mit Hallsensoren (Fahrradacho-Prinzip). Da eine Überwachung der Geschwindigkeit aus sicherheitstechnischen Gründen unerlässlich ist, sollte hier eine Prüfung des Sensors auf Empfindlichkeiten gegenüber magnetischen Feldern im Frequenzbereich der Energienetze durchgeführt werden. In einigen Experimenten hat sich bislang gezeigt, dass sich einige Pedelecs bei derartiger Beaufschlagung stören lassen und zu hohe Geschwindigkeiten messen, was zu einem Abbruch der Unterstützung führt.

5. Zusammenfassung

Zusammenfassend lässt sich schreiben, dass mithilfe der DIN EN 15194 viele EMVProbleme aufgedeckt wurden und zum Teil auch abgestellt werden konnten. Um aber eine generelle Verbesserung der elektrischen Fahrräder zu gewährleisten, ist eine Rundumprüfung aller Seiten des Pedelecs notwendig. Zudem ist eine Prüfung weiterer Parameter aus dem Bereich der Maschinenrichtlinie sinnvoll, um den vollständigen Schutz der Nutzer zu gewährleisten.

6. Literatur

- [1] *Fahrräder – Elektromotorisch unterstützte Räder – EPAC-Fahrräder; Deutsche Fassung EN 15194:2009+A1:2011*, DIN Deutsches Institut für Normung e. V., 2012, Beuth Verlag GmbH, Berlin
- [2] *Regelung Nr. 10 der Wirtschaftskommission der Vereinten Nationen für Europa (UN/ECE) — Einheitliche Bedingungen für die Genehmigung der Fahrzeuge hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit*, Amtsblatt der Europäischen Union, 2012
- [3] *Verfahren zur Messung der elektromagnetischen Felder von Haushaltsgeräten und ähnlichen Elektrogeräten im Hinblick auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern*, DIN Deutsches Institut für Normung e. V., 2012, Beuth Verlag, Berlin

Analyse von Kopplungseigenschaften verschiedener KFZ-Bordnetzspannungsebenen auf System- und Komponentenebene

Dipl.-Ing. Jens Hohloch, Dr.-Ing. Wolfgang Köhler, Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen,
Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Universität Stuttgart
Dr.-Ing. Martin Aidam, Dipl.-Ing. Andreas Ludwig,
Daimler AG, Stuttgart

1 Kurzfassung

Bei Kraftfahrzeugen mit elektrischen Antrieben wird, neben den herkömmlichen 12 V-Bordnetz, ein Traktionsnetz mit höheren Spannungen verwendet. Dabei sind in der Regel alle Komponenten des Hochvolt-Bordnetzes ebenfalls mit dem Niedervolt-Bordnetz verbunden. Prinzipbedingt verursacht der Umrichter im Traktionsnetz große elektromagnetische Störungen, die sich im gesamten HV-Bordnetz ausbreiten. Über diverse Kopplungspfade innerhalb der HV-Komponenten besteht die Gefahr, dass diese Störgrößen ins LV-Bordnetz gelangen und sich dort weiter ausbreiten. Im Beitrag wird das Kopplungsverhalten an einem Fahrzeuggesamtsystem im Frequenzbereich untersucht und Messungen an einem Komponentenaufbau in Anlehnung an die Norm CISPR 25 durchgeführt.

2 Einleitung

Die Verwendung von elektrischen Fahrtrieben in modernen Kraftfahrzeugen erfordert die Übertragung großer Leistungen im Fahrzeugbordnetz. Um die Verlustleistung gering zu halten, werden für das Traktionsnetz im Vergleich zum herkömmlichen Bordnetz höhere Spannungen (Hochvolt-Bordnetz) verwendet. Um die Verlustleistung zu minimieren, arbeiten die Leistungshalbleiter des Umrichters im Traktionsnetz mit sehr kurzen Anstiegszeiten. In Bezug auf die elektromagnetische Verträglichkeit können diese schnellen Schaltvorgänge als die Hauptstörquelle betrachtet werden. Eine Charakterisierung solcher Störungen findet sich in [1], [2].

Aus diesem Grund ist eine Vielzahl von Entstörungsmaßnahmen erforderlich. Zu den gängigsten Maßnahmen gehört neben kurzen Leitungslängen zwischen Umrichter und Motor, die Herstellung eines durchgehenden, niederohmigen Schirmungskonzepts, in das alle Komponenten und Steckverbindungen des Hochvoltbordnetzes einbezogen sind [2], [3].

In der Regel besitzen alle Hochvolt-Komponenten wie z.B. Batterien, DC/DC-Konverter, elektrische Zuheizer oder Onboard-Ladesysteme elektronische Steuerungs- bzw. Kommunikationsschnittstellen und sind somit direkt an beide Bordnetzebenen angebunden. Der Onboard-Lader weist zudem eine Verbindung zum Niederspannungsnetz auf. Durch die enge räumliche Anordnung und die funktionale Verbindung existieren im Fahrzeug verschiedene Kopplungspfade zwischen der HV- und der LV-Ebene [5], [6]. Die Kopplung tritt vor allem innerhalb der Komponenten, was die Ausbreitung und Abstrahlung von Störungen über die nicht geschirmten Strukturen des LV-Bordnetzes zur Folge haben kann. Um unerwünschte gegenseitige Beeinflussungen zu verhindern und um die Einhaltung von Grenzwerten zu gewährleisten, muss daher auf eine hohe Entkopplung beider Bordnetzebenen geachtet werden.

3 Messaufbau an einem HV-Gesamtsystem

Den grundsätzlichen Messaufbau am Beispiel eines Systemaufbaus, der aus allen HV-Komponenten eines rein elektrisch angetriebenen Fahrzeugs aufgebaut ist, zeigt Bild 1. Zum Aufbau gehören außerdem die LV-Leitungssätze und Steuergeräte die zum Betrieb bzw. zur Ansteuerung der HV-Komponenten erforderlich sind. Die Messungen am Systemaufbau bieten den Vorteil, dass reale Bedingungen bzgl. der Abschlussimpedanzen vorherrschen und dass Leitungen und Steckverbindungen zugänglich sind. Für die Inbetriebsetzung der Komponenten werden außerdem CAN Restbus-Simulationen benötigt. Um sicherzustellen, dass keine Beeinflussung der externen CAN-Komponenten stattfindet, wird eine optische Übertragungsstrecke verwendet.

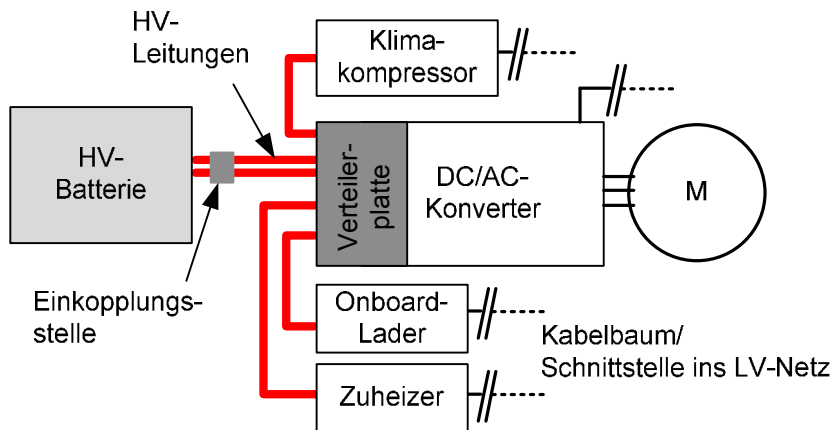


Bild 1: Vollständiger HV-Systemaufbau

Zur Durchführung der Messungen wird ein HF-Signal an einer Steckverbindung des HV-Systems nahe der Batterie eingespeist. Dafür wurde ein spezieller, geschirmter Einspeiseadapter (Bild 6) verwendet, der mit Steckverbindern einfach in den DC-Teil des HV-Netzes eingeschleift werden kann. Die DC-Blockkondensatoren sind im Adaptergehäuse integriert. Die Messanschlüsse sind als N-Buchsen ausgeführt. Die Schirme der HV-Leitungen sind auf das Gehäuse aufgelegt, um die Durchgängigkeit des Schirmkonzepts aufrechtzuerhalten.

Gleichzeitig kann das ins LV-Netz eingekoppelte Signal frequenzselektiv an einer Schnittstelle oder an einem Kabelbaum gemessen werden. Die Messungen werden mit Hilfe eines Vektor-Netzwerkanalysators durchgeführt. Um eine ausreichende Messdynamik zu erreichen, wird ein HF-Verstärker verwendet. Die ins HF-System effektiv eingekoppelte Leistung wird mit Hilfe eines Richtkopplers ermittelt. Um die Messungen auch bei aktiven Komponenten und Systemen durchführen zu können, müssen Blockkondensatoren verwendet werden, die die empfindlichen HF-Anschlüsse des Netzwerkanalysators vor Gleichspannungen schützen.

Die Einspeisung des HF-Signals kann im Common Mode (galvanische Einkopplung) oder im Differential Mode (induktive Einkopplung) vorgenommen werden.

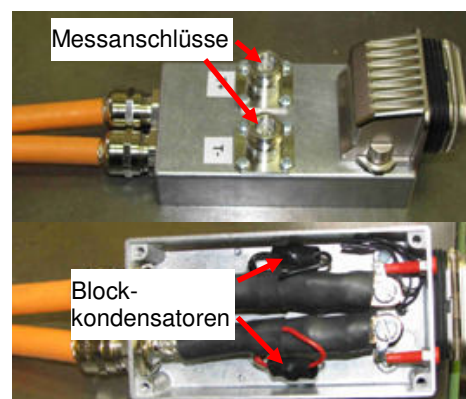


Bild 2: Adapter zur HF-Signaleinkopplung mit HV- und Messanschlüssen im geschirmten Gehäuse

3.1 Störsignaleinkopplung im Common- bzw. Differential Mode

Am HV-Anschluss befinden sich zwei Blockkondensatoren mit einer Kapazität von jeweils 620 nF. Zusammen mit der Bezugsimpedanz von 50 Ω des vorgelagerten Messsystems ergibt sich daraus eine untere 3 dB-Eckfrequenz von 5 kHz. Für die Einspeisung im Common-Mode (CM) wird ein spezielles, geschirmtes T-Stück verwendet, das die Blockkondensatoren und die Kurzschlussbrücke enthält. Damit die eingekoppelte Störspannung an beiden Zweigen gleich groß ist, müssen die verwendeten Koppelkondensatoren möglichst identische Eigenschaften aufweisen. Das vom Netzwerkanalysator generierte HF-Signal wird zunächst um ca. 40 dB verstärkt. Die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers liegt bei 40 dBm (10 W) an 50 Ω . Das zwischen Verstärker und den DC-Blocks geschaltete Schutzglied mit Dämpfungsglied wird aus zwei Gründen benötigt. Die aus Sicherheitsgründen vorhandene Isolationsüberwachung arbeitet mit periodischen Rechtecksignalen zwischen den HV-Anschlüssen und dem Massepotential. Das sich ändernde Prüfsignal führt zu Umladungsvorgängen an den Kondensatoren. Durch die Verwendung eines Dämpfungsglieds, das mit einem Pi-Ersatzschaltbild beschrieben werden kann, fließt der durch die Umladungsvorgänge hervorgerufene Strom zur Masse zu einem Großteil über das Widerstandsnetzwerk des Dämpfungsglieds und nicht über die Ausgangsimpedanz des Verstärkers. Das Dämpfungsglied schützt außerdem die HF-Geräte vor transienten Signalen, die vor allem beim Öffnen des HV-Schützes auftreten können. Dies kann beispielsweise vorkommen, wenn das Batterie-Management-System durch die HF-Einkopplung beeinflusst wird.

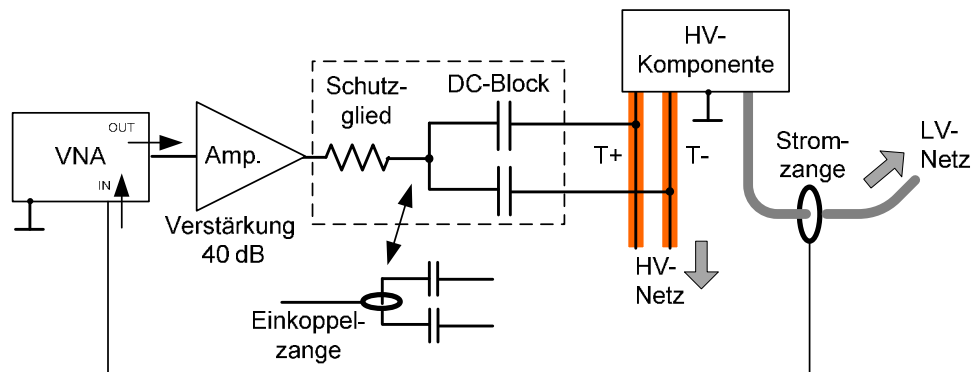


Bild 3: HV-seitige Störsignaleinkopplung mit Verstärker und DC-Blockkondensatoren, Einspeisung durch galvanische bzw. induktive Einkopplung im Common-Mode bzw. Differential Mode

Die Art der Einkopplung kann einfach geändert werden, indem ein differentielles Störsignal mit Hilfe einer Koppelzange (injection probe) am kurzgeschlossenen HV-Eingang des DUT eingespeist wird.

3.2 Ermittlung der eingespeisten Leistung

Um die Kopplungseigenschaften möglichst genau bestimmen zu können, muss die tatsächliche Leistung, die in den Prüfling bzw. das HV-System eingespeist wird, bekannt sein. Diese entspricht nicht direkt der vom Netzwerkanalysator bzw. dem Verstärker abgegebenen Leistung, da an der Einkopplungsstelle Reflexionen auftreten. Diese resultieren aus der Änderung des Wellenwiderstands an der Stoßstelle, an der die unbekannte Impedanz des HV-Eingangs mit dem 50 Ω -System der Einspeiseseite aufeinandertreffen. Die Reflexion ist daher von der Art der Einkopplung und der Impedanz des HV-

Netzes abhängig. Die Impedanz des HV-Netzes setzt sich zusammen aus den Impedanzen der Leitungen und der angeschlossenen Komponenten. Da der Netzwerkanalysator über den Verstärker mit der Einkopplungsstelle verbunden ist, kann die reflektierte Leistung nicht vom internen Richtkoppler des Netzwerkanalysators erfasst werden. Aufgrund der unbekanntenen Impedanzverhältnisse, die insbesondere bei der Untersuchung von Fahrzeuggesamtsystemen auftreten, ist es praktisch unmöglich den Reflexionsfaktor zu berechnen. Der reflektierte Anteil muss daher über die Messung des S11-Parameters an der Einspeisestelle oder mit Hilfe eines externen Richtkopplers bestimmt werden. Die Verwendung eines zusätzlichen Richtkopplers bietet zudem den Vorteil, dass der Frequenzgang des Verstärkers und der Messkabel, die im Signalpfad vor dem Richtkoppler liegen, automatisch mitberücksichtigt werden.

Am Richtkoppler kann ein der hinlaufenden und ein der rücklaufenden Leistung proportionales Signal abgegriffen werden. Dazu müssen zwei separate S21-Messungen gemessen werden. Die tatsächlich eingespeiste Leistung ergibt sich dann aus der Differenz beider Signale. Der Auskopplungsfaktor des verwendeten Richtkopplers beträgt 40 dB (Faktor 10^4) und entspricht damit ungefähr dem Faktor, mit dem das Signal zuvor verstärkt wurde.

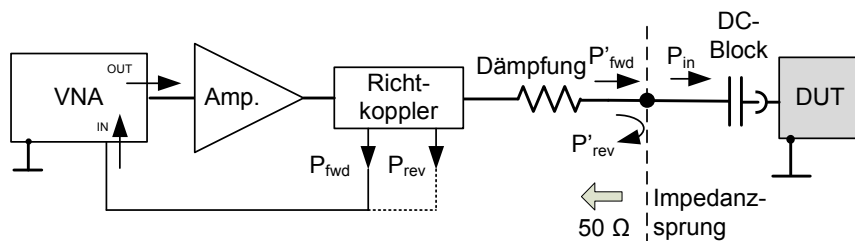


Bild 4: Ermittlung der eingespeisten Leistung mit Richtkoppler

Gewöhnlich sind die mit dem Netzwerkanalysator gemessenen S-Parameter logarithmische Größen (Darstellung in dB). Für die Differenzbildung müssen diese Werte in lineare Größen zurückgerechnet werden. Berücksichtigt werden muss auch die Dämpfung (a) der Leitung bzw. ein Dämpfungsglied zwischen dem Richtkopplerausgang und der Einkopplungsstelle, wobei die Korrektur entsprechend der Laufrichtung durchgeführt werden muss. Die Dämpfung des Messkabels zwischen den Messausgängen des Richtkopplers und dem Netzwerkanalysator muss ebenso beachtet werden. Die effektive Leistung, die in den Prüfling eingespeist wird kann mit den folgenden Formeln bestimmt werden:

Aufgrund der relativ niedrigen 3 dB-Eckfrequenz der DC-Blockkondensatoren im Vergleich zur kleinsten Messfrequenz kann bei den Betragsmessungen der Einfluss der Kondensatoren vernachlässigt werden.

3.3 Signalauskopplung

Die Signalauskopplung erfolgt an einem Steckverbinder bzw. einem Kabelbaum des LV-Bordnetzes. Analog zur Einkopplung kann die Auskopplung mit einem Koppelkondensator (galvanische Auskopplung) oder mit einer Stromzange (induktive Auskopplung) erfolgen. Bei Messung an einem Gesamtfahrzeug kann die Signalauskopplung außerdem an vorhandenen Fahrzeugantennen vorgenommen werden.

Dabei muss beachtet werden, dass durch die galvanische Ankopplung die Impedanz des LV-Netzes verändert wird. Mit der Stromzange kann die Auskopplung an einer oder mehreren Adern (Summenstrom-Messung) des Kabelbaums potentialfrei vorgenommen werden. Bei Verwendung einer Stromzange mit kleiner Transferimpedanz kann die

Rückwirkung der Stromzange vernachlässigt werden. Für die Bestimmung der Transferimpedanz der Stromzange wird ein Kalibrierjig verwendet. Die Transferimpedanz beschreibt den Zusammenhang der Spannung, die am Messanschluss der Stromzange anliegt und dem Strom der durch die Zange fließt [8]. Dabei ist der Messanschluss der Stromzange mit der Eingangsimpedanz des Netzwerkanalysator ($50\ \Omega$) abgeschlossen. Die Transferimpedanz kann über den mit dem Netzwerkanalysator gemessenen S21-Parameter (Spannungsverhältnis) unter Berücksichtigung des Abschlusswiderstandes ($50\ \Omega$) am Kalibrierjig berechnet werden.

Zu beachten ist, dass bei beiden Auskopplungsarten nicht die HF-Leistung im LV-System, sondern eine Störspannung bzw. ein Störstrom gemessen wird. Die für die Berechnung der Kopplungsübertragungsfunktionen verwendete Leistung entspricht derjenigen Leistung, die die Störspannung bzw. der Störstrom in einem $50\ \Omega$ -System umsetzt.

3.4 Gemessene Transferfunktionen an HV-Batterie und HV-Zuheizer

Die LV-seitige Auskopplung erfolgt zunächst am Kabelbaum der HV-Batterie. Die Auskopplung wird dabei mit der Stromzange als Summenstrommessung über alle Adern des Kabelbaums vorgenommen. In Bild 8 sind die zugehörigen Diagramme dargestellt. Bei der Einspeisung im Common-Mode sind die Transferfunktionen für das aufgetrennte und das gesamte HV-Netz bis ca. 3,5 MHz unterschiedlich. Mit zunehmender Frequenz gleichen sich beiden Kurven an. Offensichtlich spielt die Common-Mode Impedanz des HV-Netzes bei dieser Art der Einkopplung bei höheren Signalfrequenzen nur eine untergeordnete Rolle.

Betrachtet man die Messungen an der gleichen Auskopplungsstelle bei Einspeisung im Differential-Mode, ist zu erkennen, dass die Transferfunktion bei abgetrenntem Netz fast im gesamten Frequenzintervall über der anderen liegt. Bei angeschlossenem HV-Netz verteilt sich die ein-gespeiste HF-Leistung auf die Batterie und das restliche Bordnetz entsprechend der jeweiligen Impedanz. Resonanzen treten aufgrund der längeren HV-Leitungslängen schon bei Frequenzen unterhalb von 1 MHz auf. In beiden Fällen liegen die Maxima beider Kurven bei ungefähr -60 dB.

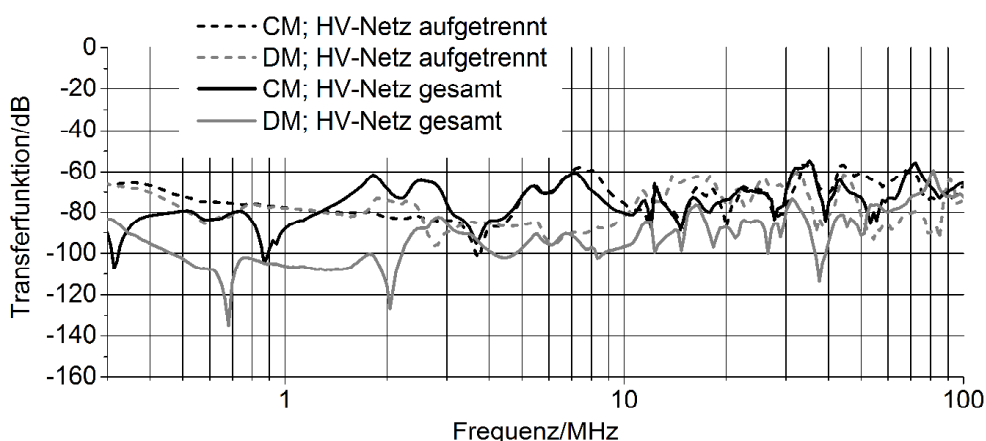


Bild 5: Transferfunktion bei induktiver Auskopplung am LV-Kabelbaum der HV-Batterie

Für die folgenden Untersuchungen befand sich die HV-Batterie des in Bild 3 dargestellten Prüfstandes in aktivem Zustand (HV-Schütz geschlossen). Der elektrische Zuheizer wurde wahlweise im passiven Betrieb oder mit 50%iger Heizleistung betrieben. Alle anderen Komponenten waren mit dem HV-Netz verbunden befanden sich aber in passi-

vem Zustand. Der untersuchte Frequenzbereich erstreckt sich bis zu einer Frequenz von 110 MHz, um neben anderen Funkdiensten insbesondere den Mittelwellen- und den UKW-Bereich abzudecken.

Die gemessenen Transferfunktionen zeigen die Abhängigkeit vom Betriebszustand der Komponente: Sowohl bei Einspeisung im Common-Mode als auch im Differential-Mode ist die Kopplung zwischen dem HV- und dem LV-Teil im eingeschalteten Zustand bis zu einer Frequenz von 10 MHz deutlich größer und somit kritischer zu bewerten ist.

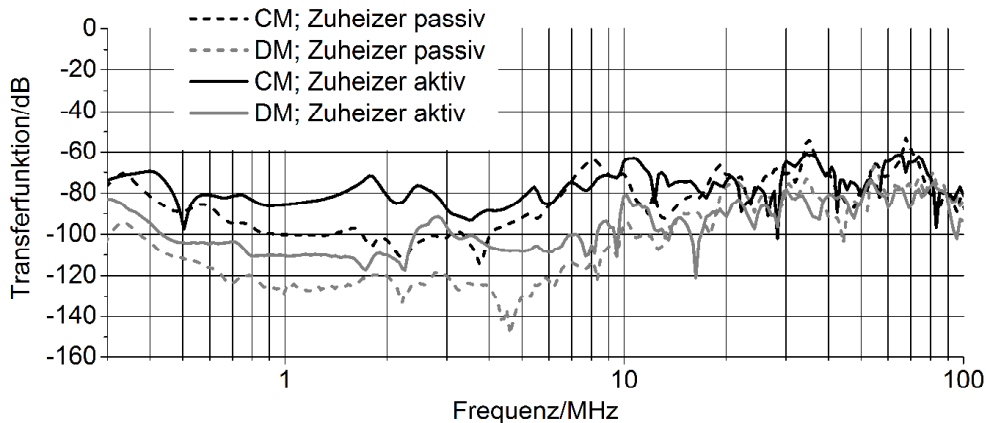


Bild 5: Transferfunktion bei induktiver Auskopplung am LV-Kabelbaum des elektrischen Zuheizers

Der elektrische Zuheizer arbeitet mit einer Pulsweitenmodulation und kommt daher als Störquelle in Betracht. Bei Messungen im aktiven Zustand, ist es daher möglich, dass vom Zuheizer verursachte Störungen die Messungen beeinflussen. Das Diagramm in Bild 6 zeigt eine Nullmessung, bei der über den Verstärker direkt in einen 50 Ω -Abschlusswiderstand eingespeist wird. Bei Einkopplung ins HV-Netz geht etwas Messdynamik verloren, weil die eingespeiste Leistung aufgrund der Fehlanpassung geringer ausfällt. Eine Eigenstörung des Zuheizers ist bei ca. 300 kHz sichtbar.

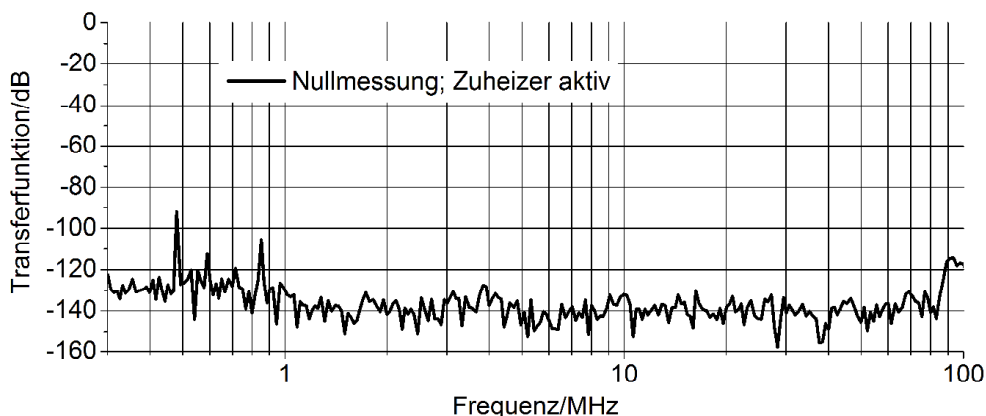


Bild 6: Nullmessung bei Einspeisung in einen 50 Ω -Abschluss

4. Komponentenmessaufbau

Um die Vergleichbarkeit der am Gesamtfahrzeug bzw. am Prüfstand ermittelten Koppungseigenschaften mit Komponentenmessungen zu untersuchen, wird die beschriebene Messmethode zur Analyse einer einzelnen Komponente (HV-PTC) herangezogen. Bei der Prüfung herkömmlicher KFZ-Komponenten wird üblicherweise die Norm CISPR 25 [9] angewendet, in der die gängigen Messverfahren zur Ermittlung leitungs-

gebundener und gestrahlter Störemissionen beschrieben sind. Die CISPR 25 dient daher als Grundlage für den Messaufbau, dies betrifft insbesondere Abmessung, Anordnungspositionen, isolierende Unterlagen für Leitungen und DUT sowie die Masseanbindung des Tisches. HV-Kabel und LV-Versorgungskabel sind mit Netznachbildungen (LISN) abgeschlossen. Die HV-Netznachbildungen sind in einem geschirmten Gehäuse untergebracht, um das durchgehende Schirmsystem nicht zu unterbrechen. Für den Anschluss der HV-Leitungen werden die gleichen Stecksysteme wie am Systemprüfstand verwendet, was die Verwendung der speziellen Einkoppeladapter ermöglicht. Der LV-Kabelbaum der verwendeten Komponente besteht neben den Versorgungsleitungen aus CAN-Leitungen, die mit einer Ersatzimpedanz abgeschlossen sind.

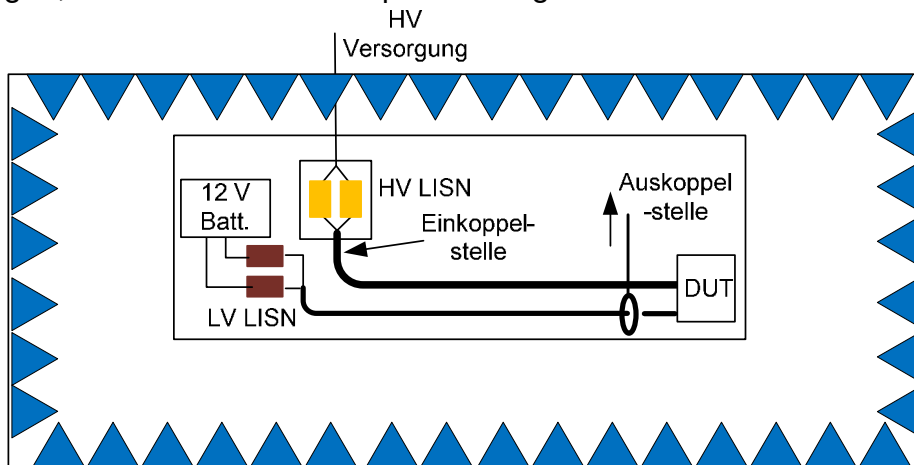


Bild 7: HV-Komponentenmessung in Anlehnung an CISPR 25

4.1 Transferfunktionen

Das Diagramm in Bild 8 zeigt die am Systemaufbau bzw. am Komponentenaufbau gemessenen Transferfunktionen, wobei die Signalauskopplung in beiden Fällen induktiv erfolgte. Bei den Messungen befand sich der Zuheizter in passivem Zustand. Zu erkennen ist der grundsätzlich ähnliche Verlauf der beiden Common-Mode-Messungen, wobei die im Systemaufbau gemessene Kurve verstärkt Resonanzen aufweist, die mit der verzweigten Topologie des HV-Netzes erklärt werden können. Außerdem kann die Messung durch Störsignale anderer Komponenten beeinflusst werden. Im Differential-Mode treten zwischen beiden Messungen größere Abweichungen (> 20 dB) auf, die durch große Unterschiede der Differential-Mode Impedanzen (Impedanz zwischen HV+ und HV-) verursacht werden.

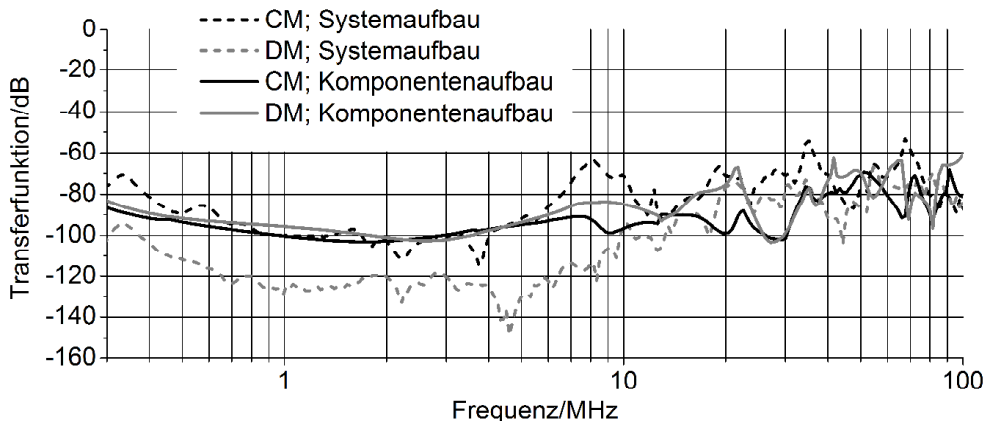


Bild 8: Vergleich der gemessenen Transferfunktion zwischen System und Komponentenaufbau

5 Zusammenfassung

Zur genaueren Untersuchung von Ausbreitungspfaden für elektromagnetische Störungen wurde eine Messmethode vorgestellt, mit der das Kopplungsverhalten zwischen der HV- und der LV-Ebene charakterisiert werden kann. Dazu wird HV-seitig ein HF-Störsignal im Common- bzw. Differential-Mode eingespeist und die Überkopplung in den LV-Teil gemessen. Die Signalauskopplung kann dabei kapazitiv, induktiv oder mit fahrzeugeigenen Antennen vorgenommen werden.

Das Verfahren wurde für die Untersuchung eines Gesamtfahrzeugs angewendet, im Beitrag wird die Untersuchung eines Systemaufbaus vorgestellt, der alle HV-Komponenten eines rein elektrisch angetriebenen Fahrzeuges enthält.

Mit Hilfe der gemessenen Transferfunktionen können kritische Komponenten und Betriebszustände ermittelt werden und entsprechende Entstörungsmaßnahmen ergriffen bzw. bewertet werden. Bei der Untersuchung von Fahrzeugesamtsystemen ist sichergestellt, dass reale Bedingungen betrachtet werden. Dazu zählen vor allem die Verlegung der Kabelsätze und reale Eingangsimpedanzen der Komponenten. Außerdem kann das HF-Kopplungsverhalten verschiedener Fahrzeuge miteinander verglichen werden.

Für die Prüfung von Komponenten müssen außerdem die bestehenden CISPR 25 Messverfahren erweitert bzw. angepasst werden. Dabei muss beachtet werden, dass durch den Wechsel der Untersuchungsebene die Betriebsbedingungen entscheidend geändert werden. Die durchgeführte Analyse der HV-/LV-Kopplungseigenschaften an verschiedenen Untersuchungsebenen ist ein Beitrag zur Festlegung neuer Komponentenmessverfahren.

Literatur

- [1] Youn Hee Lee, Adel Nasiri, "Conductive CM and DM Noise Analysis of Power Electronic Converters in Electric and Hybrid Electric Vehicles", IEEE 2007, pp. 392-398
- [2] G. Busatto, C. Abbate, F. Iannuzzo, L. Fratelli, B. Cascone, G. Giannini, "EMI Characterisation of High Power IGBT Modules for Traction Application", Power Electronics Specialists Conference, IEEE 2005, pp. 2180-2186
- [3] J. Nelson, M. Aidam, „HEV System EMC Investigation during Transient Operations“, Electromagnetic Compatibility EMC Zurich 2007, IEEE 2007, pp. 205-208
- [4] J. Hohloch, W. Köhler, S. Tenbohlen, M. Aidam, T. Krauß, „Charakterisierung und Vergleich leitungsgebundener Störungen an KFZ-Hochvoltbordnetzen“, EMV Düsseldorf, 2012, pp. 477 – 484
- [5] F. Kremer, J. Jia, S. Frei, "Simulationsbasierte Bewertung der zulässigen Kopplung zwischen verschiedenen Spannungsebenen in Elektrofahrzeugen, EMV Düsseldorf, 2012, pp. 375 – 382
- [6] R. Vick, T. Rinkleff, S. Krause, "Bestimmung der Entkopplung von Komponentenports mittels Stromzangenmessung", EMV 2012, pp. 383 – 390
- [7] M. Zerrer, M. Aidam, W. Koehler, S. Tenbohlen, "The benefit of characteristic transfer Functions in Automotive EMC", Antenna, Propagation & EM Theory (IS-APE), IEEE 2008, pp. 933-936
- [8] C. R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", John Wiley & Sons, Inc. 2006
- [9] CISPR 25 Edition 3, Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers, 2007

Emissionsmessungen im GHz-Bereich – Bestimmung des Einflusses des Nahfeldes von großen Prüflingen

Dipl.-Ing. Alexander Kriz, Seibersdorf Labor GmbH

Dipl.-Ing. Ronald Svadlenka, SLG

Dipl.-Ing. Friedrich, Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Team Technik

1. Vorwort

In der CISPR 16-1-4 wurde im Jahr 2007 das sogenannte Site VSWR Verfahren zur Validierung von EMV Messplätzen in die CISPR 16-1-4 eingeführt. Nachdem einige Punkte wie Antennenöffnungswinkel der Empfangsantennen und Volumengröße des Prüflings im Verhältnis zum Messabstand weiterer Klärung bedürfen, wurde auf der CISPR Sitzung in Seattle eine Ad Hoc Gruppe ins Leben gerufen. Diese Ad Hoc Gruppe hat zwei Themen zu bearbeiten. Zum einen wurden in einem Rundversuch die gängigen und verfügbaren Antennen untersucht und zum anderen weitere Untersuchungen zum Prüflingsvolumen und dem Abstrahlverhalten durchgeführt. Vom Autor wurde 2012 in der CISPR Sitzung ein theoretisches Papier dazu präsentiert. Im April dieses Jahres wurden in der 10 m Halle bei der SLG in Hartmannsdorf Messungen zur Verifizierung der Theorie durchgeführt. Die Theorie und die dazugehörigen Messungen werden vorgestellt, weitere Schlüsse und entsprechende Eingaben bei CISPR diskutiert.

2. Beschreibung der Theorie

In der Literatur wurden bisher verschiedene Möglichkeiten zur Simulation von Prüflingen angewandt. Einige Autoren [1][2] verteilten Störquellen zufällig bzw. gleichmäßig im Prüfvolumen. Andere [3] platzierten die Störquellen an den Rändern des Prüfvolumens, mit dem Hintergedanken auf diese Weise ein Maximum zu simulieren. Ein Maximum zu suchen ist in Hinblick auf die Emissionsmessung ein gangbarer Weg, da ja auch dort versucht wird die maximale elektrische Feldstärke zu finden.

In Bild 1 werden drei theoretische Prüflinge dargestellt. Prüfling A besitzt nur eine Störquelle die am Rand des Prüflingsvolumens platziert ist. Prüfling B besteht aus zwei Störquellen die an den gegenüberliegenden Seiten des Prüflingsvolumens angeordnet sind. Beide Prüflinge sind ansonsten hochfrequenztechnisch transparent, die Wellen werden also nicht weiter reflektiert oder gebeugt. Prüfling C ist identisch wie Prüfling B, jedoch besitzt dieser einen absorbierenden Kern, der die Kopplung der Störquellen in bestimmten Winkeln behindert. Sämtliche Prüflinge haben eine Durchmesser von 5 m ($R=2.5$ m), und sind somit im Vergleich zu typischen realen Prüflingen recht groß bemessen. Die emittierte Leistung der Störquellen beträgt $P_0=1$ mW. Diese Normierung dient dazu, um die elektrische Feldstärke einfach berechnen zu können. Die elektrische Feldstärke wird im Abstand D zwischen 1 m und 100 m, in der horizontalen Achse vom rechten Rand gemessen, bestimmt. Der Wellenwiderstand des leeren Raumes wird mit $Z_0=377 \Omega$ angenommen. Der Prüfling wird dabei in einer 0° und einer 90° Position betrachtet (90° Position im Bild 1 dargestellt).

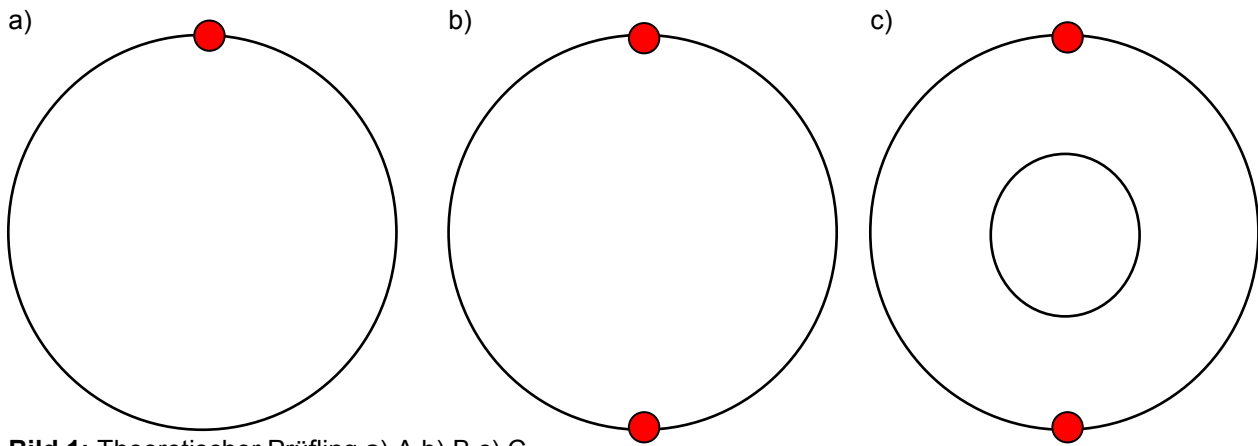


Bild 1: Theoretischer Prüfling a) A b) B c) C

Für Prüfling A gilt:

$$E_0 = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_0}{4\pi}} \cdot \frac{1}{D} \qquad E_{90} = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_0}{4\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(D+R)^2 + R^2}} \qquad \text{Formel 1,2}$$

Für Prüfling B muss die Wellenlänge berücksichtigt werden, denn in der 0° Position kommt es zu Interferenzen, da sich die Wellen beider Quellen überlagern oder auslöschen. Es gilt:

$$E_0 = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_0}{4\pi}} \cdot \left(\frac{1}{D} \pm \frac{1}{D+R} \right) \qquad E_{90} = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_0}{4\pi}} \cdot \frac{2}{\sqrt{(D+R)^2 + R^2}} \qquad \text{Formel 3,4}$$

Für Prüfling C gilt:

$$E_0 = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_0}{4\pi}} \cdot \frac{1}{D} \qquad E_{90} = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_0}{4\pi}} \cdot \frac{2}{\sqrt{(D+R)^2 + R^2}} \qquad \text{Formel 5,6}$$

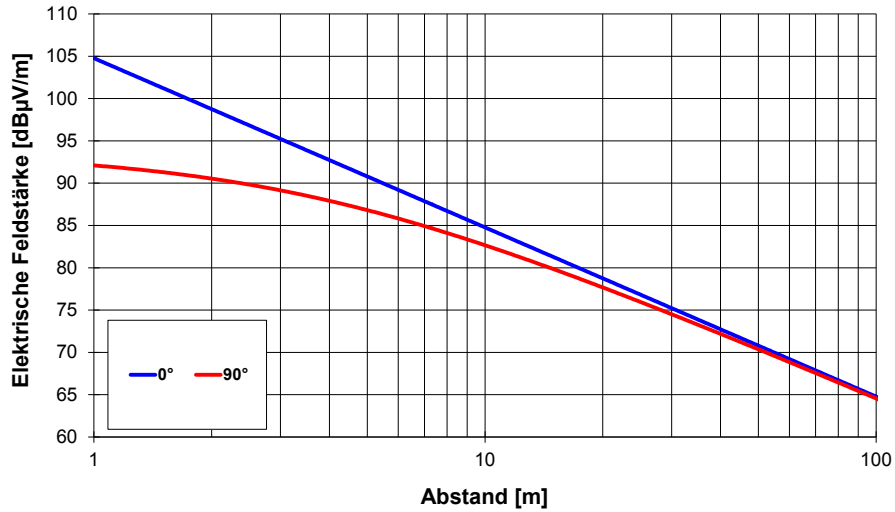
Mithilfe dieses Formelsatzes wird Bild 2 generiert. Gegebenenfalls wird neben den simulierten Feldstärken wird auch die 1/D Feldstärkeabnahme dargestellt, die unter Fernfeldbedingungen gelten würde.

Bei Prüfling A wird die maximale Feldstärke in der 0° Position gefunden und das 1/D Gesetz ist gültig. Bei Prüfling B wird das Maximum wellenlängenabhängig in der 0° oder in der 90° Position gefunden. In beiden Fällen ist das 1/D Gesetz nicht gültig. Der Umrechnungsfaktor zwischen 3 m und 10 m beträgt 6.5 dB bzw. 8.9 dB und liegt somit unter der 1/D Umrechnung von 10.5 dB. Bei Prüfling C wird das Maximum bei 3 m in der 0° Position gefunden und bei 10 m in der 90° Position. Der 3 m/10 m Umrechnungsfaktor liegt bei 6.6 dB und erfüllt ebenso wenig das 1/D Gesetz.

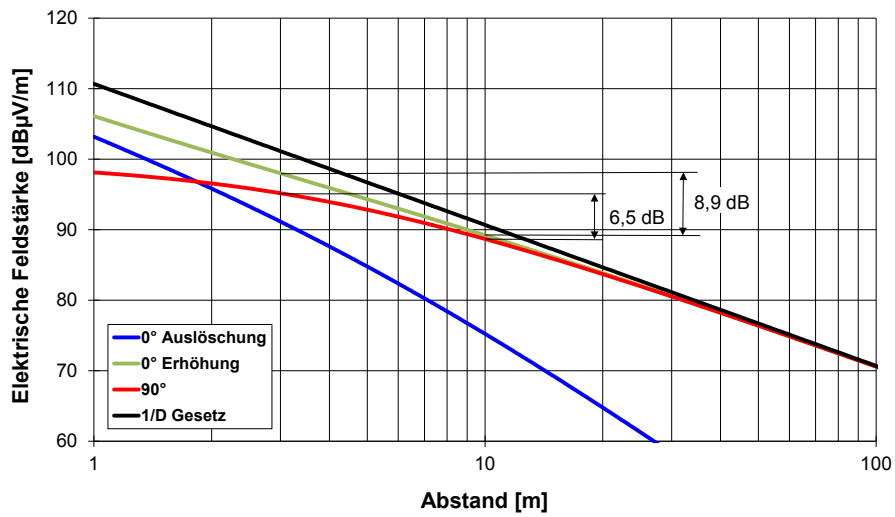
Die berechneten Umrechnungsfaktoren sind für einen Prüflingsdurchmesser von 5 m gültig. Die Abweichung zum „idealen“ Faktor von 10.5 dB nimmt mit der Größe des Prüflings zu. Dies ist leicht einsichtig, denn der Abstand r bei dem das Fernfeld „beginnt“, nimmt mit dem Quadrat der Größe d zu (Rayleigh Distanz).

$$r = \frac{2 \cdot d^2}{\lambda} \qquad \text{Formel 7}$$

a)



b)



c)

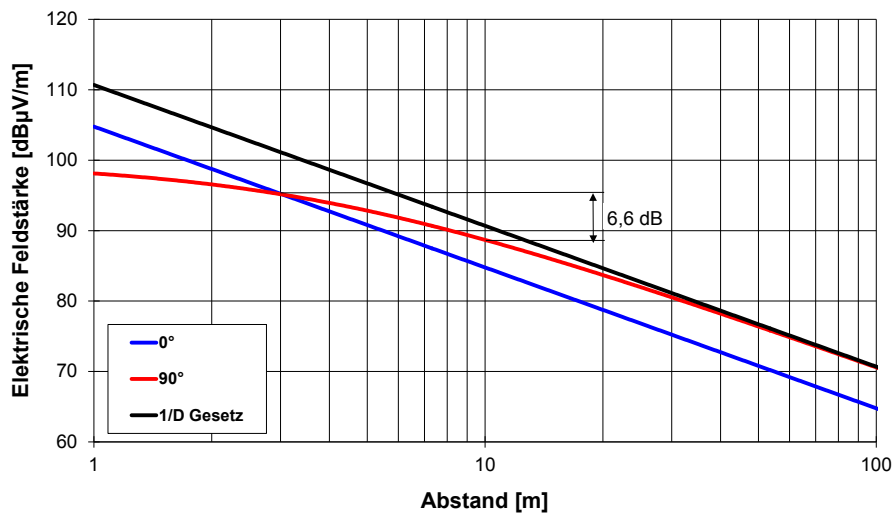
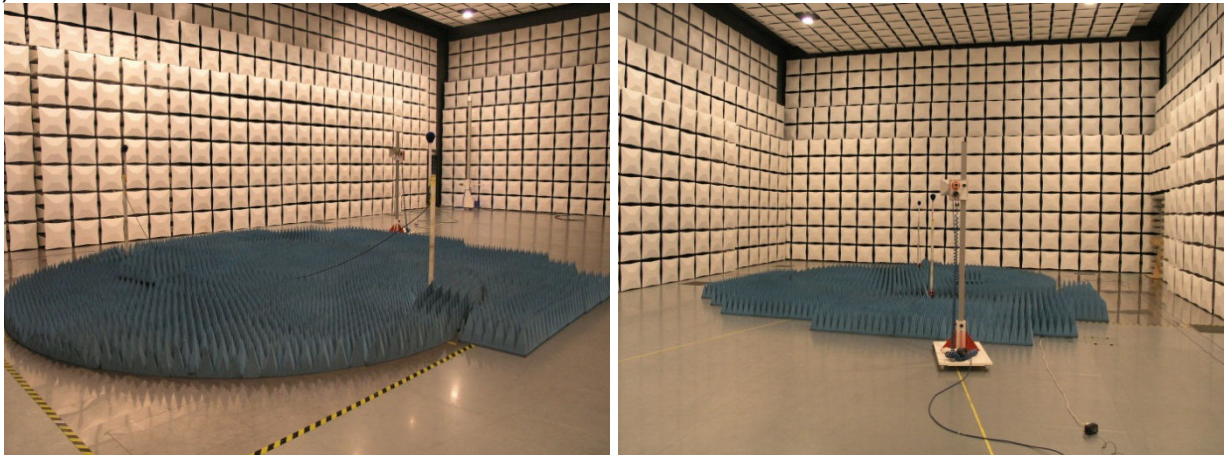


Bild 2: Berechnete Feldstärken der theoretischen Prüflinge a) A b) B c) C

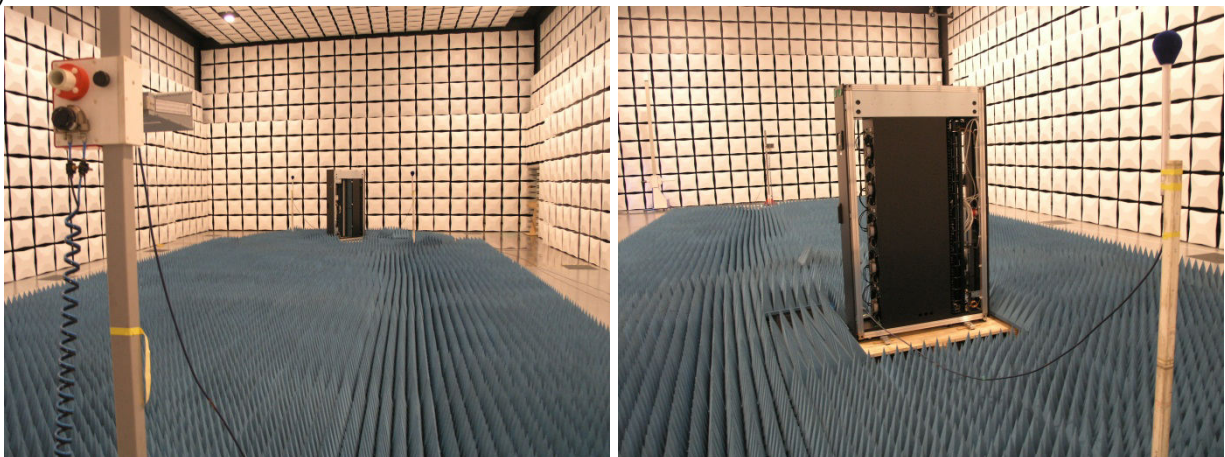
3. Verifikation der Theorie durch Messungen

Um die Berechnungen aus Kapitel 2 zu verifizieren, werden die einzelnen Prüflinge in einer 10 m Absorberhalle aufgebaut. Die Halle erfüllt das SVSWR Kriterium der CISPR 16-1-4 [4] sowohl auf 3 m als auch auf 10 m. Für die Störquellen werden vertikal polarisierte omnidirektionale Dipole des Typs POD618 [5] verwendet, die über einen 3 dB Hybridkoppler phasengleich gespeist werden. Es werden unterschiedliche Empfangsantennen genutzt. Die Messaufbauten sind in Bild 3 dargestellt.

a)



b)



c)

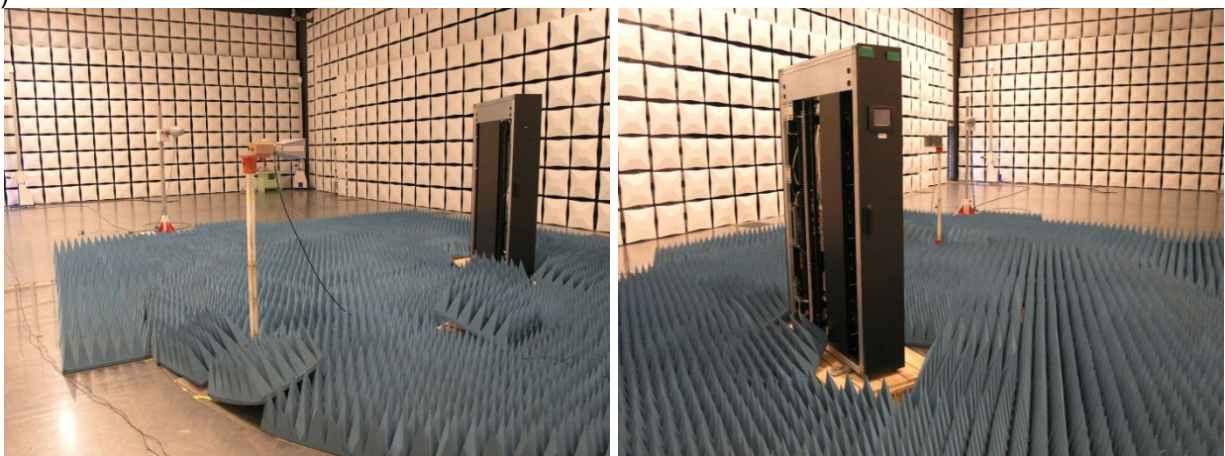
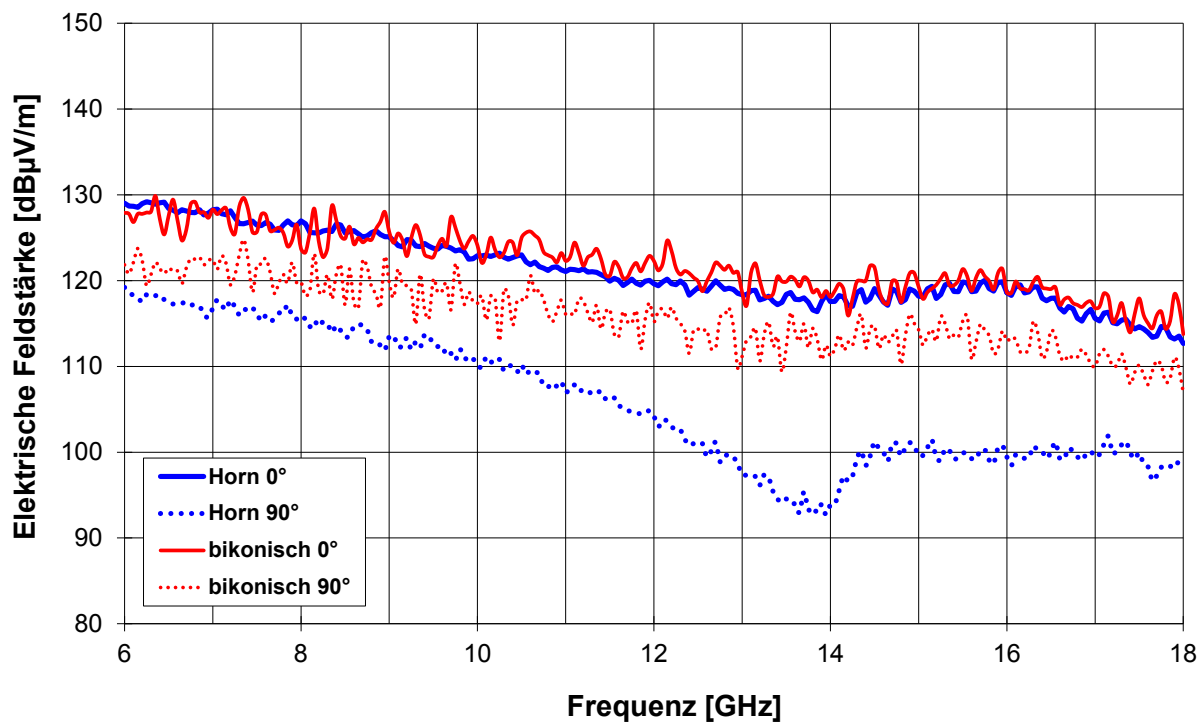


Bild 3: Messaufbau in der Absorberhalle a) Prüfling B in 3 m b) Prüfling C in 10 m c) Prüfling D in 3 m

a)



b)

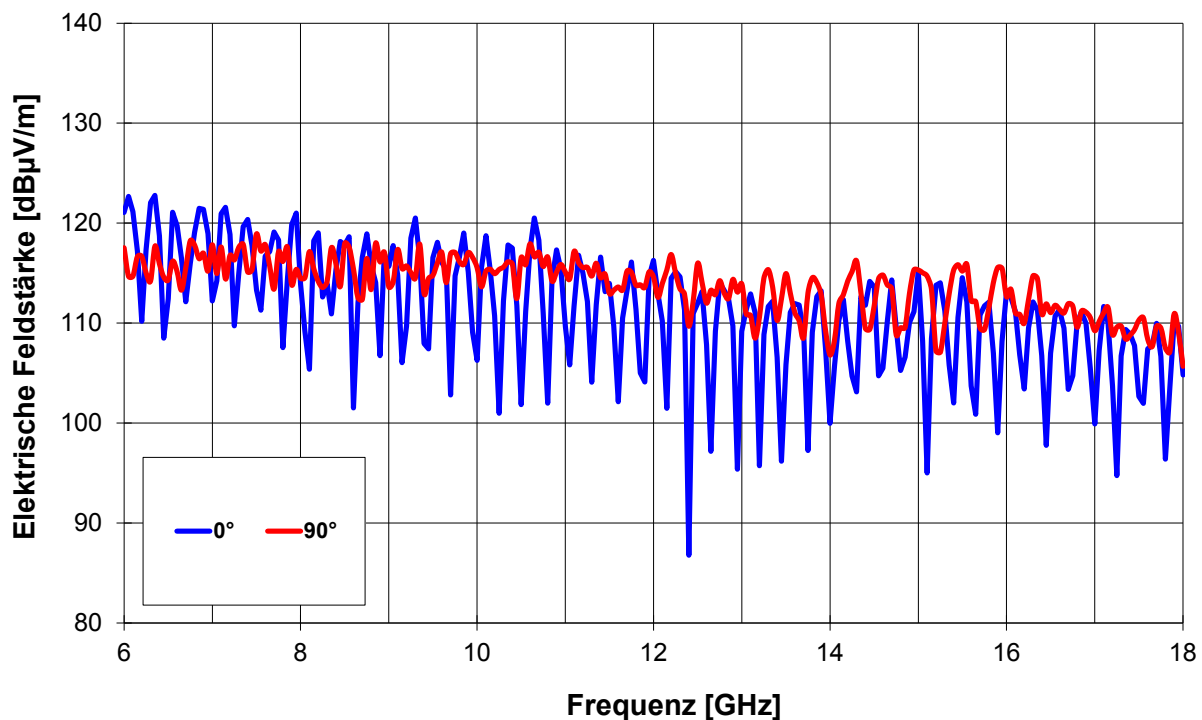
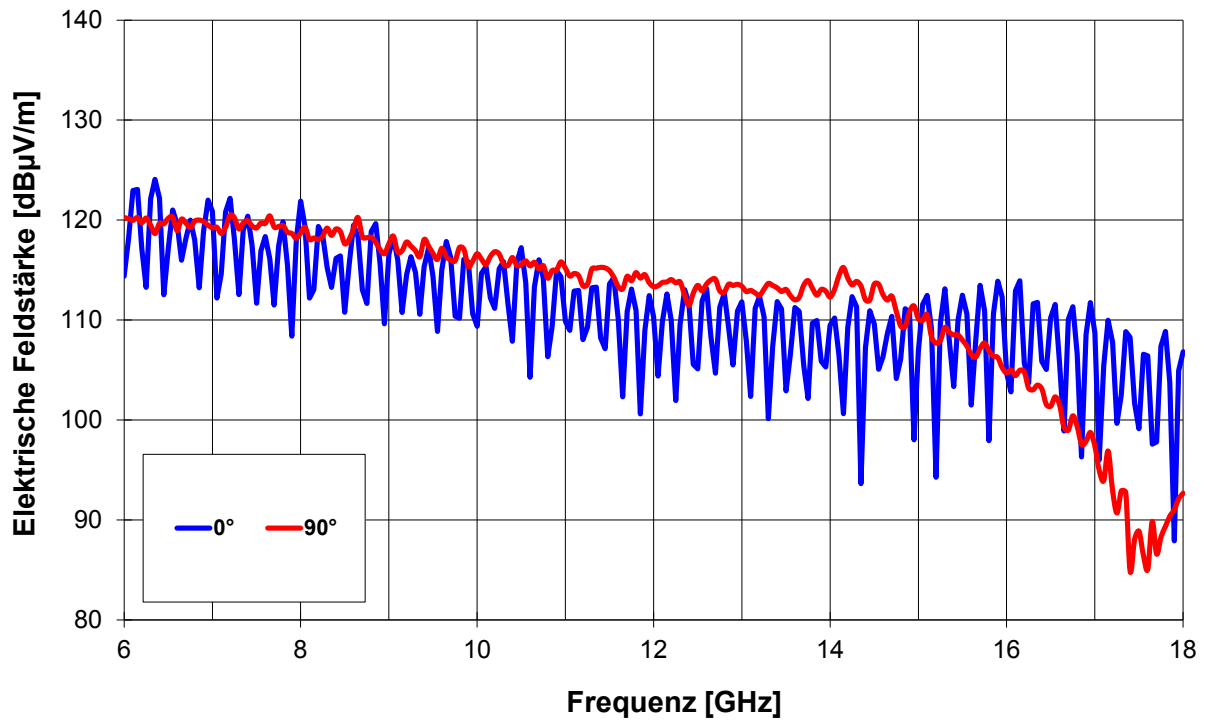


Bild 4: Gemessene Feldstärken der Prüflinge a) A in 3 m b) B in 10 m

a)



b)

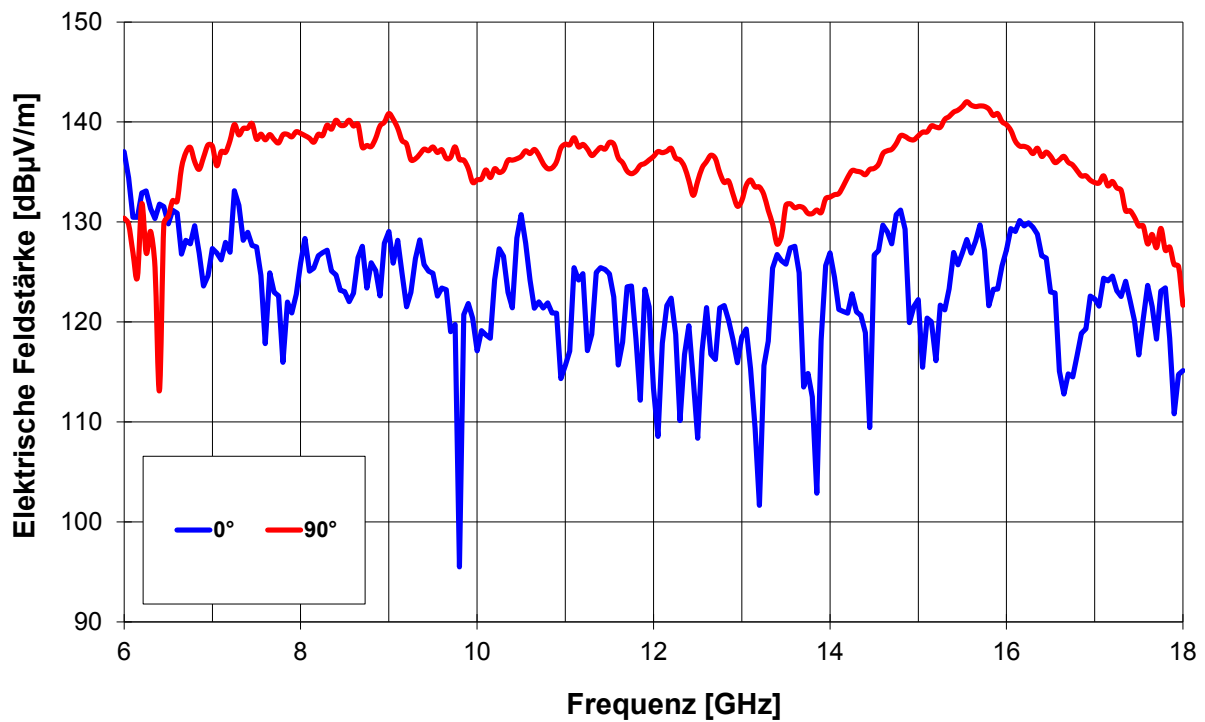


Bild 5: Gemessene Feldstärken der Prüflinge a) C in 10 m b) D in 3 m

In Bild 4 a) ist die Feldstärke von Prüfling A in 3 m Abstand dargestellt, die mit unterschiedlichen Empfangsantennen gemessen wurden. Wenn eine bikonische Empfangsantenne verwendet wird liegt die Differenz zwischen 0° und 90° bei ca. 6 dB, in Übereinstimmung mit der Theorie. Bei Verwendung einer Hornantenne ist diese aufgrund der Richtcharakteristik deutlich höher, siehe Riedelsheimer/ Trautnitz [6]. Somit passiert ein systematischer Fehler, der im Messunsicherheitsbudget der Emissionsmessung berücksichtigt werden muss. Dieser Beitrag ist von der Richtwirkung der Empfangsantenne, vom Volumendurchmesser und vom Messabstand abhängig. Auch wenn der Prüfling von der Halbwertsbreite der Empfangsantenne eingeschlossen wird, kann dieser Wert bis zu - 3 dB betragen.

In Bild 4 b) ist die Feldstärke von Prüfling B in 10 m Abstand dargestellt, gemessen mit einer bikonischen Empfangsantenne. Das Verhalten folgt sehr gut der Theorie aus Bild 3 b). Die Emission in der 0° und der 90° Position sind identisch, falls positive Überlagerung in der 0° Position stattfindet. Bei Auslöschung sinkt der Pegel um bis zu 15 dB.

In Bild 5 a) ist die Feldstärke von Prüfling C in 10 m Abstand dargestellt, gemessen mit einer Hornantenne. Die Ergebnisse sind mit jenen für Prüfling B vergleichbar, denn es treten hier ebenfalls Interferenzen auf. Diese lassen sich mit Hilfe der Spiegeltheorie erklären, der Schaltschrank wirkt als Spiegel. Zur Zeit der Entwicklung der CISPR 16-2-3 [7] nahm man an, dass jeder Prüfling aus nur einer HF-Quelle besteht, die während der Emissionsmessung irgendwann bei der Empfangsantenne vorbeigedreht wird. Durch diese Messung konnte gezeigt werden, dass die Annahme, aufgrund von Reflexionen im Prüfling, nicht gerechtfertigt ist. Hier muss ein Umdenken seitens der Normung stattfinden, und das Verhalten realer Prüfling sollte besser untersucht werden.

In Bild 5 b) ist die Feldstärke eines weiteren Prüflings (D) in 3 m Abstand dargestellt, gemessen mit einer Hornantenne. Diese Abwandlung zu Prüfling C besteht nur aus einer Quelle, einer Hornantenne, die auf den Schaltschrank ausgerichtet ist. Er stellt einen Extremfall eines Prüflings mit hoher Richtwirkung dar, nicht besonders wahrscheinlich, jedoch auf jeden Fall möglich. Durch die Reflexion am Schaltschrank wird das Feldstärkemaximum bei 90° gemessen, wobei die Differenz zur 0° Position 10 dB deutlich überschreitet.

4. Weiterführende Arbeiten:

Der in Bild 2 b) dargestellt Umrechnungsfaktor von 6.5 dB bzw. 8.9 dB konnte experimentell noch nicht nachgewiesen werden. Aufgrund der kleinen Wellenlängen ist ein präzises Platzieren der Antennen notwendig, besonders für einen Abstand von 10 m. Deshalb sind noch weitere Messungen nötig, bei denen die Sendeantennen elektronisch ausgerichtet werden. Erst dadurch wird das Feldstärkemaximum bei 90° präzise gefunden.

Analog zu Formeln 4 lässt sich auch die magnetische Feldstärke für Prüfling B anschreiben:

$$H_{90} = \sqrt{\frac{P_0}{4\pi \cdot Z_0}} \cdot \frac{2 \cdot (D+R)}{(D+R)^2 + R^2} \quad \text{Formel 8}$$

Es liegt ein TEM Feld vor, für dessen Feldwellenwiderstand gilt:

$$Z_w = \frac{E_{90}}{H_{90}} = Z_0 \cdot \frac{\sqrt{(D+R)^2 + R^2}}{D+R}$$

Formel 9

Dieser beträgt für Prüfling B in 3 m Abstand 414 Ω bzw. 384 Ω in 10 m. Welche Auswirkung das auf den Antennenfaktor der Empfangsantenne hat ist noch Ziel weiterer Untersuchungen.

Auf jeden Fall müssen bei etwaigen Änderungen des Messverfahrens auch wirtschaftliche Aspekte berücksichtigt werden. Ein Kompromiss zwischen Aufwand, Messzeit und Messunsicherheit soll gefunden werden.

5. Danksagung:

An Herrn Dipl. Ing. David Hamann von der Leibniz Universität Hannover für die Diskussion zum Thema Feldwellenwiderstand im Nahfeld.

6. Literaturhinweise:

[1] P. Wilson, C.L. Holloway, M. Candidi: "Comparison of Planar versus Spherical Emission Measurements for Unintentional Emitters", 2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pg. 189

[2] A. Kriz: "Calculation of Antenna Pattern Influence on Radiated Emission Measurement Uncertainty", 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 18-22. Aug. 2008, Detroit

[3] B. Bakker, H. Garn, D. Malinka, W. Müllner, K. Ruffing, L. Schmidt: "Ergebnisse meßtechnischer Untersuchungen über Hallenfaktoren und Felddämpfungen in Absorberhallen", Kongress EMV92, Feb. 25-27, 1992, Karlsruhe, Deutschland, pg. 911-921

[4] CISPR 16-1-4: "Specification for disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Antennas and test sites for radiated disturbance measurements", Edition 3.1, 2012-07, IEC, ISBN 978-2-8322-0213-5

[5] Antennas POD 16 | POD 618: "Precision Omnidirectional Dipoles – POD", Leaflet, www.seibersdorf-laboratories.at

[6] J. Riedelsheimer, F.-W. Trautnitz: „Influence of Antenna Pattern on Site Validation above 1 GHz for Site VSWR Measurements“, 2010 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, July 25-30, 2010, Fort Lauderdale, Florida, USA, ISBN 978-1-4244-6307-7

[7] CISPR 16-2-3: "Specification for disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurements of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements", Edition 3.1, 2010-08, IEC, ISBN 978-2-88912-123-6

Anwendung von alternativen Verfahren zur Vorhersage von EMV Antennenmessergebnissen nach CISPR-25

M.Sc. Jin Jia, M.Sc. Alexander Zeichner, Dipl.-Ing. Denis Rinas, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, AG Bordsysteme, Dortmund

1. Einleitung

Um die Entwicklungskosten von elektronischen Bauelementen in EMV Testphasen zu reduzieren, wurden alternative Strom-Scan Methoden im Frequenz- und im Zeitbereich bereits in früheren Arbeiten [1-2] vorgestellt. Mit diesen Methoden kann die teure Absorberkammer, die für Messung mit der ALSE Methode nach CISPR 25 benötigt wird zum Teil ersetzt werden. Die Strom-Scan Methode im Frequenzbereich (Current Amplitude Scanning Method in Frequency Domain: CASM-FD) ist eine Methode, bei der der Strom zunächst phasenlos gemessen wird. Die Phase des Gleichtaktstromes (Common-Mode) wird von einem Optimierungsverfahren aus der gemessenen Amplitude des Common-Mode-Stromes rekonstruiert. Die Strom-Scan Methode im Zeitbereich (Current Amplitude Scanning Method in Time Domain: CASM-TD) ist ein weiterer Ansatz, um die Amplituden- und Phaseninformationen des Common-Mode-Stromes durch eine Fast-Fourier-Transformation (FFT) zu erhalten. Beide Methoden basieren auf der Annahme, dass die Emission entlang des Kabelbündels vorwiegend durch den Common-Mode-Strom dominiert wird. Der Pfad des Common-Mode-Stromes wird durch einen Satz von elementaren Dipolen und Spiegeldipolen modelliert, um die Emission des Stromes vom Kabelbündel zu bewerten. Zur Lösung des Problems des endlichen metallischen Tisches aus der realen Testkonfiguration wird die Berechnung des Spiegelstromes in der endgültigen Simulation [3] durch die Methode der physikalische Optik (PO) unterstützt. Allerdings wird die Genauigkeit der Vorhersage von den Einflussfaktoren der Messumgebung in dem realen ALSE Testaufbau beeinflusst. Zur Einbeziehung dieser Einflüsse wird ein Korrekturfaktor aus einem Kalibrierprozess eingeführt, um die Genauigkeit der Vorhersage zu erhöhen. Abbildung 1 zeigt die Vorgehensweise der vorgestellten alternativen Methoden für die Vorhersage der Feldemission, diese gliedert sich in folgende Schritte: Scan des Stroms; Berechnung des abgestrahlten Feldes mit dem Dipol-Modell; Bestimmung des Korrekturfaktors aus der Kalibrierung und Vorhersage der Emission

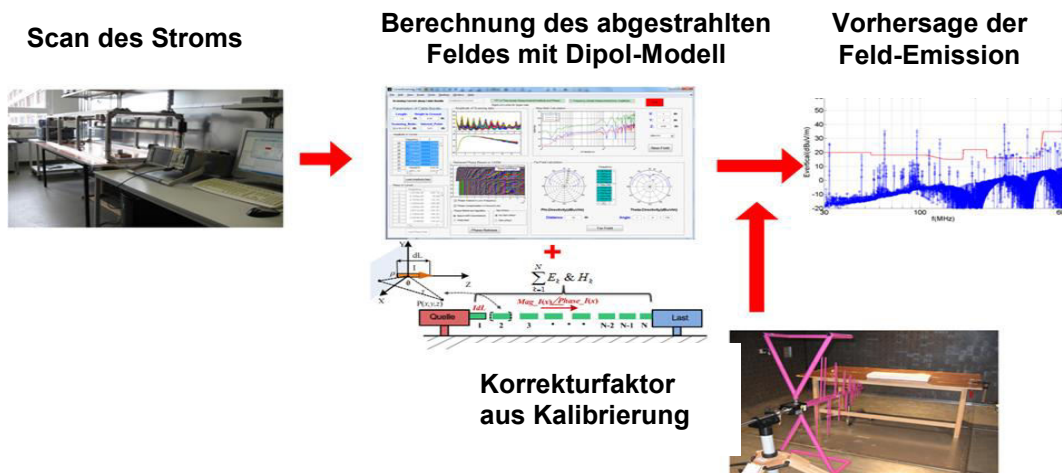


Abbildung 1: Prozess der alternativen Methoden für die Vorhersage der Feld-Emission

Der Scan des Common-Mode-Stroms entlang des Kabelbündels erfolgt mit einer RF-Stromzange und einem EMV-Messempfänger (Frequenzbereich) bzw. einem Oszilloskop (Zeitbereich). Mehrere Überprüfungen [2] wurden durchgeführt, um die Realisierbarkeit und die Stabilität der alternativen Verfahren nachzuweisen. Da die Verfahren immer noch einige Fehlerquellen beinhalten, werden in diesem Beitrag diese analysiert und im Wesentlichen einige spezifische Korrekturen durchgeführt, um die Genauigkeit der Prädiktion zu verbessern.

2. Strahlungsmodell und Kalibrierprozess

Nach dem ALSE Verfahren aus CISPR 25 [4] wird die elektronische Komponente an einen ca. 1,5 m langen Kabelbündel über einer Metallplatte angeschlossen, um die Feldemission zu bewerten (siehe Abbildung 2). Wird die Konfiguration durch Dipole nachgebildet, entspricht nach [1] die Strahlung des gesamten Kabelbündels der Summe der Strahlung von jedem einzelnen Dipol:

$$H_x(\omega) = \frac{-IdL \cdot y}{4\pi r} \beta_0^2 \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad E_y(\omega) = \frac{IdL \cdot zy}{4\pi r^2} \eta_0 \beta_0^2 \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{3}{\beta_0^2 r^2} - j \frac{3}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (1)$$

Die endliche Masse kann durch eine Reihe von äquivalenten Oberflächenströme oder elektrische Dipolen mit der PO-Methode nachgebildet werden. Die Strahlung von dieser endlichen Masse kann gemäß [3] folgendermaßen berechnet werden (nur die y-Komponente ist gezeigt):

$$E_y^p(\omega) = \sum_{k=1}^N \frac{I_{dipx}^k \Delta L_x^k \cdot zy}{4\pi r^2} \eta_0 \beta_0^2 \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{3}{\beta_0^2 r^2} - j \frac{3}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (2)$$

Wie oben erörtert, ist es ein Problem der Vorhersage mit den vorgeschlagenen Ansätzen, die Einflüsse der realen ALSE Testumgebung nachzubilden. Zum Beispiel ist das ideale Simulationsmodell aufgrund des komplexen Verhaltens der Absorberkammer problematisch, weil die empfangene Antennenspannung durch die Kantenströme und die Reflexion der Wände beeinflusst wird.

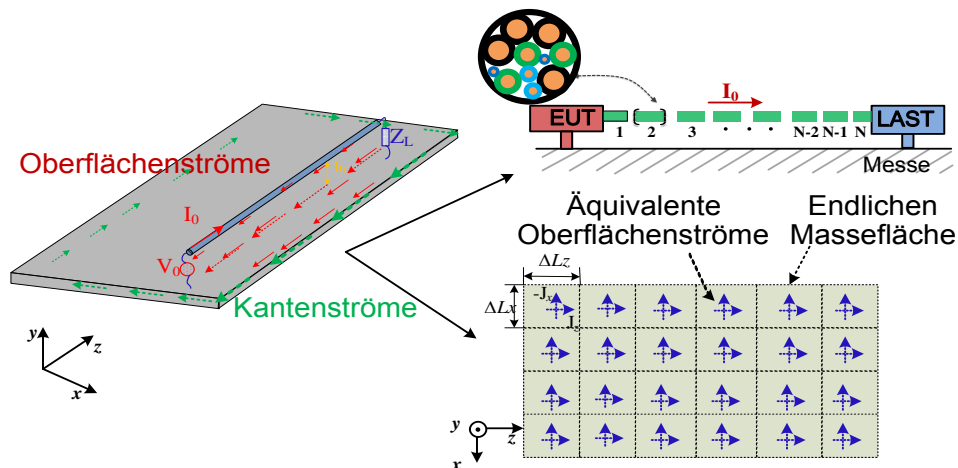


Abbildung 2: Strahlungsmodell des Kabelbündels und endliche Masse

In Abbildung 3 werden die ALSE Testkonfigurationen im Niederfrequenzbereich und im Hochfrequenzbereich gezeigt. Ein 1,5 m langes Kabel und ein Generator werden verwendet, um die Konfiguration mit unterschiedlichen Frequenzen anzuregen und die

dazugehörige Antennenspannung zu messen. Der Korrekturfaktor wird mit den vorgeschlagenen Methoden aus den gemessenen Strömen berechnet:

$$K_{\text{Kalibrierung}} = E_{\text{CASM-FD/CSM-TD}} - E_{\text{Messung}} \tag{3}$$

$$E_{\text{Messung}} = V_{\text{Messung}} + AF_{\text{Antenna}}$$



Abbildung 3: ALSE Testkonfiguration mit aktive Stabantenne (links) und Bilog Antenne (rechts)

Bei der Testkonfiguration mit der Stabantenne kann in der Messung ein bekanntes Resonanzproblem durch kapazitive Kopplung [2] beobachtet werden. Zum Beispiel tritt in Abbildung 4 (links) eine Resonanz bei Verwendung des ALSE-Verfahrens ab 2 MHz auf. Allerdings tritt die Resonanz nicht mehr auf, wenn Kabel und Stabantenne beide auf dem Boden platziert werden. Diese Abweichung kann mit einem Korrekturfaktor in der endgültigen Berechnung ausgeglichen werden. Basierend auf der gemessenen Amplitude und Phase entlang des Kabels vom NWA und der Spiegeltheorie, stimmt das Simulationsergebnis des Multi-Dipol-Verfahrens gut mit Berechnungen mit der MoM und dem Messergebnis über der Frequenz von 1 MHz überein, wie in Abbildung 4 (links) gezeigt wird. Dies bedeutet, dass das Spiegel-Modell für eine unendliche Masse im Niederfrequenzbereich genau genug ist. Jedoch gibt es eine Abweichung unter 1 MHz, die von einem kleinen Unterschied in der gemessenen Phase stammt. Zum Beispiel führt eine Abweichung von weniger als 0,5° in der gemessenen Phasenverteilung bei 300 kHz (siehe Abbildung 4 (rechts)) zu einem Fehler von 10 dB in dem endgültig berechneten Feld, verglichen mit MoM. Der Grund dafür ist, dass in dem Nahfeld die elektrostatische Feldkomponente des Koppelfeldes vom Kabel zur Stabantenne dominiert. Ein kleiner Messfehler der Phase des Stroms kann zu einer Abweichung der elektrischen Ladungsdichte entlang des Kabels führen. Der Messfehler resultiert in einem größeren Fehler bei der Berechnung des elektrischen Feldes. Daher ist das Multi-Dipol-Modell für Kabelbündel aufgrund der hohen Empfindlichkeit bei Phasenfehlern im sehr niedrigen Frequenzbereich problematisch.

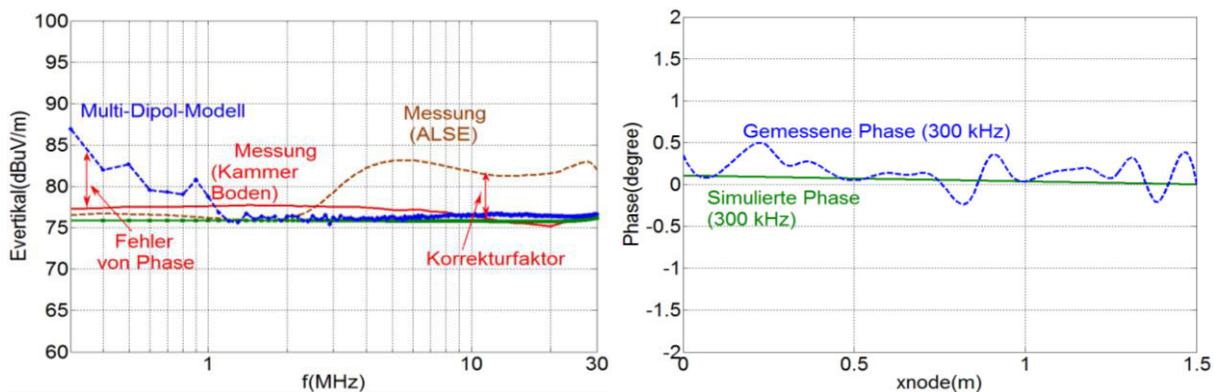


Abbildung 4: Simulation und Messung im Niederfrequenzbereich (links); Phase der Simulation und der Messung bei 300 kHz (rechts)

Für die Kalibrierung mit der Bilog-Antenne in Abbildung 3 (rechts) kann das Modell der unendlichen Masse und der Spiegeltheorie den Einfluss des metallischen Tisches nicht nachbilden, besonders in horizontaler Richtung [2]. Daher wird das PO-Modell mit äquivalenten Oberflächenströmen verwendet, um den Einfluss der endlichen Masse in die Berechnung einzubeziehen. In Abbildung 5 werden die Strom-Scan Methode für den Zeit- und Frequenzbereich (CSM-TD und CASM-FD) schematisch dargestellt. Im Zeitbereich ist eine Referenzsonde notwendig, um die relative Phasenverteilung zu bekommen. Außerdem gehört ein Zwei-Kanal-Oszilloskop zu dem Messequipment. Im Frequenzbereich wird nur die Amplitudeninformation mit einem EMV-Messempfänger gemessen und danach die Phase rekonstruiert. Mit den gescannten Informationen kann das elektrische Feld mit dem vorgeschlagenen alternativen Verfahren vorhergesagt werden. Das Antennenmessergebnis unter Berücksichtigung von den Einflussfaktoren der Testumgebung (Abbildung 3, rechts) unterscheidet sich jedoch von dem Simulationsergebnis, das in Abbildung 6 gezeigt wird. Nach (3) kann ein Korrekturfaktor der Testkammer gewonnen werden. Aus den Kurven ist zu entnehmen, dass das Ergebnis in vertikaler Richtung eine höhere Stabilität als in horizontaler Richtung aufweist.

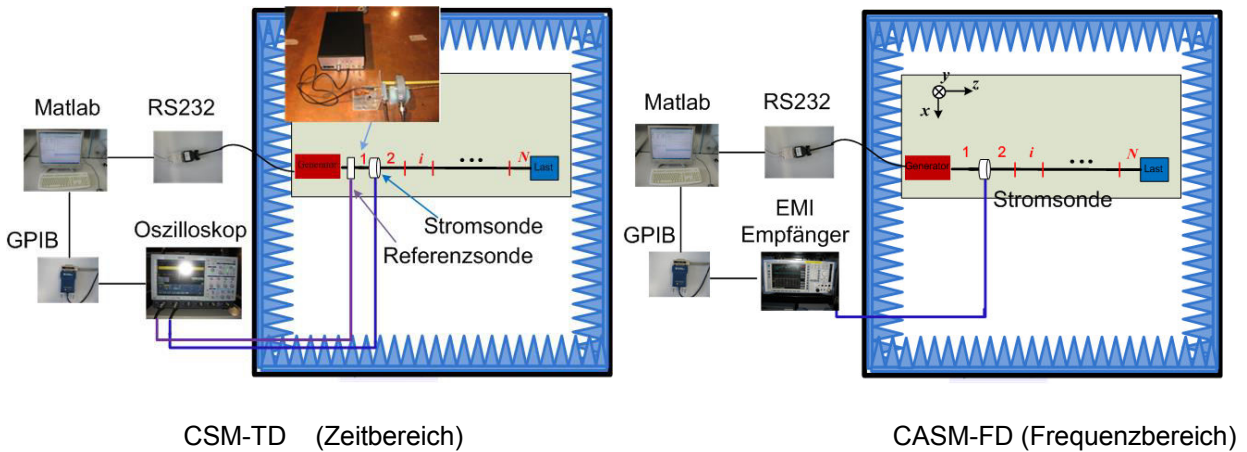


Abbildung 5: Strom-Scan im Zeit-/Frequenzbereich

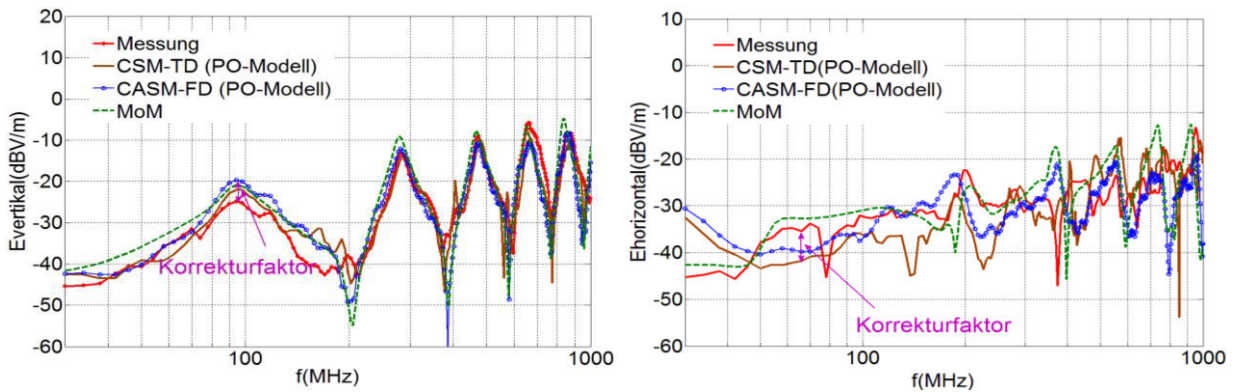


Abbildung 6: Elektrisches Feld aus der Messung und aus CSM-TD/CASM-FD in vertikaler und horizontaler Richtung

3. Maßnahmen zur Verbesserung der Genauigkeit

In den vorgeschlagenen Verfahren, CSM-TD und CASM-FD, wird die Genauigkeit der Vorhersage von drei wichtigen Fehlerquellen beeinflusst, die auf die gemessenen Daten zurückzuführen sind. Die erste Fehlerquelle liegt in der endlichen Genauigkeit der Messtechnik. Beispielsweise ist es schwierig, eine genaue Phasenverteilung im Niederfrequenzbereich (unter 30 MHz) durch Phasenrekonstruktion aus CASM-FD zu

erhalten. Das kann zu Fehlern in der Vorhersage des Feldes führen. Obwohl die Phaseninformation direkt durch die FFT aus der gemessenen Phase im Zeitbereich (CSM-TD) bekommen werden kann, wird der Erfolg der Vorhersage immer noch durch die hohe Empfindlichkeit des Dipol-Modells gegenüber der Phase entlang des Kabelbündels im niedrigen Frequenzbereich (unter 5 MHz) gestört (siehe Abbildung 4). Die zweite Fehlerquelle ist der Kalibrierungsprozess. In obiger Abbildung zur Kalibrierung, ist das Ergebnis in horizontaler Richtung sehr empfindlich, insbesondere bei den Resonanzspitzen. Weiterhin wird ein einzelner Leiter verwendet, um den Strompfad im realen Test zu simulieren. Eine Last von 50Ω ist bei dem Aufbau zur Kalibrierung am Ende des Leiters angeschlossen. Andere Lasten (Kurzschluss, Leerlauf, $3 \text{ k}\Omega$, $1 \mu\text{f}$, usw.) werden zusätzlich gewählt, um entsprechende Korrekturfaktoren zu erhalten. Es ist zu erkennen, dass die Korrekturfaktoren mit unterschiedlichen Lasten im breiten Frequenzbereich außerhalb einiger Resonanzfrequenzen nahezu gleich sind. Die Genauigkeit der Prädiktion wird dadurch beeinträchtigt. Die letzte Fehlerquelle ist die stochastische Unsicherheit bei der Messung. Zufallsrauschen aus Messdaten ist immer ein potentieller Einflussfaktor bei der endgültigen Feldvorhersage. Mehrere Verbesserungen werden in dieser Arbeit dargestellt, um die obigen Nachteile zu kompensieren.

3.1 Bestimmung der Common-Mode-Spannung im Niederfrequenzbereich

Gemessene Common-Mode-Spannungen in der Mitte des Kabels und ein bekannter Kopplungsfaktor zu einer 1 m Stabantenne können eine weitere Alternative sein, um das abgestrahlte Feld im Niederfrequenzbereich (unter 5 MHz) auszuwerten (siehe Abbildung 7) [5-6]. Unter 5 MHz ist das Messergebnis zuverlässiger als ein Ergebnis aus CASM-FD und CSM-TD. Der Korrekturfaktor zwischen gemessener Kabelspannung und elektrischem Feld an der Stabantenne beträgt etwa 42 dB -45 dB, und sollte durch eine Testkonfiguration bestimmt werden.

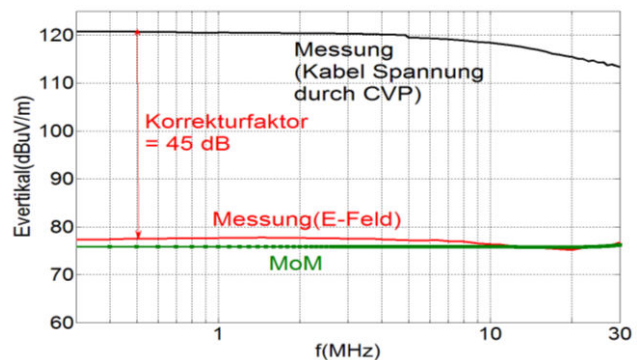
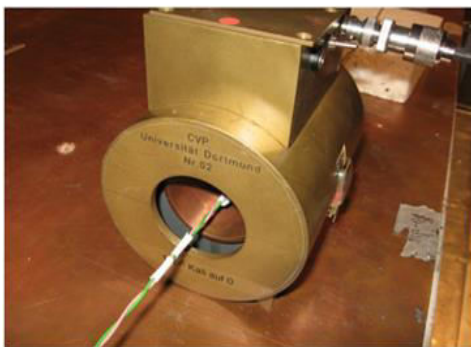


Abbildung 7: Sonde zur Messung der Common-Mode-Spannung (links) und Messergebnis der CVP und der Stabantenne (rechts)

3.2 Vermeidung der Feldemission von nicht relevanten Komponenten im Kalibrierungsprozess

Ein einzelner Leiter mit Signalgenerator wurde verwendet, um den Frequenzgang in Kalibrierungsprozess zu messen. Aufgrund der Annahme im vorgeschlagenen Strom-Scan Verfahren, dass das Kabelbündel die dominierende Strahlungsquelle ist, sollte die Strahlung der anderen Komponenten für eine Kalibration so weit wie möglich unterdrückt werden. In der Test-Konfiguration der Stabantenne ist die Feldkopplung vom Generator wesentlich schwächer als der Beitrag des Kabels an der Antenne. Deshalb kann der Messaufbau in Abbildung 3 (links) verwendet werden, um den Korrekturfaktor zu messen. Im Hochfrequenzbereich hat die Feldemission des Generators einen größeren Einfluss auf die gemessene Antennenspannung. Aus diesem Grund wird der Generator

in eine Schirmbox unter den Tisch geschraubt und ein Semi-Rigid Koaxialkabel als Verbindungsleitung verwendet, wie in Abbildung 8 dargestellt. Dadurch wird eine Messung der Antennenspannung, die durch die Kabelstruktur verursacht ist, ermöglicht.

Semi-Rigid-Kabel (50 Ω)

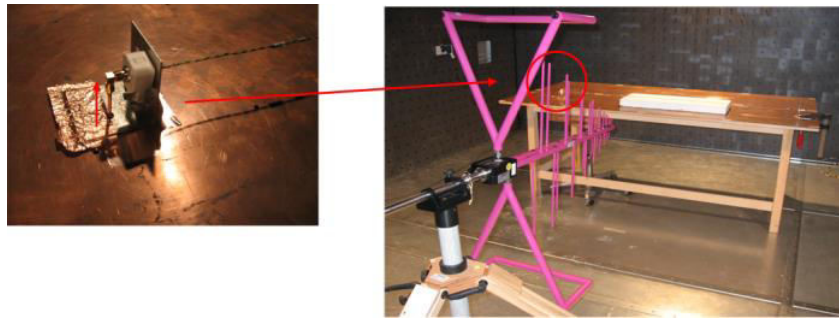


Abbildung 8: Generator in einer metallischen Box

3.3 Gemittelter Korrekturfaktor aus der Kalibrierung mit einer Bilog Antenne

Im Kalibrierungsprozess wurde der einzelne Leiter mit einer 50 Ω Last abgeschlossen. Mit der Stabantenne sind die Korrekturfaktoren aus dem Kalibrierungsprozess mit unterschiedlichen Lasten fast identisch. Dagegen variieren die Korrekturfaktoren aus dem Kalibrierungsprozess mit einer Bilog Antenne an Resonanzpunkten. Dabei können ‚Kurzschluss‘, 50 Ω und ‚Leerlauf‘ als Last verwendet werden, um einen Satz von Korrekturfaktoren zu erhalten. Bei dem realen getesteten Kabelbündel wird die Last variiert. Um große Fehler bei den Resonanzpunkten zu vermeiden, wird ein gemittelter Korrekturfaktor in der endgültigen Vorhersage verwendet.

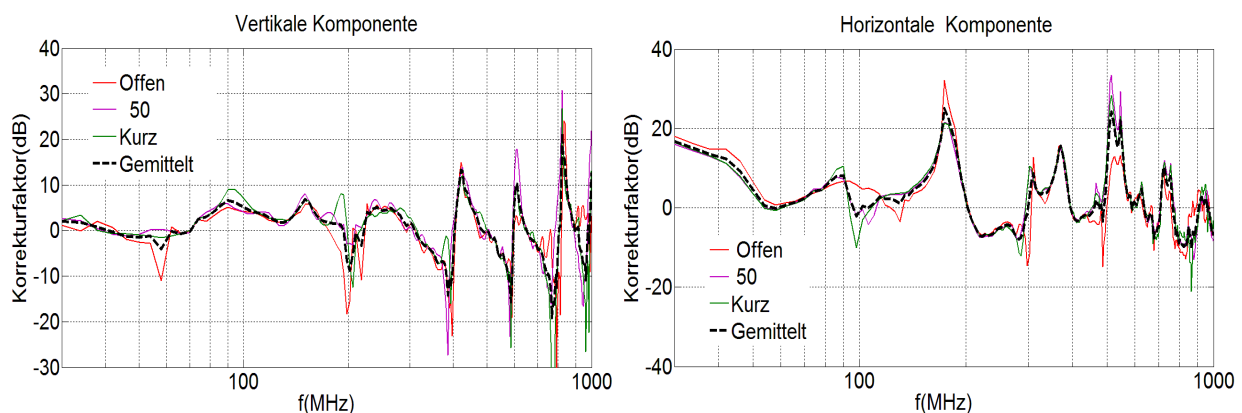


Abbildung 9: Gemittelte Korrekturfaktoren in vertikaler und horizontaler Richtung

4. Ergebnisse und Anwendungen

Ein Schrittmotor-System wird mit einer Stab- und einer Bilog-Antenne untersucht. Der Schrittmotor wird von einem Mikrocontroller gesteuert, der mit einer Taktfrequenz von 16 MHz arbeitet. In Abbildung 10 (links) ist die Feldemission des Schrittmotors im Niederfrequenzbereich zu sehen. Aufgrund der fehlerhaften Phasenrekonstruktion des Strom-Scans im Frequenzbereich (CASM-FD) wird nur der Strom-Scan im Zeitbereich (CSM-TD) zur Feldprädiktion verwendet. In Abbildung 11 (links) werden das Messergebnis und das Simulationsergebnis der CSM-TD dargestellt. Es ist zu erkennen, dass mit CSM-TD eine gute Genauigkeit der Peaks bei 16 MHz und 32 MHz erreicht werden kann. Der Fehler ist kleiner als 2 dB. Aufgrund der hohen Empfindlichkeit auf die Phasenverteilung bei der Feldberechnung mit dem Dipolmodell zeigt die Vorhersage

große Abweichungen unter 5 MHz. Als weitere Alternative kann die Messung der Common-Mode-Spannung (CVP) und der entsprechende Korrekturfaktor verwendet werden, um das Feld im Niederfrequenzbereich vorherzusagen. Das Ergebnis wird in Abbildung 11 (rechts) dargestellt. Die Genauigkeit der Prädiktion unter 5 MHz wurde dadurch verbessert.

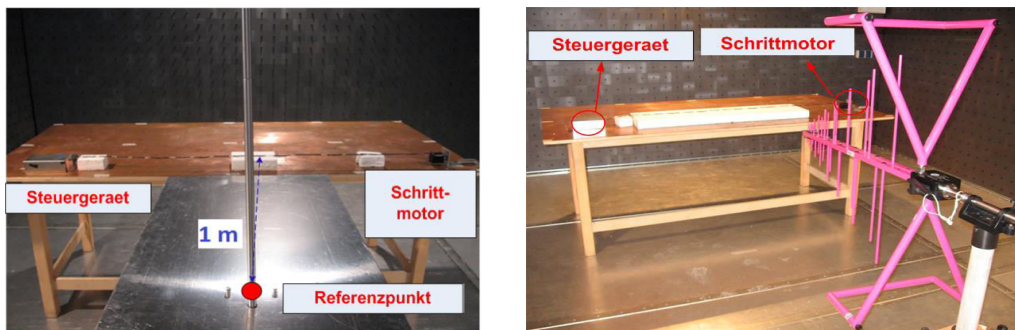


Abbildung 10: Test Konfiguration des Schrittmotors mit Rod Antenne und Bilog Antenne

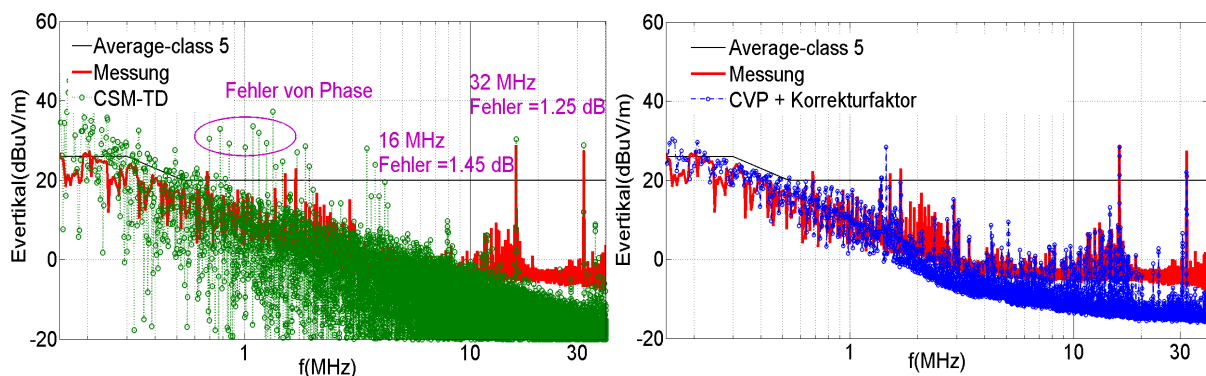


Abbildung 11: Messung und CSM-TD/CVP Alternative im Niederfrequenzbereich

Die Feldemission im Hochfrequenzbereich wurde auch mit der Bilog-Antenne in Abbildung 10 (rechts) untersucht. Hier wird das vorgeschlagene Strom-Scan Verfahren im Frequenzbereich (CASM-FD) verwendet, um die Feldemission vom Schrittmotor-System vorherzusagen. In Abbildung 12 werden das Messergebnis und das Simulationsergebnis in vertikaler und horizontaler Richtung dargestellt. Die kalibrierten Kurven mit unterschiedlichen Lasten sind an den Resonanzfrequenzen instabil. In dem vorgeschlagenen Verfahren gibt es keine Information über die Last, die in einem unbekanntem DUT angeschlossen ist. Dieser Mangel kann durch gemittelte Kalibrierungsdaten mit unterschiedlichen Lasten kompensiert werden. Dieser Kalibrierungsprozess benötigt mehr Zeit. Abbildung 12 zeigt, dass die Kurve mit der 50 Ω -Kalibrierung sehr nah an der Kurve mit der gemittelten Kalibrierung liegt. In Resonanzpunkten (Abbildung 9) ist die Vorhersage mit der gemittelten Kalibrierung besser, als mit der 50 Ω Kalibrierung, zum Beispiel bei 192 MHz in vertikaler Richtung und bei 288/544 MHz in horizontaler Richtung.

5. Zusammenfassung

Die vorgeschlagenen Strom-Scan Methoden im Frequenzbereich und im Zeitbereich sind vielversprechende Alternativen, um das abgestrahlte Feld von elektronischen Komponenten gemäß CISPR 25 vorherzusagen. Das Dipolmodell vom Kabelbündel und das Modell der äquivalenten Oberflächenströme können die reale Abstrahlung nicht ausreichend genau nachbilden. Deshalb ist der Kalibrierungsprozess notwendig. Mit der Strom-Scan Methode im Frequenzbereich (CASM-FD) ist es schwierig, genaue

Phaseninformation im Niederfrequenzbereich [1] zu gewinnen. Deshalb kann diese Methode nicht unter 30 MHz verwendet werden. Mit der Strom-Scan Methode im Zeitbereich (CSM-TD) kann die Phaseninformation im Zeitsignal durch FFT direkt erhalten werden. Daher kann diese Methode im weiten Frequenzbereich verwendet werden. Allerdings reagiert das Dipolmodell des Kabelbündels auf Phasenfehler unter 5 MHz sehr empfindlich. Eine andere einfache Alternative, nämlich die Messung der Common-Mode Spannung mittels CVP kann verwendet werden, um die Probleme der vorgeschlagenen Methoden zu umgehen. Aus den Untersuchungen an einem Schrittmotor-System konnte gezeigt werden, dass das CVP Verfahren eine gute Genauigkeit unter 5 MHz liefert. Im Niederfrequenzbereich ist eine Kalibrierung notwendig, um das bekannte Resonanzproblem aufgrund der kapazitiven Kopplung zwischen Test-Kabel und Boden der Testkammer zu beseitigen. Im Hochfrequenzbereich wird die Kalibrierung hauptsächlich von der Messumgebung beeinflusst. Allerdings variieren die Kalibrierungskurven bei den Resonanzfrequenzen, in Abhängigkeit von der Last. Gemittelte Kalibrierungsdaten können diesen Nachteil zum Teil kompensieren. In den allgemeinen EMV-Tests leidet das Ergebnis immer unter Messfehlern. Als Alternative zu der ALSE Methode wurde die Lösung mit Hilfe der Strom-Scan Methode und der CVP Methode vorgestellt.

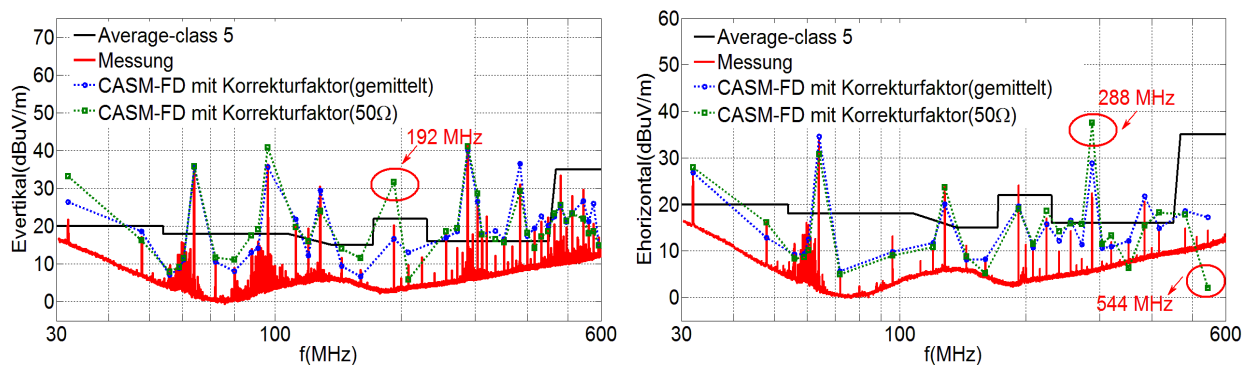


Abbildung 12: Messung und CASM-FD mit unterschiedlichen Korrekturfaktoren im Hochfrequenzbereich

Literaturverzeichnis

- [1] J. Jia, D. Rinas, S. Frei, "Prediction of radiated fields from cable bundles based on current distribution measurements", EMC Europe 2012, Rome, Sept. 2012, pp. 1-7.
- [2] J. Jia, D. Rinas, S. Frei, "An alternative Method for Measurement of Radiation Emission According to CISPR 25", EMC Europe 2013, Brugge, Sept. 2013.
- [3] J. Jia, F. Kremer, S. Frei, "Modellierung von CISPR-25 Antennenmessungen mittels schneller approximierender Berechnungsverfahren", EMV-Düsseldorf, Germany, 2012.
- [4] CISPR 25 Ed.3, Vehicles, boats and internal combustion engines –Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers“, 2007.
- [5] S. Frei, T. Nägel; R. Jobava, " Bestimmung der Störaussendung im KFZ durch die getrennte Betrachtung der elektrischen und magnetischen Verkopplungen", EMV-Düsseldorf, Germany, 2004.
- [6] S. Frei, " Bestimmung der bordnetzgebundenen Störaussendung mit dem kapazitiven Spannungssensor", GMM-Tagung 2005, EMV in der Kfz-Technik, Ingolstadt, Germany, 2005.

Reichen die EMV-Normen für tragbare rundfunktechnische Sendegeräte aus?

Dipl.-Phys. Martin Feile, ARGE Rundfunk-Betriebstechnik, Sachgebiet EMV

1. Aufgabenstellung

Der Wunsch nach flexibler und mobiler Berichterstattung ist in der Rundfunktechnik ungebrochen. Seit Jahrzehnten wird bereits die Richtfunktechnik eingesetzt. Gerade außerhalb der Senderreichweite und in abgeschatteten innerstädtischen Gebieten sind seit einigen Jahren vermehrt SNG-Fahrzeuge im Einsatz. Diese verwenden Uplink-Anlagen bei Frequenzen im Ku-Band von ca. 12-18 GHz und Sendeleistungen von ca. 40 W (Hörfunk) bis ca. 400 W (Fernsehen). Zum Anschluss von mobilen Spielorten (z.B. bei Sportveranstaltungen) an einen Ü-Wagen kommen drahtlose Mikrofone (typ. Frequenzbereich 470 – 790 MHz, typ. Sendeleistung 100 mW) und drahtlose Kameras (typ. Frequenzbereich 2,2 – 2,5 GHz, typ. Sendeleistung 100 mW) mit typ. 100 m Reichweite zum Einsatz.

In letzter Zeit kommen vermehrt sogenannte Kamerarucksäcke zum Einsatz. Diese nutzen die vorhandene Mobilfunkstruktur vom 2G- (GSM, EDGE), über den 3G- (UMTS, HSDPA) bis zum 4G-Standard (LTE). Auch WLAN-Strukturen können genutzt werden sowie auch das vorhandene Leitungsnetz (LAN, DSL). Aufgrund der großen Videokanalbandbreite wird der Videodatenstrom auf mehrere SIM-Module verteilt und gelangt auf unterschiedlichen Wegen wieder zu einem Router/Server im Funkhaus, der den zerstückelten Datenstrom innerhalb definierter Latenzzeiten im Sekundenbereich wieder zusammensetzt. Danach kann er weiter verbreitet oder gespeichert werden (s. Bild 1).

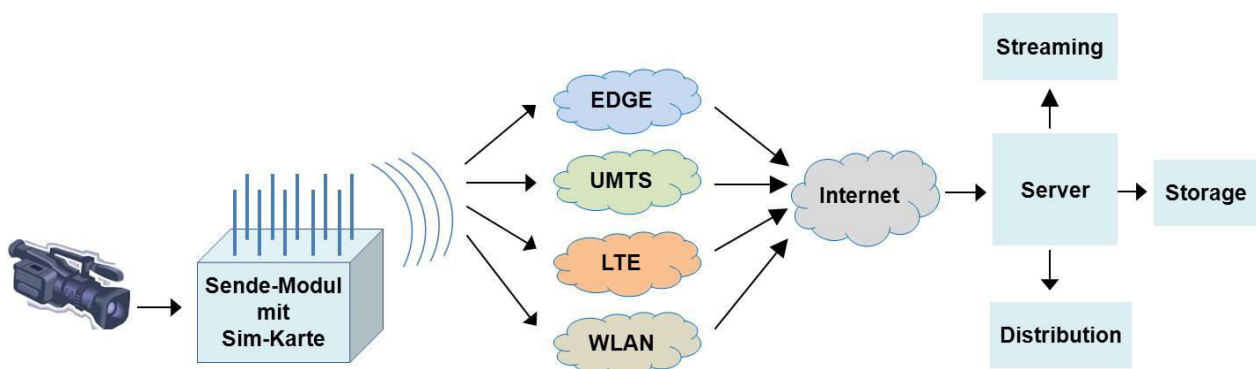


Bild 1: Funktionsprinzip von Kamerarucksäcken

Je nach Gerät kommen bis zu 8 Module zum Einsatz mit einer Leistung von bis zu 2 W je Modul. Die Leistung kann über einzelne Mobilfunkantennen, Kombiantennen oder ggf. auch über Richtantennen abgestrahlt werden.

Es stellt sich die Frage, welche Normen und Gesetze bezüglich CE-Konformität für diese Sender relevant sind und ob insbesondere der Personenschutz (SAR-Grenzwerte, EMVU) aus Sicht der Rundfunkanstalten für den Träger des Kamerarucksacks und für die danebenstehende Bevölkerung gewährleistet ist.

Dieser Aufsatz stellt gegenüber, welche Normen formal für die Marktzulassung gelten und welche Angaben die Hersteller in der Praxis hierzu machen. Außerdem wird vorgeschlagen, welche ergänzenden Messungen und Berechnungen noch sinnvoll wären.

2. Relevante Normen

2.1 Überblick

Für die Zulassung von Kamerarucksäcken ist die R&TTE Richtlinie [1] anzuwenden. In Artikel 3 (s. Bild 2) werden die grundlegenden Anforderungen über EMVU, Sicherheit, EMV und Funkschutz genannt.

Artikel 3

Grundlegende Anforderungen

(1) Die folgenden grundlegenden Anforderungen gelten für alle Geräte:

- a) Schutz der Gesundheit und Sicherheit des Benutzers und anderer Personen einschließlich der in der Richtlinie 73/23/EWG enthaltenen Ziele in Bezug auf die Sicherheitsanforderungen, jedoch ohne Anwendung der Spannungsgrenze;
- b) die in der Richtlinie 89/336/EWG enthaltenen Schutzanforderungen in Bezug auf die elektromagnetische Verträglichkeit;

(2) Funkanlagen müssen zudem so hergestellt sein, daß sie das für terrestrische/satellitengestützte Funkkommunikation zugewiesene Spektrum und die Orbitressourcen effektiv nutzen, so daß keine funktechnischen Störungen auftreten.

Bild 2: Auszug aus der R&TTE-Richtlinie 1999/5/EC

2.2 EMVU

Die relevante Norm, um die Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern (von 0 Hz – 300 GHz) zu bewerten, ist die EN 62311:2008 [2].

Elektrische und elektronische Geräte gelten dann als konform, wenn sie die Basisgrenzwerte, wie sie im Anhang II der Ratsempfehlung 1999/519/EC [3] angegeben sind, einhalten. Statt der Basisgrenzwerte (z.B. von 100 kHz – 10 GHz die spezifische Absorptionsrate SAR in W/kg, um die Wärmebelastung zu vermeiden) können auch die Referenzwerte (z.B. Leistungsflussdichte S in W/m², die elektrische Feldstärke E in V/m oder die magnetische Feldstärke in A/m) herangezogen werden. Diese Referenzwerte werden von den Basisgrenzwerten unter der Annahme von ungünstigen Expositionsbedingungen abgeleitet. Sind die Referenzwerte eingehalten, so sind auch die entsprechenden Basisgrenzwerte erfüllt. Überschreitet der Messwert den Referenzwert, so be-

deutet dies noch nicht notwendigerweise die Überschreitung des Basisgrenzwerts. Es ist dann jedoch nachzuprüfen, ob der Basisgrenzwert eingehalten wird.

Für die von den Kamerarucksäcken typischerweise verwendeten Frequenzbereiche von ca. 700 MHz – 3 GHz gelten gemäß [3] folgende Werte:

Fre- quenz f in MHz	Basisgrenzwerte			Referenzwerte		
	Mittlere Ganzkör- per SAR in W/kg	Lokale SAR (Kopf und Rumpf) in W/kg	Lokale SAR (Glieder- maßen) in W/kg	Elektri- sches Feld E in V/m	Magneti- sches Feld H in A/m	Leistungs- dichte S in W/m ²
400 – 2000	0,08	2	4	$1,375 \cdot \sqrt{f}$	$0,0037 \cdot \sqrt{f}$	f/200
2000 - 3000	0,08	2	4	61	0,16	10

Tabelle 1: Basisgrenzwerte und Referenzwerte für Kamerarucksäcke

Wird auf verschiedenen Frequenzen gleichzeitig gesendet, dann müssen z.B. die SAR-Werte aufsummiert werden. Das Ergebnis muss dann unterhalb der Basisgrenzwerte liegen.

Gemäß [2, Kap. 7] sind mehrere Konformitätsbewertungsverfahren möglich. Eine Möglichkeit ist die Messung oder die Berechnung der SAR, eine andere ist die elektromagnetische Feldberechnung im Fern- oder Nahfeld oder auch die Messung von E- und H-Feld. Weiterhin werden Simulation mit einem Phantom oder Modellierung als Konformitätsbewertungsverfahren aufgeführt. Ein Flussdiagramm gibt Hilfestellung für die Vorgehensweise.

Diese Bewertungsverfahren müssen ggf. für die Ganzkörper-Exposition und die Teilkörper-Exposition getrennt durchgeführt werden.

Aus Sicht der Betreiber solcher Kamerarucksäcke sind zusätzlich die Regelungen der Berufsgenossenschaft [4] relevant. Bild 3 zeigt auf, unter welchen Bedingungen drahtlose Telekommunikationseinrichtungen gemäß BGR B11 einsetzbar sind.

Mobilfunkgeräte, Handfunksprechgeräte sowie alle drahtlos wirkenden Telekommunikationseinrichtungen, z. B. Fernsteuerungen, entsprechen den Anforderungen der Unfallverhütungsvorschrift, wenn sie gemäß den Anforderungen nach Artikel 3 der R&TTE-Richtlinie (1999/5/EC) der EU gefertigt wurden und die Konformität bescheinigt ist.

Bild 3: Kap. 3.11.2 aus BGR B11

Die Bewertungen gemäß [2] sollen entsprechend einer vorhandenen Grundnorm durchgeführt werden. Dafür kommen die Normen EN 62209-1 und -2 [5,6] in Frage. Diese Normen definieren die Verfahren zur Bestimmung der SAR von schnurlosen Kommuni-

kationsgeräten, die in enger Nachbarschaft zum Ohr (-1) oder zum menschlichen Körper (-2) getragen werden. Nachdem die Kamerarucksäcke i.d.R. auf dem Rücken getragen werden und sich die Sendeantennen i.d.R. nicht (wie z.B. bei einem Mobiltelefon) in enger Nachbarschaft zum Ohr befinden, ist die Anwendung der EN 62209-2 angezeigt.

In dieser werden allerdings nur Abstrahlungen bis zu einem Abstand von 20 cm berücksichtigt [6, S. 13]. Dies ist wohl für den Träger von schnurlosen Kommunikationsgeräten ausreichend, aber ggf. nicht für umstehende Personen, insbesondere wenn sie in der Hauptstrahlrichtung der (Richt-)Antenne stehen.

Um den Personenschutz gemäß R&TTE Art. 3.1a dennoch vollständig gewährleisten zu können, sind Messungen notwendig, die über die bisherige Normenlage hinausgehen. Die EN 62209-1 und -2 sind bis dato nur für den Träger von schnurlosen Kommunikationsgeräten ausreichend. Also wären zusätzliche Messungen erforderlich, die auch Personen berücksichtigen, die um den Träger des Kamerarucksacks herumstehen, z.B. in der Hauptstrahlrichtung.

Im Vorwort dieser Norm [6] wird bereits darauf hingewiesen, dass die nächste Überarbeitung dieser Norm die Abstrahlung in alle Richtungen berücksichtigen soll und nicht nur Abstrahlungen gemäß den Herstellerangaben (z.B. fixe Montage durch Haltegurte an definierten Positionen) beachtet werden müssen.

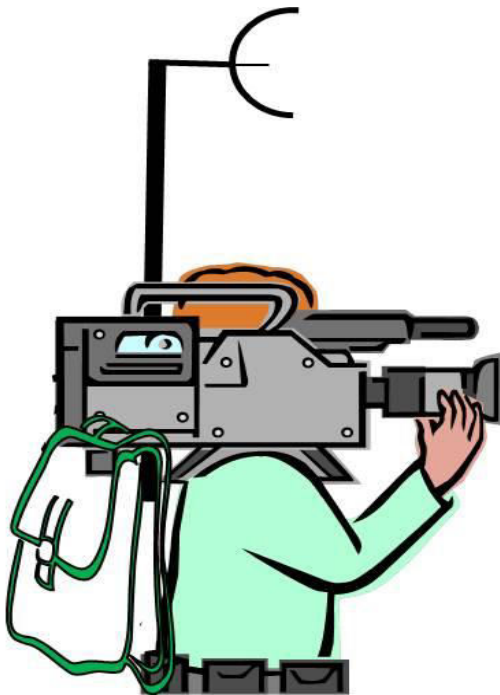


Bild 4: Je nach Hersteller gibt es verschiedene Antennentypen und -anordnungen. Bei einigen Kamerarucksäcken sind die Antennen im Rucksack montiert. Ggf. ist der Träger durch eine metallische Schirmung geschützt. Es gibt auch Systeme mit abgesetzten Kombiantennen, die entweder z.B. über Haltegurte am Körper getragen werden können oder abgesetzt z.B. auf einem Mast montierbar sind. Daher ist zu empfehlen, dass die Abstrahlung in alle Richtungen bewertet wird.

Die 26. BImSchV [7] greift in der Regel nicht, da eine EIRP von 10W oft nicht erreicht wird.

Nach der Verordnung zur Änderung der Vorschriften über elektromagnetische Felder und das telekommunikationsrechtliche Nachweisverfahren [8] sind auch solche Hochfrequenzanlagen mit einer EIRP < 10 W zu berücksichtigen, wenn diese an einem Standort betrieben werden, dessen Gesamtstrahlungsleistung dann 10 W oder mehr beträgt. Die Grenzwerte entsprechen den Referenzwerten aus [3].

Werden die Kamerarucksäcke als stationäre Sender betrachtet, wäre die EN 50383:2010 [9] anzuwenden. Diese Norm hat zum Ziel, den räumlichen Bereich zu bestimmen, außerhalb dessen die Expositionspegel die Basisgrenzwerte unabhängig von der Expositionsdauer für die spezifischen Betriebsbedingungen des Prüflings nicht überschreiten.

Gemäß [2] und [9] sind Ganzkörper-SAR-Messungen dann nicht erforderlich, wenn der Effektivwert der abgestrahlten Leistung unterhalb folgender Grenzen liegt:

Für die allgemeine Öffentlichkeit:

Maximale Leistung < SAR-Grenzwert x 12,5 kg = 0,08 W/kg x 12,5 kg = 1 W.

Die maximale Leistung der Kamerarucksäcke liegt darüber, daher kann auf die Bestimmung der Ganzkörper-SAR nicht verzichtet werden.

2.3 EMV

Maßgebend für die Einhaltung der EMV-Anforderungen ist die EMV-Richtlinie [10]. Für Sender wurden von ETSI Standards entwickelt, deren Einhaltung den EMV-Anforderungen aus der EMV-Richtlinie genügt. Je nach Mobilfunkstandard sind die jeweils zutreffenden ETSI-Standards [z.B. 11 -14] einzuhalten.

2.4 Funkschutz

Um dem Funkschutz gemäß dem Art. 3.2 der R&TTE-Richtlinie zu genügen, wurden von ETSI für verschiedene Sender ebenfalls Standards entwickelt [z.B. 15-16]. Dort werden u.a. Frequenzmasken definiert, Nebenaussendungen limitiert und Anforderungen an die Intermodulationseigenschaften gestellt.

3. Herstellerangaben

Einige Hersteller verweisen auf die CE-Kennzeichnung der eingesetzten Module und leiten daraus ab, dass auch für das Endprodukt mit ggf. mehreren Modulen und (aktiven) Antennen keine weitere Zertifizierung notwendig sei. Damit aber auch gemäß R&TTE Art. 3.2 der Funkschutz gewährleistet ist, müssen auch die relevanten Normen für Funkgeräte der Serie ETSI EN 301 xxx eingehalten werden. Hier sind z.B. die Nebenaussendungen und IM-Produkte reglementiert. Diese Eigenschaften sind aber nur dann ausreichend bewertbar, wenn alle Module gleichzeitig in Betrieb sind. Daher ist der Verweis auf die Konformität der einzelnen Module nicht ausreichend.

In einigen Berichten von Prüflaboren über SAR-Messungen gemäß [1-3] gibt es keine ausreichenden Angaben zur Sendeleistung der Module. Werden die Module über nicht selbst steuerbare Basisstationen in Betrieb genommen, hängt die Leistung der Mobilstationen u.a. von den Entfernungen zu den Basisstationen und von der Belegung ab und ist nicht fixierbar. Abhilfe könnte sein, die Module selbst in einen definierten Mode zu bringen.

Lückenhaft sind oft auch die Angaben in Prüfberichten und Bedienungsanleitungen über die möglichen Frequenzen und Modulationsarten. So sind z.B. für den amerikanischen oder den asiatischen Markt andere Frequenzbänder zulässig, so dass ein Verweis auf diese Frequenzbänder nicht für den europäischen Markt ausreicht.

4. Abschätzung der abgestrahlten Energie

Gemäß Anhang A von [2] können z.B. die abgestrahlten elektrischen Felder im Fernfeld wie folgt berechnet werden.

$$E = 5,5 \sqrt{(P \times G)/r}$$

E: elektrische Feldstärke in V/m

P: Leistung in W

G: Gewinn der Antenne bezogen auf einen isotropen Strahler

R: Abstand vom Antennenmittelpunkt in m

Bei 900 MHz beträgt gemäß Tabelle 1 der Referenzwert 41 V/m. Tabelle 2 zeigt den Mindestabstand von der Antenne (mit G = 0 dB), um in Abhängigkeit von der Leistung den Referenzwert zu unterschreiten.

Leistung	1 W	2 W	5 W	8 W	10 W	16 W
Mindestabstand	18 cm	26 cm	41 cm	52 cm	58 cm	73 cm

Tabelle 2: Mindestabstände von Sendeantennen bezogen auf den Referenzwert elektrische Feldstärke.

Bei einer Sendeleistung von 10 W ist ein Mindestabstand von ca. 58 cm erforderlich, damit der Referenzwert nicht überschritten wird. Die Betrachtung bis zu einem Abstand von 20 cm wie in [6] reicht also nicht aus, um die Einhaltung der Referenzwerte zu gewährleisten. Daher sind weitere Bewertungen unter Berücksichtigung der Basisgrenzwerte erforderlich. Ebenfalls müssen ggf. Nahfeldbedingungen beachtet und zwischen Ganzkörper- und Teilkörper-Exposition unterschieden werden.

5. Zusammenfassung

- Systeme mit mehreren Sendermodulen benötigen eine eigene Konformitätserklärung gemäß der R&TTE-Richtlinie.
- Aus dem Bericht, der der Konformitätserklärung zu Grunde liegt, muss eindeutig hervorgehen, für welche Sendermodul-Modelle die Konformitätserklärung gilt.
- Kamerarucksäcke mit z.B. 8 Sendemodulen der Mobilfunkstandards 2G-4G können eine Gesamtsendeleistung von 16 W erreichen.
- Erst ab einer EIRP > 10 W ist gemäß 26. BISchV eine Standortbescheinigung erforderlich.
- Aber auch bei Leistungen unter 10 W können Basisgrenzwerte oder Referenzwerte überschritten werden.

- Die für schnurlose Kommunikationsgeräte einschlägigen Normen betrachten nur ein Umfeld von 20 cm um die Sendeantenne. Dies mag ggf. für den Träger dieser Antenne ausreichen, nicht aber für umstehende Personen in der Hauptstrahlrichtung. Daher sind weitere Bewertungen oder Messungen der SAR in alle Richtungen erforderlich, so wie es z.B. die Norm für stationäre Geräte [9] vorsieht.
- HF-Ausgangsleistung und Frequenz des Geräts sollen mit einem internen Prüfprogramm oder mittels einer drahtlosen Verbindung zu einem Basisstations- oder Netzwerksimulator gesteuert werden.
- Bei den Messungen muss gewährleistet sein, dass alle Module mit der maximalen Leistung senden, oder die Messergebnisse müssen entsprechend dem Verhältnis zwischen der eingestellten (definierten) Sendeleistung und der maximalen Leistung hochskaliert werden. Außerdem muss der simultane Betrieb aller vorhandenen Module berücksichtigt werden.
- Es müssen alle möglichen Antennenkonstellationen berücksichtigt werden.
- Wird die R&TTE-Richtlinie nur dann eingehalten, wenn der 2G-Modus mit je 2 W Sendeleistung pro Modul nicht verwendet wird, sollte dies vom Hersteller durch eine Werkseinstellung gewährleistet werden, die nicht vom Anwender geändert werden kann.
- Aus den der ARGE RBT vorliegenden Prüfberichten von fremden Prüfdienstleistern geht hervor, dass die Abstände, die die Allgemeinbevölkerung vom sendenden Kamerarucksack einhalten soll, typischerweise im Bereich 10 – 50 cm liegen.

6. Literatur

[1]	1999/05/EC	R&TTE-Richtlinie
[2]	EN 62311:2008	Bewertung von elektrischen und elektronischen Einrichtungen in Bezug auf Begrenzung der Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern (0 Hz – 300 GHz)
[3]	Richtlinie 1999/519/EC	Empfehlung des Rates zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz – 300 GHz)
[4]	BGR B11: 2001	Elektromagnetische Felder
[5]	EN 62209-1:2006	Sicherheit von Personen in hochfrequenten Feldern von handgehaltenen und am Körper getragenen schnurlosen Kommunikationsgeräten – Körpermodelle, Messgeräte und Verfahren Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) von handgehaltenen Geräten, die in enger Nachbarschaft zum Ohr benutzt werden (Frequenzbereich 30MHz – 6 GHz)
[6]	EN 62209-2:2010	Sicherheit von Personen in hochfrequenten Feldern von handgehaltenen und am Körper getragenen schnurlosen Kommunikationsgeräten – Körpermodelle, Messgeräte und Verfahren Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) von schnurlosen Kommunikationsgeräten, die in enger Nachbarschaft zum menschlichen Körper getragen werden (Frequenzbereich 30MHz – 6 GHz)

[7]	26. BImSchV	26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder), 16.12.1966
[8]	Novelle der 26. BImSchV	Verordnung zur Änderung der Vorschriften über elektromagnetische Felder und das telekommunikationsrechtliche Nachweisverfahren, 19.2.2013
[9]	EN 50383:2010	Grundnorm für die Berechnung und Messung der elektromagnetischen Feldstärke und SAR in Bezug auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen (110 MHz – 400 GHz)
[10]	2004/108/EC	EMV-Richtlinie
[11]	ETSI EN 301 489-1 V1.8.1	Electromagnetic compatibility and radio spectrum Matters (ERM); ElectroMagnetic Compatibility (EMC) for radio equipment and services Part 1: Common technical requirements
[12]	ETSI EN 301 489-7 V1.3.1	Electromagnetic compatibility and radio spectrum Matters (ERM); ElectroMagnetic Compatibility (EMC) for radio equipment and services Part 7: Specific conditions for mobile and portable radio and ancillary equipment of digital cellular radio telecommunications systems (GSM and DCS)
[13]	ETSI EN 301 489-24	Electromagnetic compatibility and radio spectrum Matters (ERM); ElectroMagnetic Compatibility (EMC) for radio equipment and services Part 24: Specific conditions for IMT-2000 CDMA Direct Spread (UTRA and E-UTRA) for Mobile and portable (UE) radio and ancillary equipment
[14]	ETSI EN 301 489-25	Electromagnetic compatibility and radio spectrum Matters (ERM); ElectroMagnetic Compatibility (EMC) for radio equipment and services Part 25: Specific conditions for CDMA 1x spread spectrum Mobile Stations and ancillary equipment
[15]	ETSI EN 301 511 V9.0.2	Global System for Mobile communications (GSM); Harmonized EN for Mobile stations in the GSM 900 and GSM 1800 bands, covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive (1999/5/EC)
[16]	ETSI EN 301 908-2	IMT cellular networks; Harmonized EN covering the covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive; Part 2: CDMA Direct Spread (UTRA FDD) User Equipment (UE)

Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV-Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen

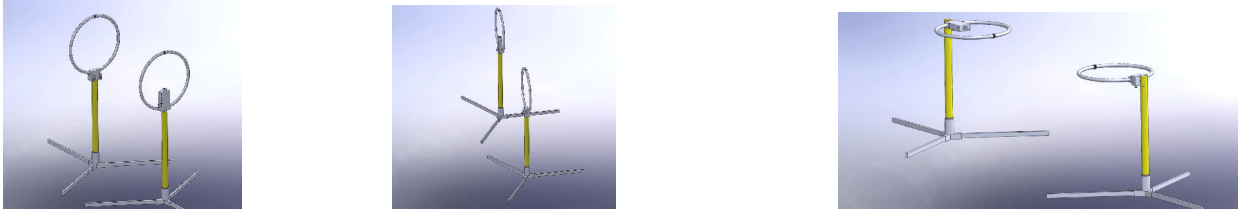
Dipl.-Ing. Friedrich, Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Team Technik
Dipl.-Ing. Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH, Team Technik

1. Stand der internationalen Normung im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz zur Messplatzvalidierung

In der CISPR 16-1-4 gibt es bis jetzt keine Norm zur Validierung von Messplätzen von 9 kHz bis 30 MHz. Deswegen wurde im CISPR Komitee diskutiert, ob und wie im Frequenzbereich unterhalb von 30 MHz Störaussendungsmessungen durchgeführt werden sollen und welche Normen für diese Messungen neu erstellt werden müssen. Bisher werden Messungen durchgeführt, ohne dass eine Validierung des Messplatzes vorgenommen wird. Insbesondere müsste hierfür für die Validierung der Messplätze ein Standard im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz erstellt werden. Im CISPR wurde unter den Mitgliedsstaaten eine Umfrage durchgeführt und die Abstimmung hat ergeben, dass ein Standard für Messungen unterhalb von 30 MHz gewünscht ist. (CISPR Dokumente CISPR/1202/Q, 1211/RQ). Das Deutsche Komitee (AHF) hatte entschieden, zur Untersuchung der Eigenschaften von vorhandenen Messplätzen einen Round Robin Test (RRT) unter den EMV Laboren durchzuführen. Ein namhafter deutscher Antennenhersteller hat sich bereit erklärt, Magnetfeldantennen für den RRT bereitzustellen. Im AHF (GAK 767.4.1) wurde für den RRT ein Prüfplan ausgearbeitet, an Hand dessen vom November 2011 bis Oktober 2012 die Labore die vorgesehenen Messungen durchgeführt haben. An diesen Untersuchungen haben über 20 Labore teilgenommen. Es wurden Messungen auf Freifeldmessplätzen mit ground plane, auf einem Parkplatz mit Teeroberfläche, in Absorberhallen mit ground plane in 3 m und 10 m Messentfernung und in Vollabsorberhallen mit einer Messentfernung von 3 m durchgeführt. Der Messaufbau und die Durchführung der Messungen wurden im AHF definiert und für die Durchführung ein Testplan sowie ein jeweiliger Testbericht erstellt, der eine Vergleichbarkeit der Messungen für die Auswertung ermöglicht. Die Messungen wurden nach Vorgabe von CISPR mit Magnetfeldantennen durchgeführt. Die untere Kante der Loop Antennen befand sich 1 m oberhalb der ground plane und war bei allen Messungen unverändert in der Höhe für Sende – und Empfangsantenne. Drei verschiedene Anordnungen der Antennen wurden betrachtet und gemessen (coaxial Bild 2.1, coplanar in y – Richtung Abbildung 2.2 und coplanar in z – Richtung 2.3). Der betrachtete und gemessene Frequenzbereich ist 9 kHz bis 30 MHz. Die Schrittweiten wurden entsprechend den vorhandenen Produkt Normen ausgewählt. In Analogie zur NSA Validierung nach CISPR 16-1-4 wurden die Messungen in einem Prüflingsvolumen von 2 m Durchmesser bei 3 m Messentfernung und von 4 m Durchmesser in 10 m Messentfernung durchgeführt. Die Ergebnisse des RRT werden vorgestellt, die wesentlichen Unterschiede bezüglich Messumgebung und Messentfernung werden analysiert und besprochen. Der aktuelle Stand der Normenarbeit wird vorgestellt.

2. Messmethode zur Durchführung des Ringversuches

Im GAK 767.4.1 (AHF) wurde ein Vorschlag zur Durchführung des Ringversuches ausgearbeitet. Wie bei NSA Messungen üblich, wurden zwei Messungen durchgeführt. Die erste Messung wird mit durchverbundenen Kabeln gemacht, die zweite mit den Loop Antennen im geplanten Messaufbau und mit der geplanten Entfernung. Die Messungen wurden im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz durchgeführt. Der Messaufbau war ähnlich dem Messaufbau der NSA Messung in der CISPR 16-1-4. Dabei wurden 3 verschiedene Antennenanordnungen (Bilder 2.1-2.3) vermessen.



Antennen coaxial (set up 1) Antennen coplanar (set up 2) Antennen coplanar (set up 3)
 Bilder 2.1, 2.2 und 2.3 : Antennenanordnungen des Rundversuches

In der Tabelle 2.1 sind die Frequenzen und Frequenzschrittweiten beschrieben.

Frequenzbereich	Schrittweite
9 kHz – 19 kHz	1 kHz
20 kHz – 149 kHz	5 kHz
150 kHz – 990 kHz	10 kHz
1 MHz – 30 MHz	100 kHz

Tabelle 2.1: Frequenzschrittweite der verwendeten Frequenzen im Rundversuch

Als Detektor wurde Average verwendet. Das S/N Verhältnis hat mindestens 16 dB betragen.

Als Testvolumen wurde bei 3 m Messabstand ein Volumendurchmesser von 2 m, bei 10 m ein Volumendurchmesser von 4 m gemessen.

Die Höhe des unteren Rahmens der Loop Antenne hat 1 m über der ground plane betragen. Die Messentfernung (3 m und 10 m je nach Messplatz) hat sich auf das Zentrum der Loop Antennen bezogen.

Die Messpositionen (Bild 2.4) wurden ähnlich wie bei NSA Messungen angeordnet.

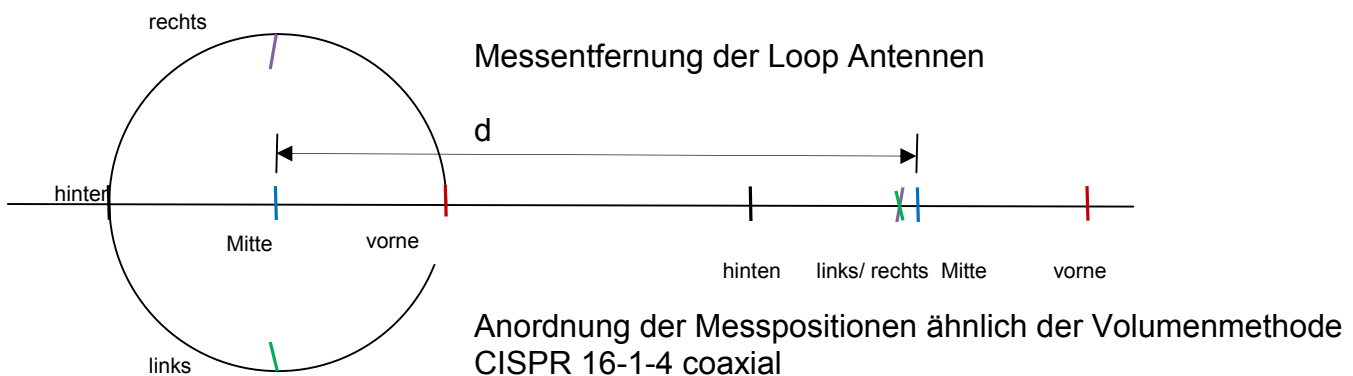


Bild 2.4: Antennenpositionen im Volumen bei der Messung im Rundversuch, hier gezeigt für set up 1 koaxiale Ausrichtung der Loop Antennen

3. Zweck der Messung

Mit den Messungen im Rundversuch sollten Erfahrungen mit einer neuen Validierungsmethode für Messplätze unterhalb 30 MHz gewonnen werden. Speziell sollten verschiedene Arten von Messplätzen wie Freifeldgelände und Absorberhallen auf Tauglichkeit untersucht werden. Mit der Messung sollten auch praktische Erfahrungen bei der Validierung gewonnen werden. Untersucht und gemessen wurden Freifeldgelände, Absorberhallen mit ground plane, Vollabsorberhallen. Dazu wurden auch Messungen auf einem Parkplatz gemacht. Die Messungen sollten einen ersten Überblick über das Verhalten der normierten Funkfelddämpfung zeigen und einen Entwurf einer Messmethode zur Integration in die CISPR 16-1-4 ermöglichen. Der Entwurf einer Validierungsmethode wird in CISPR A WG weiterverfolgt.

4. Ergebnisse des Ringversuches

Zuerst wurden die Messungen auf zwei Freifeldern durchgeführt, die als Referenzfreifelder gelten. Beide Freifelder haben eine leitende Bodenfläche (ground plane) mit ca. 10 mm Stahlplatten. Die Ergebnisse dieser Messungen sollten eine Art Referenz darstellen, auf die die anderen Messergebnisse bezogen werden können. Die Messergebnisse auf beiden Freifeldern jeweils in 3m und 10 m Messentfernung sind sehr ähnlich und haben damit gewissermaßen als Referenz gedient. Als Messantennen wurden eine Sende Loop Antenne und als Empfangsantenne eine aktive Loop Antennen eingesetzt. Der Durchmesser beider Antennen war 50 cm. Aus den Ergebnissen werden Messergebnisse der zwei Freifelder, von typischen Absorberhallen mit ground plane mit Hybridabsorber und Hohlabsorber gezeigt. Es wurden Absorberhallen mit 3m und mit 10 m Messentfernung gemessen. Bei Absorberhallen mit 10 m Messentfernung wurden die Entfernungen 3 m und 10 m vermessen.



Bild 4.1



Bild 4.2

Bilder 4.1 und 4.2: Messungen mit Loop Antennen auf den Freifeldern; Bild 4.1 Messentfernung 10 m, coaxial (set up 1), Bild 4.2 Messentfernung 3 m, coplanar (set up 2)

Absorberhallen mit ground plane, Messentfernung 10 m:

Die nachfolgenden Bilder zeigen Messergebnisse von Absorberhallen mit Hybrid – und Hohlabsorbern. Hybridabsorber bestehen aus Ferritabsorbern mit angepassten Pyramidenabsorbern. Die typische Gesamtlänge dieser Absorber beträgt maximal ca. 80 cm. Hohlabsorber sind ca. 2,5 m lange Pyramidenabsorber und haben eine leitfähige Schicht auf einer stabilen Unterkonstruktion.

Die Bilder 4.3 bis 4.5 zeigen Messergebnisse von Hybrid – und Hohlabsorberhallen mit einem Messabstand von 10 m und einem gemessenen Volumen von 4 m. Bild 4.3 zeigt die Ergebnisse für den Set Up 1, 4.4 für den Set Up 2 und 4.5 für den Set Up 3.

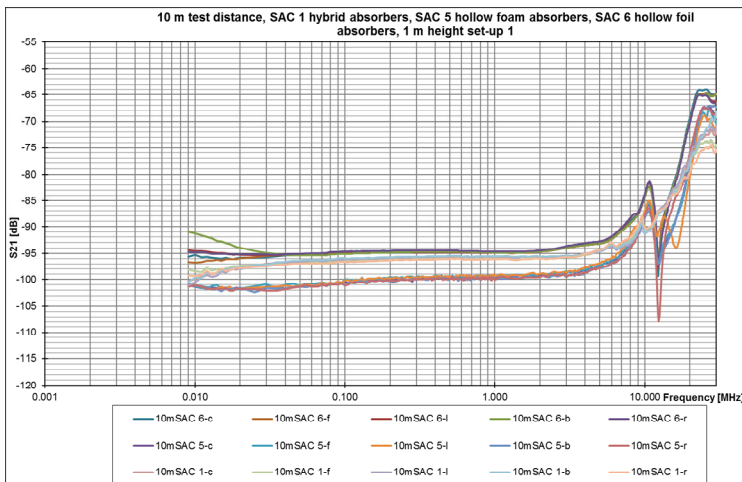


Bild 4.3: Messergebnisse Set Up 1 in Hybrid –und Hohlabsorberhallen mit einem Messabstand von 10 m.

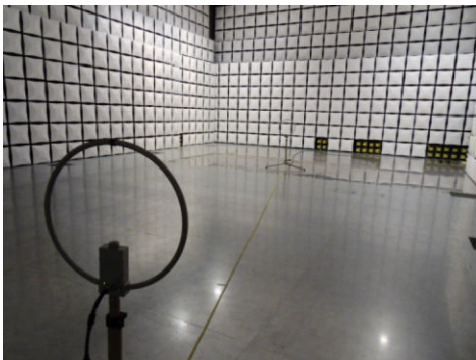


Bild 4.3a: Messung nach Set Up 1 in einer Absorberhalle mit Hybridabsorbern

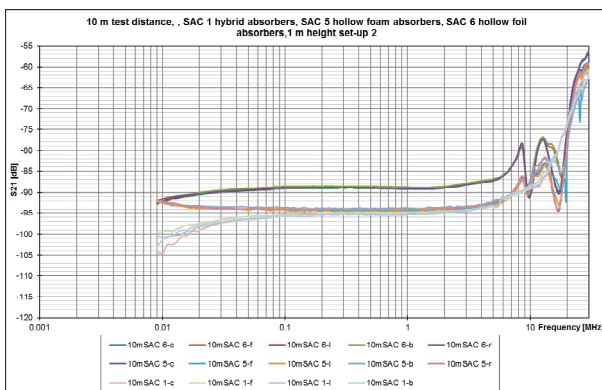


Bild 4.3: Messergebnisse Set Up 2 in Hybrid –und Hohlabsorberhallen mit einem Messabstand von 10 m.



Bild 4.4a: Messung nach Set Up 2 in einer Absorberhalle mit Hybridabsorbern

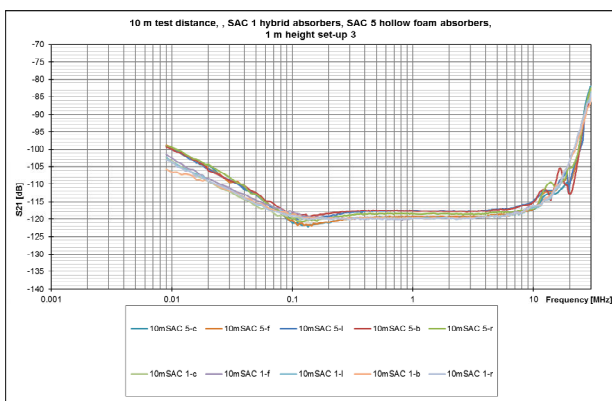


Bild 4.5: Messergebnisse Set Up 3 in Hybrid –und Hohlabsorberhallen mit einem Messabstand von 10 m.



Bild 4.5a: Messung nach Set Up 3 in einer Absorberhalle mit Hybridabsorbern

Messungen in Absorberhallen für 10 m Messabstand, Messentfernung 3 m:

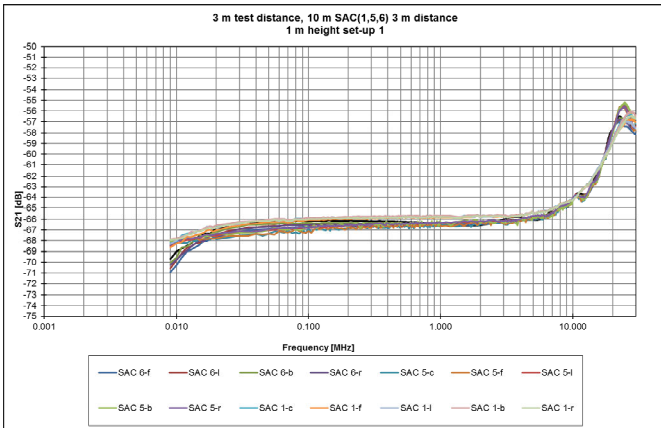


Bild 4.6: Messung nach Set Up 1 in einer Absorberhalle mit Hybrid- und Hohlabsorbern für 10 m Messabstand, Messungen in 3 m Messentfernung

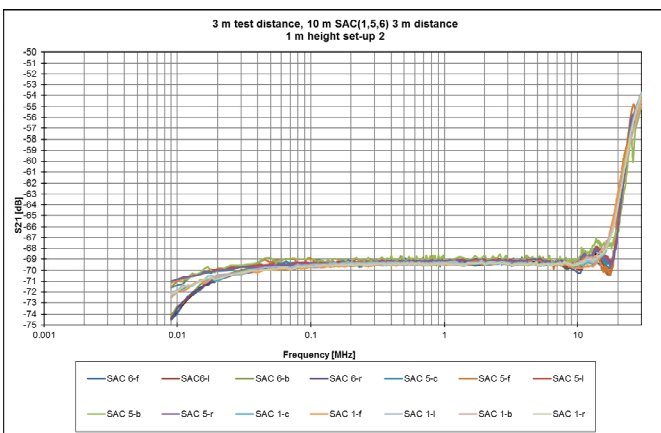


Bild 4.7: Messung nach Set Up 2 in einer Absorberhalle mit Hybrid- und Hohlabsorbern für 10 m Messabstand, Messungen in 3 m Messentfernung

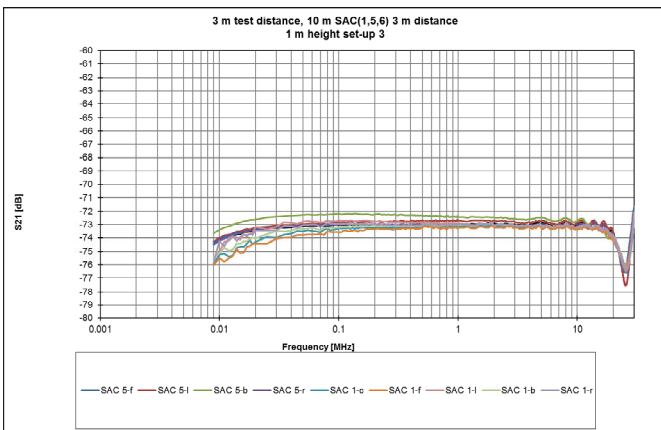


Bild 4.8: Messung nach Set Up 3 in einer Absorberhalle mit Hybrid- und Hohlabsorbern für 10 m Messabstand, Messungen in 3 m Messentfernung

Messungen in Hybridabsorberhallen für 3 m Messabstand:
 Die schwarze Linie ist der Durchschnitt der Messungen auf den beiden Freifeldern, die farbigen Linien sind die einzelnen Messpositionen in der Absorberhalle.

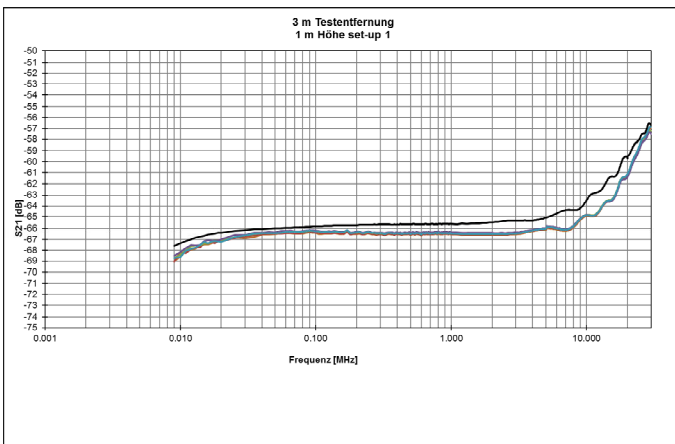


Bild 4.9

Bild 4.9a

Bild 4.9: Messung nach Set Up 1 in einer 3 m Absorberhalle mit Hybridabsorbern Messentfernung 3 m; Bild 4.9a: Photo des Messaufbaues nach Set Up 1

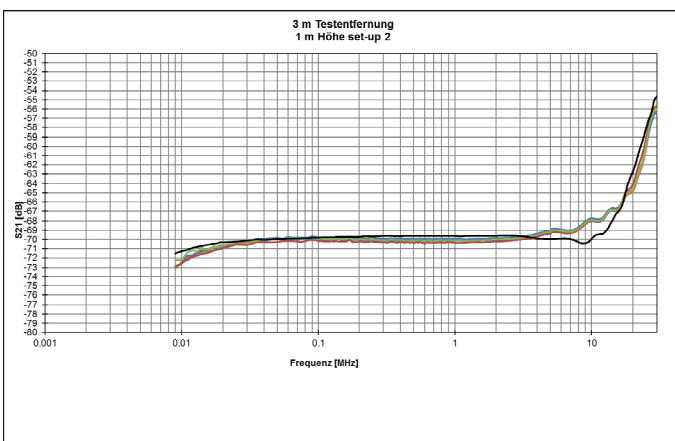


Bild 4.10

Bild 4.10a

Bild 4.10: Messung nach Set Up 2 in einer 3 m Absorberhalle mit Hybridabsorbern Messentfernung 3 m; Bild 4.10a: Photo des Messaufbaues nach Set Up 2

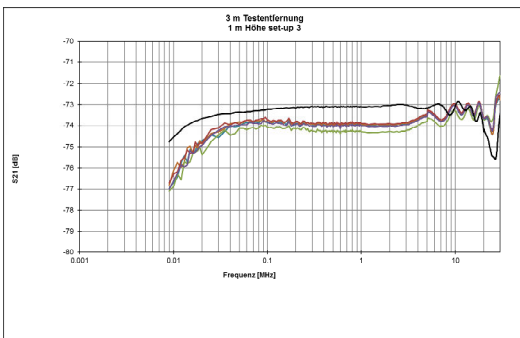


Bild 4.11

Bild 4.11a

Bild 4.11: Messung nach Set Up 3 in einer Absorberhalle mit Hybridabsorbern Messentfernung 3 m; Bild 4.11a: Photo des Messaufbaues nach Set Up 3

5. Zusammenfassung:

Nachdem CISPR entschieden hatte, für den Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz eine Validierungsprozedur für Messplätze in die CISPR 16-1-4 zu integrieren, hat das deutsche nationale Komitee beschlossen, nach einer im AHF ausgearbeiteten Messprozedur einen Ringvergleich innerhalb der deutschen Labore durchzuführen. Als Referenz wurden zuerst auf zwei Referenzfreifeldmessplätzen die Messungen durchgeführt und den beteiligten Laboren zur Verfügung gestellt. Nach Beendigung des Ringvergleiches wurde eine Auswertung durchgeführt und die Ergebnisse wurden in einem CISPR Artikel der Ad Hoc Gruppe der WG1 zur Verfügung gestellt. In der CISPR Ad Hoc Sitzung 2012 wurden die Ergebnisse vorgestellt und diskutiert. Mittlerweile wurde auch ein Vorschlag für die Messprozedur zur Integration in die CISPR 16-1-4 erstellt und in der Ad Hoc Gruppe diskutiert. In der letzten CISPR Ad Hoc Sitzung wurde der Entwurf vorgestellt und vereinbart, einen Text für die Integration in den Standard zu erarbeiten. Die Validierung wird wie bei der Validierung der Messplätze von 30 bis 1000 MHz zwei Möglichkeiten enthalten. Bei der NSA Methode werden die Antennenfaktoren und die Funk Feld Dämpfung ermittelt und mit der Theorie verglichen, bei der Referenz Site Methode wird die Dämpfung auf einem Referenzgelände ermittelt und mit demselben Aufbau auf dem zu messenden Gelände die Funk Feld Dämpfung ermittelt. Die Differenz beider ergibt dann die Abweichung des Messgeländes. Es ist zu erwarten, dass alle 3 genannten Set Up's gemessen werden müssen, da bei der Messung der Prüflinge möglicherweise in allen drei Achsen gemessen wird und quadratisch addiert wird. Wenn alle zu klärenden Aufgaben in den Ad Hoc Gruppen der WG1 und WG2 geklärt sind, ist mit einem ersten CD zu rechnen.

6. Danksagung:

Die Bilder 2.1 -2.3 und die Loop Antennen für den RRT wurden freundlicherweise von der Fa. Schwarzbeck zur Verfügung gestellt. Das Bild 4.1 zeigt das Freifeldgelände von R&S und wurde freundlicherweise Weise zur Verfügung gestellt, das Bild 4.2 zeigt das Freifeldgelände von Seibersdorf Laboratories und wurde freundlicherweise Weise von Seibersdorf Laboratories zur Verfügung gestellt. Die Bilder 4.9a, 4.10a und 4.11a wurden freundlicherweise von der Fa. Sony zur Verfügung gestellt.

7. Literaturhinweise:

- ❑1❑ CISPR/1211A/RQ
- ❑2❑ CISPR/A/978/DC
- ❑3❑ CISPR/A/989A/INF
- ❑4❑ CISPR/A/WG1(Trautnitz/ Riedelsheimer) 12/ 01)

Asymmetrien eines Ethernet-Systems und deren Auswirkungen auf die Störaussendung im automobilen Umfeld

Dipl.-Ing. (FH), M.Eng. Matthias Spägele, Dr.-Ing. Stefan Buntz, Dr.-rer.-nat. Helmut Leier, Daimler AG, Vernetzung und Standard Software

Prof. Dr.-Ing. Stefan Lindenmeier, Prof. Dr.-Ing. Leopold Reiter, Bundeswehr Universität München, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik

1. Einleitung

Seit Jahren ist ein Zuwachs von elektronischen Komponenten im Fahrzeug zu beobachten. Der Wunsch nach mehr Komfort und Sicherheit trägt hier maßgeblich dazu bei. Um den Anforderungen gerecht zu werden, sind schnelle Übertragungssysteme im Fahrzeug erforderlich, die die großen Datenmengen verteilen und verarbeiten können. Ein solches System ist zum Beispiel Ethernet, mit dem periphere Komponenten mit hohen Datenraten vernetzt werden können. Eine spezielle Variante für den automobilen Einsatz stellt dabei das OABR-Ethernet (Open-Alliance-BroadR-Reach) dar. Dieses Kommunikationssystem nutzt eine bi-direktionale Übertragungstechnik um 100MBit/s über eine ungeschirmte Zweidrahtleitung (UTP) zu übertragen. Eine weitere Besonderheit ist die Begrenzung des Nutzspektrums durch einen Tiefpassfilter auf ca. 70MHz. Dadurch wird das Risiko einer Störung im UKW-Bereich minimiert. Der Einsatz dieses schnellen Übertragungssystems im Fahrzeug stellt jedoch eine große Herausforderung an die Elektromagnetische-Verträglichkeit (EMV) dar. Bereits kleine Asymmetrien im Übertragungspfad führen dazu, dass ein Teil des Nutzspektrums (Gegentaktsignal) durch Modenkonzersion in ein Störsignal (Gleichtaktstörung) umgewandelt wird – nachfolgend Modenkonzersion genannt. Diese Gleichtaktstörungen können über die UTP-Leitung abstrahlen und zu Grenzwertüberschreitungen bei Störaussendungsmessungen führen. Jede Komponente im Übertragungspfad trägt maßgeblich zur Modenkonzersion und somit zur Störaussendung bei. Diese Arbeit soll eine Übersicht über die Modenkonzersion der einzelnen Elemente der physikalischen OABR-Schnittstelle geben. Diese Elemente sind im Einzelnen der Tiefpassfilter (LPF), die Common-Mode-Choke (CMC), die differentiellen Mikrostreifenleitungen (DML) sowie die Platinen- und In-Line-Stecker.

2. Störaussendung des Ethernet-Systems und Background

Zur Ermittlung der Störaussendung des OABR-Ethernet-Systems wird die Stromzangenmessmethode nach CISPR-25:2008 verwendet. Der zugehörige Messaufbau ist in Bild 1 (links) dargestellt. Bei den verwendeten Ethernet-Boards handelt es sich um Test-Steuergeräte, die für den Einsatz im Automobil (vor allem im Hinblick auf die Einhaltung der EMV Grenzwerte) entwickelt wurden. Für die Analyse wird ein aktives Ethernet-Board als Sender und ein passives Ethernet-Board als Empfänger eingesetzt. Bei der verdrehten Zweidrahtleitung handelt es sich um FLR9Y 2x0.35 mm².

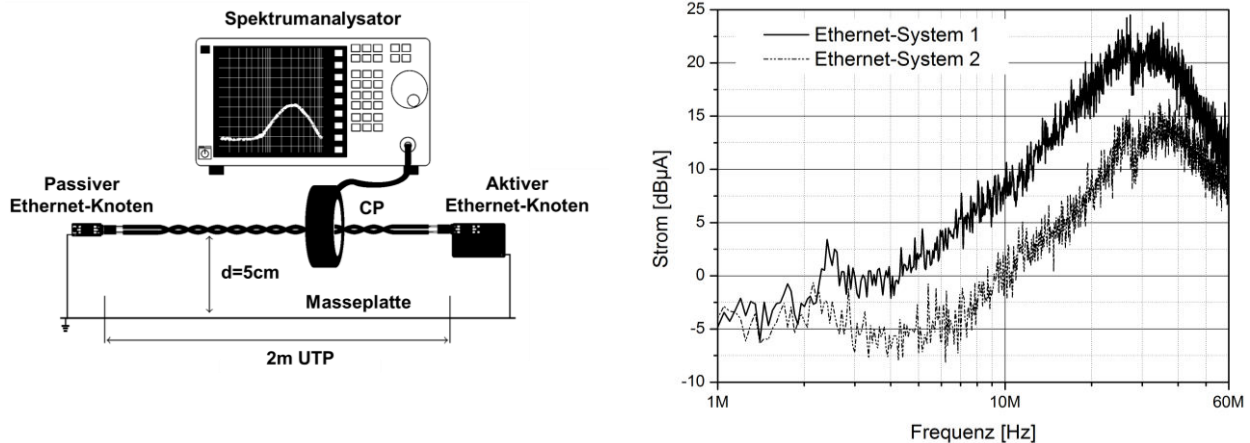


Bild 1: Links: Messaufbau der Stromzangenmessung (CP-Test) nach CISPR-25:2008. Rechts: CP-Test Emissionsmessergebnis

Die Störaussendung im Nutzsinalbereich ($\leq 70\text{MHz}$) des OABR-Ethernet-Systems ist in Bild 1 (rechts) zu sehen. Es handelt sich bei den Ethernet-Systemen 1 und 2 um zwei identische Systeme. Die Leiterplatten wurden maschinell bestückt und es wurden Bauteile der gleichen Charge aufgebracht. Trotzdem ist bei der Emission zwischen den Systemen ein deutlicher Unterschied zu erkennen. Die Abweichungen betragen bis zu $10\text{dB}\mu\text{A}$ vor allem im Frequenzbereich von 5MHz bis 30MHz [1,3,4].

Weitere Untersuchungen führten zu der Erkenntnis, dass die Ursache für die unterschiedliche Störaussendung in der Modenkonzersion des Übertragungspfad liegt. Die Ursache für die Differenzen der Störaussendung in Bild 1 (rechts) liegt vor allem in den Asymmetrien der Gleichakttdrossel (Details sind Abschnitt 4.3.2 zu entnehmen). Die Untersuchungen zeigen weiter, dass die Modenkonzersion einen signifikanten Einfluss auf die Störaussendung hat und neben der Gleichakttdrossel auch die anderen Elemente des Ethernet-Signalfads auf Modenkonzersion hin untersucht werden müssen.

3. Asymmetrien im Übertragungspfad

3.1 Messtechnische Ermittlung von Asymmetrien

Asymmetrien im Übertragungspfad eines OABR-Ethernet-Systems messtechnisch zu ermitteln stellt eine Herausforderung dar. Bei der durch Asymmetrien entstehenden Modenkonzersion handelt es sich um Signale mit sehr niedrigen Pegeln, die sich in der Nähe der Messgrenze befinden. Aus diesem Grund ist es erforderlich, hochpräzises Messequipment zu verwenden und darauf abgestimmte hochsymmetrische Messaufbauten zu entwickeln. Eine gute Methode zur messtechnischen Ermittlung von Modenkonzersion stellt dabei die 3-Port-Messmethode dar. Als Beispiel ist in Bild 2 der 3-Port-Messaufbau für die Ermittlung der Modenkonzersion von Gleichakttdrosseln zu sehen [1,2].

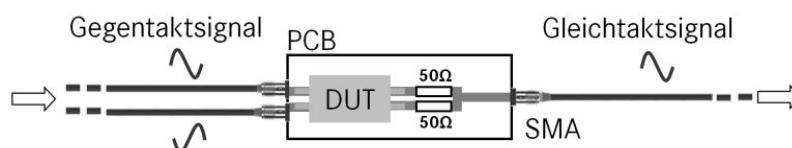


Bild 2: 3-Port-Messmethode zur Ermittlung der Modenkonzersion von Gleichakttdrosseln.

Für die Modenkonzensionsmessung von DMLs sowie PCB- und In-Line-Steckern [3] kann ein modifizierter Messaufbau nach Bild 2 verwendet werden. Mithilfe dieser Messergebnisse können die Simulationen und die analytische Beschreibung verifiziert werden.

3.2 Analytische Beschreibung von Asymmetrien

Für Simulationen und auch für das Verständnis der zugrundeliegenden Effekte ist es hilfreich, die Asymmetrien der Komponenten analytisch zu beschreiben. Hiermit ist es möglich, die Ursachen für die Modenkonzersion zu ermitteln und zu bewerten. Der folgende Abschnitt dient als Übersicht der analytischen Beschreibung. In einer früheren Arbeit [4] wurde vom Autor die analytische Beschreibung anhand einer Gleichtaktdrossel im Detail ausgeführt und beschrieben.

Untersucht man die Komponenten auf ihre Asymmetrien, so erkennt man, dass alle Asymmetrien auf die grundsätzliche Problematik von unterschiedlichen Längen und Wellenwiderstände zurück zu führen sind (mit Ausnahme des Tiefpassfilters). Das bedeutet, dass die Asymmetrien mittels zweier verkoppelter oder nicht verkoppelter, verlustloser bzw. schwach verlustbehafteter Leitungen abgebildet werden können. Dies ist sowohl bei einer Gleichtaktdrossel, als auch bei differentiellen Mikrostreifenleitungen und Steckern möglich. Eine Ausnahme stellt dabei der Tiefpassfilter dar, der ausschließlich aus passiven Bauteilen besteht und dessen Asymmetrien hauptsächlich auf Toleranzen und parasitäre Elemente zurück zu führen ist.

Auf Grund der messtechnischen Ermittlung mittels der 3-Port-Messmethode, erfolgt auch die analytische Beschreibung auf Basis der 3-Port-Messmethode und wird im Anschluss auf 4-Port-Systeme umgerechnet. Für die Berechnung der Modenkonzersion bei Verwendung der 3-Port-Messmethode gilt Gleichung (1),

$$\underline{S}_{sd21}|_{3-port} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\underline{S}_{31} - \underline{S}_{32}) \quad (1)$$

wobei Port 1 und 2 den differentiellen Port abbilden und Port 3 den single-ended-Port darstellt (vgl. Bild 3).

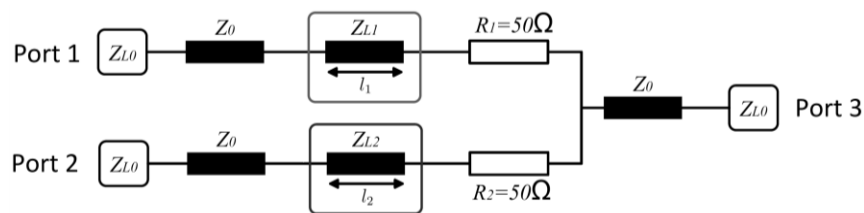


Bild 3: Darstellung der 3-Port-Messmethode mit zwei verlustlosen bzw. schwach verlustbehafteten Leitungen mit unterschiedlichen Leitungslängen (l_1 , l_2) und Wellenwiderständen (Z_{L1} , Z_{L2}) als Asymmetrie. 50Ω-Leitungen (Z_0) sowie 50Ω-Terminierungen (Z_{L0}) bilden Mikrostreifenleitungen, SMA-Kabel und NWA nach. Port 1 und 2 stellen den differentiellen Port dar und Port 3 den single-ended-Port. Die Widerstände R_1 und R_2 dienen als Terminierungswiderstände für das Device-Under-Test (DUT).

Nach einigen mathematischen Umrechnungen und Umformungen erhält man Gleichung (2), die die Modenkonzersion von Komponenten (nicht verkoppelte Leitungen) bei der Verwendung der 3-Port-Messmethode nach Bild 3 darstellt. Der Fehler durch die Vereinfachungen ist dabei sehr gering. Dabei ist f die Frequenz und c die Vakuumlichtgeschwindigkeit.

$$|\underline{S}_{sd-TERM}|[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \left[\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \right) \cdot \left[l_1 \cdot \left(\frac{Z_{L1} + Z_{L0}}{2} \right) - l_2 \cdot \left(\frac{Z_{L2} + Z_{L0}}{2} \right) \right] \right] \right) \quad (2)$$

Die daraus ermittelte Modenkonzersion gilt allerdings nur bei 3-Port-Messanordnungen nach Bild 3. Betrachtet man die Komponenten im Ethernet-System, so liegen sie hier als 4-Port-Anordnung vor. Durch eine Korrektur erhält man die tatsächliche (im System) auftretende Modenkonzersion \underline{S}_{cd21} der Komponente (vgl. Gl. (3)):

$$|\underline{S}_{cd21}|[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2} \left[\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \right) \cdot \left[l_1 \cdot \left(\frac{Z_{L1} + Z_{L0}}{2} \right) - l_2 \cdot \left(\frac{Z_{L2} + Z_{L0}}{2} \right) \right] \right] \right) \quad (3)$$

Des Weiteren kann diese Betrachtung auch für verkoppelte Leitungen angewandt werden. Das ist zum Beispiel bei der Betrachtung spezieller Anordnungen von Asymmetrien bei verkoppelten Mikrostreifenleitungen erforderlich. Durch entsprechendes Einbinden der Verkopplung ergibt sich für die 3-Port-Messungen mit verkoppelten Elementen Gleichung (4). Mit $Z_V = \sqrt{Z_{even} \cdot Z_{odd}}$, wobei Z_{even} und Z_{odd} für die Wellenwiderstände der Gleich- und Gegentaktmode stehen.

$$|\underline{S}_{sd-TERM-Verkoppelt}|[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \left[\left(\frac{2 \cdot \pi}{\left(\frac{c}{f} \right) / \sqrt{\epsilon_{reff}}} \right) \cdot \left(\frac{Z_V + Z_{L0}}{2} \right) \cdot (l_1 - l_2) \right] \right) \quad (4)$$

Nach entsprechender Umformung ergibt sich für die Modenkonzersion verkoppelter Elemente in einem 4-Port-System Gleichung (5).

$$|\underline{S}_{cd21-Verkoppelt}|[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2} \left[\left(\frac{2 \cdot \pi}{\left(\frac{c}{f} \right) / \sqrt{\epsilon_{reff}}} \right) \cdot \left(\frac{Z_V + Z_{L0}}{2} \right) \cdot (l_1 - l_2) \right] \right) \quad (5)$$

Aus diesen Berechnungen ist nun ersichtlich, welche Einflussfaktoren vorliegen und wie hoch deren Einfluss auf die Modenkonzersion ist. Wertet man die Formeln aus, so erhält man nachfolgende Priorisierungstabelle (Tabelle 1).

Priorität / Gewichtung			
1 Δl	2 min. l_1, l_2	3 min. Z_{L1}, Z_{L2}	4 ΔZ_L
Einfluss durch den Längenunterschied zwischen den Adern	Einfluss durch die Gesamtlänge der Leitungen	Einfluss durch den Leitungswellenwiderstand	Einfluss durch die Leitungswellenwiderstandsdifferenz zwischen den Adern

Tabelle 1: Priorisierung und Gewichtung der Einflussfaktoren bei längen- und impedanzabhängigen Asymmetrien, wie zum Beispiel bei einer CMC.

Aus den Formeln (und Messungen) wird ersichtlich, dass es sich bei der Modenkonzersion um einen linearen Verlauf mit einer Steigung von 20dB/dec handelt.

3.3 Modenkonzersion der Ethernet-Komponenten

In den nachfolgenden Abschnitten wird die Modenkonzersion anhand von Simulationsergebnissen dargestellt. Alle Simulationsergebnisse wurden anhand von Messungen, wie auch von analytischen Berechnungen verifiziert. Für eine solche Simulation eignet sich die Monte-Carlo-Analyse (MCA) [5]. Hierbei werden die Asymmetrien nach der Gaußverteilung variiert und das Ergebnis der Konzersion ausgegeben. Man erhält dadurch eine Vielzahl von Kurven (hier 10000 Iterationen) mit einem linearen Verlauf und einer Steigung von 20dB/dec, die zusammen eine Fläche aufspannen. Daraus wird ersichtlich, wie groß die zu erwartende Modenkonzersion der Komponente ist und in welchem Bereich sich diese bewegt.

3.3.1 Tiefpassfilter LPF

Der Tiefpassfilter hat, was, was die Ursache der Modenkonzersion betrifft, eine Sonderstellung. Die Modenkonzersion des LPF 2-ter Ordnung [6] wird im Unterschied zu den anderen Komponenten durch Toleranzen und unterschiedliche parasitäre Effekte der Bauteile hervorgerufen. Für die Störaussendung ist die Modenkonzersion des Tiefpassfilters jedoch bei einer hohen Gleichtaktunterdrückung der Drossel zu vernachlässigen, da diese nach dem LPF im Signalpfad liegt. In diesem Fall wird keine signifikante Störaussendung durch den Tiefpassfilter sichtbar.

Für die Modellierung der Modenkonzersion von passiven Bauteilen werden reale Ersatzschaltbilder verwendet. Die Werte der Bauteile (inklusive parasitären Elementen) können mittels eines Impedanzanalysators ermittelt werden.

3.3.2 Gleichtaktdrossel CMC

Die Gleichtaktdrossel ist ein zentrales Element in Bezug auf die EMV-Eigenschaften eines Ethernet-Systems. Die Drossel hat die Aufgabe Gleichtaktstörungen zu unterdrücken (z.B. die Modenkonzersion des LPF) und das Gegentaktsignal, möglichst mit wenig Beeinflussung, passieren zu lassen. Zusätzlich ist sie aber auch eine Quelle für Gleichtaktstörungen. Durch den asymmetrischen Anschluss der Einzeladern an die Pins des Drosselgehäuses können Längen- und Impedanzunterschiede zwischen den zwei Anschlussleitungen auftreten (vgl. Bild 4).

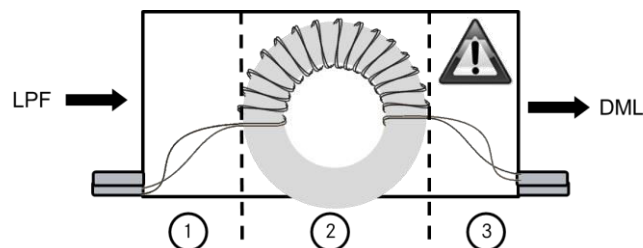
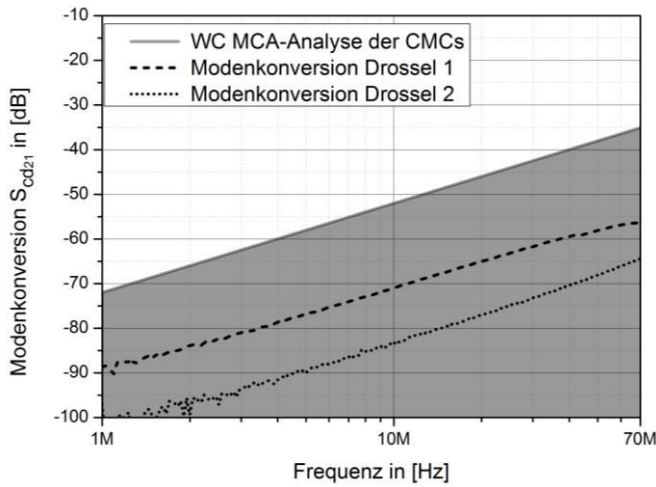


Bild 4: Beispiel für Asymmetrien anhand einer Ringkerndrossel. In Bereich 3 sind die Anschlussleitungen zu sehen, die durch ihre Längen- und Impedanzunterschiede zu Modenkonzersion führen.

Die dadurch erzeugte Gleichtaktstörung wandert ohne weitere Beeinflussung auf die Leitung und wird dort als Störaussendung erkennbar. Details zur Modenkonzersion von Gleichtaktdrosseln sind den Veröffentlichungen [1,4] zu entnehmen. Für die nachfolgen-

de Betrachtung wird angenommen (aus Praxiserfahrung), dass die in Bild 5 (rechts) auf-
gezeigten Längen- und Impedanzunterschiede der Einzeladern vorliegen.



Asymmetrie	Wertebereich
Länge der Adern	$1\text{mm} \leq l_1, l_2 \leq 5\text{mm}$
Impedanz der Adern	$50\Omega \leq Z_{L1}, Z_{L2} \leq 290\Omega$

Bild 5: Links: MCA-Ergebnis der Modenkonzersion der CMC-Analyse. Rechts: Wertebereich, der für die Simulation angenommen wurde (abgeleitet aus Praxiserfahrungen).

In Bild 5 (links) ist die Monte-Carlo-Analyse der Modenkonzersion von Gleichakt-drosseln zu sehen sowie die Modenkonzersion der Drosseln, die in Bild 1 (rechts) für die Emission des Ethernet-Systems 1 bzw. 2 verantwortlich sind. Vergleicht man diese Kurven, so wird ersichtlich, dass im worst-case-Fall (WC) die Emission des Ethernet-Systems nochmals um ca. 18dB ansteigen kann.

Die Modellierung der Asymmetrie von Gleichakt-drosseln kann mittels zwei voneinander entkoppelten oder verkoppelten Leitungsstücken (abhängig von der CMC Bauweise) für die beiden Enden der Gleichakt-drossel modelliert werden. Die Modellierung ist mit dieser Methode bis zu einer Frequenz von ungefähr 100MHz möglich und somit für das OABR System ausreichend (Nutzsignal $\leq 70\text{MHz}$).

3.3.3 Differentielle Mikrostreifenleitung DML

Eine weitere Quelle für Gleichtaktstörungen können DMLs sein. Je nach Design der Leitungen können zwischen den Einzeladern der DML Asymmetrien entstehen, die zur Modenkonzersion führen können. Hierbei sind vor allem Asymmetrien auf Grund von Leitungslängenunterschieden entscheidend. Effekte durch Impedanzunterschiede zwischen den einzelnen Mikrostreifenleitungen durch Höhen- und Breitenunterschiede können im Vergleich dazu auf Grund der exakten Fertigungstechnik vernachlässigt werden. Drei Beispiele für mögliche Asymmetrien bei DML sind in Bild 6 dargestellt.

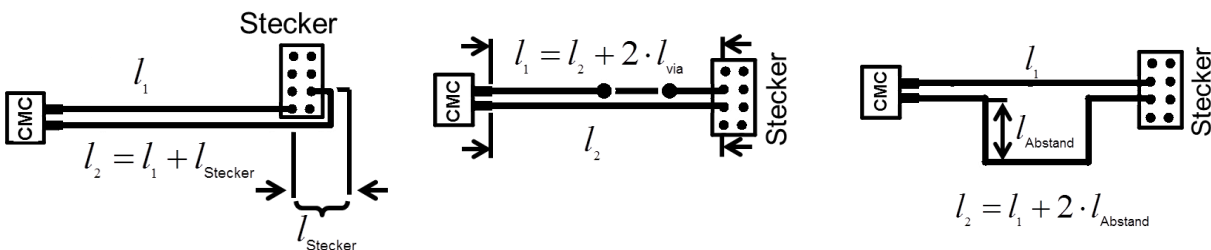
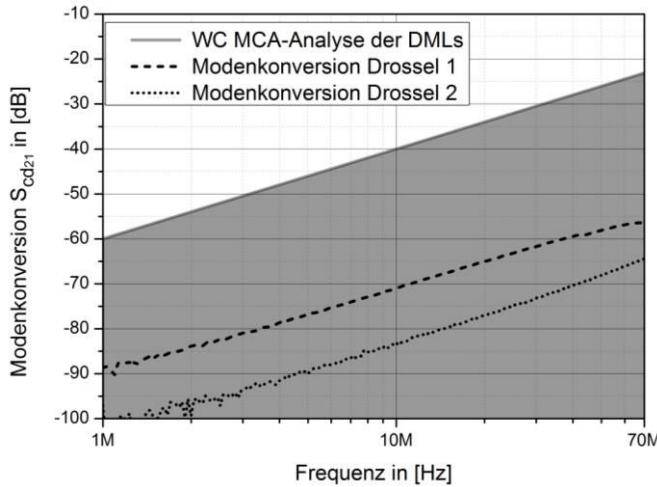


Bild 6: Links: Längenunterschied durch Anschluss eines Platinensteckers. Mitte: Längenunterschied durch einseitiges Einbringen von Vias. Rechts: Längenunterschied durch das „Auftrennen“ der DML.

Die Modenkonzersion und die angenommenen Längendifferenzen für die Simulation sind Bild 7 (rechts) zu entnehmen. Der gewählte Längendifferenzbereich entspricht den in der Praxis auf Steuergeräten vorkommenden Längendifferenzen.



Asymmetrie	Wertebereich
Länge der Adern	$0\text{mm} \leq l_1, l_2 \leq 30\text{mm}$

Bild 7: Links: MCA-Ergebnis der Modenkonzersion der DML-Analyse. Rechts: Wertebereich, der für die Simulation angenommen wurde (abgeleitet aus Praxiserfahrungen).

Betrachtet man das Ergebnis in Bild 7 (links), so wird ersichtlich, dass die Modenkonzersion von Mikrostreifenleitungen bei herkömmlichem PCB-Routing eine Modenkonzersion von bis zu -60dB bei 1MHz im WC-Fall verursachen kann. Vergleicht man diese wiederum mit der Drossel 1, so wird deutlich, dass im worst-case-Fall die Emission des Systems aus Bild 1 (rechts) um ca. 30dB zunehmen kann.

Modelliert werden können diese Asymmetrien mittels Mikrostreifenleitungsmodellen.

3.3.4 Platinen- und In-Line-Stecker

Stecker sind mitunter eine der komplexesten Komponenten in Bezug auf die Modenkonzersion. Neben den reinen Längen- und Impedanzunterschiede gibt eine Vielzahl von weiteren Stecker-Parametern (z.B. ϵ_r , Gehäusetoleranzen, Crimpkontakt,...), die die Konversioneigenschaften beeinflussen (vgl. In-Line-Stecker in Bild 8).

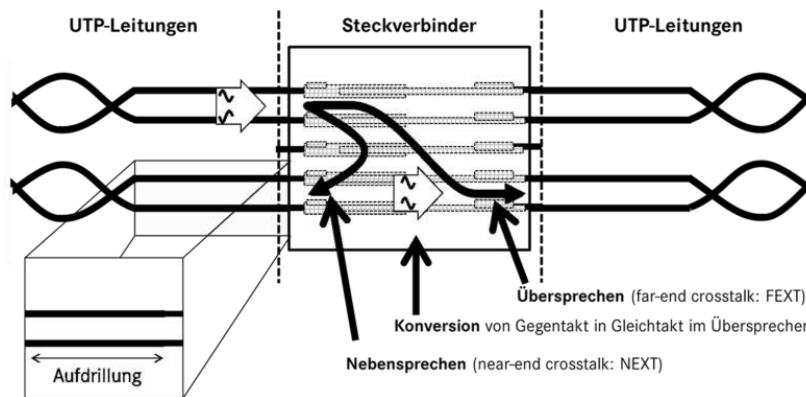


Bild 8: Darstellung der verschiedenen Asymmetrien, die bei einem In-Line-Steckverbinder vorliegen können.

Weiter gibt es nicht nur die Modenkonzersion, die durch die eigentliche Ethernet-Übertragung entsteht, sondern auch Übersprechen im Stecker (Gleichtakt- wie auch Gegentaktsignale) von benachbarten Leitungen (z.B. CAN, FlexRay,...) auf die Ethernet-

Leitung. Weiter liegt im Fall der Verwendung von einfachen Steckverbindern (z.B. MQS-Steckern) vor und nach In-Line-Steckern eine Aufdrillung der UTP Leitung vor (fertigungsbedingt), die mögliche Überkopplungen vereinfachen. Bei Steckern ist zudem zu beachten, dass auch das Pinning und die umgebenen Pins einen signifikanten Einfluss auf die Konversion haben.

All diese Parameter werden in der Simulation berücksichtigt. Details zur Modenkonzersion und der Modellierung von Steckern, ist den Arbeiten [3] sowie [7] zu entnehmen. Die Modellierung basiert dabei auf der Theorie der verkoppelten Leitungen.

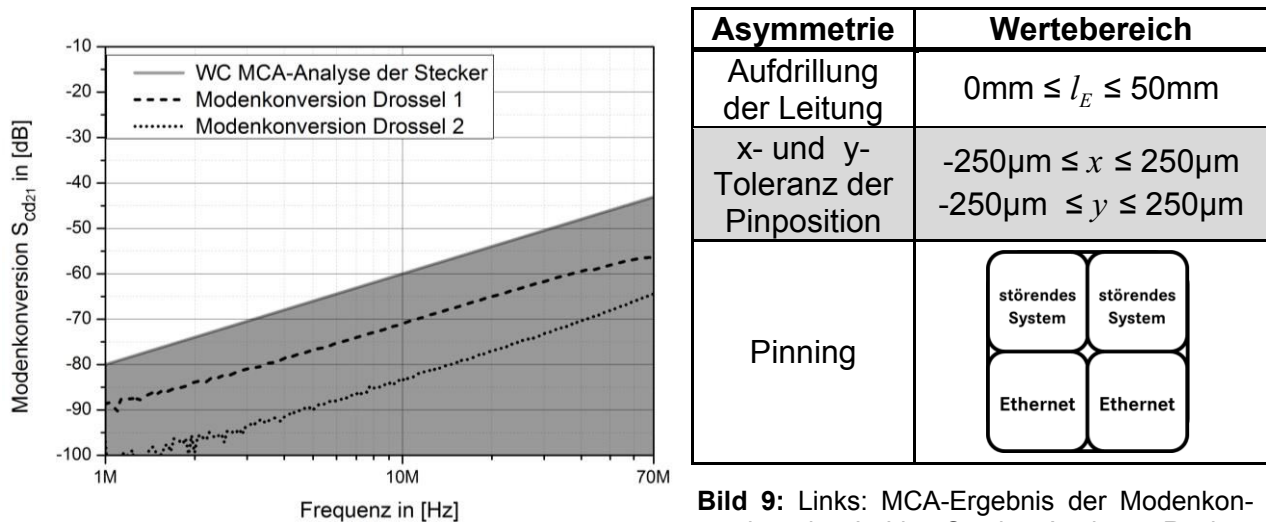


Bild 9: Links: MCA-Ergebnis der Modenkonzersion der In-Line-Stecker-Analyse. Rechts: Wertebereich, der für die Simulation angenommen wurde (abgeleitet aus Praxiserfahrungen).

Aus Bild 9 ist ersichtlich, dass im worst-case-Fall eine Modenkonzersion des In-Line-Steckers von -80dB bei 1MHz vorliegt. Die Konversion eines Platinensteckers liegt in der gleichen Größenordnung, wobei hier vor allem bei 90°-gewinkelten Platinensteckern eine Asymmetrie durch Längenunterschiede der Pins als Ursache auszumachen ist. Vergleicht man dieses Ergebnis mit der Drossel 1, die für die Emission des Ethernet-Systems 1 in Bild 1 (rechts) verantwortlich ist, so wird deutlich, dass durch einen Stecker die Emission aus Bild 1 (rechts) um ca. 10dB ansteigen kann.

4. Zusammenfassung

Aus den Ausführungen wird ersichtlich, dass die Komponenten CMC, DML und Stecker einen signifikanten Einfluss auf die Modenkonzersion und somit auf die Störaussendung eines Ethernet-Systems haben. Weiter wird deutlich, dass der LPF durch die hier vorliegende hohe Gleichtaktunterdrückung der CMC nicht signifikant zur Emission des Systems beiträgt und vernachlässigt werden kann.

Asymmetrien in Form von Längen- und Impedanzunterschieden sind vor allem bei der CMC und der DML die primären Ursachen für die Modenkonzersion. Bei den PCB- und In-Line-Steckverbindern ist es eine deutlich größere Anzahl an Effekten, die zur Konversion beitragen. Hier ist hauptsächlich die Wechselwirkung mit benachbarten Pins von großer Relevanz.

Die worst-case Modenkonzersion der Komponenten CMC, DML und PCB- und In-Line-Stecker sowie der Drosseln 1 und 2 sind in Bild 10 dargestellt.

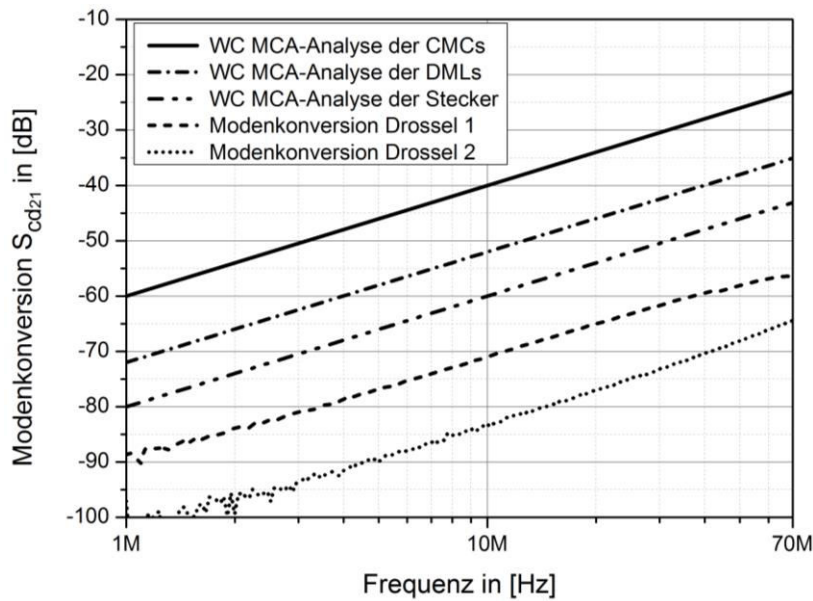


Bild 10: Darstellung der WC-Modenkonzersion aller Komponenten und Modenkonzersion der Drossel 1 und 2.

In Bild 11 ist das Ethernet-System als Blockschaftbild zu sehen, so wie es auch in Bild 1 (links) vermessen wurde. Betrachtet man die Komponenten im Pfad, so kann man feststellen, dass der LPF keinen Einfluss auf die Emission hat und lediglich die CMC 1 als Hauptverursacher der Störaussendung in Erscheinung tritt (vgl. Bild 1).

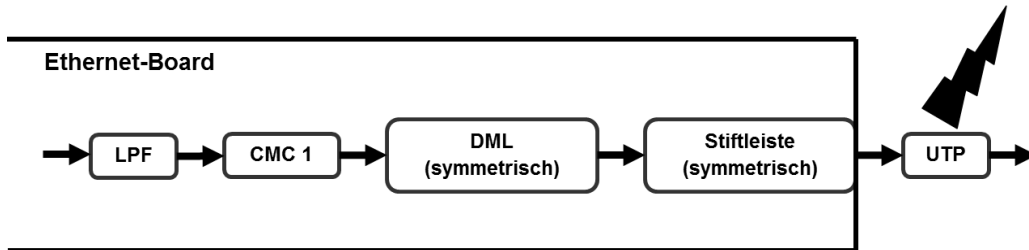


Bild 11: Blockschaftbild des Ethernet-Systems, das für die Emissionsmessung (Bild 1) verwendet wurde.

Unter der Annahme, dass das Ethernet-System aus Bild 1 bzw. Bild 11 angepasst und erweitert wird (vgl. Bild 12), ergeben sich zusätzliche Konversionen durch die Komponenten DML, PCB- und In-Line-Steckverbinder.

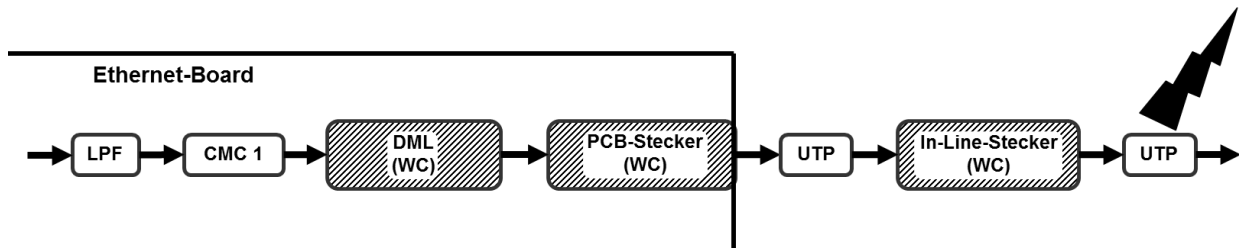


Bild 12: Neues Szenario: Erweiterung des Ethernet-Systems und Einbringen neuer Komponenten inklusive ihrer Modenkonzersionseigenschaften.

Legt man den Komponenten die worst-case Konversion zu Grunde, so ergibt sich eine deutliche Zunahme von Gleichtaktstörungen und somit der Emission.

Angenommen wird:

- WC DML +30dB
- WC Platinen Stecker +10dB
- WC In-Line-Stecker +10dB

Daraus ergibt sich eine Erhöhung der Konversion von 50dB, was wiederum zu einer deutlichen Zunahme der Störaussendung führt. Dadurch ist eine mögliche Grenzwertüberschreitung des Ethernet-Systems zu erwarten.

Es ist daher wichtig, alle Komponenten zu prüfen und möglichst symmetrisch auszulegen, sodass die Konversionen der Komponenten möglichst gering gehalten werden können.

Mit Hilfe dieser Erkenntnisse ist es nun möglich, die Ethernet-Komponenten auf Ihre Modenkonzersion hin zu untersuchen und zu analysieren (messtechnisch, analytisch und simulatorisch) und schließlich zu optimieren sowie ein Ethernet-System zu entwerfen, dass die geforderten EMV-Grenzwerte einhalten kann.

5. Literatur

- [1] Spägele, M.: 'Ursachenanalyse der Störemission eines EMV-optimierten Ethernet-Kommunikationssystems für automobile Anwendung', Master Thesis, University of Applied Sciences Ulm, 2011
- [2] Körber, B.: 'Fast Ethernet physical layer – EMC measurement specification for transformers and common-mode chokes', 2011
- [3] Spägele, M., Wagner, F., Buntz, S., Leier, H., Lindenmeier, S., Reiter, L., Münzner, R.: 'Radiated Emission of automotive communication bus systems caused by mode-conversion of common-mode chokes and in-line-connectors', EMC Europe, Brugge, Belgien, 2013
- [4] Spägele, M., Buntz, S., Leier, H., Lindenmeier, S., Reiter, L.: 'Reduction of differential-mode to common-mode conversion by means of analytic description in common-mode chokes used for an automotive communication bus system', IET-Science Measurement and Technology, September 2013
- [5] Theis, C., Kernbichler, W.: 'Grundlagen der Monte Carlo Methoden', TU Graz, 2002
- [6] BroadCom: 'BroadR-Reach specification v2.0', September 2013
- [7] Wagner, F.: 'Modellierung von mehr-pinnigen, ungeschirmten Steckverbindungen für schnelle Bussysteme und Analyse ihrer EMV Eigenschaften im automobilen Umfeld' University of Applied Sciences Ulm, Germany, Master-Thesis, 2013

Ermittlung und Vergleich der elektromagnetischen Eigenschaften von Volumenleitern mittels analytischer und numerischer Verfahren

M. Sc. Xiaowei Wang, Dr. rer. nat. Sergey Tkachenko, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick,
 Otto-von-Guericke-Universität,
 Lehrstuhl für EMV, Magdeburg, Germany

1 Einleitung

Theoretische Betrachtungen von Leitungen beruhen in der Regel auf der Annahme von Dünndrahtanordnungen, wozu bereits viele bekannte und publizierte wissenschaftliche Erkenntnisse vorliegen. In der Praxis, z. B. in Elektrofahrzeugen, energietechnischen Anlagen und Überlandleitungen, werden allerdings zum Großteil Volumenleiter (dicke Leitungen) eingesetzt. Eine Übertragung der Beschreibung von Dünndrahtanordnungen auf Volumenleiter ist jedoch nicht möglich, und so gibt es nur wenige konkrete wissenschaftlich begründete Aussagen für Volumenleiter. Die Kenntnis der elektromagnetischen Eigenschaften und des Verhaltens von Volumenleitern hinsichtlich ihrer elektromagnetischen Verträglichkeit ist eine wichtige Voraussetzung zur optimalen wirtschaftlichen Nutzung von Leitungen in der Praxis. Eine verallgemeinerte Vollwellen-Leitungstheorie (engl. Full-Wave Transmission-Line Theory, FWTLT) mit modalen Parametern wurde an Volumenleiter bei hohen Frequenzen [1] angewendet. Zum Vergleich und zur Vollständigkeit wurde ein weiteres analytisches Verfahren, die asymptotische Annäherung angewendet [3].

Die Analysen werden anhand des Modells eines dicken zylindrischen Volumenleiters über einer perfekt leitenden Masseebene durchgeführt, wie er in Abbildung 1 gezeigt ist. Die Eigenschaften von Volumenleiter werden mit denen dünner Leitungen verglichen. Die numerischen Ergebnisse werden für einen Volumenleiter mit zwei analytischen Ergebnissen verglichen. Das numerische Resultat wird mittels CST Microwave Studio, basierend auf dem FDTD-Verfahren (engl. Finite-Difference Time-Domain Method) erarbeitet. Die analytischen Ergebnisse werden mit Hilfe der modalen Parameter der FWTLT und der asymptotischen Annäherungsmethode erarbeitet. Die Stromverteilung entlang des Volumenleiters wird für alle drei Methoden miteinander verglichen. Hierbei werden die Vorteile und die Effizienz der Methoden analysiert.

2 Vergleich von dünnen Leitungen und Volumenleitern

Intuitiv betrachtet man eine Leitung als dünn, wenn der Radius r viel kleiner als die Höhe h über der Masseebene und viel kleiner als die Wellenlänge λ ist ($h \gg r$ und $\lambda \gg r$). Jedoch ist eine Leitung als Volumenleiter zu betrachten, wenn der Radius gleich oder größer als die Höhe über der Masseebene oder gleich oder größer als die Wellenlänge ist ($h \leq r$ oder $\lambda \leq r$).

Unter dem Einfluss der einfallenden ebenen Welle wird der gemittelte axiale Strom und das Skalarpotential durch ein System von Integralgleichungen mit gemischten Potentialen

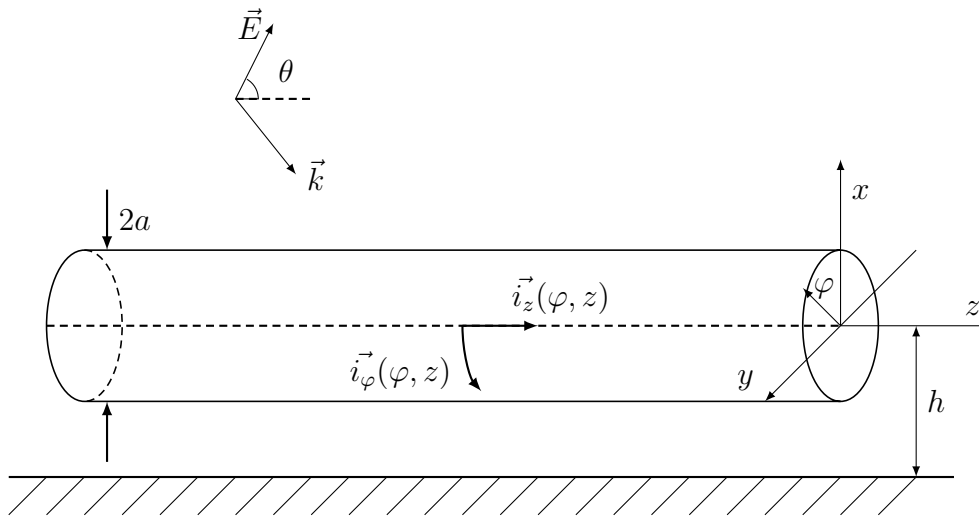


Abbildung 1: Anregung des Volumenleiters durch eine ebene Welle

(engl. Mixed Potential Integral Equation, MPIE) beschrieben [1]. Innerhalb der MPIE werden drei Gleichungen für den Strom und das Potential entlang eines Volumenleiters mit einer zusätzlichen Azimutkomponente des Stromes betrachtet. Beim Modell einer dünnen Leitung werden nur zwei Gleichungen in der MPIE berücksichtigt, da die Azimutkomponente des Stromes vernachlässigt und nur die axiale Komponente betrachtet wird.

3 Verfahren der asymptotischen Annäherung

Weiterhin wurde die asymptotische Annäherungsmethode zur Analyse eingesetzt. Auf der Grundlage von [3], ist es zweckmäßig, den Volumenleiter der Länge L , wie in Abbildung 2 gezeigt, in drei Bereiche einzuteilen. Dabei bezeichnet z die Position entlang der Leitung. Die Bereiche I und III sind in der Nähe der beiden Abschlüsse. Der asymptotische Bereich II ist als $2h \ll z \ll L - 2h$ so definiert, dass sich große Abstände zu den Abschlüssen ergeben. Im Bereich II kann der Volumenleiter unendlich lang sein, da der Einfluss der Abschlussströme vernachlässigt werden kann. Die klassische Näherung der Leitungstheorie ist in diesem speziellen Fall nicht anwendbar, da die Wellenlänge des einfallenden Feldes bei hohen Frequenzen praktisch vergleichbar mit der Höhe über der Masseebene ist. Die allgemeine Lösung für den Strom im asymptotischen Bereich II kann als Summe von drei Termen zu formuliert werden:

$$I(z) = I_0 e^{-jk_1 z} + I_1 e^{jkz} + I_2 e^{-jkz}, \quad (1)$$

wobei sich die Komponente $k_1 = k \cos \theta$ der Wellenzahl k aus dem Elevationswinkel θ des einfallenden Feldes ergibt. Weiterhin ist I_0 der Zeiger einer erzwungenen Stromwelle, die dem induzierten Strom entlang einer unendlich langen Leitung entspricht. Die Zeiger I_1 und I_2 entsprechen den vorwärts und rückwärts laufenden Wellen.

Durch eine Simulation mittels CST (Computer Simulation Technology) Microwave Studio wird nun der Strom I_{CST} entlang des Volumenleiters berechnet. Innerhalb des asymptotischen Bereichs werden dann 200 Querschnitte des Leiters untersucht. Für jeden Quer-

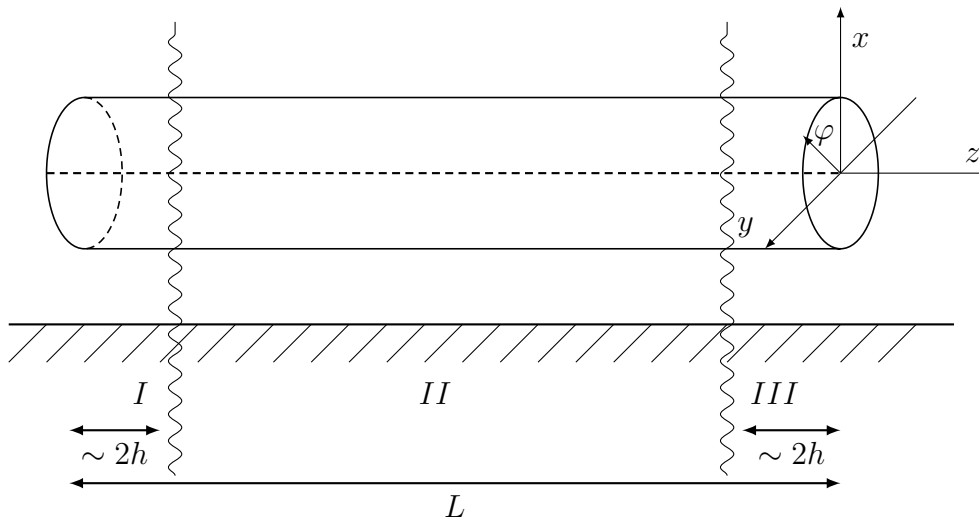


Abbildung 2: Die drei Bereiche des Volumenleiters

schnitt n wird der Strom durch $I_{\text{CST}}(n) = \int H \, ds$ bestimmt. Danach werden die Stromzeiger I_0 , I_1 und I_2 durch eine Optimierung mit der Methode der kleinsten Quadrate bestimmt. Als Fehlerfunktion Q wird dabei

$$Q = \sum_{n=1}^{200} |I_{\text{CST}}(n) - I(n)|^2 \quad (2)$$

benutzt, wobei $I(n)$ der Strom nach Gleichung (1) an der n -ten Querschnittsfläche ist.

Diese Methode ist rechnerisch effizienter als andere Vollwellenmethoden. Trotzdem ist der Simulationsaufwand für lange Leitungen recht groß. Zur Effizienzsteigerung werden die Verfahren zur Bewertung der induzierten Ströme entlang eines langen Volumenleiters in der Regel wie folgt durchgeführt:

1. Numerische Simulationen werden für zwei kürzere Volumenleiter durchgeführt, um die Stromzeiger I_0 , I_1 und I_2 zu berechnen. Beide Leitungen haben dabei die gleiche Konfiguration, jedoch mit unterschiedlichen Längen $L_1 \ll L$ und $L_2 \ll L$, die sich aus Gründen der numerischen Stabilität um $\lambda/2$ unterscheiden. Normalerweise ist eine Länge L_1 gleich $5h$ ausreichend.
2. Berechnung der Streukoeffizienten (Übertragungskoeffizienten und Reflexionskoeffizienten, siehe Abschnitt 5.4) durch die Anwendung der Methode der kleinsten Quadrate, basierend auf den Ergebnissen des vorhergehenden Schrittes.
3. Mit Hilfe der Streukoeffizienten ist abschließend die Berechnung der Stromzeiger I_1 und I_2 für jede beliebige Länge L möglich, da die Streukoeffizienten unabhängig von der Leitungslänge sind.

4 Verfahren der FWTLT mit modalen Parametern

Eine exakte MPIE als eine Reihe von Leitungsgleichungen mit sogenannten modalen Übertragungsparametern wurden bereits in [1] dargestellt. In diesen Gleichungen wurde die Stromverteilung untersucht und analysiert. Im Allgemeinen ist die FWTLT mit modalen Parametern für alle Leitungen mit beliebiger Geometrie und für alle Frequenzen anwendbar. Alle wichtigen Parameter werden als Fouriertransformation dargestellt und in Bezug zu kompletten Reihen von Modalfunktionen gesetzt.

Als beispielhafte Anordnung wird ein perfekt leitender, zylindrischer Volumenleiter mit der Länge $L = 10$ m, dem Radius $a = 0,25$ m und der Höhe $h = 0,5$ m über der Masseebene benutzt. Die Anregung ist eine einfallende ebene Welle mit vertikaler Polarisierung ($\alpha = 0^\circ$) und einem Einfallswinkel von $\phi = 45^\circ$. Das elektromagnetische Feld induziert einen Oberflächenstrom mit zwei Komponenten, der Azimutkomponente $\vec{i}_\varphi(\varphi, z)$ und der axialen Komponente $\vec{i}_z(\varphi, z)$. Die MPIE wird mittels $e^{-jk_1z} \cdot e^{-jm} / \sqrt{2\pi}$ modal erweitert. In den Modalfunktionen wird die erste Komponente e^{-jk_1z} als Übersetzungsgruppe bezeichnet. Der zweite Anteil e^{-jm} stellt die Drehungskomponente dar. Die reellwertigen Wellenzahlen k_1 und die ganzen Zahlen m sind Parameter dieser Komponenten. Die Ströme und die Skalarpotential werden in Fourierintegrale (Variable z) und Fourierreihen (Variable ϕ) erweitert.

Bei der Methode der FWTLT mittels modalen Parametern wurde für Volumenleiter die MPIE benutzt. Die drei gekoppelten Leitungsgleichungen werden bei einer TM-Welle zu den üblichen zwei Gleichungen vereinfacht. Der azimutale Strom $[I_{\varphi, k_1, m}]$ ist Null, da die Komponente des anregenden Magnetfeldes H_z^e auch gleich Null ist. Die induzierte axiale Komponente des modalen Stroms $I_z(z)$ für den Fall der TM-Welle kann durch die Fourierkomponenten beschrieben werden:

$$[I_{z, k_1, m}] = \frac{k}{jC(k^2 - k_1^2)} [L'_z]^{-1} \cdot [E_{z, k_1, m}^e] \quad (3)$$

wobei $[L'_z]^{-1}$ die Inverse der modalen Darstellung der Induktivität pro Längeneinheit ist und $[E_{z, k_1, m}^e]$ die modalen Amplituden des anregenden elektrischen Feldes sind.

5 Vergleich der Ergebnisse

5.1 Stromverteilung entlang eines Volumenleiters

Zur Validierung wurde eine Untersuchung der Stromverteilung mit einer numerischen Methode durchgeführt. Dafür wurde das Programm Microwave Studio von CST benutzt. Der Vergleich der numerisch bestimmten Oberflächenstromverteilung mit der Methode der kleinsten Quadrate zeigt eine gute Übereinstimmung, wie in Abbildung 3 zu sehen ist. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass der Strom entlang eines Volumenleiters durch die Methode der kleinsten Quadrate erhalten werden kann.

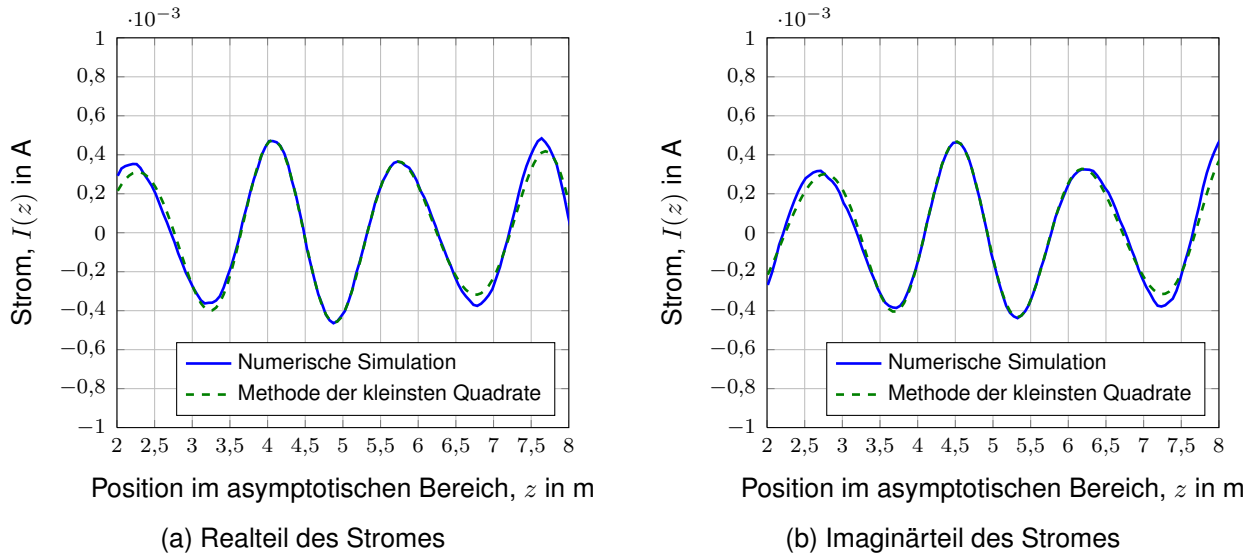


Abbildung 3: Stromverteilung

5.2 Vergleich der Zeiger I_0 der erzwungenen Stromwelle

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der asymptotischen Annäherung mittels der Methode der kleinsten Quadrate mit den Ergebnissen der FWTLT mit modalen Parametern sowie einer analytischen Abschätzung verglichen. Der induzierte Oberflächenstrom und das Skalarpotential werden durch die MPIE beschrieben. Dabei wird nur der Oberflächenstrom entlang des Volumenleiters untersucht. Als Validierung wird zunächst der Strom für dünne Leitungen betrachtet. Der Zeiger I_0 der induzierten Stromwelle kann für eine unendliche lange, dünne Leitung bei der Anregung durch eine TM-Welle durch folgende analytische Formel ausgedrückt werden [3]:

$$I_0(j\omega) = \frac{4cE_z^e(j\omega)}{\eta_0\omega \sin^2 \theta (H_0^{(2)}(ka \sin \theta) - H_0^{(2)}(2kh \sin \theta))} \quad (4)$$

wobei $E_z^e = E^i e^{-jkz \cos \theta} (1 - e^{-2jkh \sin \theta}) \sin \theta = E_z^e(h, j\omega) e^{-jk_1 z}$ die einfallende Welle darstellt und $H_0^{(2)}$ die Hankelfunktion zweiter Art und 0-ter Ordnung ist.

Der Betrag des Stromzeigers I_0 ist in Abbildung 4 in Abhängigkeit von der Wellenzahl k dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Ergebnisse aller drei Methoden recht gut übereinstimmen. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass die Methode der asymptotischen Annäherung prinzipiell richtige Ergebnisse liefert.

In Abbildung 5 ist der Betrag des Stromzeigers I_0 für einen Volumenleiter gezeigt. Auch hier stimmen die Ergebnisse der Methode der kleinsten Quadrate und der FWTLT mit modalen Parametern recht gut überein. Die Ergebnisse der analytischen Formel (4), die nur für dünne Leitungen gültig ist, zeigen relativ große Abweichungen. Das bedeutet, dass die analytische Formel für dünne Leitungen nicht mehr auf Volumenleiter anwendbar ist.

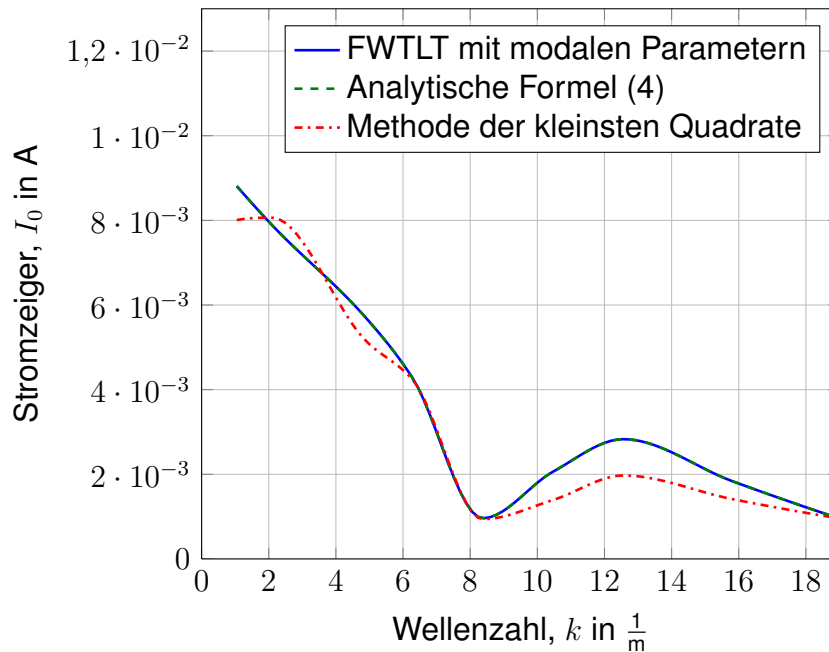


Abbildung 4: Betrag des Stromzeigers I_0 für eine dünne Leitung

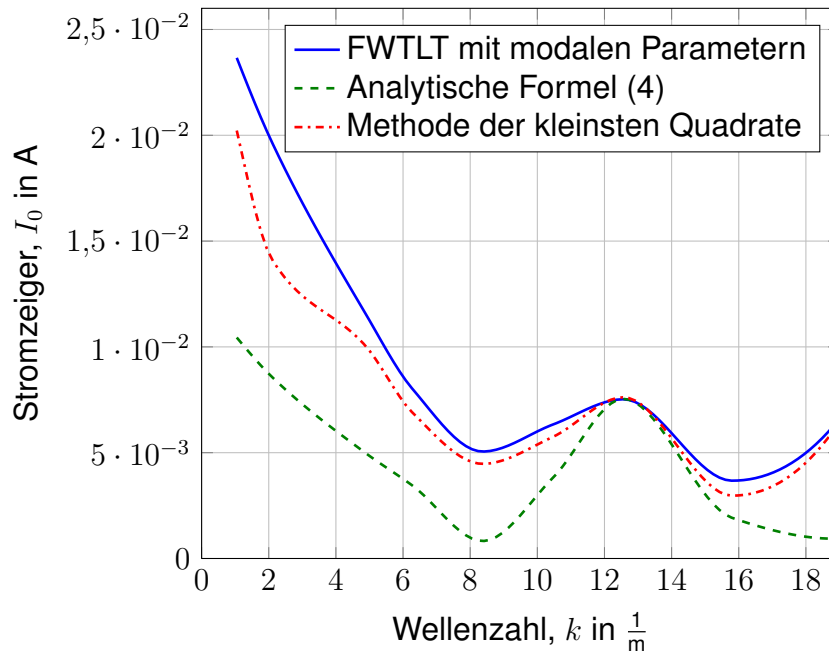


Abbildung 5: Betrag des Stromzeigers I_0 für einen Volumenleiter

5.3 Vereinfachung der Volumenleiter-Berechnungsmethode für dünne Leitungen

In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie die Stromverteilung entlang eines Volumenleiters, bestimmt mit modalen Parametern, wieder zu analytischen Formeln für eine dünne Leitung umgewandelt werden kann. Zusammengefasst ergeben sich für einen Volumenleiter folgende Darstellungen für das anregende elektrische Feld $E_{z,k_1,m}^e$, die Greensche Funkti-

on $[G_z]_{m,m_1}$ und die langensbezogene Induktivität $[L'_z]$.

$$E_{z,k_1,m}^e = E^i \sqrt{2\pi} 2j \sin \theta \sin \left(kh \sin \theta + \frac{m\pi}{2} \right) J_m(ka \sin \theta) \quad (5)$$

$$[G_z]_{m,m_1} = -j\pi \{ H_m^{(2)}(\tilde{k}a) J_m(\tilde{k}a) \delta_{m,m_1} - (-1)^{m+m_1} J_m(\tilde{k}a) J_{m_1}(\tilde{k}a) H_{m+m_1}^{(2)}(2\tilde{k}h) \} \quad (6)$$

$$[L'_z] = \frac{\mu_0}{4\pi} [G_z] \quad (7)$$

Dabei ist H_m^2 die Hankelfunktion zweiter Art und m -ter Ordnung. Die Besselfunktion m -ter Ordnung wird mit J_m bezeichnet. Im Verfahren der FWTLT mit modalen Parametern werden diese Formeln und die Gleichung (3) verwendet, um den modalen Strom zu berechnen. Für Dünn Drahtanordnung wird nur der Modus $m = 0$, $m_1 = 0$ verwendet, um sicherzustellen das $ka \ll 1$ und $kh \ll 1$ ist. In diesem Fall wird nach einer entsprechenden Vereinfachung der Strom des 0. Modes erhalten, der dem Zeiger I_0 der aufgezwungenen Stromwelle entspricht.

$$I_0(j\omega) = j \frac{4cE_z^e(j\omega)}{\eta_0\omega \sin^2 \theta (H_0^{(2)}(ka \sin \theta) - H_0^{(2)}(2kh \sin \theta))} \quad (8)$$

Verglichen mit Gleichung (4) ergibt sich eine Phasenverschiebung von $\pi/2$, die aus der Definition des anregenden Feldes in Gleichung (5) resultiert. Nichtsdestotrotz ist der Betrag des Stromes gleich. Demnach kann die analytische Formel für dünne Leitungen direkt von der Darstellung des Volumenleiters mit modalen Parametern erhalten werden. Damit wurde das Verfahren der modalen Parameter in einem anderen Sinne validiert.

5.4 Bestimmung der Reflexionskoeffizienten und Übertragungskoeffizienten

Um die Reflexions- und Übertragungskoeffizienten eines Volumenleiters zu untersuchen, muss zuerst die Stromantwort berechnet werden. Basierend auf der asymptotischen Annäherungsmethode (siehe Abschnitt 3) können die Reflexions- und Übertragungskoeffizienten am Anfang und Ende der Leitung aus den Stromzeigern $I_1(L_1)$, $I_2(L_1)$, $I_1(L_2)$ und $I_2(L_2)$ für die zwei Leitungen der Längen L_1 und L_2 bestimmt werden [1].

$$R_+ = \frac{I_2(L_2) - I_2(L_1)}{I_1(L_2) - I_1(L_1)} \quad (9)$$

$$C_+ = \frac{1}{I_0} \cdot \frac{I_2(L_1) \cdot I_1(L_2) - I_2(L_2) \cdot I_1(L_1)}{I_1(L_2) - I_1(L_1)} \quad (10)$$

$$R_- = \frac{I_1(L_2) e^{j(k+k_1)L_2} - I_1(L_1) e^{j(k+k_1)L_1}}{I_2(L_2) e^{j(k_1-k)L_2} - I_2(L_1) e^{j(k-k_1)L_1}} \quad (11)$$

$$C_- = \frac{1}{I_0} \cdot \frac{I_1(L_1) \cdot I_2(L_2) \cdot e^{2jkL_1} - I_1(L_2) \cdot I_2(L_1) \cdot e^{2jkL_2}}{I_2(L_2) e^{j(k-k_1)L_1} - I_2(L_1) e^{j(k-k_1)L_2}} \quad (12)$$

Dabei sind R_+ und R_- die Reflexionsfaktoren am Anfang und Ende der Leitung. Die Übertragungskoeffizienten am Anfang und Ende der Leitung werden mit C_+ und C_- bezeichnet. Diese Reflexions- und Übertragungskoeffizienten bilden die Basis für zukünftige Untersuchungen des Volumenleiters.

6 Schlussfolgerung und Diskussion

In diesem Beitrag wurde ein neues Verfahren zur Berechnung des eingekoppelten Stromes in einen Volumenleiter vorgestellt, das auf der asymptotischen Annäherungsmethode und der Methode der kleinsten Quadrate beruht. Als Anregung wurde eine ebene Welle angenommen. Um solche Problemstellungen zu untersuchen, existierte bisher nur eine verallgemeinerte Leitungstheorie mit modalen Parametern oder die Möglichkeit der numerischen Simulation. Der Vorteil der vorgestellten asymptotischen Annäherungsmethode ist offensichtlich, da die Streukoeffizienten unabhängig von der Leitungslänge sind. Daher ist es relativ einfach, die Berechnung der Streukoeffizienten für eine relativ lange Leitung, basierend auf den Ergebnissen von kurzen Leitungen, durchzuführen. Die beschreibende Integralgleichung mit gemischten Potentialen braucht nur über eine verminderte Konfiguration gelöst werden, wodurch man eine kurze Rechenzeit und kleine Speicheranforderungen erzielt [3]. Die künftige Arbeit beinhaltet weitere Untersuchungen anderer Eigenschaften von Volumenleitern, z. B. der Reflexions- und Übertragungskoeffizienten.

Literatur

- [1] Jürgen Nitsch, Sergey Tkachenko: Newest Developments in Transmission-Line Theory and Applications, Interaction Notes, Note 592, (September 2004)
- [2] Jürgen Nitsch, Sergey Tkachenko: Full-Wave Transmission Line Theory for Thick Cylindrical Wires, Informationstechnische Gesellschaft im VDE (ITG) (ISTET 2009)
- [3] Farhad Rachidi, Sergey Tkachenko: EM Field Interaction with TL – From Classical Theory to HF Radiation Effects, Kapitel 4 und 5 (WIT Press 2008)

Anwendung der Leitungssupertheorie auf verdrehte Leitungen

Dr.-Ing. Mathias Magdowski, OvG-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV
 Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, OvG-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV

1 Einleitung

Die sogenannte Leitungssupertheorie (engl. Transmission-Line Supertheory, TLST oder Full-Wave Transmission Line Theory, FWTLT) ist eine Verallgemeinerung der klassischen Leitungstheorie für ungleichförmige Leitungen [2], mit der viele Einschränkungen und Vereinfachungen der klassischen Leitungstheorie aufgehoben werden können. Dazu zählen die exakte Berücksichtigung von Ungleichförmigkeiten und die Anwendbarkeit über einen weiteren Frequenzbereich. Da sich auch die Einkopplung externer Felder durch entsprechende Quellterme berücksichtigen lässt, eignet sich die TLST als alternatives Analysewerkzeug für viele praktische EMV-Probleme. Im Rahmen des Beitrags wird die TLST auf eine verdrehte Doppelleitung angewendet, die in vielen Bereichen der Signalübertragung, der Kommunikations- und der Informationstechnik Anwendung findet.

2 Beschreibung der verdrehten Doppelleitung

Die Geometrie der betrachteten Leitung ist in Abbildung 1 dargestellt. Zur Modellierung der Verdrehung wird wie in [1, 4] eine bifilare Helix benutzt. Die Leitung zeigt in x -Richtung. Der Anfang der Leitung befindet sich bei $x = 0$, das Ende bei $x = l$. Der Leiterdurchmesser wird mit $d_0 = 2r_0$, die Schlaglänge der Verdrehung mit P bezeichnet. Zur längenunabhängigen Beschreibung der Verdrehung wird der Verdrehungswinkel δ gemäß $\tan \delta = \frac{P}{2\pi h}$ eingeführt, wobei h den halben Abstand zwischen dem Hin- und Rückleiter kennzeichnet. Der positionsabhängige Verdrehwinkel $\psi = \frac{2\pi x}{P}$ steigt linear von $\psi_0 = 0$ am Anfang der Leitung auf $\psi_l = \frac{2\pi l}{P}$ am Ende der Leitung an. Ebenfalls dargestellt ist das externe Feld, angenähert durch eine ebene Welle mit der elektrischen und magnetischen Feldstärke \mathbf{E} und \mathbf{H} und dem Wellenvektor \mathbf{k} .

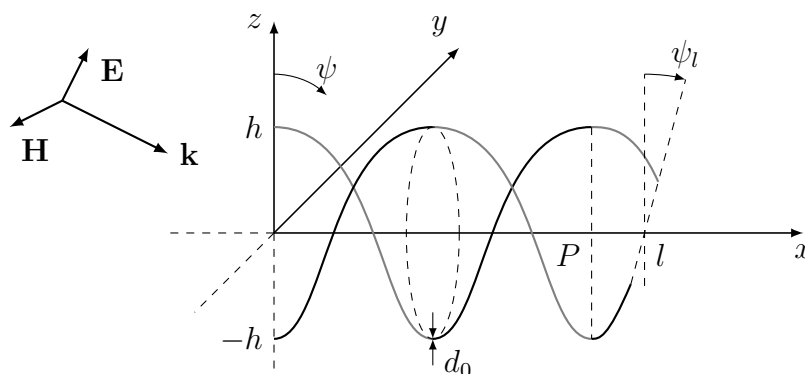


Abbildung 1: Schematische Darstellung der Geometrie der verdrehten Doppelleitung

Gemäß Abbildung 1 ergeben sich für die Koordinaten \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2 des Hin- und Rückleiters in Abhängigkeit des Verdrehwinkels ψ die folgenden Ausdrücke.

$$\mathbf{r}_1(\psi) = \begin{pmatrix} r_{1x}(\psi) \\ r_{1y}(\psi) \\ r_{1z}(\psi) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{P}{2\pi}\psi \\ h \sin \psi \\ h \cos \psi \end{pmatrix} \quad \mathbf{r}_2(\psi) = \begin{pmatrix} r_{2x}(\psi) \\ r_{2y}(\psi) \\ r_{2z}(\psi) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{P}{2\pi}\psi \\ -h \sin \psi \\ -h \cos \psi \end{pmatrix} \quad (1)$$

Für die weitere Betrachtung ist aber eine längenabhängige Angabe von \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2 sinnvoll. Dazu wird die Kurvenlänge L des Hin- und Rückleiters berechnet.

$$L = \int_{\psi_0}^{\psi_l} \sqrt{\left(\frac{dr_{1x}(\psi)}{d\psi}\right)^2 + \left(\frac{dr_{1y}(\psi)}{d\psi}\right)^2 + \left(\frac{dr_{1z}(\psi)}{d\psi}\right)^2} d\psi = (\psi_l - \psi_0) \underbrace{\sqrt{\left(\frac{P}{2\pi}\right)^2 + h^2}}_{\ell_\psi} \quad (2)$$

Somit kann der Verdrehwinkel $\psi = \frac{\ell}{\ell_\psi}$ durch die dazugehörige Längenposition ℓ auf dem Hin- und Rückleiter ausgedrückt werden. Die Größe ℓ_ψ dient zur Verkürzung der Schreibweise. Aus der Betrachtung der Kurvenlänge ergeben sich auch die Ausdrücke $\sin \delta = \frac{h}{L}$ und $\cos \delta = \frac{P}{L}$ für den Verdrillungswinkel δ . Die Koordinaten \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2 des Hin- und Rückleiters können nun in Abhängigkeit der Längenposition ℓ formuliert werden. Mittels $\mathbf{e}_{t1}(\ell) = \frac{d\mathbf{r}_1(\ell)}{d\ell}$ und $\mathbf{e}_{t2}(\ell) = \frac{d\mathbf{r}_2(\ell)}{d\ell}$ erhält man die tangentialen Einheitsvektoren, wie sie bereits in [4, Gleichung (6)] angegeben sind.

3 Formulierung der Leitungsgleichungen

Das gesamte elektrische Feld \mathbf{E} an jedem Punkt \mathbf{r} setzt sich aus drei Anteilen zusammen.

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -\text{grad } \varphi(\mathbf{r}) - j\omega \mathbf{A}(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_{\text{ext}}(\mathbf{r}) \quad (3)$$

Dabei bezeichnet φ das elektrische Skalarpotential, \mathbf{A} das magnetische Vektorpotential, ω die Kreisfrequenz und \mathbf{E}_{ext} die externe elektrische Feldstärke. Bei der verdrillten Leitung befinden sich die Ladungsdichten q'_1 und q'_2 sowie die Ströme I_1 und I_2 nur innerhalb der Leiter, so dass die Potentiale durch Linienintegrale ausgedrückt werden können.

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon} \int_0^L G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_1(\ell')) \cdot q'_1(\ell') + G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_2(\ell')) \cdot q'_2(\ell') d\ell' \quad (4)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \mu \int_0^L G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_1(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') \cdot I_1(\ell') + G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_2(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t2}(\ell') \cdot I_2(\ell') d\ell' \quad (5)$$

Hierbei ist μ die Permeabilität und ε die Permittivität im Freiraum. Die Greensche Funktion verknüpft den Beobachtungspunkt \mathbf{r} mit dem Quellpunkt \mathbf{r}_q .

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}_q|}}{4\pi |\mathbf{r}-\mathbf{r}_q|} \approx \frac{1}{4\pi |\mathbf{r}-\mathbf{r}_q|} \quad (6)$$

Die statische Näherung gilt für kleine Wellenzahlen $k = \frac{\omega}{c}$, wobei c die Lichtgeschwindigkeit bezeichnet. Mit Hilfe der Kontinuitätsgleichung $\frac{dI}{d\ell} = -j\omega q'$ bzw. $q' = -\frac{1}{j\omega} \frac{dI}{d\ell}$, können die Ladungen in Gleichung (4) durch die örtlichen Ableitungen der Ströme ersetzt werden.

$$\varphi(\mathbf{r}) = -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \int_0^L G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_1(\ell')) \cdot \frac{dI_1}{d\ell}(\ell') + G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_2(\ell')) \cdot \frac{dI_2}{d\ell}(\ell') d\ell' \quad (7)$$

Da nur die Ströme an den Leitungsenden berechnet werden sollen, reicht eine Betrachtung des Gegentaktmodes aus. Mit $I_1 = -I_2 = I$ vereinfachen sich Gleichung (7) und (5).

$$\varphi(\mathbf{r}) = -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \int_0^L [G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_1(\ell')) - G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_2(\ell'))] \frac{dI}{d\ell}(\ell') d\ell' \quad (8)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \mu \int_0^L [G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_1(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') - G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_2(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t2}(\ell')] \cdot I(\ell') d\ell' \quad (9)$$

Die gesamte elektrische Feldstärke aus Gleichung (3) kann nun mit dem tangentialen Einheitsvektor \mathbf{e}_{t1} oder \mathbf{e}_{t2} multipliziert werden. Die erhaltene tangentielle elektrische Gesamtfeldstärke verschwindet auf der Oberfläche \mathbf{r}_{s1} des Hinleiters.

$$\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) = -\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \text{grad} \varphi(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) - j\omega \mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{A}(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) + \mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{E}_{\text{ext}}(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) = 0 \quad (10)$$

Mit $\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \text{grad} \varphi(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) = \frac{d\varphi(\mathbf{r}_{s1}(\ell))}{d\ell}$ und der Verkürzung $\varphi(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) = \varphi_1(\ell)$ erhält man

$$\frac{d\varphi_1(\ell)}{d\ell} = -j\omega\mu \mathbf{e}_{t1}(\ell) \int_0^L [G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_1(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') - G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_2(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t2}(\ell')] \cdot I(\ell') d\ell' + \mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{E}_{\text{ext}}(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) \quad (11)$$

durch Einsetzen von Gleichung (9) in Gleichung (10). Das Gleiche gilt mit $\varphi(\mathbf{r}_{s2}(\ell)) = \varphi_2(\ell)$ auf der Oberfläche \mathbf{r}_{s2} des Rückleiters. Aus Symmetriegründen gilt $\varphi_1(\ell) = -\varphi_2(\ell)$. Die Differenz der Potentiale lässt sich als Spannung $U(\ell) = \varphi_1(\ell) - \varphi_2(\ell) = 2\varphi_1(\ell)$ schreiben. Da die Wichtung des Stromes entlang der Leitung durch die Greenschen Funktionen hauptsächlich so erfolgt, dass nur die Werte an der Stelle $\ell = \ell'$ von Bedeutung sind, kann man den Strom aus dem Integral ziehen.

$$\frac{dU(\ell)}{d\ell} = -j\omega 2\mu \mathbf{e}_{t1}(\ell) \underbrace{\int_0^L [G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_1(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') - G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_2(\ell')) \cdot \mathbf{e}_{t2}(\ell')] d\ell'}_{L'(\ell)} \cdot I(\ell) + \underbrace{\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{E}_{\text{ext}}(\mathbf{r}_{s1}(\ell)) - \mathbf{e}_{t2}(\ell) \cdot \mathbf{E}_{\text{ext}}(\mathbf{r}_{s2}(\ell))}_{U'_{\text{ext}}(\ell)} \quad (12)$$

Diese Näherung ist nicht in jedem Fall gültig, wird im Rahmen der TLST aber ebenfalls für die Bestimmung der Startwerte eines Iterationsalgorithmus benutzt, mit dem die Näherung

aufgehoben werden kann [2]. Die eingeführten Ausdrücke L' und U'_{ext} entsprechen dem positionsabhängigen Induktivitätsbelag und der längenbezogenen Quellspannung durch das externe Feld. Auf die gleiche Art und Weise kann Gleichung (8) zu

$$U(\ell) = -\frac{2}{j\omega\varepsilon} \int_0^L [G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_1(\ell')) - G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_2(\ell'))] d\ell' \cdot \frac{dI(\ell)}{d\ell} \quad (13)$$

umgeformt und in Richtung der örtlichen Ableitung des Stromes umgestellt werden.

$$\frac{dI(\ell)}{d\ell} = -j\omega \underbrace{\left\{ \frac{2}{\varepsilon} \int_0^L [G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_1(\ell')) - G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_2(\ell'))] d\ell' \right\}^{-1}}_{C'(\ell)} \cdot U(\ell) \quad (14)$$

Mit dem positionsabhängigen Kapazitätsbelag C' ergeben sich die Leitungsgleichungen.

$$\frac{d}{d\ell} \begin{bmatrix} U(\ell) \\ I(\ell) \end{bmatrix} = -j\omega \begin{bmatrix} 0 & L'(\ell) \\ C'(\ell) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U(\ell) \\ I(\ell) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U'_{\text{ext}}(\ell) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

4 Berechnung der Leitungsparameter

Zur Bestimmung der Leitungsparameter müssen die Integrale in Gleichung (12) und (14) berechnet werden. Eine ähnliche Vorgehensweise ist in [3] beschrieben. Zunächst wird der Abstand zwischen zwei Punkten $\mathbf{r}_1(\ell)$ und $\mathbf{r}_1(\ell')$ am Hinleiter betrachtet.

$$|\mathbf{r}_1(\ell) - \mathbf{r}_1(\ell')| = h \sqrt{\left(\tan \delta \frac{\ell - \ell'}{\ell_\psi} \right)^2 + \left(\sin \frac{\ell}{\ell_\psi} - \sin \frac{\ell'}{\ell_\psi} \right)^2 + \left(\cos \frac{\ell}{\ell_\psi} - \cos \frac{\ell'}{\ell_\psi} \right)^2} \quad (16)$$

Mit $\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right) \sin \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right)$ und $\cos \alpha - \cos \beta = 2 \sin \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right) \sin \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right)$ ergibt sich

$$|\mathbf{r}_1(\ell) - \mathbf{r}_1(\ell')| = \sqrt{(\sin \delta (\ell - \ell'))^2 + \left(2h \sin \left(\frac{\ell - \ell'}{2\ell_\psi} \right) \right)^2} \quad (17)$$

für den Abstand, was mit $\sin \alpha \approx \alpha$ für $\alpha \ll 1$ weiter vereinfacht werden kann.

$$|\mathbf{r}_1(\ell) - \mathbf{r}_1(\ell')| \approx \sqrt{(\sin \delta (\ell - \ell'))^2 + (\cos \delta (\ell - \ell'))^2} = \ell - \ell' \quad (18)$$

Für den Abstand zwischen einem Punkt \mathbf{r}_1 im Zentrum und einem Punkt \mathbf{r}_{s1} auf der Oberfläche des Hinleiter ergibt sich somit folgender Ausdruck. Die Vorgehensweise beim Rückleiter ist analog.

$$|\mathbf{r}_{s1}(\ell) - \mathbf{r}_1(\ell')| \approx \sqrt{(\ell - \ell')^2 + r_0^2} \quad (19)$$

Weiterhin wird der Abstand zwischen zwei Punkten am Hin- und Rückleiter untersucht.

$$|\mathbf{r}_1(\ell) - \mathbf{r}_2(\ell')| = h \sqrt{\left(\tan \delta \frac{\ell - \ell'}{\ell_\psi}\right)^2 + \left(\sin \frac{\ell}{\ell_\psi} + \sin \frac{\ell'}{\ell_\psi}\right)^2 + \left(\cos \frac{\ell}{\ell_\psi} + \cos \frac{\ell'}{\ell_\psi}\right)^2} \quad (20)$$

Mit $\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right) \cos \left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right)$ und $\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right) \cos \left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right)$ erhält man

$$|\mathbf{r}_1(\ell) - \mathbf{r}_2(\ell')| = h \sqrt{\left(\tan \delta \frac{\ell - \ell'}{\ell_\psi}\right)^2 + \left(2 \cos \left(\frac{\ell - \ell'}{2\ell_\psi}\right)\right)^2}. \quad (21)$$

Im Integral in Gleichung (12) tauchen auch die Skalarprodukte der Tangentialvektoren auf. Das Skalarprodukt von $\mathbf{e}_{t1}(\ell)$ und $\mathbf{e}_{t1}(\ell')$ am Hinleiter ist

$$\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') = \sin^2 \delta + \cos^2 \delta \left(\cos \frac{\ell}{\ell_\psi} \cos \frac{\ell'}{\ell_\psi} + \sin \frac{\ell}{\ell_\psi} \sin \frac{\ell'}{\ell_\psi}\right), \quad (22)$$

das mit $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ und $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$ weiter vereinfacht werden kann.

$$\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') = \sin^2 \delta + \cos^2 \delta \cos \left(\frac{\ell - \ell'}{\ell_\psi}\right) \quad (23)$$

Für geringe Abstände $\ell - \ell'$ kann die Cosinusfunktion entsprechend $\cos \alpha \approx 1$ für $\alpha \ll 1$ ersetzt werden. Für das Skalarprodukt der Tangentialvektoren am Hinleiter ergibt sich die Näherung $\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{e}_{t1}(\ell') \approx \sin^2 \delta + \cos^2 \delta = 1$. Weiterhin wird das Skalarprodukt der Tangentialvektoren am Hin- und Rückleiter betrachtet, für das sich folgender Ausdruck ergibt.

$$\mathbf{e}_{t1}(\ell) \cdot \mathbf{e}_{t2}(\ell') = \sin^2 \delta - \cos^2 \delta \cos \left(\frac{\ell - \ell'}{\ell_\psi}\right) \quad (24)$$

Das Integral über die Erste der Greenschen Funktionen kann somit analytisch gelöst werden.

$$\int_0^L G(\mathbf{r}_{s1}(\ell), \mathbf{r}_1(\ell')) d\ell' = \frac{1}{4\pi} \left[\operatorname{arcsinh} \left(\frac{L - \ell}{r_0}\right) + \operatorname{arcsinh} \left(\frac{\ell}{r_0}\right) \right] \quad (25)$$

Für die Integrale über die Zweite der Greenschen Funktion in Gleichung (12) und (14) existieren keine geschlossenen Lösungen, deshalb werden diese Ausdrücke für die weitere Auswertung numerisch integriert.

5 Lösung der Leitungsgleichungen

Die Lösung der Leitungsgleichungen (15) kann mit Hilfe des Produktintegrals $\mathcal{M}_{\ell_0}^{\ell} \{ \dots \}$ zwischen zwei Positionen ℓ_0 und ℓ sehr kompakt formuliert werden [2].

$$\begin{bmatrix} U(\ell) \\ I(\ell) \end{bmatrix} = \mathcal{M}_{\ell_0}^{\ell} \left\{ -j\omega \begin{bmatrix} 0 & L' \\ C' & 0 \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} U(\ell_0) \\ I(\ell_0) \end{bmatrix} + \int_{\ell_0}^{\ell} \mathcal{M}_{\ell'}^{\ell} \left\{ -j\omega \begin{bmatrix} 0 & L' \\ C' & 0 \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} U'_{\text{ext}}(\ell') \\ 0 \end{bmatrix} d\ell' \quad (26)$$

Zur Berechnung des Produktintegrals wird das Intervall von ℓ_0 bis ℓ in N Teilintervalle aufgeteilt, in denen die Leitungsparameter L'_n und C'_n näherungsweise konstant sind [5]. Idealerweise werden dazu die gleichen Intervalle wie bei der numerischen Integration zur Bestimmung der Leitungsparameter benutzt. Aus dem Produktintegral wird nun ein Produkt

$$\mathcal{M}_{\ell_0}^{\ell} \left\{ -j\omega \begin{bmatrix} 0 & L' \\ C' & 0 \end{bmatrix} \right\} = \prod_{n=1}^N \mathcal{M}_{\ell_n}^{\ell_{n+1}} \left\{ -j\omega \begin{bmatrix} 0 & L'_n \\ C'_n & 0 \end{bmatrix} \right\}, \quad (27)$$

dessen Faktoren mit Hilfe des Matrixexponentials $e^X = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{X^k}{k!}$ mit der Laufvariable k bestimmt werden können. Dafür existiert z. B. in MATLAB die Funktion `expm`. Die Matrix X muss dabei nicht notwendigerweise einheitenlos sein. Es genügt, wenn sich die Einheiten der einzelnen Elemente durch die Potenzierung der Matrix nicht ändern, wozu die Elemente auf der Hauptdiagonale aber zwangsweise einheitenlos sein müssen.

$$\mathcal{M}_{\ell_n}^{\ell_{n+1}} \left\{ -j\omega \begin{bmatrix} 0 & L'_n \\ C'_n & 0 \end{bmatrix} \right\} = e^{-j\omega \begin{bmatrix} 0 & L'_n \\ C'_n & 0 \end{bmatrix} \cdot (\ell_{n+1} - \ell_n)} \quad (28)$$

Aus Gleichung (26) für $\ell_0 = 0$ und $\ell = L$, also für das Intervall vom Leitungsanfang bis zum Leitungsende, wird somit folgende kompakte Gleichung. Die Matrixelemente M_{11} und M_{22} sind einheitenlos, M_{12} hat die Einheit Ω , M_{21} die Einheit S.

$$\begin{bmatrix} U(L) \\ I(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{q1} \\ U_{q2} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Zur Bestimmung einer konkreten Lösung müssen Randbedingungen vorgegeben werden, z. B. der Abschluss mit einer Impedanz Z_1 am Anfang und Z_2 am Ende der Leitung.

$$U(0) = U_{t1} - I(0)Z_1 \qquad U(L) = U_{t2} + I(L)Z_2 \quad (30)$$

Die transversalen Spannungen U_{t1} und U_{t2} ergeben sich entsprechend [4, Gleichung (3)]. Durch Einsetzen der Randbedingungen (30) in Gleichung (29) und entsprechendes Umstellen können die Ströme am Anfang und Ende der Leitung bestimmt werden.

$$I(0) = -\frac{U_{t2} - M_{11}U_{t1} + Z_2U_{q2} + Z_2M_{21}U_{t1} - U_{q1}}{Z_2M_{22} - Z_2M_{21}Z_1 + M_{11}Z_1 - M_{12}} \quad (31)$$

$$I(L) = \frac{M_{21}Z_1(U_{t2} - U_{q1}) - M_{22}(U_{t2} + M_{11}U_{t1} + U_{q1}) + U_{q2}(M_{11}Z_1 - M_{12}) - M_{21}U_{t1}M_{12}}{Z_2M_{22} - Z_2M_{21}Z_1 + M_{11}Z_1 - M_{12}} \quad (32)$$

6 Simulationsbeispiel

Als Beispiel wird eine $l = 1$ m lange Leitung mit einem Leiterabstand von $2h = 4$ mm und einem Leiterdurchmesser von $d_0 = 0,5$ mm betrachtet. Die Schlaglänge wird auf $P = 10$ cm bzw. $P = 20$ cm festgelegt. Die Anregung erfolgt durch eine ebene Welle [4, Gleichung (1)]

mit einem Effektivwert der elektrischen Feldstärke von $E_0 = 1 \frac{V}{m}$. Die Einfallsrichtung ist durch [4, Gleichung (2)] mit dem Polarwinkel $\vartheta = 45^\circ$, dem Azimutwinkel $\varphi = 90^\circ$ und dem Polarisationswinkel $\alpha = 90^\circ$ gegeben. Der Phasenwinkel beträgt $\beta = 0$. Die Leitung ist an beiden Enden mit 200Ω fehlangepasst abgeschlossen. Zur numerische Bestimmung der Leitungsparameter nach Gleichung (12) und (14) wurde die Leitung in 500 Elemente aufgeteilt.

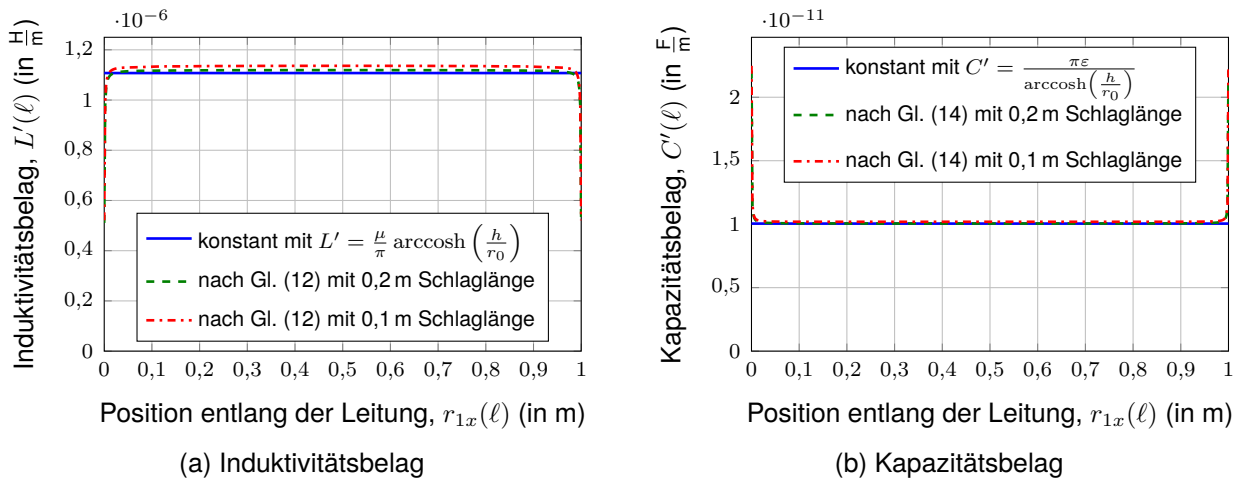


Abbildung 2: Leitungsbeläge der verdrehten Leitung

Abbildung 2 zeigt den positionsabhängigen Induktivitätsbelag und Kapazitätsbelag der verdrehten Leitung. Zur Berechnung wurde die statische Näherung der Greenschen Funktion verwendet, deshalb sind die Parameter auch rein reell. Trotzdem erkennt man eine Abhängigkeit der Parameter von der Position entlang der Leitung und von der Stärke der Verdrehung. Gegenüber den Parametern der klassischen Leitungstheorie sinkt der Induktivitätsbelag am Leitungsende auf etwa die Hälfte des Wertes in der Mitte der Leitung ab. Demgegenüber steigt der Kapazitätsbelag am Leitungsende auf etwa das Doppelte des Wertes in der Mitte der Leitung an. Beide Effekte wurden bereits in [2, Abschnitt 5.1] für eine endliche Einfachleitung über einer leitfähigen Ebene diskutiert.

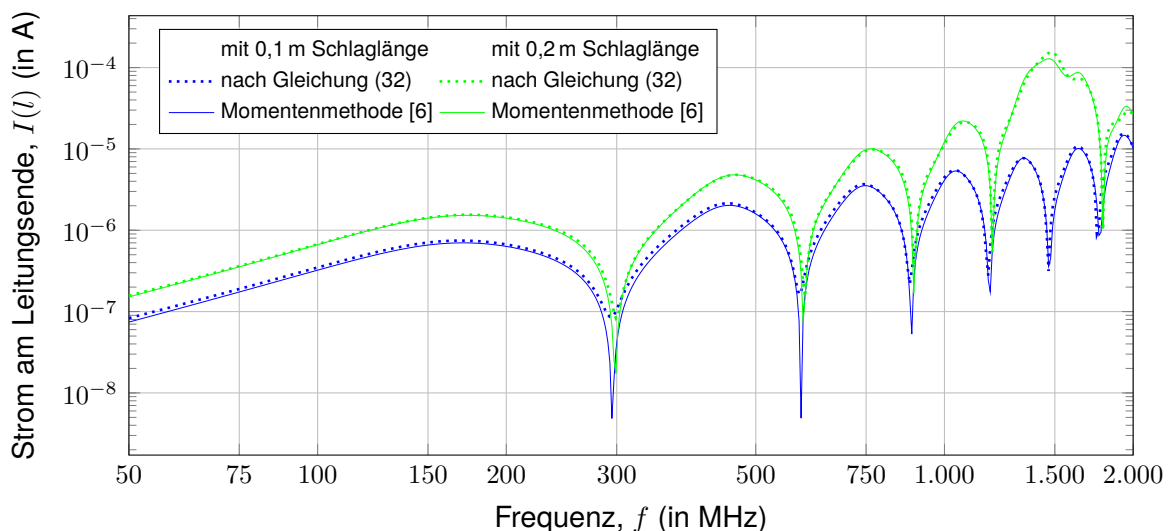


Abbildung 3: Betrag des eingekoppelten Stromes am Ende der verdrehten Leitung

In Abbildung 3 ist der Betrag des eingekoppelten Stromes am Leitungsende in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt. Neben der Lösung nach Gleichung (32) ist auch eine Vergleichslösung auf Basis der Momentenmethode [6] gezeigt, die eine gute Übereinstimmung aufweist. Aus dem Verlauf sind die Leitungsresonanzen ablesbar. Außerdem ist erkennbar, dass in die weniger stark verdrillte Leitung ein größerer Strom eingekoppelt wird, der bei den gewählten Abmessungen bei einer Frequenz von 1,5 GHz ein Maximum erreicht. Die Simulationszeit betrug für 500 Frequenzpunkte etwa 30 s bei der leitungstheoretischen Lösung und etwa 5 min bei der Momentenmethode.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Am Beispiel einer verdrillten Doppelleitung wurde die grundlegende Vorgehensweise der Leitungssupertheorie dargestellt. Die erhaltenen Leitungsparameter sind ortsabhängig und ändern sich entlang der Leitung entsprechend der Verdrillung. Die Lösung der Leitungsgleichungen erfolgt mit Hilfe des Matrixexponentials unter Einbeziehung von bestimmten Randbedingungen. Um das gesamte Konzept der Leitungssupertheorie umzusetzen, muss die retardierte Greensche Funktion benutzt werden, die zu komplexwertigen Leitungsparametern führt, welche die Abstrahlungsverluste der Leitung charakterisieren. Bei sehr hohen Frequenzen hängen die Leitungsparameter dann nicht mehr nur von den Abmessungen der Leitung, sondern auch vom Strom ab und müssen damit iterativ bestimmt werden.

Literatur

- [1] ARMENTA, Roberto B. ; SARRIS, Costas D.: Efficient Evaluation of the Terminal Response of a Twisted-Wire Pair Excited by a Plane-Wave Electromagnetic Field. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 49 (2007), Nr. 3, S. 698 – 707. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2007.902177>. – DOI 10.1109/TEMC.2007.902177. – ISSN 0018–9375
- [2] HAASE, Heiko: *Full-Wave Field Interactions of Nonuniform Transmission Lines*. 1. Magdeburg : Nitsch, Jürgen and Styczynski, Zbigniew Antoni, 2005 (Res Electricae Magdeburgenses, Magdeburger Forum zur Elektrotechnik 9). – ISBN 3–929757–78–8
- [3] HASSOUN, F. ; TARAFI, R. ; ZEDDAM, A.: Calculation of per-unit-length parameters for shielded and unshielded twisted pair cables. In: *17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Zürich, Schweiz, 2006, S. 250 – 253
- [4] MAGDOWSKI, Mathias ; TKACHENKO, Sergey V. ; VICK, Ralf: Einkopplung stochastischer Felder in eine verdrillte und ungeschirmte Leitung. In: GONSCHOREK, Karl-Heinz (Hrsg.): *EMV 2010 Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*. Düsseldorf : VDE Verlag, März 2010. – ISBN 978–3–8007–3206–7, S. 677 – 684
- [5] STEINMETZ, Torsten: *Ungleichförmige und zufällig geführte Mehrfachleitungen in komplexen, technischen Systemen*. 1. Magdeburg : Nitsch, Jürgen and Styczynski, Zbigniew Antoni, 2006 (Res Electricae Magdeburgenses, Magdeburger Forum zur Elektrotechnik 12). – ISBN 978–3–929757–98–2. – Nummerierung geändert
- [6] TECHNISCHE UNIVERSITÄT HAMBURG-HARBURG: *CONCEPT-II, Version 12.0*. <http://www.tet.tu-harburg.de/concept>

Effiziente Simulation der Einkopplung statistischer Felder in Leitungsstrukturen mit der Momentenmethode

Dr.-Ing. Mathias Magdowski, OvG-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV
Dipl.-Ing. Arne Schröder, TU Hamburg-Harburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik
Dr.-Ing. Heinz Brüns, TU Hamburg-Harburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik
Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, OvG-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV

1 Einleitung und Motivation

Die Berechnung der Einkopplung externer Felder in Kabel und Leitungen stellt einen wichtigen Aspekt der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) dar. Die Störquelle befindet sich dabei häufig in einem größeren Abstand zur Leitung, so dass das externe Feld durch eine ebene Welle angenähert werden kann, deren Einfallsrichtung und Polarisierung in vielen praktischen Anwendungsfällen aber unbekannt ist. Von Interesse ist dann die mittlere oder maximale Einkopplung über alle möglichen Einfallsrichtungen und Polarisierungen in Abhängigkeit von der Frequenz und den Abmessungen der Leitungsstruktur.

Auch in elektromagnetischen Modenverwirbelungskammern (MVKn) oder elektrisch großen und geometrisch komplexen Resonatoren kann das Feld durch eine Überlagerung von ebenen Wellen [4] angenähert werden. Solche Feldbedingungen werden als statistische Felder zusammengefasst. Auch dort ist für Anwendungen innerhalb der EMV häufig die mittlere oder maximale Einkopplung über ein Ensemble von elektromagnetischen Randbedingungen, z. B. verschiedener Rührerpositionen, von Interesse.

In diesem Beitrag wird ein bekanntes und effizientes Simulationsverfahren für die Einkopplung statistischer Felder in Leitungsstrukturen [5] in die Momentenmethode implementiert. Dieses Verfahren wird in Abschnitt 2 beschrieben und gegenüber anderen Methoden abgegrenzt. Um die Anwendbarkeit des Simulationsverfahrens zu demonstrieren, werden zwei beispielhafte Leitungsstrukturen untersucht: eine verdrehte Doppelleitung im Freiraum und eine ungleichförmige Einfachleitung über einer leitfähigen Ebene. Beide Strukturen werden im Abschnitt 3 näher beschrieben. Zur Validierung des Simulationsverfahrens wurden Messungen in MVKn durchgeführt, deren Details in Abschnitt 4 angegeben sind. Ein Vergleich und eine Diskussion der Mess- und Simulationsergebnisse erfolgen in Abschnitt 5.

2 Effiziente Simulation mit der Momentenmethode

Zur numerischen Untersuchung von Einkoppel- und Abstrahlungsproblemen wird häufig die Momentenmethode (MoM) [3] verwendet. Im Gegensatz zu anderen numerischen Verfahren, wie der Finite-Elemente-Methode, welche eine Diskretisierung des gesamten Lösungsgebietes erfordert, ist bei der MoM lediglich die Berandung des Lösungsgebietes zu diskretisieren. Daher ist die Anzahl der Freiheitsgrade und somit der Rechenaufwand bei

Objekten wie z. B. Leitungsstrukturen unter Verwendung der Dünndrahtannahme in der Regel deutlich geringer als mit anderen Verfahren.

Die Simulation von Störfestigkeitstest verschiedener Prüfobjekte in einer MVK mit Hilfe der MoM ist eine herausfordernde Aufgabe. So führt eine vollständige Modellierung des Problems, bei der auch die gesamte MVK diskretisiert wird, zu einer hohen Rechenzeit und einem hohen Speicherbedarf [1]. Des Weiteren tritt an diskreten Frequenzen das inhärente Resonanzproblem der elektrischen Feldintegralgleichung [7] auf und führt zu quasi-singulären Gleichungssystemen, so dass eine effektive Beschleunigung mit schnellen, iterativen Lösern nicht möglich ist. Um die Größe des MoM-Gleichungssystems zu reduzieren und Resonanzprobleme zu vermeiden, kann die MVK unter Verwendung der Greenschen Funktion für rechteckige Kavitäten modelliert werden, ohne die Kammer explizit zu diskretisieren [2]. Ein Nachteil dieses Ansatzes ist die zeitaufwendige Auswertung der Greenschen Funktion, welche eine erhöhte Aufstellzeit des MoM-Systems bedingt. Ein Hybridverfahren, bei dem das Prüfobjekt und der Rührer mit MoM und die übrige Struktur mit der sogenannten *Discrete Singular Convolution*-Methode gelöst wird, wurde in [9] vorgestellt. Dieser Ansatz ist sehr effektiv, erfordert allerdings einen erhöhten Implementierungsaufwand.

Im vorliegenden Beitrag wird die Überlagerung von ebenen Wellen [4] zur Modellierung von Feldern in MVKn als Anregung in der MoM benutzt. Die Einfallsrichtung, die Polarisierung und die Phasenlage der ebenen Wellen werden zufällig bestimmt, wobei keine bestimmte Konfiguration bevorzugt werden darf. Eine feste elektromagnetische Randbedingung, also z. B. eine Rührerposition in einer MVK, wird aus der Überlagerung von M ebenen Wellen gebildet [5]. Die elektrische Feldstärke \mathbf{E} am Ort \mathbf{r} lässt sich so als

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m \frac{E_0}{\sqrt{M}} e^{-j(\mathbf{k}_m \cdot \mathbf{r} + \alpha_m)} \quad (1)$$

schreiben, wobei der Einheitsvektor \mathbf{e}_m die Polarisierung, der Wellenvektor \mathbf{k}_m die Ausbreitungsrichtung und der Winkel α_m die Phasenlage jeder einzelnen Welle vorgibt. Weitere M ebene Wellen bilden eine weitere Randbedingung, für welche die MoM-Simulation ebenso durchgeführt werden kann. Mit dieser Art von Monte-Carlo-Simulation werden B Randbedingungen simuliert, über die dann die statistische Auswertung stattfindet. Ein weiterer wichtiger Parameter zur Charakterisierung eines statistischen Feldes ist die sogenannte kammer-spezifische Konstante [4]

$$E_0^2 = \frac{QP}{\omega \varepsilon V} = \langle |\mathbf{E}|^2 \rangle, \quad (2)$$

die sich aus der Güte Q , der zugeführten bzw. dissipierten Leistung P , der Kreisfrequenz ω , der Permittivität des Mediums ε und dem Volumen V der Kammer ergibt. Diese kammer-spezifische Konstante entspricht gleichzeitig dem Mittelwert des Betragsquadrats der gesamten elektrischen Feldstärke im Arbeitsvolumen einer MVK.

In der MoM wird die gesuchte Oberflächenstromdichte auf dem betrachteten Objekt mit N gewichteten Basisfunktionen approximiert. Durch das Ansetzen von N Testfunktionen zur Gewährleistung der vorgegebenen Randbedingung auf der Oberfläche S der Struktur wird das Ausgangsproblem in das Gleichungssystem

$$\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{U} \quad (3)$$

überführt, wobei $Z \in \mathbb{C}^{N \times N}$ die Systemmatrix ist, die Vektoren der Matrix $U \in \mathbb{C}^{N \times B}$ die Anregung des Systems repräsentieren und $I \in \mathbb{C}^{N \times B}$ die zugehörigen Lösungsvektoren enthält. Eine detaillierte Beschreibung der MoM findet sich in [3]. Die Matrix U besitzt B Spalten, wobei die j -te Spalte die Anregung für die j -te Rührerposition gemäß Formel (1) repräsentiert. Das Matrixelement $u_{i,j}$ wird entsprechend über

$$u_{i,j} = \int_S \mathbf{w}_i(\mathbf{r}) \cdot \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m \frac{E_0}{\sqrt{M}} e^{-j(\mathbf{k}_m \cdot \mathbf{r} + \alpha_m)} dS \quad (4)$$

berechnet. Hierbei beschreibt $\mathbf{w}_i(\mathbf{r})$ die i -te Testfunktion. Wesentlicher Vorteil des beschriebenen Ansatzes gegenüber den oben genannten Verfahren ist, dass das zu untersuchende Objekt in konventioneller Weise mit der MoM und der Anregung aus Formel (1) behandelt wird. Somit ist die Anzahl der Unbekannten und der damit verbundene Rechenaufwand vergleichsweise gering und es treten keine MoM-spezifischen Resonanzprobleme auf, da die Geometrie der MVK nicht explizit berücksichtigt wird. Im Gegensatz zu den oben aufgeführten Verfahren, muss die Systemmatrix mit wechselnder Rührerstellung nicht neu bestimmt werden. Zudem lässt sich das beschriebene Verfahren leicht in ein parallelisiertes MoM-Programm einbinden.

3 Beispielhafte Leitungsstrukturen

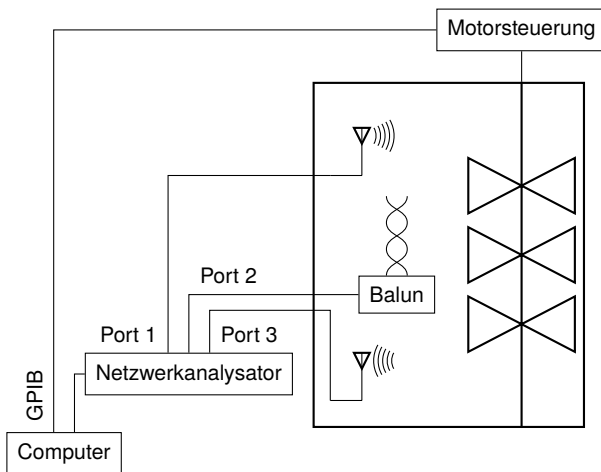
Als erste beispielhafte Leitungsstruktur wird eine verdrehte Doppelleitung untersucht, da solche Leitungen aufgrund ihrer höheren Immunität gegenüber der Einkopplung externer Felder in vielen Bereichen der Kommunikationstechnik eingesetzt werden. Die Einkopplung statistischer Felder in eine verdrehte Doppelleitung im Freiraum wurde mit Hilfe der Leitungstheorie bereits in [6] theoretisch untersucht, wobei die Leitung zur einfacheren mathematischen Beschreibung als eine bifilare Helix angenommen wurde. Ein zentrales Ergebnis jener Arbeit war, dass die Verdrehung ihre Schutzwirkung verliert und die Einkopplung externer Felder unter Umständen sogar erhöht, wenn die Wellenlänge in der gleichen Größenordnung wie die Schlaglänge liegt.

Als zweites Anwendungsbeispiel wird eine ungleichförmige Einfachleitung über einer leitfähigen Ebene betrachtet, deren Abstand zur Ebene sich entlang der Leitung stark ändert. Eine solche Anordnung ist von allgemeinem Interesse, da streng genommen alle Leitungen eine gewisse Ungleichförmigkeit aufweisen, sich solche Leitungen aber nur stückweise mittels klassischer Leitungstheorie beschreiben lassen. Eine numerisch weitergehende, theoretische Beschreibung ist aber mit der bereits vorgestellten MoM möglich.

4 Experimentelle Untersuchungen

4.1 Verdrehte Doppelleitung

Die Messung der Einkopplung in die verdrehte Leitung wurde in einer der MVKn am National Institute of Standards and Technology in Boulder (Colorado) durchgeführt. Die Abmaße



(a) Schematischer Messaufbau



(b) Realer Messaufbau

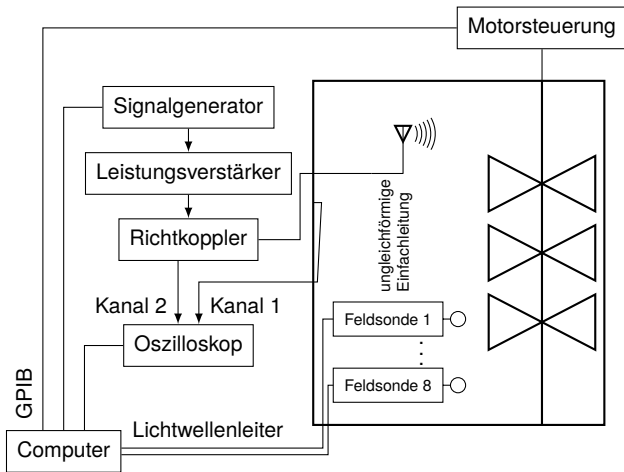
Abbildung 1: Messung der Einkopplung statistischer Felder in eine verdrehte Doppelleitung im Arbeitsvolumen einer Modenverwirbelungskammer

der Kammer betragen $2,9 \text{ m} \times 4,2 \text{ m} \times 3,6 \text{ m}$. Die erste Hohlraumresonanz liegt bei etwa 55 MHz. Da die Kammer mit zwei Rührern ausgestattet ist, liegt die niedrigste nutzbare Frequenz bei nur etwa 200 MHz.

Der gesamte Messaufbau ist schematisch in Abbildung 1a dargestellt. Die Messung findet im Frequenzbereich von 200 MHz bis 2000 MHz mit 1000 logarithmisch gestuften Frequenzpunkten statt. Diese Frequenzgrenzen werden durch die niedrigste nutzbare Frequenz der Kammer und die verwendeten Hornantennen festgelegt. Mit Hilfe eines Netzwerkanalysators wird die Kopplung zwischen einer Antenne und der verdrehten Leitung sowie zwischen beiden Antennen gemessen. Aus den gemessenen Streuparametern können dann die Güte der Kammer und das gesuchte Verhältnis U/E_0 von eingekoppelter Spannung am Anfang der Leitung und kammerpezifischer Konstante bestimmt werden.

Die vermessene verdrehte Leitung ist in Abbildung 1b gezeigt. Die Leitung befindet sich auf einer dielektrischen Unterlage im Arbeitsvolumen der Kammer. Um die symmetrische Doppelleitung mit dem asymmetrischen coaxialen Anschluss des Netzwerkanalysators zu verbinden, wurde ein breitbandiges Symmetrierglied (Balun) benutzt. Durch den Balun ist der Leitungsanfang mit einem Widerstand von 100Ω abgeschlossen. Das Leitungsende läuft leer. Für den Hin- und Rückleiter wurde starrer Kupferdraht mit einem Durchmesser von $d_0 = 0,644 \text{ mm}$ benutzt. Zum Anschluss an den Balun wurden auf diese Drähte die inneren Anschlussstifte von SMA-Steckern aufgelötet.

Aufgrund des dünnen Durchmessers sind die Leiter sehr flexibel. Um eine mechanisch stabile Leitung zu erhalten und die Geometrie der bifilaren Helix sicherzustellen, wurden der Hin- und Rückleiter auf einem Kunststoffrohr fixiert. Die Länge dieses Rohrs beträgt 75 cm und entspricht auch der Leitungslänge. Der Durchmesser des Kunststoffrohrs, der den Abstand $s = 2h$ zwischen Hin- und Rückleiter festlegt, beträgt 33,7 mm und stimmt damit in etwa mit dem Abstand der Eingänge des Baluns überein. Die Schlaglänge wurde auf 15 cm festgelegt, was 5 vollen Umdrehungen entlang der Leitung entspricht. Zum Vergleich wurde auch eine entsprechende unverdrillte Leitung untersucht. Es wurden 360 Rührerpositionen vermessen und ausgewertet.



(a) Schematischer Messaufbau



(b) Realer Messaufbau

Abbildung 2: Messung der Einkopplung statistischer Felder in eine ungleichförmige Einfachleitung über einer leitfähigen Ebene in einer Modenverwirbelungskammer

4.2 Ungleichförmige Einfachleitung

Die experimentelle Untersuchung der Einkopplung in die ungleichförmige Leitung wurde in der großen MVK an der Otto-von-Guericke-Universität in Magdeburg durchgeführt. Die Abmaße dieser Kammer betragen etwa $7,9 \text{ m} \times 6,5 \text{ m} \times 3,5 \text{ m}$. Die erste Hohlraumresonanz liegt bei 30 MHz. Da nur ein Modenrührer installiert ist, beträgt die niedrigste nutzbare Frequenz auch etwa 200 MHz.

Ein Schema des hier verwendeten Messaufbaus ist in Abbildung 2a gezeigt. Ein zeitlich sinusförmiges Signal wird mit einem Signalgenerator erzeugt, über einen Leistungsverstärker verstärkt und in die Kammer eingespeist. Mit acht Feldsonden kann das einkoppelnde statistische Feld gemessen und die kammer-spezifische Konstante E_0 bestimmt werden. Damit zum Anschluss der Einfachleitung keine Löcher in eine Schirmwand der MVK gebohrt werden mussten, wurde eine zusätzliche Metallplatte mit einer Größe von ungefähr $1 \text{ m} \times 2 \text{ m}$ möglichst dicht zu einer vorhandenen Wand aufgestellt und leitfähig mit dieser verbunden. In dieser Platte befinden sich zwei N-Durchführungen in einem Abstand von 1 m, die zum Anschluss des koaxialen Verbindungskabels dienen und gleichzeitig einen Leitungsabschluss mit 50Ω darstellen.

Die eigentliche Einfachleitung ist in Abbildung 2b detaillierter dargestellt. Sie besteht aus starrem Kupferdraht mit einem kreisförmigen Querschnitt von 4 mm^2 , auf dessen abgewinkelte Enden die Anschlussstifte von N-Steckverbindern aufgelötet wurden. Damit die Leitung nicht durchhängt, wurde sie mit Styropor abgestützt. Der Aufstieg am Anfang der Leitung beträgt 3 cm, der Aufstieg am Ende der Leitung beträgt 12 cm. Der Abstand h zwischen der Einfachleitung der Masseebene ändert sich entlang der Leitung linear. Der mittlere Abstand zwischen der Leitung und der Ebene beträgt $\bar{h} = 7,5 \text{ cm}$. Die eingekoppelte Spannung U am Anfang der Leitung wurde mit einem Digitalspeicheroszilloskop mit einem Eingangswiderstand von 50Ω nach Betrag und Phase gemessen. Als Phasenreferenz wurde ein Signal aus dem Richtkoppler auf einem zweiten Kanal des Oszilloskops ausgelesen.

Die Messung wurde für 801 linear gestufte Frequenzpunkte von 200 MHz bis 1000 MHz in Schritten von 1 MHz durchgeführt. Die untere Frequenzgrenze ist durch die niedrigste nutzbare Frequenz der Kammer gegeben. Die obere Frequenzgrenze wird durch den verwendeten Leistungsverstärker und das Oszilloskop festgelegt. Für jede Frequenz wurden 36 hinreichend unkorrelierte Rührerpositionen vermessen.

5 Vergleich und Diskussion der Ergebnisse

Ein Vergleich des Mittelwerts des Betrags der eingekoppelten Spannung am Anfang der verdrehten Doppelleitung in Abhängigkeit der Frequenz ist in Abbildung 3 gezeigt. Dieser Mittelwert wurde auf $E_0 h$ normiert, um eine dimensionslose Größe zu erhalten. Zur Bewertung ist auch der entsprechende Verlauf für eine unverdrillte Leitung gegenübergestellt. Bis zu einer Frequenz von etwa 700 MHz, bei der die Wellenlänge etwa dem 2,8-fachen der Schlaglänge entspricht, ist die Schutzwirkung der Verdrehung vorhanden. Danach übersteigt die Einkopplung in die verdrehte Leitung der Wert der unverdrillten Leitung. Die Übereinstimmung zwischen den Messdaten und den MoM-Ergebnissen ist über den gesamten Frequenzbereich sehr gut. Die relative Permittivität des Kunststoffrohrs wurde in der MoM-Simulation [8] der verdrehten Leitung durch eine dielektrische Beschichtung der Leiter mit einer relativen Permittivität von 4,4 und einer Dicke von 1,3 mm realisiert. Für die unverdrillte Leitung wurde eine entsprechende Dicke von 0,9 mm verwendet.

Im Frequenzbereich bis etwa 800 MHz stimmen die Messdaten ebenfalls gut mit den Vorhersagen der Leitungstheorie überein. Hier wurde der Einfluss des Kunststoffrohrs durch eine Änderung der Ausbreitungskonstante [6] mittels $\gamma = jk\sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}$ mit einer effektiven relativen Permittivität von $\epsilon_{\text{rel}} = 1,56$ im Fall der verdrehten Leitung und von $\epsilon_{\text{rel}} = 1,4$ im Fall der unverdrillten Leitung nachgebildet. Bei höheren Frequenzen werden die Leitungsresonanzen aufgrund der Annahme einer verlustlosen und abstrahlungsfreien Leitung überschätzt. Die MoM- und Leitungstheorie-Simulationen wurden mit 360 Randbedingungen, bestehend aus jeweils 10 Wellen, durchgeführt. Die Simulationszeiten betragen etwa 2,7 h bei der MoM¹ und etwa 5 min bei der Leitungstheorie².

Ein ähnlicher Vergleich ist für die ungleichförmige Einfachleitung in Abbildung 4 gezeigt. Der Mittelwert des Betrags der eingekoppelten Spannung am Anfang der Leitung wurde auf $E_0 \bar{h}$ normiert. Auch hier ist die Übereinstimmung von den statistisch verrauschten Messdaten und den Ergebnissen der MoM recht gut. Die MoM-Resultate wurden zur Darstellung mit einem Faktor von $1/\sqrt{2}$ skaliert, der sich aus der Definition der kammer-spezifischen Konstanten für eine Leitung über einer leitfähigen Ebene [5, Abschnitt 5.3] ergibt. Aufgrund der Ungleichförmigkeit der Leitung nimmt die Ausprägung der Leitungsresonanzen zu hohen Frequenzen ab. Deshalb weichen die Vorhersagen der Leitungstheorie, bei denen von einer gleichförmigen Leitung ausgegangen wurde, mit steigender Frequenz zunehmend vom gemessenen Verlauf ab. Die MoM-Simulation wurde mit 360 Randbedingungen, bestehend aus jeweils 10 Wellen, durchgeführt. Die Simulationszeit betrug etwa 7,3 min.

¹Die MoM-Simulationen wurden auf einem Rechner mit einer Pentium Dual-Core CPU T4440 mit 2,2 GHz durchgeführt.

²Die numerischen Simulationen basierend auf der Leitungstheorie wurden auf einem Rechner mit einer Pentium Core2Duo CPU E8400 mit 3 GHz durchgeführt.

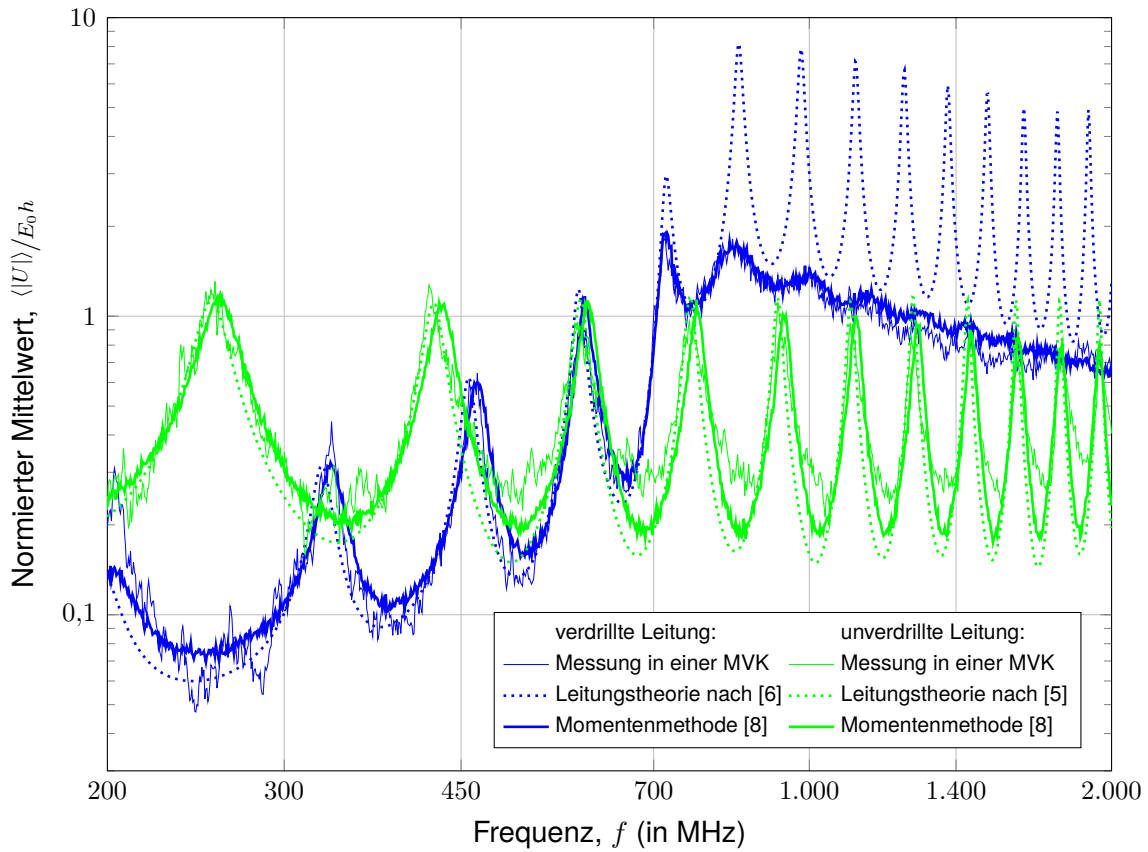


Abbildung 3: Normierter Mittelwert des Betrags der eingekoppelten Spannung am Anfang einer leerlaufenden, verdrehten Doppelleitung mit 5 Verdrillungen. Zum Vergleich ist auch der entsprechende Verlauf einer unverdrillten Leitung gezeigt.

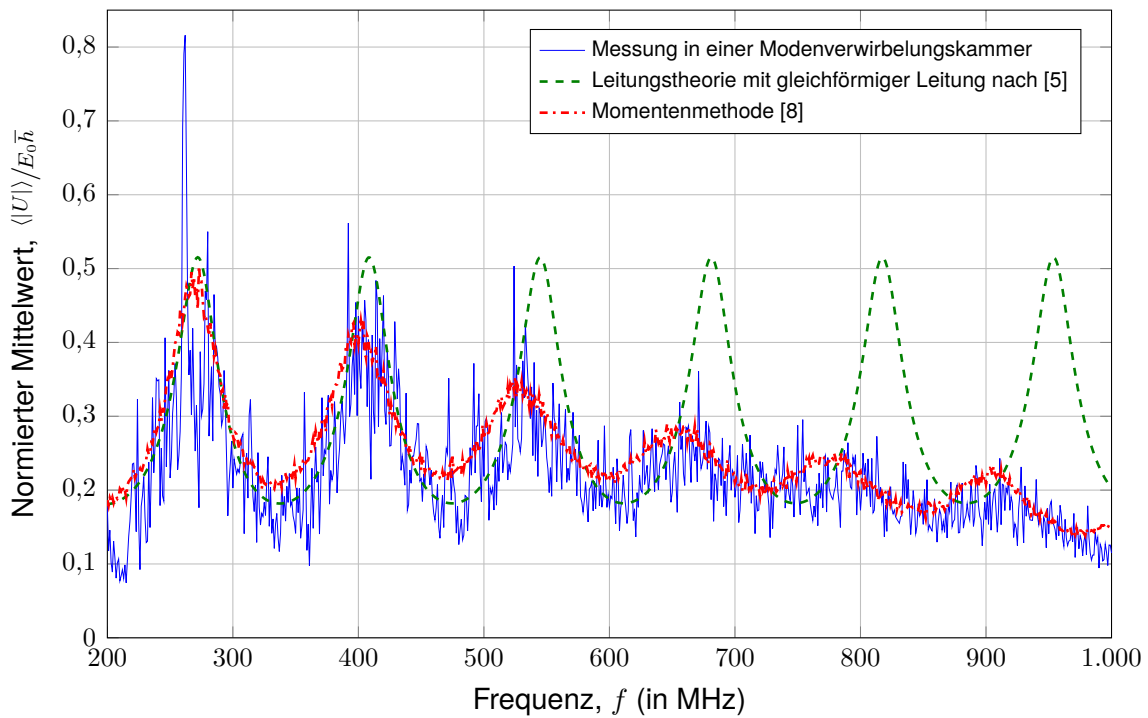


Abbildung 4: Normierter Mittelwert des Betrags der eingekoppelten Spannung am Anfang einer ungleichförmigen Einfachleitung über einer leitfähigen Ebene

6 Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde ein effizientes Verfahren zur Simulation der Einkopplung von statistischen Feldern mit Hilfe der Momentenmethode vorgestellt, das auf einem Wellenansatz zur Darstellung solcher Felder basiert. Zur Validierung wurden Messungen an einer verdrehten Doppelleitung und einer ungleichförmigen Einfachleitung in Modenverwirbelungskammern durchgeführt, bei denen eine gute Übereinstimmung zwischen den MoM-Resultaten und den experimentellen Ergebnissen erzielt wurde. Damit steht ein effizientes Lösungsverfahren für solche Einkoppelprobleme zur Verfügung, welches sowohl für Leitungsstrukturen verwendet werden kann, als auch für allgemeine Strukturen, die im Rahmen der MoM behandelt werden können.

Literatur

- [1] BRUNS, Christian ; VAHLDIECK, Rüdiger: A Closer Look at Reverberation Chambers – 3-D Simulation and Experimental Verification. In: *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 47 (2005), Nr. 3, S. 612 – 626
- [2] CARLBERG, Ulf ; KILDAL, Per-Simon ; CARLSSON, Jan: Study of Antennas in Reverberation Chamber Using Method of Moments with Cavity Green's Function Calculated by Ewald Summation. In: *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 47 (2005), Nr. 4, S. 805 – 814
- [3] HARRINGTON, Roger F.: Matrix Methods for Field Problems. In: *Proceedings of the IEEE* 55 (1967), Nr. 2, S. 136 – 149
- [4] HILL, David A.: Plane Wave Integral Representation for Fields in Reverberation Chambers. In: *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 40 (1998), August, Nr. 3, S. 209 – 217
- [5] MAGDOWSKI, Mathias: *Vergleich der Einkopplung deterministischer und statistischer elektromagnetischer Felder in Leitungen*. 1. Magdeburg : Nitsch, Jürgen and Styczynski, Zbigniew Antoni, 2012 (Res Electricae Magdeburgenses, Magdeburger Forum zur Elektrotechnik 46). – ISBN 978-3-940961-75-4
- [6] MAGDOWSKI, Mathias ; ТКАЧЕНКО, Sergey V. ; VICK, Ralf: Einkopplung stochastischer Felder in eine verdrehte und ungeschirmte Leitung. In: GONSCHOREK, Karl-Heinz (Hrsg.): *EMV 2010 Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*. Düsseldorf : VDE Verlag, März 2010. – ISBN 978-3-8007-3206-7, S. 677 – 684
- [7] PETERSON, Andrew F.: The Interior Resonance Problem Associated with Surface Integral Equations of Electromagnetics: Numerical Consequences and a Survey of Remedies. In: *Electromagnetics* 10 (1990), Nr. 6, S. 293 – 312
- [8] TECHNISCHE UNIVERSITÄT HAMBURG-HARBURG: *CONCEPT-II, Version 12.0*. <http://www.tet.tu-harburg.de/concept>
- [9] ZHAO, Huapeng ; SHEN, Zhongxiang: Efficient Modeling of Three-Dimensional Reverberation Chambers Using Hybrid Discrete Singular Convolution-Method of Moments. In: *IEEE Trans. Antennas Propag.* 59 (2011), Nr. 8, S. 2943 – 2953

Beschleunigte Berechnung von elektrischen Netzwerken zur Lösung von EMV-Optimierungsproblemen

Dipl.-Wirt.-Ing. Katharina Feldhues, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei,
Technische Universität Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

1 Einleitung

Zur Bestimmung von Worst- oder Best-Case-Szenarien in der EMV kann oft eine Simulation verwendet werden. In der Simulation ist es möglich, durch Parametervariation viele verschiedene Testfälle zu analysieren. Hierbei werden oft nur kleine Teile einer Schaltung, wie bei der Optimierung von Filtern meist nur die Filterstruktur, variiert, während der größte Teil, z.B. die komplexe Sende- und Empfangsschaltung, konstant bleiben. Dafür werden in der Simulation die Werte von Bauteilen mit einem Parameter-Sweep variiert. Bei größeren Netzwerken bedeutet dies einen hohen Rechenaufwand und eine lange Simulationszeit. Für die Parametervariation muss jedoch nur ein sehr geringer Anteil der Schaltung immer wieder verändert werden. Der überwiegende Teil bleibt unverändert. Die Zerlegung einer Matrix kann bei einer Parametervariation helfen die Simulationszeit zu verkürzen.

Anwendung findet die Matrixzerlegung bei Netzwerken, in denen nur einzelne wenige Bauteile mit Hilfe einer Parametervariation verändert werden sollen. Ist zur Simulation

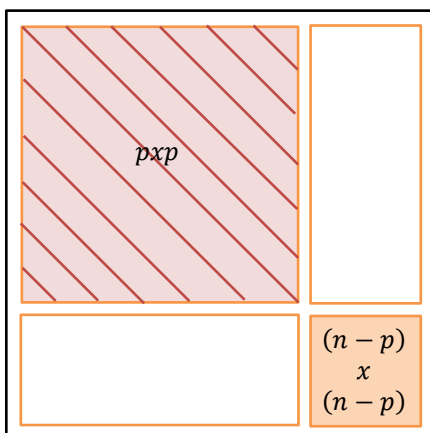


Bild 1: Hypermatrix

eine große Matrix notwendig und ein bestimmtes oder wenige Bauteile werden variiert, muss nur in einem kleinen Teil der Matrix eine Veränderung der Matrixeinträge vorgenommen werden. Im Bild 1 ist eine solche Matrix schematisch dargestellt. Der schwarze Kasten verdeutlicht die gesamte Matrix, diese ist sehr groß. In dem orange eingefärbten Teil soll die Parametervariation stattfinden, nur dieser kleine Teil der Matrix muss immer neu berechnet werden. Der rot schraffierte Bereich muss nur einmalig invertiert werden, dadurch kann die Simulationszeit reduziert werden. Ohne eine Matrixzerlegung wird für jeden neuen Parametersatz die gesamte Matrix (schwarzer Kasten) invertiert. Kann der Bereich, in dem die Parametervariation durchge-

führt wird, lokal begrenzt werden, so kann die Matrix zerlegt werden. Durch die Matrixzerlegung [1] muss nicht die Inverse der gesamten Matrix gebildet werden. Dadurch kann die Laufzeit der Berechnung verringert werden.

In diesem Beitrag wird ein Berechnungsverfahren vorgestellt, das viele typische EMV-Probleme, die mit Hilfe einer Simulation analysiert werden können, in deutlich kürzerer Zeit berechnet. Unter der Voraussetzung, dass in einem Netzwerk nur ein kleiner Teil variiert wird, kann mit der Matrixzerlegung eine schnellere Berechnung durchgeführt werden. Als Referenzlösungsmethode wird die direkte Bildung der Inversen verwendet. Die Laufzeiten der beiden Verfahren werden verglichen. Dies geschieht mit Hilfe von verschiedenen Beispielen. Zuerst wird ein sehr einfaches Beispiel berechnet. Anschließend wird eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung eines Bussystems analysiert, bei dem der Filter am Ende der Leitung variiert wird.

2 Theoretische Grundlagen

In diesem Abschnitt wird zuerst kurz die Knotenpotentialanalyse vorgestellt. Die Knotenpotentialanalyse wird zum Aufstellen eines Gleichungssystems in der Netzwerkanalyse verwendet (z.B. [2], [3]). Zum Lösen des Gleichungssystems im Frequenzbereich muss für jeden Frequenzpunkt die Inverse der gesamten Matrix neu gebildet werden. Die Berechnung der Inversen ist sehr rechenintensiv. Hierbei kann die Berechnung der Inversen mit Hilfe der Matrixzerlegung eine Zeitersparnis bringen. Wird das Netzwerk im Zeitbereich analysiert, so führt die Knotenpotentialanalyse zu einem Differentialalgebraischen Gleichungssystem (DAE). Zum Lösen der Gleichungen können verschiedene numerische Lösungsverfahren verwendet werden. Sind die Zeitschritte und Schaltungsparameter konstant, wird die Inverse \mathbf{M}^{-1} einmal zu Beginn der Zeitbereichssimulation bestimmt und anschließend für jede Funktionsauswertung verwendet. Bei einer Parametervariation, variablen Zeitschritten oder nichtlinearen Bauelementen kann zu jedem Zeitschritt eine Invertierung notwendig sein. In diesem Fall kann eine Matrixzerlegung bei der Zeitbereichsanalyse eine Verringerung der Laufzeit bedeuten. Abschließend werden die Laufzeiten für die Bestimmung der Inversen für die Gesamtmatrix und für die Bestimmung der Inversen mit der Matrixzerlegung gegenübergestellt.

2.1 Knotenpotentialanalyse

Für die Analyse von Schaltungen wird in der Regel die Modifizierte Knotenpotentialanalyse (MNA) verwendet [3]. Für die Analyse im Frequenzbereich ergibt sich damit das folgende Gleichungssystem.

$$\mathbf{M}(s) \cdot \mathbf{X}(s) = \mathbf{W}(s) \quad (1)$$

In diesem Gleichungssystem soll der Vektor $\mathbf{X}(s)$ bestimmt werden. In der Übermatrix \mathbf{M} sind die gesamten Informationen der Schaltung enthalten. Die Inverse der gesamten Matrix (\mathbf{M}^{-1}) muss für jeden Frequenzpunkt neu berechnet werden.

Ist eine Berechnung im Zeitbereich notwendig, wird das Netzwerk als Differentialalgebraisches Gleichungssystem (DAE) beschrieben [3].

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{C} \cdot \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{w}(t) \quad (2)$$

Auch hier wird der Vektor $\mathbf{x}(t)$ bestimmt. Hier wird exemplarisch das Euler-Verfahren zum Lösen des Gleichungssystems verwendet. Für das implizite Eulerverfahren wird die Ableitung durch die Rückwärtsdifferenz (z.B. [4], [5])

$$\dot{\mathbf{x}}_{k+1} = \frac{\mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k}{\Delta t} \quad (3)$$

ersetzt. So entsteht:

$$\mathbf{x}_{k+1} = (\Delta t \cdot \mathbf{G} + \mathbf{C})^{-1} \cdot (\Delta t \cdot \mathbf{w}_{k+1} + \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_k) \quad (4)$$

Mit $\mathbf{M} = (\Delta t \cdot \mathbf{G} + \mathbf{C})$ und $\mathbf{b} = (\Delta t \cdot \mathbf{w}_{k+1} + \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_k)$ entsteht bei der Analyse eines Netzwerkes das folgende Gleichungssystem, welches gelöst werden muss.

$$\mathbf{x} = \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{b} \quad (5)$$

Die Matrix \mathbf{M} ist abhängig von der Schrittweite Δt . Wie zuvor erwähnt muss die Inverse der Matrix nur unter bestimmten Umständen für jeden Zeitschritt neu bestimmt werden. In diesem Beitrag wird exemplarisch auf die Frequenzbereichsanalyse eingegangen.

2.2 Hypermatrix

Ist die Invertierung einer großen Matrix wiederholt notwendig, und es ändern sich jeweils nur wenige Matricelemente, kann durch eine Zerlegung in vier kleinere Untermatrizen die Berechnungszeit reduziert werden. Die Gesamtmatrix wird Hyper- oder Übermatrix [1, 4] genannt und folgendermaßen in vier Untermatrizen zerlegt. [1]

$$\mathbf{M}_{(n,n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{(p;p)} & \mathbf{B}_{(p;n-p)} \\ \mathbf{D}_{(n-p;p)} & \mathbf{E}_{(n-p;n-p)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Zur Bestimmung der Inversen einer Matrix können sowohl die Determinante und die Adjunkten der Matrix verwendet werden:

$$\mathbf{M}^{-1} = \frac{1}{\det(\mathbf{M})} \cdot \text{adj}(\mathbf{M}) = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{E} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{D})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E} & -\mathbf{B} \\ -\mathbf{D} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Dies kann umgeformt werden zu [1]:

$$\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{Q} \\ \mathbf{R} & \mathbf{S} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Mit:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{E} - \mathbf{D}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B})^{-1} \quad (9)$$

$$\mathbf{Q} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{S} \quad (10)$$

$$\mathbf{R} = -\mathbf{S}\mathbf{D}\mathbf{A}^{-1} \quad (11)$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{I} - \mathbf{B}\mathbf{R}) \quad (12)$$

Diese Berechnung hat bei der Parametervariation einen großen Vorteil. Die Anzahl der notwendigen Rechenschritte kann reduziert werden, da nicht für jede Berechnung die Inverse der gesamten Matrix neu berechnet werden muss.

2.3 Laufzeit

Zur Bestimmung der Laufzeit werden die rechenzeitintensiven Umformungen der Berechnungsmethoden untersucht. Die Laufzeit ist abhängig von der Größe der Hypermatrix ($n \in \mathbb{N}$), der Größe der Teilmatrix \mathbf{A} ($p \in \mathbb{N}$) und dem verwendenden Rechner. Die Laufzeit zur Berechnung einer Inversen besitzt eine kubische Ordnung. Somit nimmt die Laufzeit kubisch mit der Größe der Matrix zu. Wird die Matrix \mathbf{M} aus (1) für jeden Frequenzpunkt berechnet, so sind $f \cdot n^3$ Berechnungen notwendig. Durch eine Parametervariation ist die Invertierung mehrfach notwendig. Das heißt, die gesamte Matrix muss wiederholt, abhängig von der Anzahl der Parametervariationen, invertiert werden. Zur Reduktion der Laufzeit wird die Matrixzerlegung angewendet. Für die Größe der Untermatrizen gilt:

$$p \gg (n - p) \quad (13)$$

Das bedeutet, dass eine große Matrix \mathbf{A} abgetrennt wird. Wenn nun eine Parametervariation nur in der Matrix \mathbf{E} stattfindet (siehe (6)), kann die Laufzeit reduziert werden. Mit Hilfe der Berechnungen (9)- (12) wird die Inverse bestimmt. Die Inverse der Matrix \mathbf{A} wird einmal zu Beginn der Parametervariation berechnet, da diese unabhängig von den variierten Parametern sind. Die gesamte Inverse in Gleichung (9) ist lediglich eine

$(n - p) \times (n - p)$ Matrix und im Vergleich zu der Gesamtmatrix sehr klein. Durch diese Inverse entsteht eine Laufzeit der Ordnung $(n - p)^3$. Die sonstigen Multiplikationen haben keinen großen Einfluss auf die Laufzeit und können aus diesem Grunde vernachlässigt werden.

Wird nun die Laufzeit beider Vorgehensweisen gegenübergestellt ergibt sich für einen Parametersatz folgendes:

Direkte Bestimmung der Inversen	Matrixzerlegung	(14) (a,b)
$f \cdot n^3$	$f \cdot ((n - p)^3 + p^3)$	

Werden nun k Parameter l -mal variiert und diese Variation findet lediglich in Matrix E (siehe (6)) statt, so ergeben sich folgende Laufzeiten:

$k \cdot l \cdot (f \cdot n^3)$	$f \cdot p^3 + k \cdot l \cdot (f \cdot (n - p)^3)$	(15) (a,b)
---------------------------------	---	------------

Es ist zu erkennen, dass eine geringere Laufzeit erreicht werden kann. Zur Verringerung der Laufzeit ist es demnach wichtig, dass nur ein kleiner Teil der Matrix verändert wird.

3 Anwendungsbeispiele

In diesem Kapitel wird zuerst ein einfaches Netzwerk analysiert. Daran soll die grundsätzliche Vorgehensweise gezeigt werden. Anschließend wird eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung eines FlexRay Bussystems analysiert. Mit diesem Netzwerk soll gezeigt werden, dass eine Berechnung mit Matrixzerlegung schneller zu einem Ergebnis führt als die herkömmliche Berechnungsmethode.

3.1 Analyse eines einfachen Netzwerkes

In diesem Fall wird ein einfaches Netzwerk analysiert. Für dieses Netzwerk kann die Admittanzmatrix (Hypermatrix) per Hand aufgestellt und in vier Untermatrizen zerteilt werden. Es wird gezeigt, dass beide Ansätze zu demselben Ergebnis führen. Gegeben ist das folgende Netzwerk, die Induktivität L_1 und die Kapazität C_3 werden variiert:

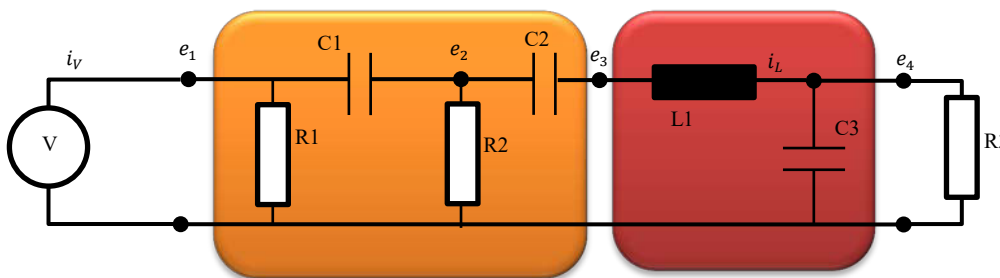


Bild 2: Einfacher Filter

In diesem Netzwerk gibt es 6 Unbekannte, die bestimmt werden müssen. Die Übermatrix ist eine 6×6 Matrix:

$$\begin{bmatrix}
 \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 & -j\omega C_1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 -j\omega C_1 & \frac{1}{R_2} + j\omega C_1 + j\omega C_2 & -j\omega C_2 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -\frac{d}{dt} C_2 & j\omega C_2 & 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_3} + j\omega C_3 & 0 & -1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & j\omega L_1
 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ i_v \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Die abgetrennte Untermatrix (A) ist in (16) rot hinterlegt. Die Parametervariation findet in dem orange hinterlegten Teil der Matrix, der Matrix E nach Gleichung (6), statt. Werden jetzt bei einer gegebenen Frequenz die Filterparameter variiert, so muss bei dem konventionellen Ansatz für jeden Parametersatz die Berechnung neu durchgeführt werden. Bei der Matrixzerlegung muss nur die Matrix E verändert werden. In Tabelle 1 sind die Laufzeiten für das gegebene Beispiel dargestellt.

$k = 2$ $l = 100$	Konventioneller Ansatz	Matrixzerlegung	Relative Zeitersparnis [%]
Theoretische Laufzeit	$216 \cdot k \cdot l$ $= 43.200$	$27 + 27 \cdot k \cdot l$ $= 5427$	
Gesamtzeit [s]	1,392	0,469	~66%

Tabelle 1: Laufzeit - Einfacher Filter

3.2 Punkt-zu-Punkt-Verbindung eines Bussystems

In diesem Beispiel wird eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung eines FlexRay-Bussystems analysiert (Bild 3). Zur Simulation der Signalintegrität in einem Bussystem ist es wichtig die Leitung möglichst genau nachzubilden, dafür wird die Leitung mit Hilfe von einzelnen Leitungsabschnitten kaskadiert nachgebildet. Die Leitungsparameter werden mit den geometrischen Eigenschaften und den Materialparametern der Leitung bestimmt [5]. In diesem Fall wird eine 1 m lange Leitung in 20 Teilleitungen unterteilt. Die Tabelle unter den Komponenten zeigt die jeweilige Anzahl der Einträge in der Übermatrix.

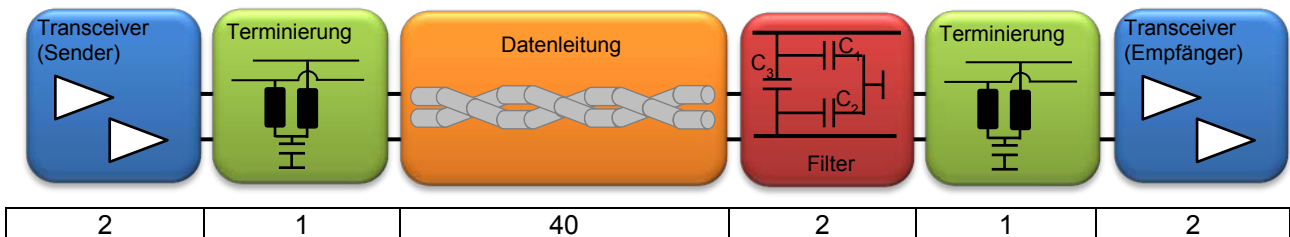


Bild 3: FlexRay System

Die Größe der Übermatrix, in diesem Fall 48x48 Elementen, ist stark von der Art und der Anzahl der Leitungsstücke abhängig. Werden in dem System die Elemente des Filters optimiert, so müssen nur wenige Zeilen bzw. Spalten in der Matrix verändert werden. Wie in Bild 3 dargestellt besteht der Filter aus drei Kapazitäten, die variiert werden.

$k = 3$ $l = 10$	Konventioneller Ansatz	Hypermatrix	Relative Zeitersparnis [%]
Theoretische Laufzeit	$110.592 \cdot k \cdot l$ $= 3.317.760$	$79.507 + 125 \cdot k \cdot l$ $= 83.257$	
Gesamtzeit [s]	59,0	4,648	~92%

Tabelle 2: Laufzeit – Punkt-zu-Punkt Verbindung

Die Verwendung der Matrixzerlegung erzeugt eine Verringerung der Laufzeit, da bei der Matrixzerlegung weniger Berechnungen nötig sind, um zum Ergebnis zu gelangen. Im Vergleich zum konventionellen Ansatz benötigt die Berechnung mit der Matrixzerlegung und die damit verbunden kleinere Inverse die gebildet werden muss, in diesem Beispiel, nur ca. 8 % der Simulationszeit.

4 Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wurde eine Matrixzerlegung vorgestellt, mit deren Hilfe es möglich ist, eine Reduktion der Laufzeit für eine Netzwerksimulation bei sich wiederholenden Berechnungen mit nur gering veränderten Admittanzmatrizen zu erreichen. Wenn nur ein kleiner Teil einer Schaltung, beispielsweise bei einer Optimierungsuntersuchung, verändert werden muss, ist eine geringere Laufzeit als bei einer kompletten LU-Zerlegung möglich. Dies wurde sowohl theoretisch als auch mit Beispielen gezeigt.

Die Matrixzerlegung kann auf beliebig komplexe Netzwerke angewendet werden. Auch nichtlineare Bauteile lassen sich in diese Netzwerke integrieren und können somit schneller analysiert werden. Die verringerte Simulationszeit hängt stark von der Implementierung und der verwendeten Softwaresprache ab.

Gerade im Bereich der EMV, wo meist nur kleine Teile einer Schaltung, z.B. eine Filterstruktur, variiert werden, besitzt dieses Verfahren gegenüber der herkömmlichen Berechnung der Inversen ein großes Potential. Optimierungen können somit in kürzerer Zeit durchgeführt werden.

5 Danksagung

Die Arbeit für diesen Konferenzbeitrag wurde teilweise von der Europäischen Union (EFRE), vom Ministerium für Wirtschaft, Energie, Industrie, Mittelstand und Handwerk des Landes Nordrhein-Westfalen (MWEIMH NRW) und dem Ministerium für Klimaschutz, Umwelt, Landwirtschaft, Natur- und Verbraucherschutz des Landes Nordrhein-Westfalen (MUNLV NRW) als Teil des Projekts TIE-IN (Referenznummer 64.65.69-EM-1022A) gefördert.

6 Literatur

- [1] W. Göhler und B. Ralle, *Formelsammlung höhere Mathematik*, 16. Auflage. Frankfurt am Main: Deutsch, 2005. ISBN: 9783817117543.
- [2] W. J. McCalla, *Fundamentals of computer-aided circuit simulation*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1987], c1988. ISBN: 0898382483.
- [3] J. Vlach und K. Singhal, *Computer methods for circuit analysis and design*, 2. Auflage. New York: Van Nostrand Reinhold, 1994. ISBN: 0-442-01194-6.
- [4] J. Wissmann und K.-D. Sarnes, *Finite Elemente in der Strukturmechanik ; mit 11 Tabellen*. Berlin [u.a.]: Springer, 2006. ISBN: 3540618368.
- [5] C. R. Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*. New York, NY [u.a.]: Wiley, 1994. ISBN: 9780471020806.

Schnelle Simulation von Funkkoexistenz-Verhalten im 2,45-GHz-ISM-Band in großflächigen intralogistischen Szenarien

Dr.-Ing. Kai Haake, STILL GmbH, Vorentwicklung,
B. Eng. Alexander Gisch, ehemals STILL GmbH, Vorentwicklung

1. Einleitung

Im intralogistischen Umfeld (z.B. Lagerhallen, s. Abbildung 1) werden verschiedene Funksysteme im 2,45-GHz-ISM-Band benutzt. Es sind z.B.: WLAN (→ z.B. Warehouse-Management-Systeme), Zigbee (→ z.B. Funkübertragung zur Gebäude-Sensorik und Regelung), BlueTooth (→ z.B. RFID-Lesegeräte) und analoge Video-Funkübertragung (→ Überwachungskameras).

Vor allem WLAN wird dabei in großem Maßstab zur Datenkommunikation mit Warehouse-Management-Systemen (WMS) benutzt. Mit diesen Systemen werden logistische Prozesse (z.B. Ein- und Auslagern) gesteuert und überwacht. Dazu werden beispielsweise die Lagerfahrzeuge oder Bar-Code-Scanner mit WLAN-Modulen (WLAN-Clients) ausgerüstet, die sich über ortsfeste WLAN-Access-Points mit einem Steuerrechner verbinden können.

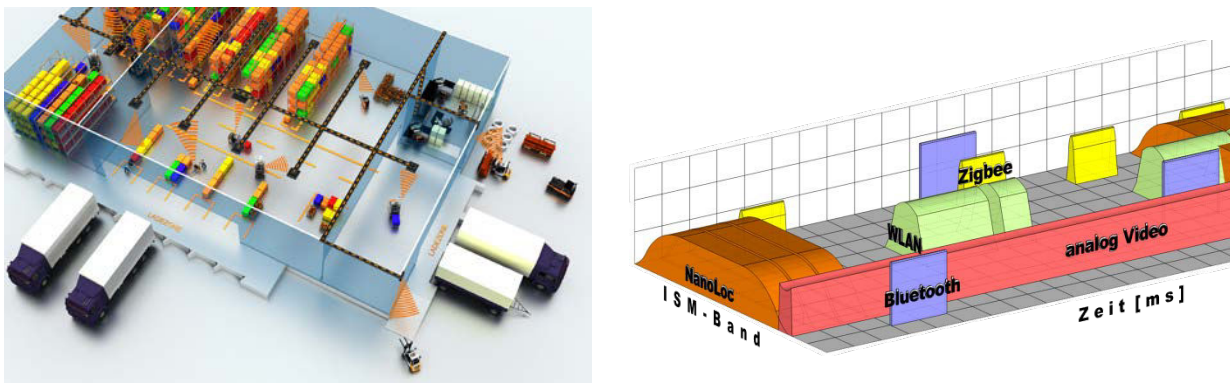


Abbildung 1 Links: Modernes intralogistisches Lager mit Verwendung von Funksystemen zur Kooperation mit Warehouse Management Systemen. Rechts: Qualitative Darstellung der Frequenzband-Nutzung verschiedener Funksysteme im 2,45-GHz-ISM-Band

Zunehmend finden in der Intralogistik auch Funkortungssysteme (real time localization system - RTLS) für Fahrzeuge Anwendung, die auch das 2,45-GHz-ISM-Band nutzen. Zu solchen Funkortungsdiensten gehört nanoLOC, welches, auf dem Funkstandard IEEE 802.15.4 basierend, über SDS-TWR (symmetrical double-sided two way ranging) in der Lage ist die Distanz zwischen zwei Funkknoten zu ermitteln [IE06], [IE07].

Soll in ein abgestimmtes und funktionierendes intralogistisches Funkumfeld ein weiterer Funkteilnehmer in das gleiche Frequenzspektrum hineingebracht werden, so stellt sich die Frage nach der Koexistenz im Funkumfeld. Derartige Koexistenz-Betrachtungen sind hochkomplex, da – für die Intralogistik typisch – ein großer Teil der Funkteilnehmer höchst dynamisch seine Position ändert.

Eine qualitative Belegung des ISM-Frequenzbandes von den oben aufgeführten Funkdiensten- und -übertragungs-Systemen ist in Abbildung 1 dargestellt. Wie man leicht erkennen kann, ist eine kooperative Nutzung des Frequenzbandes kompliziert - besonders bei harten Anforderungen an das Timing der Funkübertragung von RTLS.

Einige Funkdienste haben bereits Methoden zur Verbesserung der Funkkoexistenz (z.B. listen before talk) implementiert, bei anderen müssen diese erst durch entsprechende steuernde Maßnahmen realisiert werden. Diese Maßnahmen sind anwendungsspezifisch und richten sich nach den Funktionen und Anforderungen (besonders bei speziellem Anspruch an das Timing von RTLS, etc.) an die verschiedenen Funksysteme. Funkkoexistenz lässt sich grundsätzlich durch die im Folgenden aufgeführten verschiedenen Maßnahmen bzw. ihre Kombination gewährleisten:

- räumliche Trennung bzw. genügend gr. Pfaddämpfung zwischen den Systemen
- zeitliche Trennung der Übertragung
- spektrale Trennung der Übertragungskanäle

2. Definition und Prämissen der zu untersuchenden Problemstellung

Es wird von der nachfolgenden Problemstellung ausgegangen: Es besteht ein funktionierendes Funksystem, welches WLAN und analoge Video-Übertragung beinhaltet (s. Abbildung 2 A). - Die Frequenzband-Trennung soll dabei als perfekt über entsprechende Kanal-Einstellung der beiden Systeme angenommen werden.

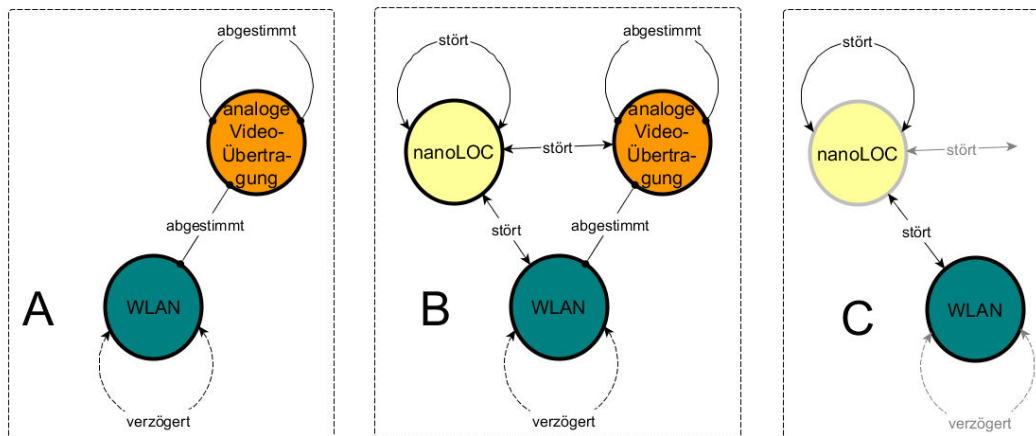


Abbildung 2 Interferenz-Abhängigkeiten und –Auswirkungen - A: abgestimmtes Funksystem in einem Szenario; B: ein nanoLOC-RTLS wird in ein Szenario gemäß A gebracht; C: reduzierte Interferenz-Abhängigkeiten und –Auswirkungen für Koexistenz-Algorithmus

Die Verwendung von Bluetooth und ZigBee soll für Koexistenz-Betrachtungen aufgrund ihrer Übertragungssysteme, typischen Datenmengen und Performance-Ansprüche als unerheblich in einer typischen Intralogistik-Umgebung angesehen und daher nicht betrachtet werden.

In das bestehende System wird ein nanoLOC-System (RTLS) hineingebracht (s. Abbildung 2 B). Dieses verwendet für die Funk-Distanzmessung ein 80 MHz breites Frequenzband (plus Seitenbänder). Eine spektrale Trennung zu den anderen Funksystemen ist somit ausgeschlossen. Funktionsbedingt (Ortung) bewegen sich die zu ortenden Funkknoten (TAGs) nahezu uneingeschränkt im Szenario. Zusätzlich sind diese Objekte (Fahrzeuge) prozessbedingt teilweise auch mit einem WLAN-Client ausgerüstet, um in die intralogistische Prozesssteuerung eingebunden zu sein. Somit ist folglich eine räumliche bzw. leistungsmäßige Trennung mit WLAN und der analogen Video-Übertragung nicht realisierbar. Es verbleibt einzig eine zeitliche Steuerung zur Gewährleistung bzw. Verbesserung der Koexistenz. Solch eine Steuerung kann jedoch nur bei nanoLOC vorgenommen werden, da technisch und anwendungsbedingt solch ein Eingriff nicht bei

WLAN oder der analogen Video-Übertragung vorgenommen werden kann. In Bezug auf die Sendeleistung von nanoLOC wird dabei angenommen, dass die maximale Funkleistung von 20 dBm genutzt werden soll, um stets bestmöglichen Funkkontakt zwischen TAGs und ortsfesten Knoten (Ankern) zu gewährleisten. - In der Realität kann das Leistungsniveau entsprechend der Größe des Funkumfeldes angepasst werden kann; es soll hier jedoch unbetrachtet bleiben!

Die Distanz-Messung des nanoLOC-Systems soll dahingehend für eine Ortung benutzt werden, dass über die Distanz-Messung geprüft wird, ob sich der TAG innerhalb oder außerhalb eines definierten Kreisbereichs um einen ortsfesten Funkknoten befindet. Diese Form der Ortung kann als Bereichsortung aufgefasst werden (s. Abbildung 3).

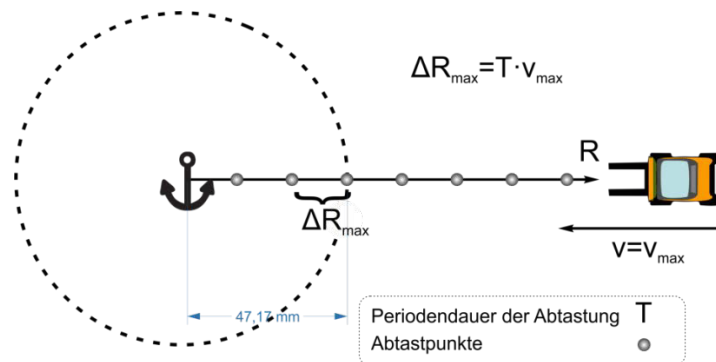


Abbildung 3 max. Fehler ΔR der Abstandsmessung eines abtastenden ideal messenden Systems bei Überfahren der Kreisschwelle mit dem ortsfesten Funkknoten (Anker) im Zentrum

Es ist nun zu untersuchen, ob die neu dazugekommene Funkortungs-Anwendung (RTLS) die bestehende gemäß Abbildung 2 unzulässig stört und vice versa. Wie bereits erwähnt, kann dabei nur das asynchrone Zeitverhalten des RTLS beeinflusst werden. - Eine Leistungsregelung soll unbetrachtet bleiben. Um bei einer gegebenen Geschwindigkeit des Fahrzeugs eine örtliche Auflösung zu erreichen, bedarf es einer bestimmten Periodizität der Abtastung der Distanzmessung (s. Abbildung 3). Bei dem vorliegenden Fall der kreisförmigen Bereichsortung soll sichergestellt werden, dass die überfahrene Kreisschwelle durch die zeitliche Abtastung um maximal die Entfernung ΔR_{max} verfehlt wird (das Distanz-Messverfahren des RTLS wird hierbei als exakt angenommen). Die einfachste Möglichkeit den maximalen Entfernungsfehler eines abtastenden Messsystems bei einer maximalen Geschwindigkeit v_{max} einzuhalten besteht in einer konstanten Abtastung im Zeitraster

$$T = \frac{\Delta R_{max}}{v_{max}} \quad (1)$$

Die minimale Abtastperiodendauer ist durch die Dauer des Messprozesses vorgegeben. Das gleichzeitige Prüfen von N_A Ankern wirkt sich als linearer vergrößernder Faktor auf die minimal mögliche Periodendauer für den jeweiligen Anker aus. Das Nutzen einer konstanten Abtastung mit der minimalen Periodendauer $T = const.$ stellt kein Optimum in Bezug auf Frequenzband-Belastung und Ortungsauflösung dar. Aus diesem Grund ist es günstig die Abtastung als Funktion des aktuellen Abstandes und der aktuellen Geschwindigkeit zu berechnen. Die Funktion

$$T = f(R, v) \quad (2)$$

kann dabei beliebig sein. Für ein gegebenes Funk-Szenario können unterschiedliche Funktionen $f_i(R, v)$ dahingehend untersucht werden, wie sie sich auf Koexistenz und Ortungsgenauigkeit auswirken. So kann unter Variation der Funktion $f = f_i$ für ein Funk-

szenario ein Optimum gefunden werden. Die Funktionen $f(R,v)$ können für jeden Anker und/oder jedes TAG mit $f=f_{A,T}$ grundsätzlich unterschiedlich sein. - Darauf wird jedoch der Einfachheit halber im Folgenden verzichtet.

3. Simulationsverfahren

a. Stand der Technik

Die betrachtete kurze Wellenlänge (2,45-GHz-ISM-Band) in Verbindung mit den Dimensionen des zu simulierenden intralogistischen Funk-Szenarios (z.B. große Lagerhallen) führen potentiell sehr schnell an die Grenzen bei der Verwendung von numerischen Verfahren der Elektromagnetischen Feldtheorie, wie beispielsweise die Momenten- oder die FDTD-Methode, in denen die Rechenzeit mit der potenzierten Anzahl der diskretisierten Elemente steigt [Le00]. Auch Software-Pakete mit Methoden der geometrischen Optik sind nur in der Lage relativ schnell Aussagen zu Wellenausbreitungen für ein statisches Funk-Szenario zu machen. - Ein bewegtes Szenario bedingt jedoch eine Neuberechnung der Funkausbreitung an jedem Bewegungsschritt.

Die Untersuchung der Funkausbreitung in einem Intralogistik-Szenario liegt in der Kombination von extremen Anforderungen (als Beispiel s. Tabelle 1): große räumliche Dimensionen der Funkausbreitung, viele Funkknoten, schnelle Bewegungen und eine lange Beobachtungs- bzw. Simulationsdauer

b. Simulations-Programm RCS-4-IRPS (Rapid Coexistence Simulator for Intralogistic Radio Propagation Sceneries)

Um für die oben beschriebenen Anforderungen unter Berücksichtigung der Einbettung eines ortenden Systems (RTLS) mit speziellen Anforderungen in einer extrem kurzen Berechnungsdauer Aussagen über die Koexistenz machen zu können, ist ein spezielles Simulations-Programm entwickelt worden [Gi13]. Die Simulations-Software gliedert sich wie in Abbildung 4 (links) dargestellt.

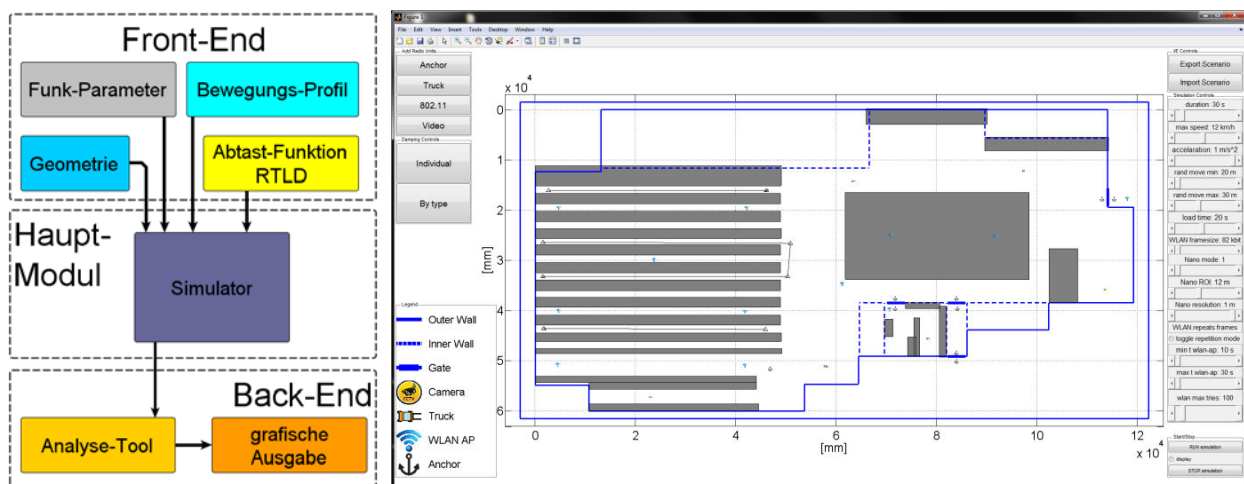


Abbildung 4 Simulations-Programm RCS-4-IRPS: Links: Programm-Struktur; rechts: GUI des Front-Ends zur Definition der Geometrien und der Funk-Parameter

Im Front-End können sowohl die das Funk-Szenario beschreibenden Parameter als auch die für die Funktionen zur zeitlichen Abtastung des Ortungsalgorithmus verwendeten Parameter definiert werden. Dieser Teil der Software besteht aus einem CAD-Werkzeug, mit dem man typische intralogistische Szenarien mit ihren Geometrien und

Pfaddämpfungen modellieren kann (s. Abbildung 4). Den Funkknoten können verschiedene Funkdienste, Positionen, Antennentypen, Sendeleistungen, Nachrichtenlängen und weitere typische Parameter zugeordnet werden. Darüber hinaus ist es möglich, Funkknoten verschiedene dynamische Bewegungsprofile zu zuweisen und damit Funk-Systeme an Fahrzeugen nachzubilden. Auch Dämpfungen durch Gegenstände oder Mauerwerk können in einem Szenario definiert werden. Ebenso können Fading-Effekte (durch Mehrfachreflektionen) über die bekannten Formeln aus [Hu08] berücksichtigt und für die Simulation über Kennzahlen bereichsweise definiert werden. Der Simulator im Hauptmodul spielt ein erstelltes Szenario für eine Zeit T_{real} durch und bewertet dabei in Zeitschritten von $500 \mu s$ die Empfangsqualität (s. Abbildung 5). Bei der Simulation handelt es sich um eine einfache hybride Methode, die sowohl auf physikalisch-technischen Randbedingungen (aus Datenblättern der Funkmodule, wie z.B. das maximale SNR oder die minimale Empfangsleistung) als auch auf im Labor isoliert aufgenommenen Stör-empfindlichkeiten der Funkmodule basiert. Die Prüf-Logik fußt dabei auf der in Abbildung 2 C skizzierten Interferenz-Abhängigkeiten und –Auswirkungen im Funksystem:

- WLAN, nanoLOC und analoge Video-Übertragung senden im Parallelbetrieb; sie sind jedoch teilweise vorübergehend inaktiv.
- Kann nanoLOC nicht empfangen, ist die Ortung zu diesem Zeitpunkt unmöglich.
- Ein Aussetzen der Video-Übertragung ist unkritisch und bleibt unbetrachtet.
- Kann WLAN nicht empfangen, so wird der Prozess bis zu einer Time-Out-Zeit wiederholt. – Eine Unmöglichkeit durch Time-Out wird als solche für die Analyse markiert und in der Simulation auf ein erneutes Senden verzichtet.

Im Prüf-Algorithmus wird gemäß Abbildung 5 zu jedem Zeitschritt jedes Modul, das empfangen möchte, betrachtet. - Ein Senden wird stets als möglich angenommen. Die Feldstärkeverteilung jedes Senders wird dazu über die Wellenausbreitung im Fernfeld berechnet [Hu08]. Im Empfangspunkt wird diese aller Sender konstruktiv überlagert (Worst-Case).

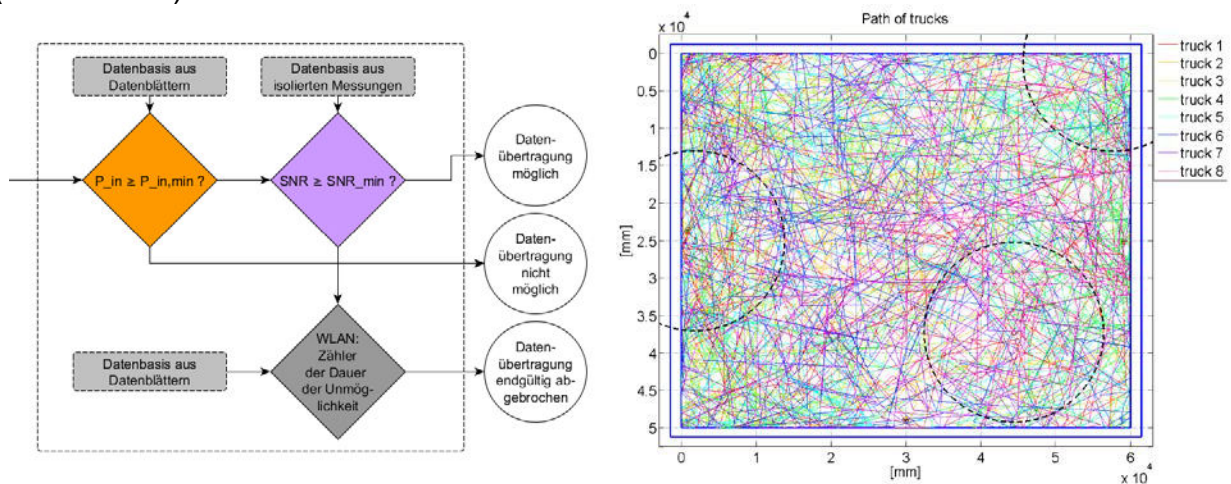


Abbildung 5 Links: Prinzip des Simulator-Moduls zur Bewertung der Empfangsqualität des betrachteten Funkknotens. Rechts: durchlaufene Bewegungspfade der mobilen Funkknoten zur Darstellung der statistischen örtlichen Abdeckung bzw. Verteilung der Funkdistanzen.

In der Simulation ist der Funkverkehr den Funksystemen in ihrer intralogistischen Funktion angepasst. Die Funkteilnehmer (WLAN-Clients und TAGs) werden sowohl auf chaotischen als auch auf definierten Pfaden bewegt. Den Funkteilnehmern, die nicht dauerhaft senden, wird stets eine zufällige Anfangsverzögerung beim Funken zugeordnet, damit im Simulationszeitraster eine statistische Funkkanalbelegung realitätsnäher ist.

Das Back-End ist für die Aufbereitung, Analyse und Darstellung dieser Daten vorgesehen. Es können so Aussagen zu Zeitverzögerungen der Datenübertragungen von WLAN und der Ortungsgenauigkeit von nanoLOC gemacht werden.

In realen intralogistischen Umfeldern laufen die durchgeführten Arbeiten typischerweise sehr zyklisch ab. Dabei nehmen die unterschiedlichen Arbeitsschritte oft nur eine kurze Zeit in Anspruch, so dass längere Beobachtungszeiten in der Simulation einen statistische Ansatz rechtfertigt. In Abbildung 5 wird die Bewegung der Fahrzeuge (unterschiedliche Grautöne) während der Simulation als Spur und damit die örtliche Abdeckung gezeigt.

Bei allen simulierten Phänomenen und Prüfungen der Funkausbreitung (Signalüberlagerungen, Größe der Datenpakete, Übertragungsdauer, Bandbelegung, etc.) werden grundsätzlich extrem harte Worst-Case-Annahmen getroffen. Im Zusammenspiel mit dem statistischen Ansatz sind die Aussagen, die getroffen werden können, zwar beschränkt, jedoch zur Abschätzung und zum bedingten Vergleich geeignet:

$$\text{funktioniert i. d. Simulation} \rightarrow \text{funktioniert i. d. Realität} \quad (3)$$

Der Umkehrschluss von (3) ist dem Folgt Pfeil gemäß nicht möglich. Außerdem lassen sich zwei Simulationsergebnisse desselben Szenarios mit unterschiedlichen Optimierungs-Parametern relativ vergleichen, so dass folgende Aussagen möglich sind:

$$\text{Sim}(\text{Szenario X, Param. A}) \geq^1 \text{Sim}(\text{Szenario X, Param. B}) \quad (4)$$

Die Geschwindigkeit der Simulation ist äußerst hoch. So lassen sich Szenarien, wie in Tabelle 1 definiert, in einem Simulations-Zeitverhältnis von ca. 15:1 ($T_{\text{sim}}:T_{\text{real}}$) mit einem Standard- PC berechnen. – D.h., 1 h Realzeit kann in 15 h nachgestellt werden.

4. Simulation eines einfachen Szenarios

Der Übersicht wegen ist ein Szenario simuliert worden, welches zwar große räumliche Ausdehnung besitzt und viele Funkteilnehmer beinhaltet, jedoch in seiner geometrischen Komplexität beschränkt ist (s. Abbildung 6).

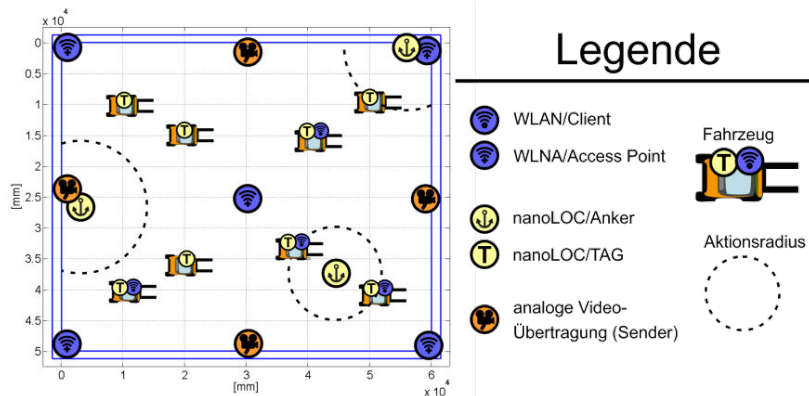


Abbildung 6 einfaches intralogistisches Szenario mit großen Ausdehnungen

Das Szenario wird in den Simulationen mit einem anschließenden Vergleich der Ergebnisse aus dem Analyse-Tool variiert. Die Basis-Parameter des simulierten Szenarios sind in Tabelle 1 aufgeführt. Zum Vergleich der Aussagekraft des in der Simulation verankerten statistischen Ansatzes sind alle Simulationen zweifach durchlaufen worden.

¹ mit „≥“ entspricht: „besser-gleiche“ Koexistenz / Ortsauflösung des RTLS

Szenario	WLAN	analoge Video-Übertragung	Ortungssystem (nanoLOC)
50 m x 60 m Abmessung	5 Access-Points (ortsfest)	4 Kameras	3 Anker (ortsfest); Definition Aktionsradius 12 m
8 Fahrzeuge, $v_{max}=12$ km/h	4 Clients (mobil, auf Fahrzeugen)		8 TAGs (mobil, auf Fahrzeugen)
2,5 m Höhenabstand der mobilen und ortsfesten Antennen	WLAN Nachricht: 50kB (send) + 50kB (receive)		
Simulationsdauer: 60 min			

Tabelle 1 Basis-Parameter des simulierten Szenarios

a. Referenz: WLAN + analoges Video (abgestimmtes System)

Als Referenz für das Koexistenz-Niveau im in Abbildung 6 skizzierten Szenario ist eine Simulation ohne das nanoLOC-System (abgestimmtes System gemäß Abbildung 2 A) durchgeführt worden. Die Fahrzeuge sind hier also nicht mit einem Ortungssystem ausgestattet. Die Ergebnisse der Zeitverzögerungen der WLAN-Datenübertragungen sind in Tabelle 2 dargestellt.

[ms]			[m]	Anker 1		Anker 2		Anker 3	
	1. Durchlauf	2. Durchlauf		1. Durchlauf	2. Durchlauf	1. Durchlauf	2. Durchlauf	1. Durchlauf	2. Durchlauf
WLAN Client	330	310	Fahrzeug 1						
WLAN Client	240	280	Fahrzeug 2						
WLAN Client	160	240	Fahrzeug 3						
WLAN Client	310	130	Fahrzeug 4						
WLAN AP 1	260	290	Fahrzeug 5						
WLAN AP 2	190	210	Fahrzeug 6						
WLAN AP 3	320	300	Fahrzeug 7						
WLAN AP 4	240	350	Fahrzeug 8						
WLAN AP 5	270	210							

Tabelle 2 Szenario-Simulation ohne nanoLOC-System als Referenz des Koexistenz-Niveaus: links: Zeitverzögerungen der Datenübertragung der WLAN-Clients und -Access-Points; rechts: In dieser Simulation sind keine Ortungssysteme vorhanden

b. WLAN + analoges Video + nanoLOC @ T=50 ms konst.

Das Simulations-Szenario aus a) ist um das nanoLOC-System (auf 8 Fahrzeugen) erweitert worden, wobei die Periodendauer der Distanzabtastung konstant auf 50 ms gesetzt worden ist. Die Ergebnisse der Zeitverzögerungen der WLAN-Datenübertragungen sind in Tabelle 3 dargestellt. Es zeigt sich, dass eine eklatante Erhöhung der Zeitverzögerung der WLAN-Datenübertragung die Folge der Nutzung des Ortungssystems ist. Es zeigt sich weiter, dass die räumliche Nähe eines Video-Übertragungssystems zu Anker 3 dessen Empfang verhindert: Es konnten nicht 100% der Fahrzeuge bei Einfahrt in den Kreis erfasst werden.

[ms]			[m]	Anker 1		Anker 2		Anker 3	
	1. Durchlauf	2. Durchlauf		1. Durchlauf	2. Durchlauf	1. Durchlauf	2. Durchlauf	1. Durchlauf	2. Durchlauf
WLAN Client	1380	1440	Fahrzeug 1	1,10	0,95	1,20	1,10	-	-
WLAN Client	1290	1210	Fahrzeug 2	0,90	1,05	0,85	0,95	-	-
WLAN Client	1100	1320	Fahrzeug 3	0,85	1,00	0,85	0,95	-	-
WLAN Client	1040	1170	Fahrzeug 4	0,95	0,85	0,95	0,80	-	-
WLAN AP 1	930	1320	Fahrzeug 5	0,85	0,95	0,90	1,10	-	-
WLAN AP 2	1260	1170	Fahrzeug 6	0,80	1,10	1,00	1,15	-	-
WLAN AP 3	1140	940	Fahrzeug 7	1,20	1,15	0,80	0,95	-	-
WLAN AP 4	990	1330	Fahrzeug 8	0,75	0,95	1,00	0,85	-	-
WLAN AP 5	1060	1210							

Tabelle 3 Szenario-Simulation mit nanoLOC-System (Distanzabtastung: T=50 ms konst.): links: Zeitverzögerungen der Datenübertragung der WLAN-Clients und -Access-Points; rechts: ΔR als Distanz, um die die zu ortenden Kreisschwelle überfahren worden ist (gemäß Abbildung 3).

c. WLAN + analoges Video + nanoLOC @ T=f(R,v)

Das Simulations-Szenario aus a) ist wieder um das nanoLOC-System (auf 8 Fahrzeugen) erweitert worden, wobei die Periodendauer der Distanzabtastung nun eine Funktion vom Abstand zum Anker und der aktuellen Geschwindigkeit ist $T=f(R,v)$. Die Zeitverzögerung der WLAN-Datenübertragung hat wieder das Niveau des abgestimmten Ursprungssystems aus a). Die Ergebnisse sind in Tabelle 4 dargestellt. Die räumliche Nä-

he eines Video-Übertragungssystems zu Anker 3 hat dieselbe Auswirkung wie bereits unter b) beschrieben.

[ms]			[m]	Anker 1		Anker 2		Anker 3	
	1. Durchlauf	2. Durchlauf		1. Durchlauf	2. Durchlauf	1. Durchlauf	2. Durchlauf	1. Durchlauf	2. Durchlauf
WLAN Client	400	330	Fahrzeug 1	0,95	1,15	1,00	1,25	-	-
WLAN Client	250	430	Fahrzeug 2	1,20	1,35	1,10	0,90	-	-
WLAN Client	410	280	Fahrzeug 3	1,00	1,15	1,30	1,10	-	-
WLAN Client	210	400	Fahrzeug 4	1,15	0,85	1,10	1,00	-	-
WLAN AP 1	390	340	Fahrzeug 5	1,35	0,95	0,95	1,30	-	-
WLAN AP 2	300	270	Fahrzeug 6	1,25	1,00	1,20	1,15	-	-
WLAN AP 3	340	280	Fahrzeug 7	1,00	0,95	1,15	1,15	-	-
WLAN AP 4	280	380	Fahrzeug 8	0,90	1,00	0,95	1,20	-	-
WLAN AP 5	360	290							

Tabelle 4 Szenario-Simulation mit nanoLOC-System (Distanzabtastung: $T=f(R,v)$): links: Zeitverzögerungen der Datenübertragung der WLAN-Clients und -Access-Points; rechts: ΔR als Distanz, um die die zu ortenden Kreisschwelle überfahren worden ist (gemäß Abbildung 3).

5. Konklusion

Mit Hilfe des Simulations-Programms RCS-4-IRPS ist gezeigt worden, dass eine Bewertung der Funkkoexistenz und Ortungsgenauigkeit über die Kennwerte Übertragungsverzögerung und Ortungsgenauigkeit möglich ist. Die Simulation hat herausstellen können, dass sich eine Nutzung eines Koexistenz-Algorithmus für ein RTLS äußerst günstig auf die Koexistenz mit WLAN auswirkt und somit einer koexistenter Betrieb möglich ist. Weiterhin konnten Anker-Positionen identifiziert werden, die in ungünstiger Nähe zu z.B. analogen Video-Funkübertragungssystemen stehen und in der Realität möglicherweise Fehlverhalten aufweisen könnten.

6. Zusammenfassung

Für eine extrem schnelle Simulation des Koexistenz-Verhaltens von Funkteilnehmern im 2,45-GHz-ISM-Band im Zusammenspiel mit einem Funkortungssystem in großflächigen intralogistischen Szenarien ist eine spezielle Simulations-Software entwickelt worden. Die Ergebnisse bieten Aussagen zu Zeitverzögerungen der WLAN-Datenübertragung und der Ortungsgenauigkeit von nanoLOC. Es kann den Funkteilnehmern des Ortungssystems ein Koexistenz-Verhalten über spezielle Algorithmen aufgeprägt werden. Diese Algorithmen können dann durch Analyse der Simulationsdaten bewertet und optimiert werden.

Quellen

- [Fi12] H. Fielitz, "Beschreibung der Methode zur Koexistenzuntersuchung der betrachteten Funkssysteme", TUHH, FB EMV, Berichtsnummer 2012-04-B1, 2012
- [Gi13] Alexander Gisch, "2.45-GHz-ISM-band wireless coexistence simulation in large scale complex dynamic industrial environments", Bachelor-Thesis, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, 2013
- [Hu08] Y. Huang, K. Boyle, „Antennas : from theory to practice“, Chichester Wiley, 2008
- [IE06] IEEE Computer Society, „Coexistence assurance information for the CSS“, Auszug aus IEEE 802.15.4a, 2006
- [IE07] IEEE Computer Society, „Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) - Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)“, Auszug aus IEEE 802.15.4a, 2007
- [Le00] M. Leone, „Berechnung des Ein- und Abstrahlungsverhaltens von Leiterplatten mit der Momentenmethode“, Dissertation, VDI-Verlag, Düsseldorf, 2000

Anwendung von Basisfunktionen höherer Ordnung auf gekrümmten Netzelementen zur beschleunigten Analyse von EMV Problemen mit der Momentenmethode

Dr. Ulrich Jakobus, Dr. Johann van Tonder
EM Software & Systems – S.A. (Pty) Ltd, Stellenbosch, Südafrika

1. Einleitung

Dieser Beitrag befasst sich mit einer Erweiterung des kommerziellen Feldberechnungsprogramms FEKO [1] wo im Rahmen der Momentenmethode (MoM) und der beschleunigten Version der schnellen Multipolmethode (MLFMM = *multilevel fast multipole method*) Basisfunktionen höherer Ordnung auf gekrümmten Oberflächenelementen zum Einsatz kommen. Konkret werden hierarchische Basisfunktionen höherer Ordnung (HOBFs = *higher order basis functions*) gemäß [2,3] eingeführt, die die traditionellen RWG (Rao-Wilton-Glisson) Basisfunktionen nach [4] ergänzen. Neben einer genaueren Modellierung ist das primäre Ziel die Einsparung von Rechenzeit und Speicherplatz.

2. Hierarchische Basisfunktionen höherer Ordnung (HOBFs)

Eine detaillierte Übersicht von HOBFs wird durch Notaros in [5] gegeben. Der Einsatz von HOBFs gestattet die Verwendung größerer Elemente bei der Vernetzung (dreieckförmige Flächenelemente für Oberflächen) um die Strom- und Ladungsverteilung mit gleicher Genauigkeit nachzubilden. Diese größeren Netze resultieren in weniger Dreiecke und insgesamt auch weniger Unbekannte, was sich direkt in der Größe der MoM Matrix widerspiegelt. Divergenz-konforme HOBFs [6] können aus dem Vektorprodukt des Normalenvektors mit den rotations-konformen HOBFs [3] hergeleitet werden. Wir verwenden in FEKO hierarchische HOBFs bis zur Ordnung 3,5. Kanten- und flächenbasierte HOBFs auf dreieckförmigen Flächenelementen sind in den Bildern 1 und 2 dargestellt. Kantenbasierte Basisfunktionen der Ordnung 0,5 (Bild 1 oben links) entsprechen dabei den traditionellen RWG Basisfunktionen in [4].

Die Tabelle 1 zeigt eine Übersicht wie die Ordnung der Basisfunktionen auf einem Dreieck mit der Zahl der daraus resultierenden Unbekannten pro Dreieck verknüpft ist. Es wird außerdem die empfohlene Vernetzungsgröße (relativ zur Wellenlänge λ) sowie die Zahl der internen Punkte pro Dreiecke bei der numerischen Integration angegeben (die beiden letztgenannten werden in FEKO automatisch gewählt).

Tabelle 1: Parameter für Basisfunktionen höherer Ordnung.

Ordnung	Unbekannte pro Dreieck	Kantenlänge für Vernetzung	Integrationspunkte pro Dreieck
0,5	3	0,1 λ	6
1,5	8	0,3 λ	12
2,5	15	0,5 λ	16
3,5	24	0,8 λ	25

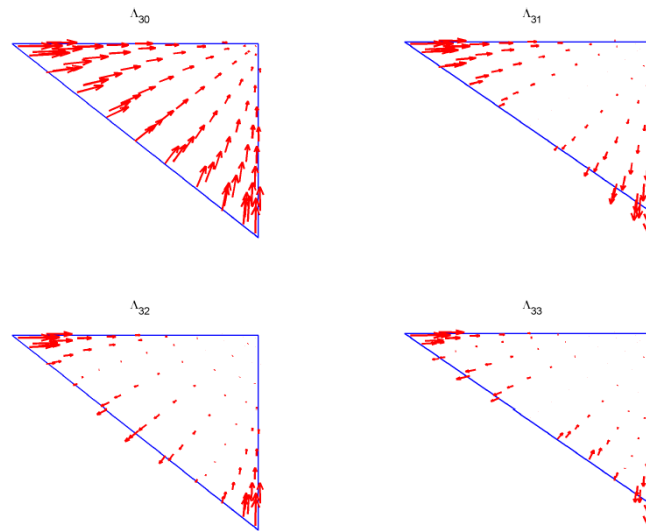


Bild 1: Kantenbasierte Basisfunktionen der Ordnung 0,5 (oben links), 1,5 (oben rechts), 2,5 (unten links) und 3,5 (unten rechts).

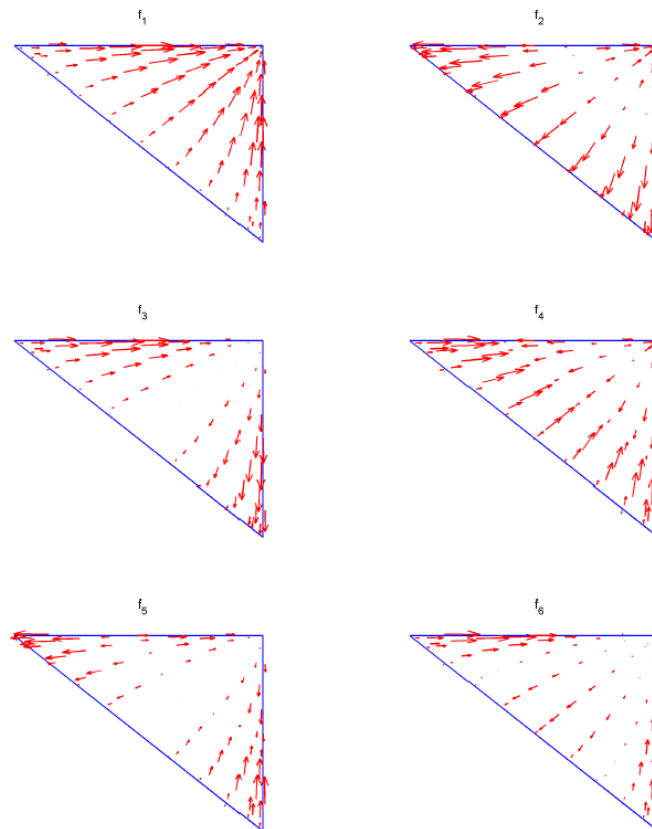


Bild 2: Flächenbasierte Basisfunktionen höherer Ordnung bis zur Ordnung 3,5.

Hierarchische HOBFs erlauben die Verwendung einer unterschiedlichen Ordnung in den verschiedenen Dreiecken des gleichen Modells, was sehr vorteilhaft ist in Bezug auf lokale Fehlerabschätzungsalgorithmen mit der dann daran gekoppelten lokalen Erhöhung der Ordnung. Ein solches Vorgehen ist mit interpolationsbasierten HOBFs [2] nicht möglich.

3. Krummlinige dreieckförmige Flächenelemente

FEKO verwendet krummlinige Flächenelemente zweiter Ordnung, wo Dreiecke gemäß Bild 3 durch 6 Punkte (3 Eckpunkte und 3 Mittelpunkte der Kanten) beschrieben werden.

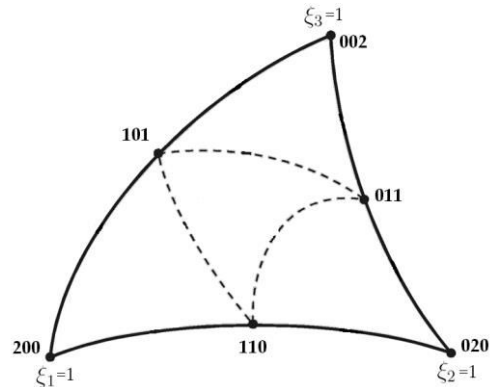
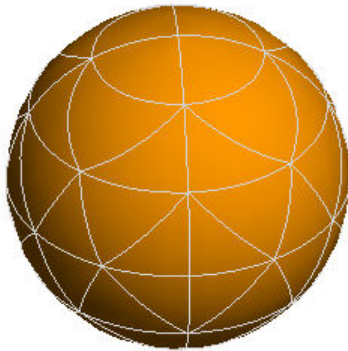


Bild 3: Anwendung krummliniger dreieckförmiger Flächenelemente zweiter Ordnung.

Die Behandlung der singulären Integrale im Rahmen der MoM erfordert besondere Sorgfalt, vgl. Bild 4. Erst muss über einen 2-D Newton-Raphson Algorithmus für einen Aufpunkt \mathbf{r} der am nächsten gelegene Punkt \mathbf{P} auf der Oberfläche des gekrümmten Dreiecks gefunden werden. Falls \mathbf{P} im Rahmen der Suche außerhalb des Dreiecks zu liegen kommt muss er auf die Kante bzw. in einen Eckpunkt verschoben werden. In diesem Punkt \mathbf{P} wird dann ein tangential liegendes ebenes Dreieck definiert, das gemäß Bild 5 die Grundlage zur Extraktion der Singularitäten bildet, vgl. auch [7-9].

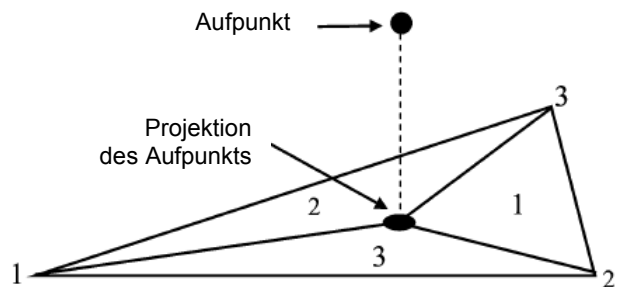
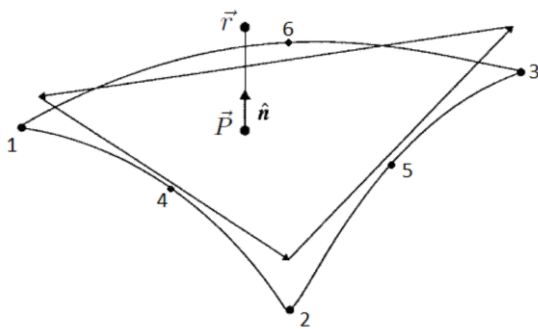
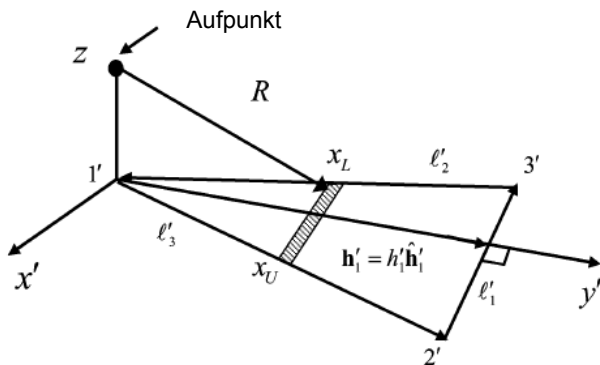


Bild 4: Projektion eines Aufpunkts \mathbf{r} auf das gekrümmte Dreieck und Definition eines planaren tangentialen Elements.



$$\begin{aligned}
 I_k &= \int_0^h \int_{x_L(y)}^{x_U(y)} f(\mathbf{r}') g(R) \frac{1}{R^n} dx dy \\
 &= \int_0^h \int_{y \cot \Phi_L}^{y \cot \Phi_U} f(\mathbf{r}') g(R) \frac{1}{R^n} dx dy \\
 &= \int_{v_L}^{v_U} \int_{u_L}^{u_U} f(\mathbf{r}') g(R) \frac{J(u, v)}{R^n} du dv
 \end{aligned}$$

Bild 5: Extraktion der singulären Terme auf dem ebenen tangentialen Dreieck.

4. Beispiele zur Anwendung von HOBFs im Rahmen der MoM

4.1 Validierungsbeispiel für eine verlustbehaftete dielektrische Kugel

Ein erstes Validierungsbeispiel zur Anwendung von HOBFs im Rahmen der MoM ist in Bild 6 zu sehen. Dort wird das elektrische Nahfeld innerhalb einer verlustbehafteten dielektrischen Kugel (Radius 9 cm, komplexe Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 44 - j19$) unter Anregung einer einfallenden ebenen Welle bei 900 MHz bestimmt. Eine analytische Lösung basierend auf den Mie Formeln dient als Referenz. Der relative Fehler bezüglich dieser Referenzlösung wird für die traditionelle RWG (ebene Dreiecke) und die neue HOBFs Formulierung (krummlinige Dreiecke) verglichen. Man erkennt, dass die HOBFs Formulierung gemittelt etwa eine Zehnerpotenz genauere Ergebnisse liefert.

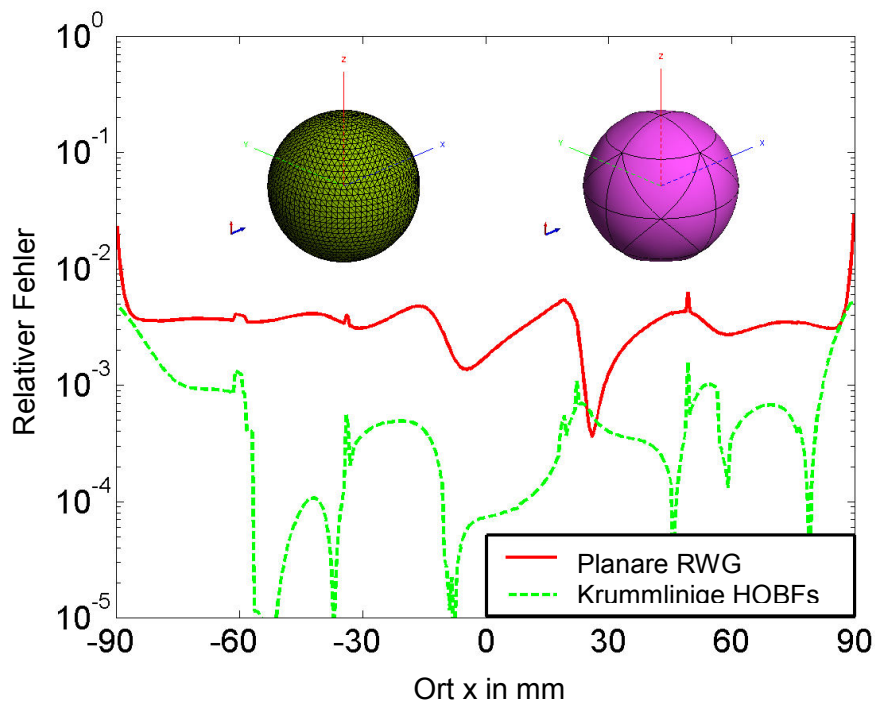


Bild 6: Relativer Fehler (bezogen auf die exakte analytische Lösung) der RWG und der HOBFs Lösungen für das elektrische Nahfeld innerhalb einer verlustbehafteten dielektrischen Kugel.

4.2 Beispiel aus dem Automobilbereich bei 433 MHz

Ein Beispiel aus der EMV Praxis ist die Berechnung der Nahfeldverteilung in einem Kfz bei 433 MHz. Bild 7 vergleicht hierzu die Ergebnisse bei der Verwendung der traditionellen RWG Basisfunktionen auf einem feinen Netz mit HOBFs auf krummlinigen Dreiecken. Eine sehr gute Übereinstimmung der Ergebnisse ist erkennbar.

Für den RWG Ansatz besteht das Netz aus 11 143 Dreiecken, die zu 16 520 Unbekannten führen. Die Rechenzeit beträgt 0,2 Stunden und der Speicherplatzbedarf ist 2,04 GByte.

Beim Einsatz von HOBFs der Ordnung 3,5 sind lediglich 753 krummlinige Dreiecke bei der Vernetzung erforderlich, die zu 9 153 Unbekannten führen. Dies hat einen um den Faktor 3,3 reduzierten Speicherplatz von 0,63 GByte zur Folge. Allerdings ist hier bei diesem relativ kleinen Beispiel die Rechenzeit mit 0,4 Stunden doppelt so lange. Dies liegt

an der aufwändigeren Berechnung der Matrixelemente für HOBFs mit gekrümmten Flächenelementen. Auch steigt gemäß Tabelle 1 die Zahl der pro Dreieck zu verwendenden Integrationspunkte mit der Ordnung bzw. der Dreiecksgröße an. Für größere Beispiele wird der Vorteil von HOBFs gegenüber RWG auch in der Rechenzeit sichtbar, wenn die Lösung des linearen Gleichungssystems (skaliert kubisch mit der Zahl der Unbekannten) gegenüber der Zeit zur Aufstellung der Matrixelemente (skaliert quadratisch mit der Zahl der Unbekannten) dominiert.

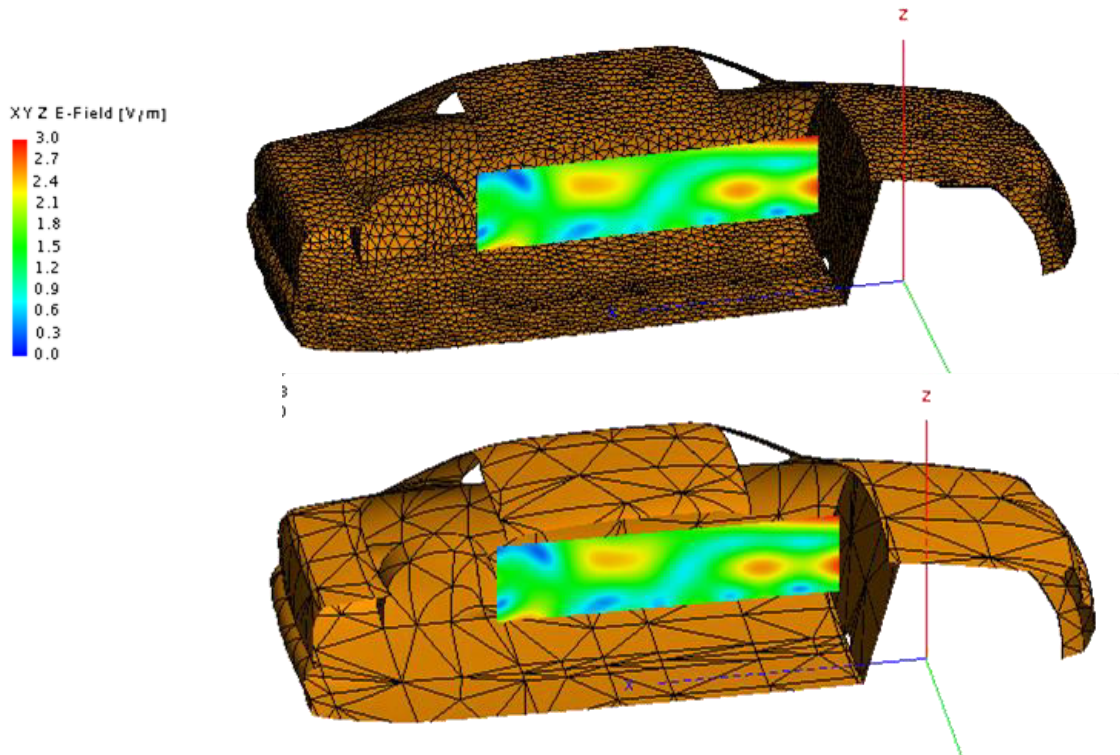


Bild 7: Nahfeldverteilung in einem Kfz Modell bei 433 MHz berechnet mit der MoM: Traditionelle RWG Formulierung (oben) und Verwendung von HOBFs der Ordnung 3,5 auf gekrümmten Flächenelementen (unten).

5. Anwendung von HOBFs im Rahmen der schnellen Multipolmethode

5.1 Beschreibung der schnellen Multipolmethode (MLFMM)

Die mehrstufige schnelle Multipolmethode (MLFMM) ist eine Beschleunigung der MoM [10], wo Basisfunktionen in Boxen gruppiert werden und die MoM Matrix nie explizit voll berechnet wird. Die Kopplung der diversen Basis- und Gewichtungsfunktionen wird stattdessen über die Phasen der Aggregation, Translation und Disaggregation ermittelt, vgl. graphische Darstellung in Bild 8.

Ähnlich zur MoM wurde auch hier die Erweiterung auf Basisfunktionen höherer Ordnung in Verbindung mit krummlinigen Flächenelementen durchgeführt. Es ergeben sich allerdings Abhängigkeiten zwischen Ordnung und zu wählender Boxgröße, die im nachstehenden Beispiel konkret erläutert werden.

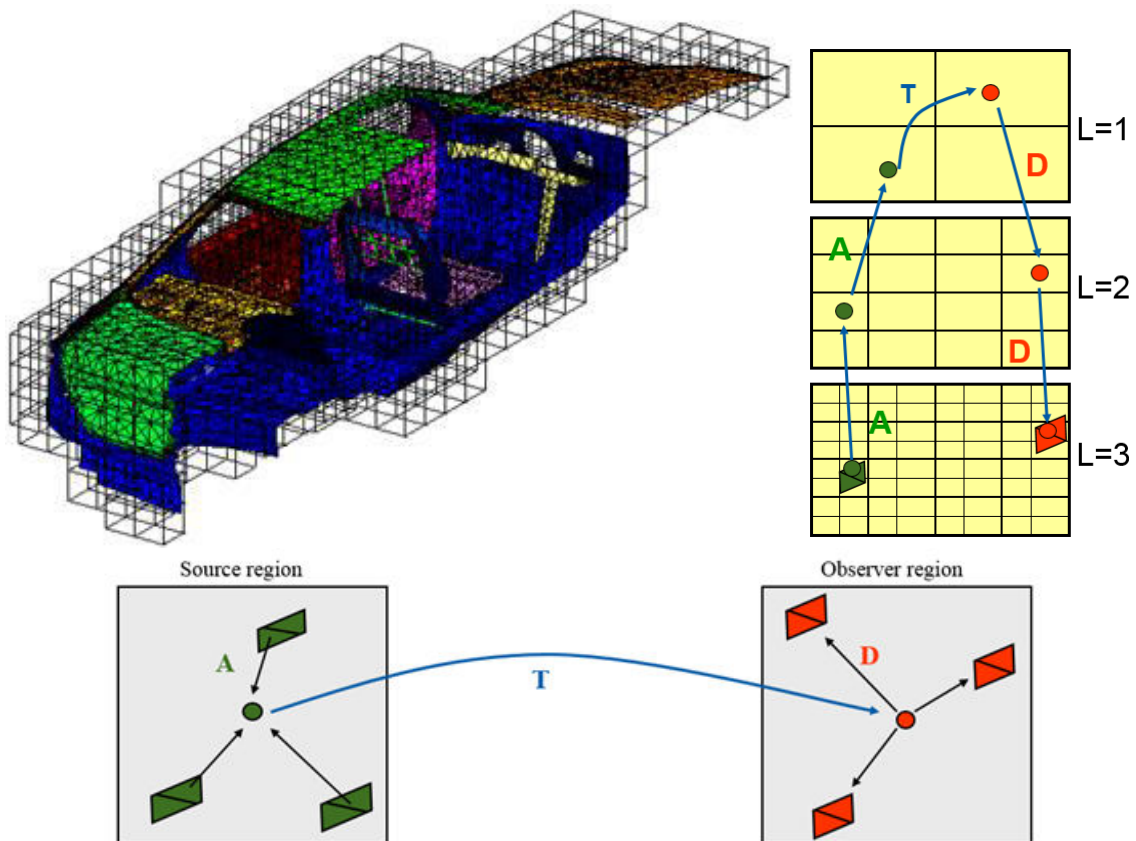


Bild 8: Illustration der Gruppierung in Boxen (oben links) sowie hierarchische mehrstufige Aggregation (A), Translation (T) und Disaggregation (D) bei der schnellen Multipolmethode MLFMM.

5.2 Beispiel aus dem Automobilbereich bei 1 GHz

Das gleiche Beispiel, das im Abschnitt 4.2 mit der MoM bei 433 MHz berechnet wurde, soll hier wieder aufgegriffen werden, allerdings bei einer Frequenz von 1 GHz. In Tabelle 2 werden verschiedene Ordnungen von Basisfunktionen mit den resultierenden MLFMM Boxgrößen verglichen (da mit zunehmender Ordnung die Dreiecke im Netz größer werden muss die Boxgröße entsprechend angepasst werden). Allerdings wird dadurch die dichtbesetzte Nahfeldmatrix der MLFMM größer was zu einem Anstieg des Speicherplatzbedarfs führt. Für dieses Beispiel ist eine Ordnung von 1,5 der beste Kompromiss (bei der MoM dagegen ist es besser die Ordnung so hoch wie möglich mit einer entsprechend groben Vernetzung zu wählen).

Tabelle 2: Zusammenhang der Ordnung der HOBFs und der optimalen Boxgröße für die MLFMM und die daraus resultierende Größe der Nahfeldmatrix sowie der gesamte Speicherbedarf für das Kfz Beispiel bei 1 GHz.

	RWG	HOBFs 1,5	HOBFs 2,5	HOBFs 3,5
MLFMM Boxgröße	0,23 λ	0,4 λ	0,6 λ	0,9 λ
Nahfeldmatrix in Prozent der Gesamtmatrix	0,29 %	0,87 %	1,92 %	3,99 %
Speicherbedarf [MByte]	664	135	348	613

Analog zu Bild 7 zeigt Bild 9 die Nahfeldverteilung im Inneren des Kfz bei Anwendung der MLFMM für 1 GHz. Verglichen werden RWG und HOBFs mit Ordnung 1,5. Für die RWG Formulierung werden 94 871 ebene Dreiecke verwendet, die zu 141 730 Unbekannten führen. Für HOBFs ergeben sich 7 419 krummlinige Dreiecke und 36 770 Unbekannten (Reduktion um Faktor 3,85, was zu einer Speicherplatzreduzierung um den Faktor 5 führt – für die MLFMM nicht quadratisch wie bei der MoM).

Der Anstieg der Größe der Nahfeldmatrix von 0,29% (RWG) auf 0,8% (HOBFs der Ordnung 1,5) gemäß Tabelle 2 kann möglicherweise durch sphärische Modenentwicklungen wie in [11,12] vorgeschlagen eingedämmt werden, was Gegenstand zukünftiger Forschungen ist.

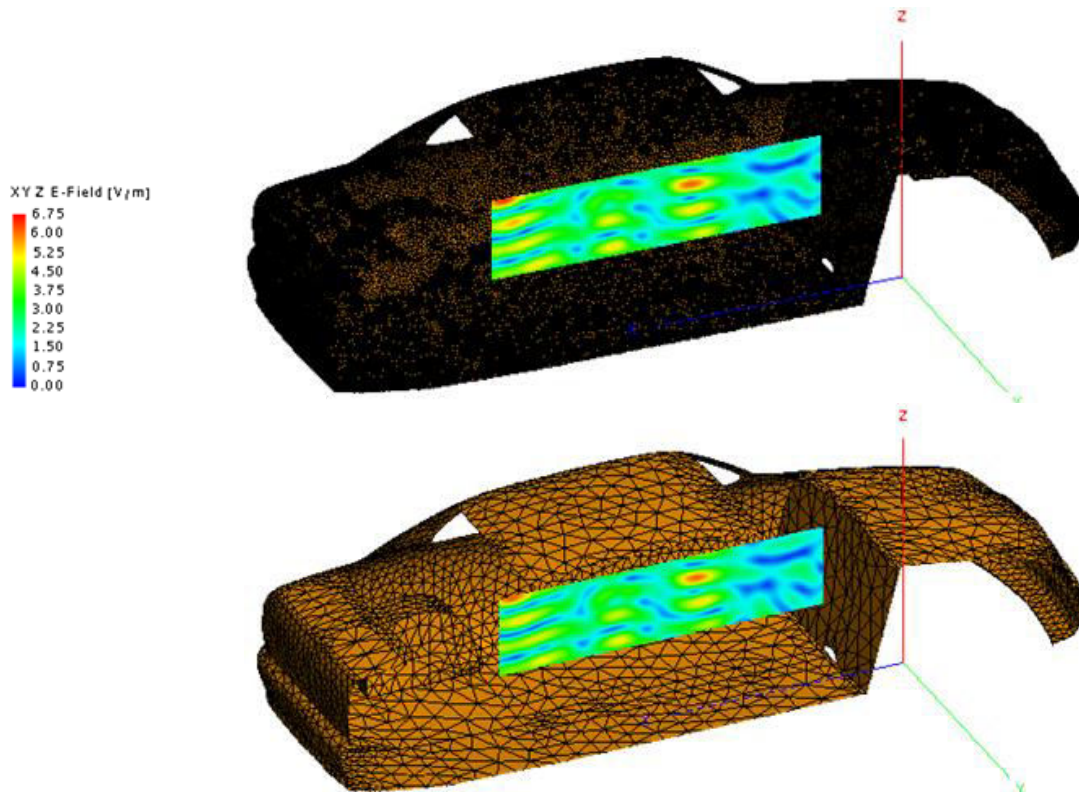


Bild 9: Nahfeldverteilung in einem Kfz Modell bei 1 GHz berechnet mit der MLFMM: Traditionelle RWG Formulierung (oben) und Verwendung von HOBFs der Ordnung 1,5 auf gekrümmten Flächenelementen (unten).

6. Zusammenfassung

Im Rahmen dieses Beitrags wurden Basisfunktionen höherer Ordnung für die MoM und die MLFMM auf krummlinigen dreieckförmigen Flächenelementen zweiter Ordnung im Feldberechnungsprogramm FEKO eingeführt. Die Extraktion der Singularitäten wird auf ebenen Dreiecken tangential zu den krummlinigen Flächenelementen vollzogen. Praxisbezogene EMV Beispiele haben die Genauigkeit dieses Verfahrens sowie das daraus resultierende Einsparpotential an Netzelementen und Unbekannten gezeigt, was direkt mit dem Speicherplatzbedarf und der Rechenzeit in Verbindung steht.

7. Literaturverzeichnis

- [1] FEKO (www.feko.info), EM Software & Systems - S.A. (Pty) Ltd, PO Box 1354, Stellenbosch, 7599, Südafrika.
- [2] Roberto D. Graglia, Donald R. Wilton and Andrew F. Peterson, "Higher Order Interpolatory Vector Bases for Computational Electromagnetics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-45, Nr. 3, S. 329-342, Mar. 1997.
- [3] Roberto D. Graglia, Andrew F. Peterson and Francesco P. Andriulli, "Curl-Conforming Hierarchical Vector Bases for Triangles and Tetrahedra," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-59, Nr. 3, S. 950-959, Mar. 2011.
- [4] Sadasiva M. Rao, Donald R. Wilton and Allen Glisson, "Electromagnetic Scattering by Surfaces of Arbitrary Shape," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-30, Nr. 3, S. 409-418, May 1982.
- [5] Branislav M. Notaros, "Higher Order Frequency-Domain Computational Electromagnetics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-56, Nr. 8, S. 2251-2276, Aug. 2008.
- [6] Li Ping Zha, Yun Qin Hu and Ting Su, "Efficient Surface Integral Equation Using Hierarchical Vector Bases for Complex EM Scattering Problems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-60, Nr. 2, S. 952-957, Feb. 2012.
- [7] Ismatullah and Thomas F. Eibert, "Adaptive Singularity Cancellation for Efficient Treatment of Near-Singular and Near-Hypersingular Integrals in Surface Integral Equation Formulations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-56, Nr. 1, S. 950-959, Jan. 2008.
- [8] Michael A. Khayat and Donald R. Wilton, "Numerical Evaluation of Singular and Near-Singular Potential Integrals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-53, Nr. 10, S. 3180-3190, Oct. 2005.
- [9] Michael A. Khayat, Donald R. Wilton and Patrick W. Fink, "An Improved Transformation and Optimized Sampling Scheme for the Numerical Evaluation of Singular and Near-Singular Potentials," *IEEE Transactions Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, S. 377-380, Nov. 2008.
- [10] U. Jakobus und J. van Tonder, "Erweiterung der Schnellen Multipolmethode auf Dielektrika und Konvergenzbeschleunigung durch andere Integralgleichungsansätze," in *Elektromagnetische Verträglichkeit, Tagungsband EMV 2006, Düsseldorf*, VDE-Verlag, März 2006.
- [11] K. Donepudi, J. Song, J.-M. Jin, G. Kang and W. Chew, "A novel implementation of multilevel fast multipole algorithm for higher order Galerkins method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-48, no. 8, S. 1192–1197, August 2000.
- [12] Ismatullah and Thomas F. Eibert, "Surface Integral Equation Solutions by Hierarchical Vector Basis Functions and Spherical Harmonics Based Multilevel Fast Multipole Method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-57, no. 7, S. 2084–2093, July 2009.

Effizientes Breitband-Netzwerkmodell zur Simulation von Spannungsversorgungsstrukturen auf Leiterplatten

Dipl. Ing. A. Mantzke, Prof. Dr. Ing. M. Leone, Dipl. Ing. (FH) M. Friedrich
 Otto von Guericke Universität Magdeburg – Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

1. Einleitung

Das Hochfrequenzverhalten planparalleler Plattenstrukturen, wie sie in mehrlagigen Platinen (PCB) für Spannungsversorgungslagen Verwendung finden, ist für die EMV des Gesamtsystems häufig von entscheidender Bedeutung. Aufgrund der schnellen, transienten Versorgungsströme, die durch Schaltvorgänge digitaler Komponenten entstehen, werden die strukturellen Resonanzen der Plattenpaare angeregt, was eine Verschlechterung der Signalintegrität und die verstärkte Abstrahlung der Struktur hervorruft [1]. Ähnliche Effekte treten zwischen den Versorgungslagen von Motherboard-Subboard-Strukturen [2], PCB Masseebenen und Gehäuse oder zwischen Kühlkörpern und Masse auf. Zur Analyse des elektromagnetischen Verhaltens solcher planparallelen Strukturen wurde neben der direkten Feldsimulation mit verschiedenen Methoden (FEM, FD, FIT, MOM...) [4]-[7] ein analytischer Ansatz zur Lösung der zugrunde liegende 2D Helmholtz-Gleichung entwickelt, basierend auf einem Hohlraummodell mit ideal magnetisch leitenden Seitenwänden. Dieses Hohlraummodell wurde mehrmals durch Impedanzmessung über einen großen Frequenzbereich validiert [3],[11]. Die analytische Lösung der Helmholtz-Gleichung kann für elementare Plattengeometrien durch einen Spiegelungsansatz [8] oder eine Orthogonalreihenentwicklung [9] berechnet werden, führt aber zu einer schlecht konvergierenden Summe, die für eine breitbandige Analyse ungeeignet ist. Um das Konvergenzverhalten zu verbessern, wurden diverse Impedanzformulierungen entwickelt ([10],[11],[13]), die aber nicht als Ersatzschaltbild interpretierbar sind, keine hinreichende Beschleunigung bieten oder nicht auf beliebige Geometrien anwendbar sind.

In diesem Beitrag wird ein alternativer Modellierungsansatz für beliebig berandete Parallelplattenstrukturen präsentiert. Dieser basiert auf einer allgemeinen und schnell konvergierenden Impedanzlösung für runde Ports, welche direkt in ein äquivalentes Foster-Ersatzschaltbild überführt werden kann. Das Ersatzschaltbild enthält neben der statischen Kapazität und der Port-Induktivitäten eine begrenzte Anzahl Parallelschwingkreise für die betrachteten Hohlraum-Moden. Die Bestimmung der Netzwerkelemente basiert auf einer modalen und einer quasistatischen Analyse. Beide Analysen werden mit einem neuartigen Finite-Differenzenverfahren (FD) durchgeführt. Die Validierung erfolgt über 3D-Vollwellensimulationen im Frequenz- und Zeitbereich.

2. Portimpedanz mit beschleunigter Konvergenz

Die Transferimpedanz zwischen zwei runden Ports i, j mit Umfang c_i und c_j in einer PCB-Anordnung (Bild 1(a)) ergibt sich mit der zugehörigen Green'schen Funktion zu:

$$Z_{ij} = \frac{1}{c_i c_j} \oint_{c_i} \oint_{c_j} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') ds ds' , \quad (1)$$

was die Eingangsimpedanz einschließt wenn $i = j$ gilt. Zur Modellierung von Multilayer-Strukturen mit mehreren übereinander angeordneter Platten können die Impedanzmatrizen der einzelnen Lagenpaare seriell verschaltet werden [14],[15].

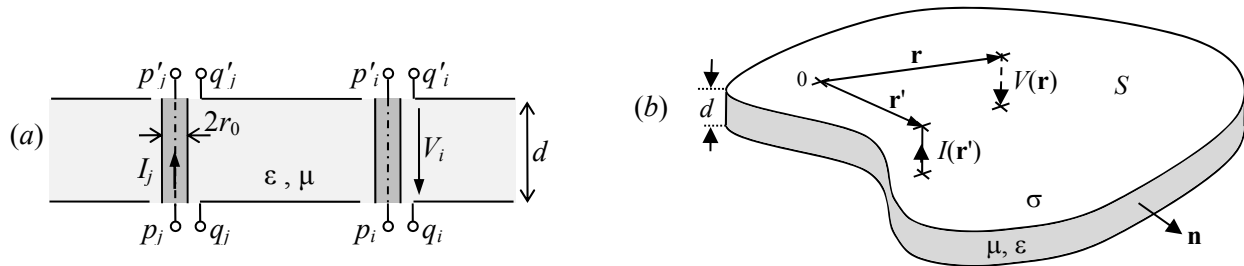


Bild 1: (a) Zwei Ports j und i mit zugehörigen Anschlüssen zur oberen/unteren Platte
 (b) Parallelplattenstruktur beliebiger Geometrie mit Stromfilament am Quellpunkt \mathbf{r}' und Spannung im Aufpunkt \mathbf{r}

Für (1) gilt, dass der Strom vertikal ausgerichtet und homogen entlang des Portumfangs verteilt ist. Bild 1(b) zeigt den prinzipiellen Aufbau einer unregelmäßig berandeten Struktur mit zwei Platten der Fläche S , die von einem Dielektrikum mit Permittivität ϵ , Permeabilität μ und Höhe d separiert werden. Die Spannungsverteilung $V(\mathbf{r})$ auf der Struktur kann durch die 2D-Helmholtz-Gleichung mit Neumann-Randbedingung (mit $\partial V/\partial n = 0$) beschrieben werden [9]:

$$(\nabla_S^2 + k^2)V = -j\omega\mu d J. \quad (2)$$

In [12] wird die Impedanzformulierung (1), die sich auf (2) bezieht, für punktuelle Anregungen über eine Eigenfunktionenentwicklung der Green'schen Funktion aufgestellt:

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = j\omega\mu d \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_n(\mathbf{r})\phi_n(\mathbf{r}')}{k_n^2 - k^2}. \quad (3)$$

Hierbei bezeichnet ω die Kreisfrequenz, k die komplexe Wellenzahl und Q die Güte zur Berücksichtigung kleiner Verluste [9]

$$k \approx \omega\sqrt{\mu\epsilon} \left(1 - j\frac{1}{2Q} \right) \quad \text{mit} \quad Q = \left(\tan\delta + \frac{1}{d} \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \right)^{-1} \quad (4)$$

und k_n den zur Eigenfunktion ϕ_n korrespondierenden Eigenwert. Q setzt sich aus einem Anteil für den Verlustwinkel δ des Dielektrikums und einem Teil für die ohm'schen Verluste infolge der Leitfähigkeit σ (Skin-Effekt) zusammen. Die Lösung (3) ist nicht geeignet für Breitbandanalysen mit vielen Ports, da sie schlecht konvergiert, was sich besonders zwischen den Resonanzfrequenzen

$$f_n \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} k_n \quad (5)$$

zeigt, die über die Nullstellen des Nenners in (3) mit (4) bestimmt sind. Für die Beschleunigung der Green'schen Funktion (3) wird zuerst der Term 0.ter Ordnung mit $k_0 = 0$; $\phi_0 = 1/\sqrt{S}$ extrahiert, der die statische Kapazität C_0 mit Verlusten (R_0) darstellt:

$$C_0 = \epsilon S/d \quad ; \quad R_0 = \frac{Q}{\omega C_0}. \quad (6)$$

Führt man außerdem die statische Green'sche Funktion $G_0^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ für $k \rightarrow 0$ ein, so lässt sich eine alternative Form der Green'schen Funktion aus (3) ableiten [12]:

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{1}{j\omega C_0 + 1/R_0} + j\omega d G_0^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') + j\omega \mu d \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n(\mathbf{r}) \phi_n(\mathbf{r}') \left(\frac{1}{k_n^2 - k^2} - \frac{1}{k_n^2} \right). \quad (7)$$

Durch die statische Green'sche Funktion $G_0^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ konvergiert (7) wenn gilt: $k_N^2 > |k|^2$. Die Anzahl N der zu betrachtenden Summationsterme für eine vorgegebene Maximalfrequenz f_{\max} kann mit (5) wie folgt abgeschätzt werden:

$$k_N \geq 2\pi \sqrt{\mu \varepsilon} f_{\max}. \quad (8)$$

Die Integration (1) der statischen Green'schen Funktion in (7) ergibt die statischen Eigen- und Koppelinduktivitäten der Ports:

$$L_{ij} = \frac{d}{c_i c_j} \oint_{c_i} \oint_{c_j} G_0^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') ds_j ds_i. \quad (9)$$

Ausgehend davon, dass zwei Ports mit Radius r_0 mindestens um den zweifachen Durchmesser voneinander entfernt sind (es gilt $|\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \gg r_0$), kann die statische Green'sche Funktion linear in der Umgebung der Ports approximiert werden. Man erhält für die Gegeninduktivitäten die einfache Näherung [12]:

$$L_{ij} \approx d \cdot G_0^A(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j), \quad i \neq j. \quad (10)$$

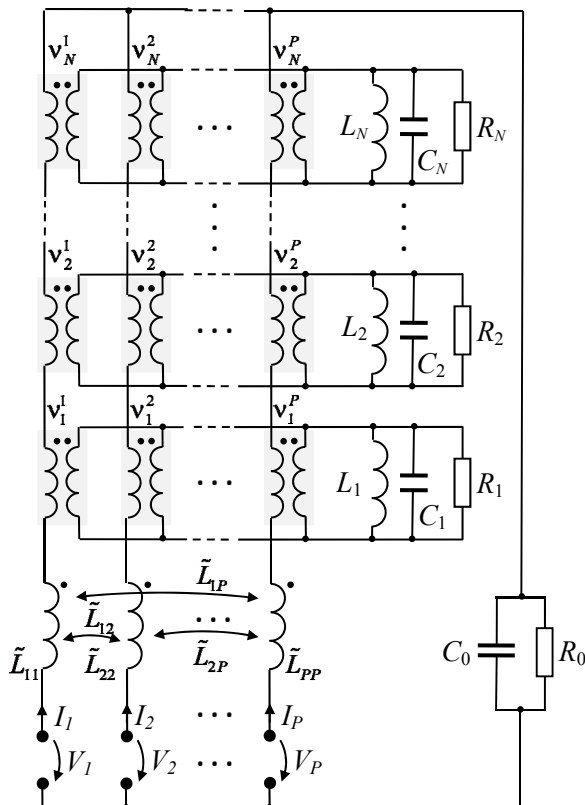


Bild 2: Beschleunigtes Netzwerkmodell für eine Multiport-Parallelplattenstruktur

Ist der Port weit genug vom Rand entfernt, kann angesetzt werden, dass die Green'sche Funktion sich nur unwesentlich entlang des Portumfangs ändert [2]. Somit lässt sich die Eigeninduktivität L_{ii} mit $\mathbf{r}_j \rightarrow \mathbf{r}_i(1 + r_0/|\mathbf{r}_i|)$ in (10) berechnen. Für die Doppelintegration des dritten Terms in (7) werden die Eigenfunktionen in Portnähe ebenfalls linear genähert, unter der Voraussetzung, dass die kleinste betrachtete Wellenlänge viel größer ist als die Portradien ($2\pi/k_N \gg r_0$, mit größtem Eigenwert k_N). Die Integration des dritten Terms aus (7) liefert dann die modifizierte modale Summe mit der begrenzten Ordnung N :

$$\tilde{Z}_{ij}^N = j\omega \mu d \sum_{n=0}^N \phi_n(\mathbf{r}_i) \phi_n(\mathbf{r}_j) \left(\frac{1}{k_n^2 - k^2} - \frac{1}{k_n^2} \right), \quad (11)$$

womit die beschleunigte Impedanzlösung wie folgt resultiert:

$$Z_{ij} = \frac{1}{j\omega C_0 + 1/R_0} + j\omega L_{ij} + \tilde{Z}_{ij}^N. \quad (12)$$

3. Effiziente Netzwerkdarstellung für Multiportstrukturen

Um die Impedanzlösung (12) in ein äquivalentes Netzwerk umzuwandeln, wird die Übereinstimmung der Summenterme aus (11) mit der Impedanz von Parallelschwingkreisen genutzt:

$$\frac{j\omega\mu d}{S} \frac{1}{k_n^2 - k^2} = \frac{S}{\frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n + 1/R_n}, \text{ mit } C_n = C_0; L_n = \frac{\mu d}{k_n^2 S}; R_n = \frac{Q(\omega_n)}{\omega_n C_0}. \quad (13)$$

Hieraus folgt, dass der zweite Summenterm in (11) mit $-j\omega L_n$ für den Fall $k, \omega \rightarrow 0$ übereinstimmt. Durch Zusammenfassen erhält man die äquivalente Netzwerkdarstellung:

$$Z_{ij} = \frac{1}{j\omega C_0 + 1/R_0} + j\omega \tilde{L}_{ij} + \sum_{n=1}^N \frac{v_n^i v_n^j}{\frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n + 1/R_n}, \quad (14)$$

$$\text{mit } \tilde{L}_{ij} = L_{ij} - \sum_{n=1}^N v_n^i v_n^j L_n, \quad (15)$$

sowie den ortsabhängigen modalen Kopplungsfaktoren $v_n^i = \sqrt{S} \phi_n(\mathbf{r}_i)$. Die netzwerkmäßige Umsetzung von (14) ist in Bild 2 gezeigt, wobei die modalen Koppelfaktoren v_n^i als Übersetzungsverhältnisse idealer Transformatoren zum entsprechenden Parallelschwingkreis (Mode) interpretiert werden. Um eine komplizierte Implementation des frequenzabhängigen Verlustwiderstandes R_0 (6) zu vermeiden, wird dieser durch den Wert bei der Mittenfrequenz $\omega_1/2$ approximiert. Der praktische Nutzen des entwickelten Netzwerkmodells besteht darin, dass es in jedem Schaltungssimulator (SPICE) genutzt werden kann, um Simulationen im Frequenz- und Zeitbereich bei beliebiger Beschaltung durchzuführen. Dabei werden für jeden zusätzlichen Port eine gekoppelte Induktivität und N ideale Übertrager in das Netzwerk eingeführt, womit die Anzahl der Netzwerkelemente und unbekanntes Ströme linear mit der Anzahl der Ports steigt.

3.1 Numerische Bestimmung der Netzwerkelemente

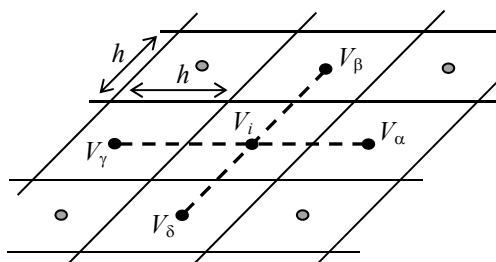


Bild 3: FD-Diskretisierungsschema

Die für die Bestimmung der Netzwerkelemente erforderliche Eigenwertanalyse und Induktivitätsberechnung wird mit der Methode der Finite-Differenzen (FD) durchgeführt. Die Eigenfunktionen ϕ_n und Eigenwerte k_n ergeben sich als Lösung der homogenen, verlustlosen Helmholtz-Gleichung (2) ($J=0$) mit realer Wellenzahl k . Die Struktur wird durch insgesamt N_s quadratische Zellen der Kantenlänge h

vernetzt. Der Laplace-Operator wird dann durch den Fünf-Punkte Operator [7]

$$\Delta V \approx V_{\alpha(i)} + V_{\beta(i)} + V_{\gamma(i)} + V_{\delta(i)} - 4V_i / h^2, \quad (16)$$

mit der Spannung V_i im Mittelpunkt der i -ten Zelle in Bezug zu den Spannungen V_α , V_β , V_γ und V_δ der Nachbarzellen angenähert (Bild 3). Wendet man (16) auf alle Zellen der Vernetzung an und berücksichtigt die Neumann'sche Randbedingung indem man

$V_i = V_{i+}$ setzt, wobei V_i die Spannung einer Randzelle und V_{i+} die der Nachbarzelle außerhalb der Struktur ist, so ergibt sich die diskrete Form des Eigenwertproblems:

$$\{[\Delta] - k_n^2 [\mathbf{I}]\} \mathbf{u}_n = \mathbf{0}. \quad (17)$$

Hierbei ist $[\Delta]$ die FD-Matrix und $[\mathbf{I}]$ die Einheitsmatrix. Die Eigenvektoren \mathbf{u}_n stellen die diskrete Lösung der Eigenfunktionen dar und k_n die zugehörigen Eigenwerte, die mit den Resonanzfrequenzen ω_n über Gl. (5) korrespondieren. Gl. (17) kann durch gängige Algorithmen für dünn besetzte Matrizen gelöst werden. Für das Netz gilt, dass die Zellenlänge h kleiner als ein Zehntel der kleinsten Wellenlänge sein soll:

$$h \leq \frac{2\pi}{10 \cdot k_N}. \quad (18)$$

Die statische Green'sche Funktion $G_0^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ wird über die Lösung der quasistatischen Poisson-Gleichung mit homogener Neumann'sche Randbedingung $\partial G_0^A / \partial n = 0$ bestimmt:

$$\nabla_S^2 G_0^A = \mu(\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}') - 1/S). \quad (19)$$

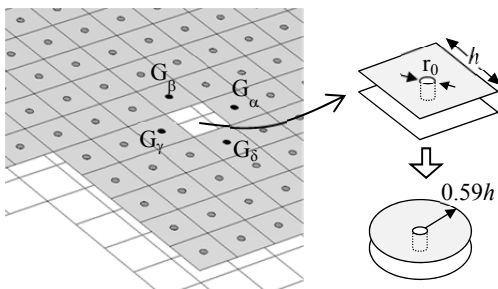
Wie in [18] gezeigt wird, beschreibt der Term $1/S$ den für ein quasistatisches 2D-Problem notwendigen Strompfad. Es kann gezeigt werden, dass $G_0^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ mittelwertfrei sein muss [18], was zu einer weiteren Bedingung für die Lösung von (19) führt. Die diskrete Darstellung von (19) setzt sich aus der Green'schen Matrix $[\mathbf{G}]$ und der Anregungsmatrix $[\mathbf{E}]$ zusammen:

$$[\Delta][\mathbf{G}] = [\mathbf{E}] \quad \text{mit} \quad E_{ij} = \frac{\mu}{h^2} \left(\delta_{ij} - \frac{1}{N_S} \right). \quad (20)$$

Da die Lösung von (19) bis auf eine Konstante eindeutig bestimmt ist, kann eine Zeile des Gleichungssystems (20) frei gewählt und somit genutzt werden um die Mittelwertfreiheit von $[\mathbf{G}]$ wie folgt zu implementieren:

$$\begin{aligned} \Delta_{ij} &= 1 \\ E_{ij} &= 0 \end{aligned} \quad \text{für ein } i \text{ und } j = 1 \dots N_S. \quad (21)$$

Beachtet man Gl.(10), so entspricht die Koppelinduktivität L_{ij} zwischen zwei Ports mit Koordinaten \mathbf{r}_i bzw. \mathbf{r}_j dem jeweiligen Eintrag in der Matrix $[\mathbf{G}]$, d.h.: $L_{ij} = d \cdot G_{ij}$. Für die Eigeninduktivität eines runden Ports berechnet man zuerst die Eigeninduktivität der quadratischen Zelle mit den Maßen $h \times h$, indem die Integration (9) entlang der Kanten diskret ausgeführt wird (Bild 4). Dazu werden die Werte der Green'schen Funktion auf den Zellenkanten mithilfe der Werte auf den Nachbarzellen interpoliert:



$$L_{ii}^S \approx \frac{d}{8} (4G_{ii} + G_{\alpha(i)} + G_{\beta(i)} + G_{\gamma(i)} + G_{\delta(i)}) \quad (22)$$

Für den realen, runden Portquerschnitt mit Radius r_0 wird folgender analytischer Ansatz gewählt [19]:

$$L_{ii} \approx L_{ii}^S + L_{ii}^P, \quad (23)$$

wobei L_{ii}^P die Induktivität darstellt, die von der Energie innerhalb der quadratischen Portzelle abhängt, in der sich auch der runde Port befindet (Bild 4). L_{ii}^P wurde in [19] über den

äquivalenten Radius $r_{eq} \approx 0.59h$ für eine quadratische Zelle hergeleitet, womit sich ergibt:

$$L_{ii} = L_{ii}^S + \frac{\mu d}{2\pi} \ln(0.59h/r_0). \quad (24)$$

Befindet sich ein Port nicht im Zellenmittelpunkt, so kann seine Induktivität interpoliert werden. Der Vorteil des analytischen Portmodells besteht darin, dass für die modale und quasistatische Analyse die gleiche grobe Vernetzung genutzt werden kann, ohne das Netz in Portnähe verfeinern zu müssen. Zudem kann mit einer Vernetzung die Zahl und Anordnung der Ports beliebig variiert werden.

3.2 Validierungsbeispiel

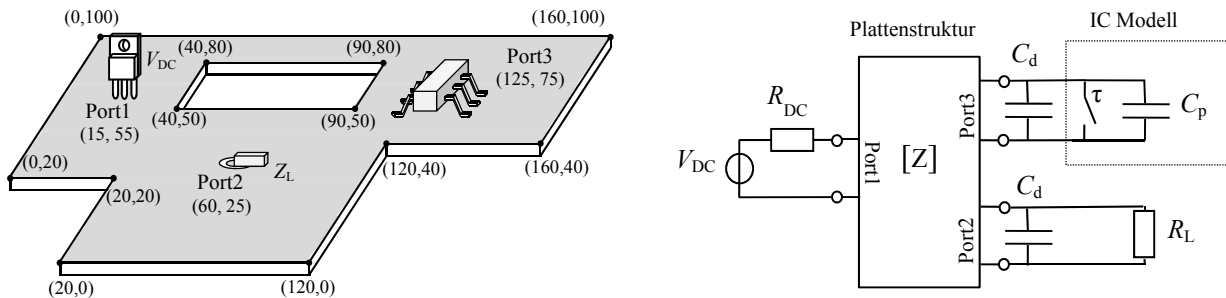


Bild 5: Transientes Simulationsbeispiel mit schnell schaltender Störquelle ($\tau = 1\text{ ns}$)

Als realitätsnahes Beispiel wird eine schnell schaltende Störquelle auf einer unregelmäßigen berandeten Plattengeometrie betrachtet (Bild 5). Das Dielektrikum hat die Dicke $d = 1.6\text{ mm}$, eine relative Permittivität von $\epsilon_r = 4$ und einen konstanten Verlustwinkel mit $\tan \delta = 0.01$. Um den Aufwand der 3D-Referenzsimulation zu minimieren werden die Platten als ideal leitfähig (PEC) angesetzt. Es werden drei Ports mit Radius $r_0 = 0.6\text{ mm}$ betrachtet. Die Struktur wird an Port 1 mit einer Gleichspannungsquelle mit $V_{DC} = 5\text{ V}$ und $R_{DC} = 0.1\ \Omega$ gespeist. Das schaltende Bauelement an Port 3 wird durch einen Schalter parallel zur Kapazität $C_p = 40\text{ pF}$ modelliert, was den Stromfluss während des Wechsels des logischen Zustandes einer CMOS-Ausgangsstufe nachbildet. Der Schalter wird bei $t = 131.25\text{ ns}$ für die Dauer $\tau = 1\text{ ns}$ geschlossen. Eine konservative Abschätzung der benötigten Bandbreite des Netzwerkmodells erfolgt mit $3/\tau = 3\text{ GHz}$ [17], was durch die Verwendung von 40 Moden mit $f_{max} = 4.2\text{ GHz}$ gut abgedeckt wird.

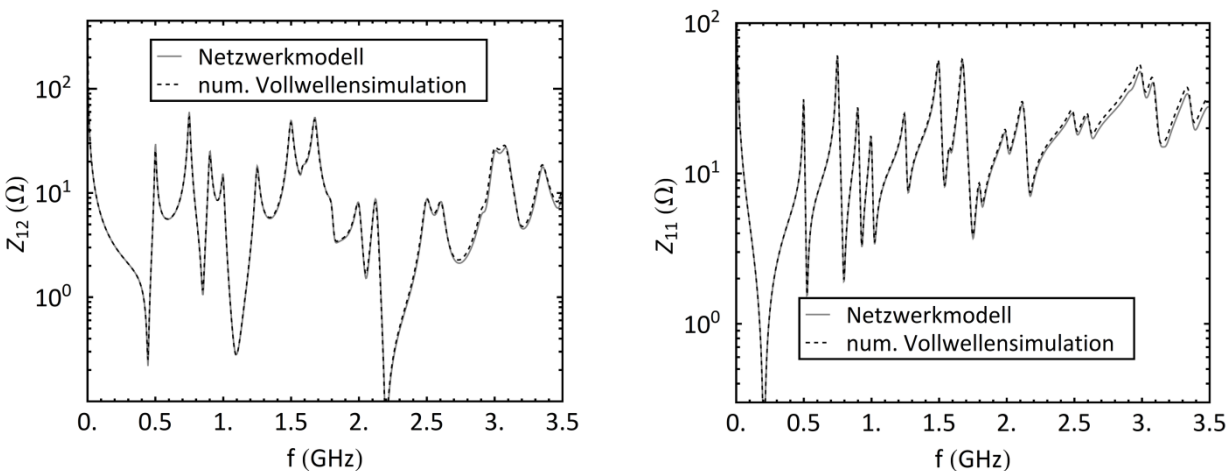


Bild 6: Transfer- (links) und Eingangsimpedanz (rechts) Z_{12} bzw. Z_{11}

Zur Einhaltung der Bedingung (18) wurde eine Vernetzung mit Kantenlänge $h = 2$ mm gewählt, was insgesamt $N_S = 3125$ Zellen ergibt. Die Störspannung wird an Port 2 über $R_L = 50 \Omega$ erfasst. Weiterhin sind wahlweise zwei Entstörkondensatoren $C_d = 10$ nF mit $ESL = 1$ nH und $ESR = 130$ m Ω zusätzlich parallel an Port 2 und 3 angeschlossen. Für eine Validierung im Frequenzbereich wurden die Impedanzparameter der unbestückten Platine mit kommerzieller Referenzsoftware [16] validiert. Wie man in Bild 6 erkennt, liegt eine nahezu ideale Übereinstimmung vor. Für die transiente Simulation wurde die Spannung an Port 2 (Bild 7) und Port 3 (Bild 8) betrachtet. Wie man erkennt, zeigt sich nach dem Spannungshub an Port 3 eine oszillierende Störspannung auf der Versorgungsebene infolge des Schaltvorgangs. Durch Hinzufügen der Entstörkondensatoren wird nicht nur die Resonanzfrequenz dieser Oszillation erhöht, es erhöht sich außerdem die Amplitude der Oszillation an Port 3, während sie an Port 2 wie erwartet abnimmt. Man sieht, dass die transiente Simulation des Netzwerkmodells sehr gut mit der Referenz übereinstimmt. Die Berechnung mit dem Netzwerkmodell dauert ca. 1 min, während die 3D-Vollwellensimulation 20.5 min benötigt (Rechenzeiten bezogen auf eine Intel XEON-Plattform, 2.4-GHz CPU, 8-GB RAM).

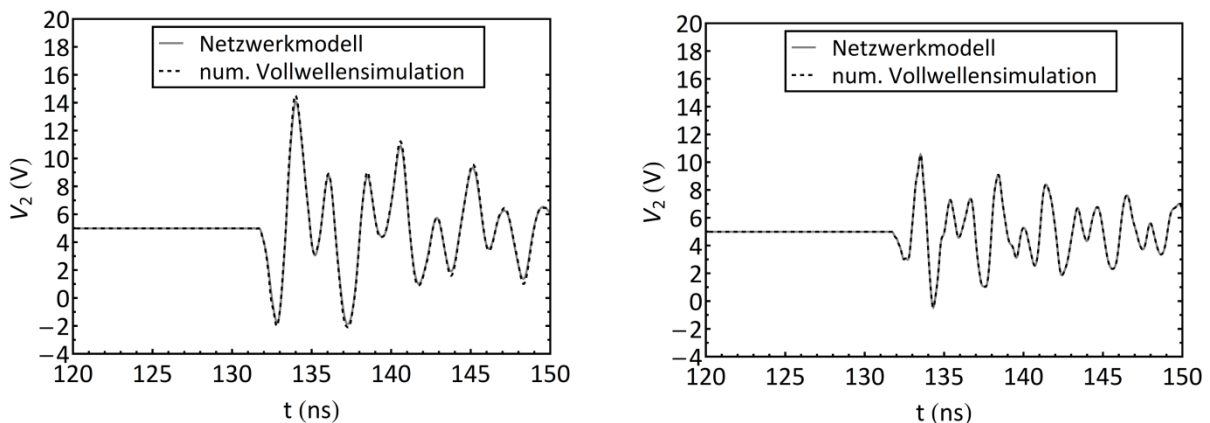


Bild 7: Spannungsverlauf an Port 2 ohne (links) und mit (rechts) Entstörkondensatoren

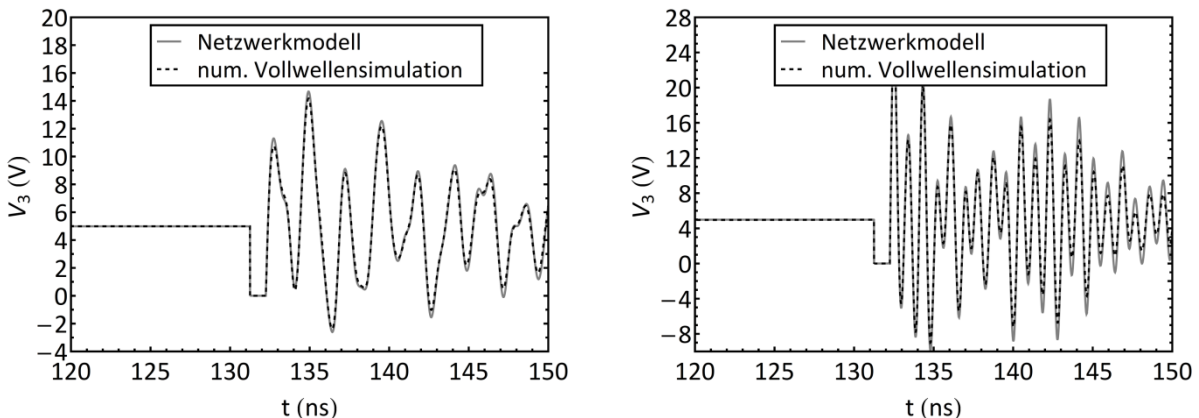


Bild 8: Spannungsverlauf an Port 3 ohne (links) und mit (rechts) Entstörkondensatoren

4. Zusammenfassung

Ein neuartiges, effizientes und stabiles Netzwerkmodell zur Simulation von Parallelplattenstrukturen beliebiger Geometrie wurde entwickelt. Es basiert auf einer neuen, schnell konvergierenden Lösung für die Impedanzparameter. Das Netzwerk beinhaltet die Plattenkapazität, die statischen Eigen- und Gegeninduktivitäten sowie modale Schwingkreise, deren Anzahl über die erforderliche Frequenzbandbreite

abgeschätzt werden kann. Zur Berechnung der Netzwerkelemente dient ein neuartiger numerischer Finite-Differenzen-Ansatz, der mit einer homogenen Vernetzung auskommt, die lediglich an die kürzeste zu betrachtende Wellenlänge anzupassen ist. Für eine gegebene Plattengeometrie kann damit eine beliebige Anzahl und Anordnung der Ports ohne Neuvernetzung analysiert werden. Zeit- und Frequenzbereichsrechnungen können mit herkömmlicher Schaltungssimulation bei beliebiger Beschaltung durchgeführt werden (linear/nicht-linear, aktiv/passiv). Die Validierung des vorgestellten Netzwerkmodells mittels 3D-Vollwellensimulation zeigt eine sehr gute Übereinstimmung, bei erheblich geringerem Modellierungs- und Rechenaufwand. Damit eignet sich der entwickelte Netzwerkmodell besonders gut für die praktische Anwendung, wie z.B. zur Optimierung von Spannungsversorgungslagen auf mehrlagigen Leiterplatten.

5. Literatur

- [1] M. Leone, "The radiation of a rectangular power-bus structure at multiple cavity-mode resonances," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 45, no. 3, pp. 486–492, Aug. 2003.
- [2] M. Friedrich, M. Leone, "Inductive network model for the radiation analysis of electrically small parallel-plate structures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 4, pp. 1015–1024, Nov. 2011.
- [3] J. Kim, L. Ren, and J. Fan, "Physics-based inductance extraction for via arrays in parallel planes for power distribution network design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 9, pp. 2434–2447, Sep. 2010.
- [4] J. Fan, J. L. Drewniak, H. Shi, and J. L. Knighten, "DC power-bus modeling and design with a mixed-potential integral-equation formulation and circuit extraction," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 4, pp. 426–436, Nov. 2001.
- [5] Ye Xiaoning, M. Y. Koledintseva, Li Min, and J. L. Drewniak, "DC powerbus design using FDTD modeling with dispersive media and surface mount technology components," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 4, pp. 579–587, Nov. 2001.
- [6] M. Stumpf and M. Leone, "Efficient 2-D integral equation approach for the analysis of power bus structures with arbitrary shape," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, no. 1, pp. 38–45, Feb. 2009.
- [7] M. Swaminathan, C. Daehyun, S. Grivet-Talocia, K. Bharath, V. Laddha, and X. Jianyong, "Designing and modeling for power integrity," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 52, no. 2, pp. 288–310, May 2010.
- [8] J. C. Parker, "Via coupling between parallel rectangular plates," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 39, no. 1, pp. 17–23, Feb. 1997.
- [9] T. Okoshi, *Planar Circuits for Microwaves and Lightwaves*. Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 1985.
- [10] A. Benalla and K. C. Gupta, "Faster computation of Z-matrices for rectangular segments in planar microstrip circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-34, no. 6, pp. 733–736, Jun. 1986.
- [11] C. Wang, J. Mao, G. Selli, S. Luan, L. Zhang, J. Fan, D. J. Pommerenke, R. E. DuBroof, and J. L. Drewniak, "An efficient approach for power delivery network design with closed-form expressions for parasitic interconnect inductances," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 29, no. 2, pp. 320–334, May 2006.
- [12] M. Leone, M. Friedrich, A. Mantzke: Efficient Broadband Circuit-Modeling Approach for Parallel-Plane Structures of Arbitrary Shape. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Trans.*, Vol. PP (2013), Nr. 99, S. 1–8
- [13] J. Trinkle and A. Cantoni, "Impedance expressions for unloaded and loaded power ground planes," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 2, pp. 390–398, May 2008.
- [14] G. Selli, C. Schuster, Y. H. Kwark, M. B. Ritter, and J. L. Drewniak, "Developing a physical via model for vias—Part II: Coupled and ground return vias," presented at the Proc. DesignCon, Santa Clara, CA, Jan. 29–Feb. 1 2007.
- [15] C. Schuster, Y. Kwark, G. Selli, and P. Muthana, "Developing a 'physical' model for vias," presented at the Proc. DesignCon, Santa Clara, CA, Feb. 6–9, 2006.
- [16] Microwave Studio, Computer Simulation Technology (CST). (2011). [Online]. Available: www.cst.de
- [17] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2nd ed. New York: Wiley, 2006.
- [18] M. Friedrich and M. Leone, "Quasi-static inductance of vertical interconnections in parallel-plane structures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 54, no. 6, pp. 1302–1305, Dec. 2012.
- [19] M. Friedrich, A. Mantzke, and M. Leone, "Efficient finite-difference method with analytical port model for the analysis of power-plane applications," presented at the EMC Europe 2012 Intern. Symp. Electromagn. Compat., Rome, Italy, Sep. 2012.

Systematische Berücksichtigung der EMV beim Entwurf von induktiven Energieübertragungssystemen

Dipl.- Ing. Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH & Co KG, EE
Dipl.-Phys. Daniel Klagges, Leopold Kostal GmbH & Co KG, AET 1
M.Eng. Andreas Grewing, Leopold Kostal GmbH & Co KG, EE
Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC-Test NRW GmbH

1. Einleitung und Aufgabenstellung

Induktive Energieübertragungssysteme bieten insbesondere im Bereich der Elektromobilität große Vorteile bei der Nutzerfreundlichkeit. Da hier Leistungen von mehreren Kilowatt kabellos übertragen werden, ist ein sorgfältiger Entwurf der Systeme hinsichtlich der Elektromagnetischen Verträglichkeit notwendig. Hierbei sind insbesondere die Störaussendung und Personenschutzgrenzwerte zu berücksichtigen.

Der Vortrag beschreibt hierbei den Entwurfsprozess zur induktiven Energieübertragung hinsichtlich der EMV sowie in diesem Rahmen durchgeführte Messungen. Berücksichtigt werden hierbei theoretische Betrachtungen zur Systemauslegung. Da insbesondere die Spulengeometrien der magnetischen Strecken die Störaussendung maßgeblich beeinflussen, wurden verschiedene Simulationen inklusive der magnetischen Felder im Bereich der Störaussendung und der Personenschutzgrenzwerte durchgeführt.

Basierend auf diesen Untersuchungen wurden mehrere Prototypen aufgebaut. Diese Prototypen berücksichtigen verschiedene Konfigurationen der magnetischen Strecken. Zur Evaluation der Prototypen wurden Störaussendungsmessungen durchgeführt. Da es zum Zeitpunkt der Messungen noch keine normativen Messverfahren für induktive Energieübertragungssysteme gab, lag ein Aspekt auf der Auswahl der geeigneten Messverfahren und Messaufbauten.

2. Systembeschreibung

Zum kabellosen Laden von Elektrofahrzeugen wurde ein induktives Energieübertragungssystem entwickelt. Derzeit sind hier Systeme mit Spulen unter dem Fahrzeug und Systeme mit Kennzeichenspulen bekannt. Spulen hinter dem Kennzeichen bieten sich an, da es hier fahrzeugübergreifend eine geometrisch einheitliche Kontur gibt. An dieser Kontur ist Ankopplung einer Primärspule mit minimalem Luftspalt möglich. Das System besteht aus der Primärseite mit dem Netzanschluss, einer Leistungsfaktorkorrekturschaltung mit Gleichrichter, einem Hochfrequenz-Generator und dem Primärspulensystem. Die Sekundärseite besteht aus dem Sekundärspulensystem, dem aktiven Gleichrichter und dem Gleichspannungs-Netzanschluss. Abhängig vom Spulenaufbau ist zusätzlich eine elektrische Kompensation der Spulensysteme notwendig. Bild 1 zeigt diesen prinzipiellen Aufbau.

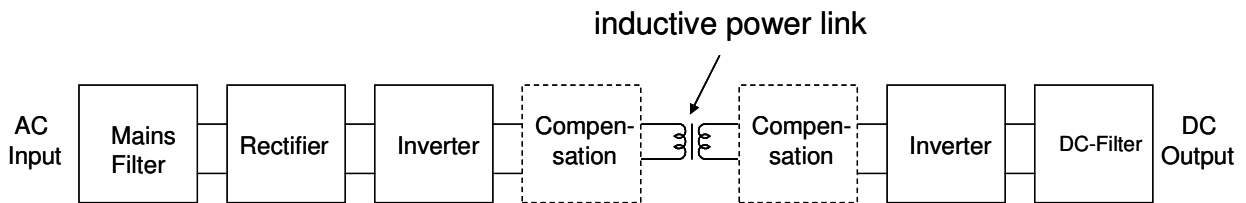


Bild 1: Systemansicht Induktivladesystem

Die Betriebsfrequenz des Systems beträgt 140 kHz, es kann eine Leistung bis zu 3300 Watt übertragen werden. Durch Änderung der Windungsverhältnisse kann das System auf verschiedene Bordnetzspannungen angepasst werden. Weiterhin kann über die Anpassung der Spulengeometrien und Ergänzung einer Kompensationsschaltung eine Leistungsübertragung über Abstände von 1 – 10 cm realisiert werden. Es wurden Prototypen von Systemen mit Kennzeichen- und mit Bodenplattenspulen aufgebaut.

3. Anforderungsanalyse aus EMV-Sicht

Bei Serienentwicklungsprojekten in der Automobilindustrie existieren im Allgemeinen recht detaillierte EMV Anforderungen inklusive der dazugehörigen Meßaufbauten. Bei dem betrachteten induktiven Ladesystem fehlen diese Informationen. Zudem sind aufgrund des Netzanschlusses gesetzliche EMV-Anforderungen sowie Anforderungen bezüglich der CE-Kennzeichnung zu berücksichtigen. Bild 2 zeigt eine Übersicht der in Frage kommenden Normen rund um das ladende Elektrofahrzeug.

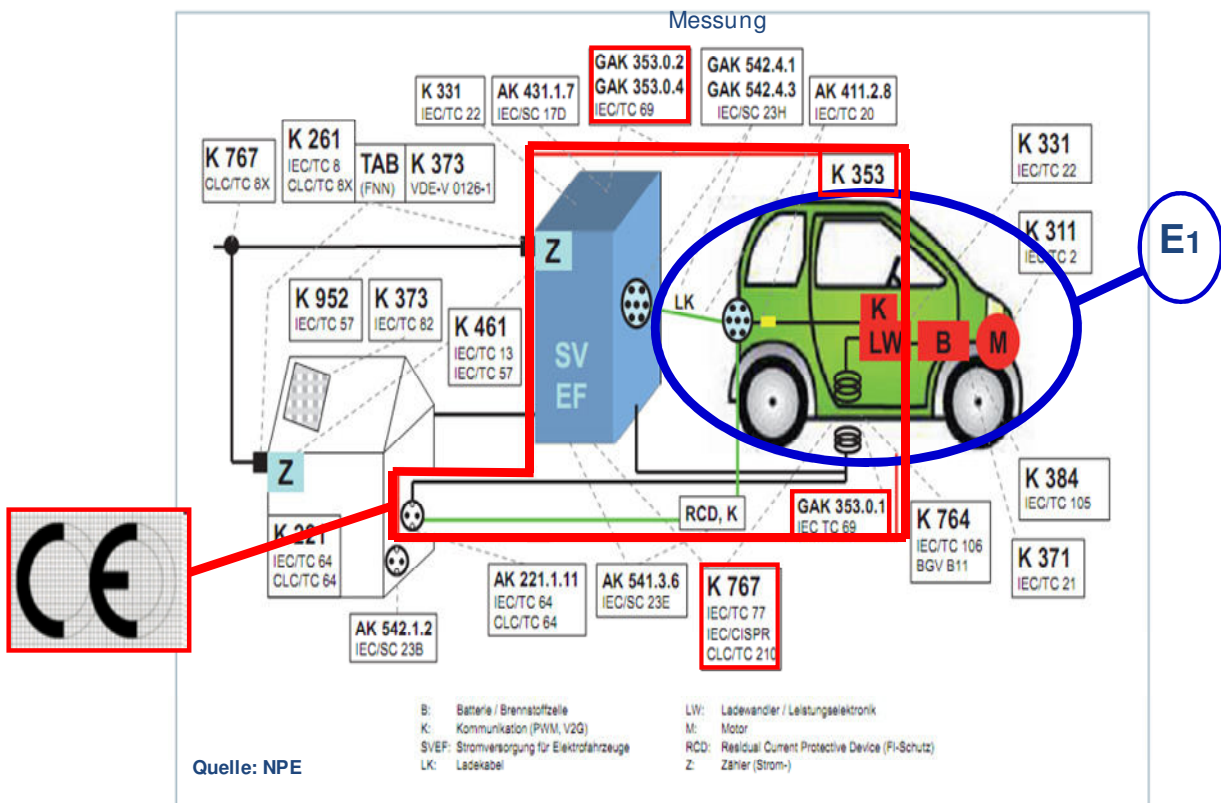


Bild 2: Normungswelt ladendes Elektrofahrzeug

Aufgrund der Menge und des Entwurfsstatus dieser Normen konnte im Rahmen der Vorentwicklung daher nur eine Konzeptverifikation stattfinden. Hierzu fand eine enge Abstimmung mit potentiellen Kunden sowie mit einem EMV- Testhaus als kompetenter Partner und benannter Stelle statt. Aus den potentiellen Anforderungen wurden Personenschutzgrenzwerte nach ICNIRP 1998 sowie gestrahlte Emissionen nach EN61000-6-3 als für die Konzeptverifikation besonders kritisch identifiziert. Aufgrund des potentiellen Einsatzortes wurden Grenzwerte für den Wohnbereich herangezogen. Da die Leistungsübertragung mit rund 140 kHz in einem Frequenzbereich nahe dem Langwellen-Rundfunkband erfolgt, wurde bei der Betrachtung hierauf besonderen Wert gelegt. Hinsichtlich der Personenschutzgrenzwerte wurde aufgrund der Positionierung der Ladesysteme am Fahrzeug ein Messabstand von 30 cm von der Außenkontur gewählt. Der Grenzwert für Magnetfelder bei der Betriebsfrequenz liegt bei $6.25 \mu\text{T}$.

4. Vorbetrachtungen und Simulationsergebnisse

Um die Systemkenntnisse zu erweitern und eine Abschätzung der Auswirkungen von Systemänderungen durchführen zu können, wurde ein Simulationsmodell der Spulensysteme entwickelt. Dieser Prozess soll hier anhand eines Kennzeichenspulensystems gezeigt werden. Hierzu wurde zunächst von einer konstanten Stromdichteverteilung von 1.5 A/mm^2 innerhalb des Querschnitts des Spulensystems ausgegangen. Die Abmessungen der Spulen betragen $560 \text{ mm} \times 130 \text{ mm}$ für die Primärspule und $560 \text{ mm} \times 110 \text{ mm}$ für die Sekundärspule. Dieses Modell wurde weiter verfeinert und die tatsächliche Windungsgeometrie angenähert. Im Rahmen der Simulation wurde der Feldverlauf um die Spule herum simuliert und dargestellt. Die Ergebnisse wurden als Feldverlauf entlang der Raumachsen sowie als 3D-Plot der Oberfläche des Feldwertes von $6.25 \mu\text{T}$ dargestellt. Beim ursprünglich betrachteten Dipolspulensystem zeigt sich, dass der Grenzwert im Abstand von 30 cm im 3D Plot teilweise überschritten wird. Die Unsymmetrie der $6.25 \mu\text{T}$ -Grenzfläche resultiert aus einem räumlichen Versatz der Spulen gegeneinander.

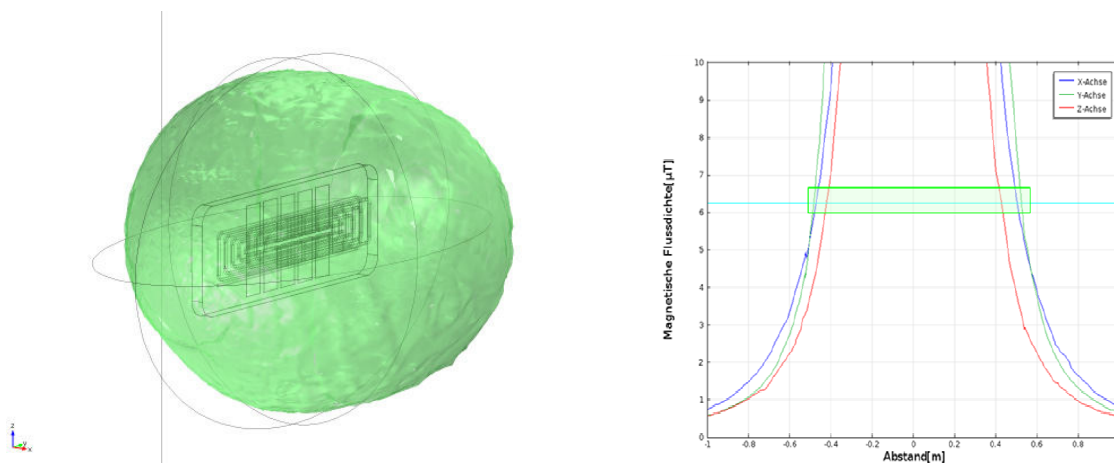


Bild 3: Simulation ursprüngliches Spulensystem (Dipolspule)

Es wurde ein optimiertes Quadrupolsystem entworfen und simuliert. Die Simulationsergebnisse sind in Bild 4 dargestellt. Bei diesem System sind die

magnetischen Felder deutlich geringer, das Grenzwertkriterium von $6.25 \mu\text{T}$ im Abstand von 30 cm von der Oberfläche wird hier erfüllt.

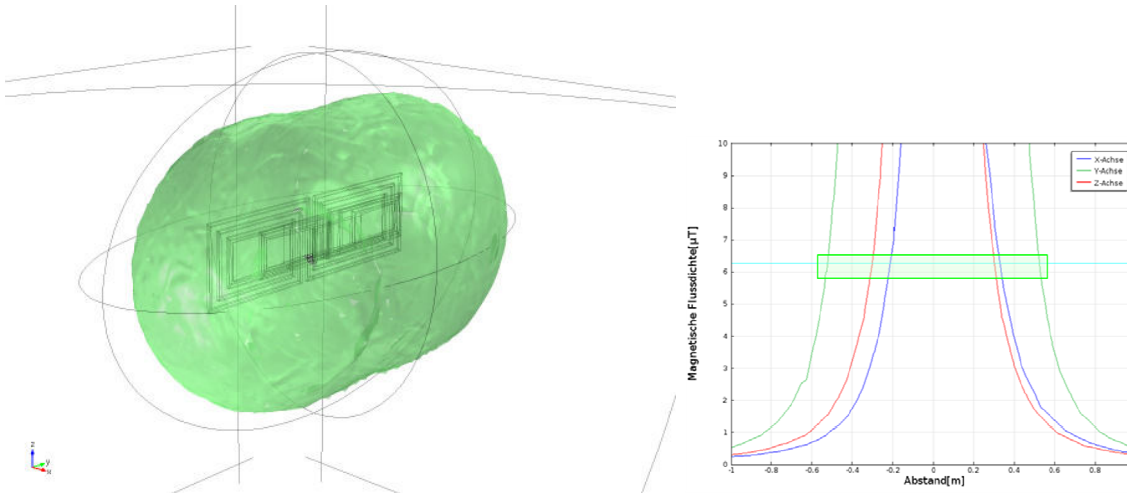


Bild 4: Simulation optimiertes Quadrupolspulensystem

5. Meßaufbauten

In relevanten Normentwürfen gab es zunächst keine Vorschriften für die Messaufbauten bei den EMV-Prüfungen. Zudem zielen die Normen zum induktiven Laden auf ein Bodenplattensystem. Es mussten daher in enger Abstimmung mit dem EMV-Testhaus eigene Messaufbauten entwickelt werden. Hierbei wurde die Verbausituation im Fahrzeug sowie auf der Primärseite berücksichtigt. Bild 5 zeigt einen exemplarisch einen solchen Messaufbau für ein Kennzeichenspulensystem.



Bild 5: Messaufbau Kennzeichenspulensystem

Die Primärseite links im Bild ist auf einem Tisch auf die Montagehöhe positioniert worden. Rechts daneben befindet sich das Kennzeichensystem. Dieses wurde mit Hilfe von

Isolierstoffblöcken auf die Montagehöhe von etwa 30 cm gebracht. Die Fahrzeugelektronik wurde auf einer Masseplatte als Simulation der Fahrzeugkarosserie platziert.

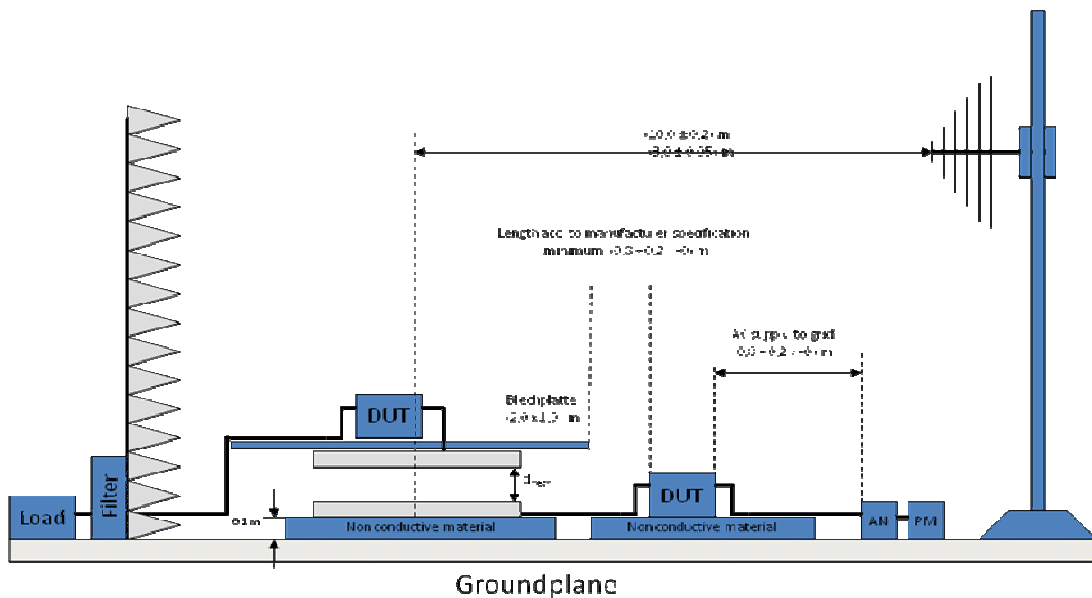


Bild 6: Messaufbau Bodenplattenspulensystem

Ein Normentwurf für den Messaufbau eines Bodenplattenspulensystems ist in Bild 6 dargestellt. Im Rahmen der Messungen an einem vorhandenen Bodenplattenspulensystem wurden Variationen dieses Meßaufbaus untersucht. Gegenstand der Untersuchung waren zum Beispiel die Anordnung einer Blechplatte über der Fahrzeugspule sowie die Auswirkung der Isolationsunterlage unterhalb der Primärspule.

6. Exemplarische Messergebnisse

Zur Konzeptverifikation wurden exemplarisch einige Messungen durchgeführt. Der Fokus lag hierbei auf der Beurteilung der grundsätzlichen Realisierbarkeit. Daher wurden im Wesentlichen die Frequenzbereiche in der Nähe der Nutzfrequenz betrachtet. Eine Entstörung weiter entfernt liegender Frequenzbänder muss im Rahmen einer möglichen Serienentwicklung erfolgen.

6.1 Messung der Personenschutzgrenzwerte

Für eine Akzeptanz einer möglichen Serienlösung ist es unumgänglich, dass Personenschutzgrenzwerte bezüglich der emittierten Magnetfelder eingehalten werden. Daher wurde bereits mit den ersten Prototypen Messungen durchgeführt. Bei Bodenplattensystemen ist dieser Punkt, aufgrund des Abstandes der Spulen, noch einmal deutlich kritischer zu bewerten. Zur Beurteilung wurde ein Testsystem aufgebaut, das den Verlauf der Magnetfelder in der Umgebung des Spulensystems automatisch erfasst. Das Ergebnis einer solchen Messung ist in Bild 7 dargestellt.

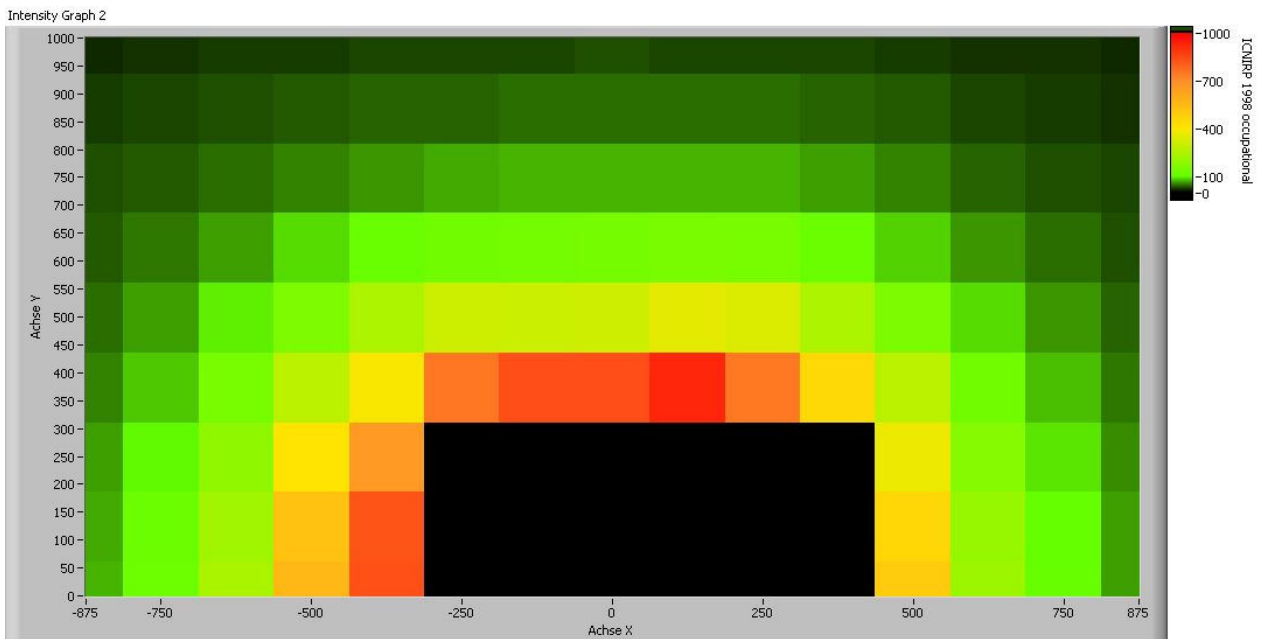


Bild 7: Magnetfeldmessung Bodenplattensystem

Es ist zu erkennen, dass der Grenzwert von $6.25 \mu\text{T}$ in einer Entfernung größer 800 mm vom Mittelpunkt des Spulensystems eingehalten wird. Dies entspricht in etwa der Verbausituation im Fahrzeug hinsichtlich der Zugänglichkeit der Spulen.

6.2 Störaussendungsmessungen

Die Magnetfelder der zuvor in der Simulation optimierten Spulensysteme wurden in der Absorberkabine vermessen. Die Messergebnisse in 3 m Abstand sind in Bild 7 und Bild 8 gegenübergestellt. Hier zeigt sich eine deutlich verringerte Störaussendung sowohl bei der Grundfrequenz der Leistungsübertragung als auch bei höheren Frequenzen. Die Tendenz der Simulation konnte hier messtechnisch bestätigt werden.

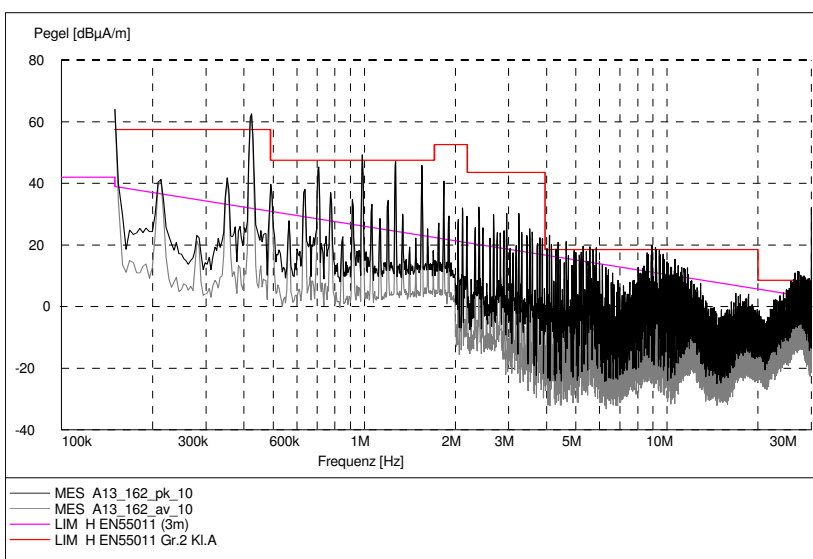


Bild 8: Störaussendungsmessung Dipolspule

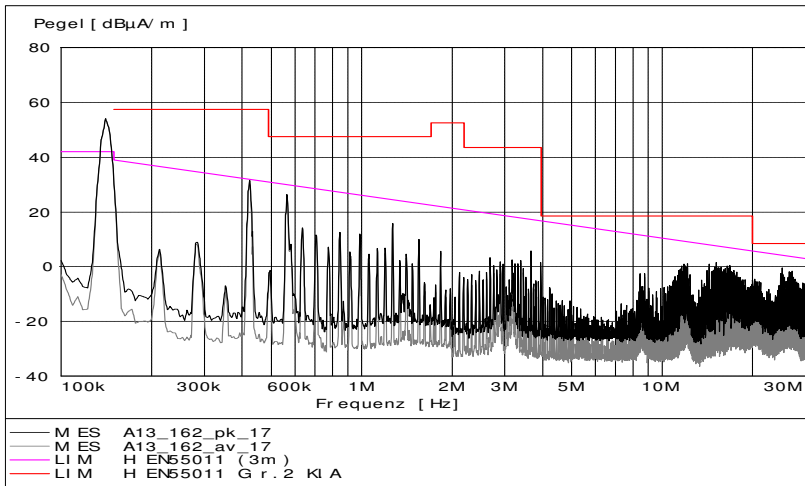


Bild 9: Störaussendungsmessung Quadrupolspule

6.3 Störfestigkeitsmessungen

Zur Orientierung wurde eine Einstrahlungsmessung an einem Kennzeichensystem durchgeführt. Hierbei konnten Beeinflussungen der Leistungselektronik beobachtet werden. Als Koppelpfad wurde das Spulensystem identifiziert. Aufgrund der Arbeitsfrequenz und der hohen übertragenen Leistung besteht hier noch in Zukunft Untersuchungsbedarf hinsichtlich einer möglichen Schirmung bzw. Filterung.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Der Prozess zur Konzeptverifikation eines induktiven Fahrzeugschlüsselsystems aus EMV-Sicht wurde dargestellt. Hierbei lag das Hauptaugenmerk auf der Betrachtung der Personenschutzgrenzwerte sowie der Störaussendung in der Nähe der Nutzfrequenz. Die betrachteten Systeme wurden mit Hilfe von Simulationen optimiert. Das Ergebnis dieser Simulation konnte tendenziell durch Messungen bestätigt werden. Hierbei konnte aus EMV-Sicht eine grundsätzliche Serienfähigkeit bestätigt werden. Zur tatsächlichen Umsetzung wird jedoch noch einiger Aufwand zu leisten sein. Hierbei sind derzeit noch im Entwurfsstadium befindliche Normen zu berücksichtigen.

8. Literaturverzeichnis

[1] ICNIRP guidelines for limiting exposure to time – varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz), Health Physics 74 (4):494-522, 1998

[2] EN 61000-6-3:2007 +A1:2011 Störaussendung für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe

Emissionsverhalten von Elektrofahrzeugen im Ladebetrieb

Dipl.-Ing. Marc Maarleveld, M.Sc. Sebastian Jeschke, Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch
Lehrstuhl für Energietransport und –speicherung, Universität Duisburg

1 Einleitung

Elektrofahrzeuge (EV) gewinnen immer mehr an Bedeutung und Akzeptanz, bedeuten aber hinsichtlich der technischen Anforderungen auch eine Reihe neuer Herausforderungen sowie Randbedingungen [01]. So stellt der Ladevorgang eines EV einen völlig neuartigen Betriebszustand dar, der bei konventionellen Kraftfahrzeugen mit Verbrennungsmotor keine Anwendung findet. Diese veränderte Situation muss auch hinsichtlich der Prüfungen der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) berücksichtigt werden. Dies bedeutet konkret, dass die EMV Prüfungen um die Teilprüfungen Emission sowie Störfestigkeit im Ladebetrieb zu erweitern sind. Hierbei kann es zu einem neuartigen und teils nicht vorherzusehendem Verhalten des gesamten Prüfaufbaus E-Fahrzeug mit Ladeleitung und Ladesäule (EVSE) kommen. Dieser Beitrag beschäftigt sich mit einem Teilaspekt dieses Verhaltens im Falle einer Emissionsprüfung. Grundlage ist die Annahme, dass das EV mit der zugehörigen Ladeleitung einen induktiv-kapazitiven Schwingkreis darstellt, welcher unter gewissen Bedingungen angeregt werden kann. Die Induktivität wird hierbei durch die Ladeleitung abgebildet, der kapazitive Anteil begründet sich in der Kapazität der Fahrzeugkarosse gegenüber Erde. Die resultierende Resonanz dieses Schwingkreises kann im Emissionsspektrum des Aufbaus in Form einer Pegelüberhöhung sichtbar werden. Die Höhe der Ausprägung ist hierbei von den Randbedingungen abhängig. Des Weiteren muss entsprechend ein Signal auf der Ladeleitung vorherrschen, welches zur Anregung führt.

Es werden eine Simulation des Frequenzverlaufs des Schwingkreises sowie mehrere reale Messungen des Gesamtsystems durchgeführt. Bei den Messungen kommen eine Fahrzeugnachbildung sowie zwei reale Fahrzeuge zum Einsatz. Das Resonanzverhalten der Anordnung wird hierbei über verschiedene Messungen (Streuparameter, Störstrommessung) gezeigt.

Abschließend wird die Wahl des Untergrundes, die die Fahrzeugkapazität gegen Erde maßgeblich beeinflusst, untersucht. Hierbei wird zwischen zwei Szenarien unterschieden. Bei einem alltäglich auftretenden Ladevorgang ist davon auszugehen, dass der Untergrund aus Beton oder Ähnlichem besteht. Dies gilt sowohl für öffentliches Laden als auch die heimische Garage. Der Untergrund, wie der bei Emissionsprüfungen normativ festgelegt ist, ist hingegen strukturell völlig andersartig [02]. So findet bei Emissionsmessungen nach CISPR25 ein metallischer Untergrund Verwendung. Es kann gezeigt werden, dass die Ausprägung der Resonanz des Schwingkreises im Spektrum eine Abhängigkeit vom Untergrund aufweist. Dieser wirkt auf den Kapazitätswert des Fahrzeuges gegen Erde und somit auf das Resonanzverhalten des gesamten schwingfähigen Systems.

2 Systemeigenschaften im Ladebetrieb

Grundgedanke der folgenden Untersuchungen ist, dass die Ladetopologie bestehend aus Ladesäule, Ladeleitung sowie Fahrzeug einen Reihenschwingkreis darstellt. Das entsprechende schematische Modell zeigt Abbildung 1.

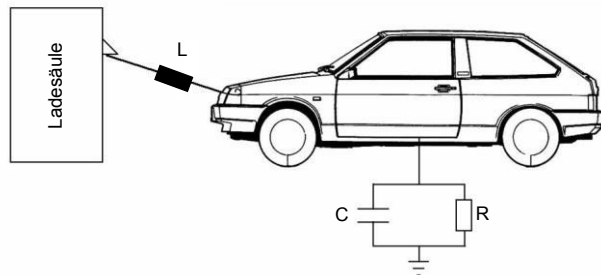


Abbildung 1: Modell des resultierenden Schwingkreises im Ladebetrieb

Im Folgenden werden die Einzelelemente des Schwingkreises sowie das zur Anregung notwendige Signal bestimmt bzw. näher beschrieben.

2.1 Schwingkreisparameter

Zur Bestimmung der Fahrzeugkapazität gegenüber Erde wird ein Messverfahren aus der Hochspannungstechnik angewandt. Mittels Hochspannungsquelle und einem Omicron Messsystem wird ein Aufbau nach dem Prinzip der Schering Messbrücke verwendet [03], um die Kapazität zu bestimmen. Konkret werden zwei Fahrzeuge vermessen. Es sei hierbei angemerkt, dass es sich bei den beiden Fahrzeugen um keine EVs handelt. Tatsächlich sind es PKWs mit klassischem Verbrennungsmotor. Da jedoch die Karosserieeigenschaften respektive deren Kapazität gegen Erde den entscheidenden Systemparameter darstellen, ist dies zweitrangig. Es ergibt sich ein Kapazitätswert von $C = 760 \text{ pF} - 880 \text{ pF}$.

Die Leitungsinduktivität der Ladeleitung wird auf Basis ihrer Geometriedaten abgeschätzt. Zur Verifikation des Werts wird die Leitung darüber hinaus mittels LCR - Messtechnik vermessen. Hieraus ergibt sich bei vorliegender Topologie ein Wert von $L = \sim 5 \text{ } \mu\text{H}$.

Bei den gegebenen Werten der Schwingkreiselemente kann die Resonanzfrequenz wie folgt berechnet werden. Der Widerstandswert zwischen Karosserie und Untergrund wird hierbei als sehr hochohmig angenommen und vernachlässigt.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (01)$$

Hieraus ergibt sich für die Resonanzfrequenz ein Wert von $f_0 = \sim 2,5 \text{ MHz}$.

2.2 Anregendes Signal

Um den gegebenen Schwingkreis anzuregen, muss ein entsprechendes Signal vorhanden sein. Denkbar ist hier z.B. das für die High Level Kommunikation über die Ladeleitung verwendete Signal der Power Line Communication (PLC) Technologie.

Dieses hat ein Spektrum zwischen 2 MHz und 28 MHz [04] und ist somit als Anregung denkbar, da es die berechnete Resonanzfrequenz beinhaltet. Daher stellt es einen realen Anwendungsfall dar und wird für spätere Untersuchung (Kapitel 4) als Anregung verwendet.

3 Messtechnische Bestimmung des Resonanzverhaltens

Das Resonanzverhalten im Allgemeinen sowie die Resonanzfrequenz im Speziellen sollen in einem ersten Schritt über die Bestimmung des Transmissionskoeffizienten S_{21} gezeigt werden. Den hierfür verwendeten Messaufbau zeigt Abbildung 3.

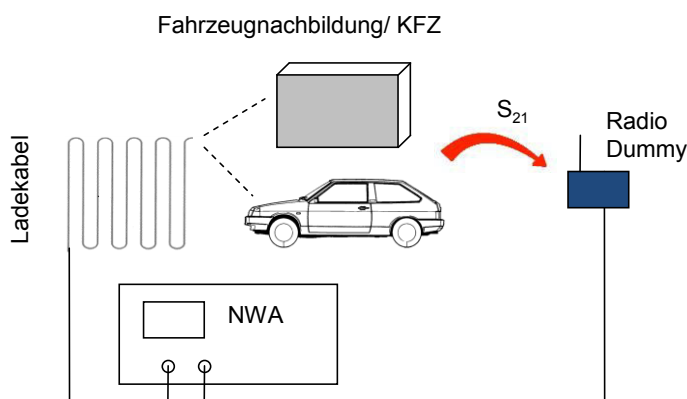


Abbildung 2 : Schematischer Messaufbau zur Bestimmung des Resonanzverhaltens

An den Sendeport des Network Analyzers (NWA) wird die Nachbildung der Ladetopologie angeschlossen. Konkret bedeutet dies, dass der Sendeport das Signal in das Ladekabel einkoppelt. Dies geschieht in Anlehnung an den Realfall, in dem über die entsprechenden Leitungen das anregende Signal, wie in 2.3 beschrieben, geführt wird. Über den standardisierten AC Ladestecker vom Typ 2 sind Ladeleitung und KFZ Nachbildung respektive Fahrzeugkarosse miteinander verbunden. Der Empfangsport des NWA ist mit einem Radio Dummy verbunden. Die vermutete Resonanzcharakteristik der Anordnung resultiert in einer gewissen Abstrahlung der Ladeleitung, welche sich vor allem im Resonanzpunkt zeigen sollte. Diese Abstrahlung soll durch Verwendung des Radio Dummys detektiert werden.

3.1 KFZ Nachbildung

In einem ersten Schritt wird die bestimmte Fahrzeug-Erd-Kapazität über eine KFZ Nachbildung nachgebildet. Hierzu kommt eine rechteckige Metallbox zum Einsatz. Die Grundfläche der Box bildet mit der Massefläche eine Art Plattenkondensator, so dass durch

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \Rightarrow d = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{C} \quad (02)$$

der notwendige Abstand zwischen Massefläche und Box bestimmt werden kann, um die entsprechende Kapazität einzustellen. Mit $C = 760 \text{ pF} - 880 \text{ pF}$ und $A = 0,24 \text{ m}^2$ ergibt sich ein Abstand d von $2,79 \text{ mm} - 2,41 \text{ mm}$. Abbildung 4 zeigt den Messaufbau im Ganzen sowie den Abstand zwischen Metallbox und Massefläche zur Realisierung der gewünschten Kapazität.

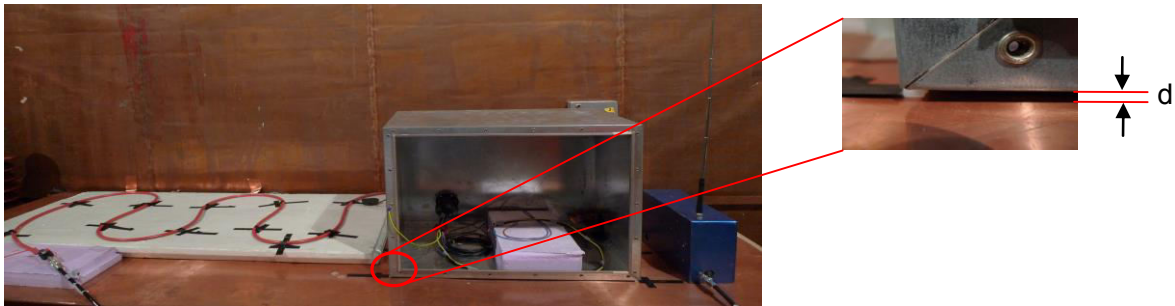


Abbildung 3: Realisierung der Kapazität durch Fahrzeugnachbildung

Der untersuchte Frequenzbereich erstreckt sich von 9 kHz bis 20 MHz. Die untere Grenze ist hierbei durch den verwendeten NWA vorgegeben. Abbildung 5 zeigt den Verlauf des Transmissionskoeffizienten für den angegebenen Frequenzbereich.

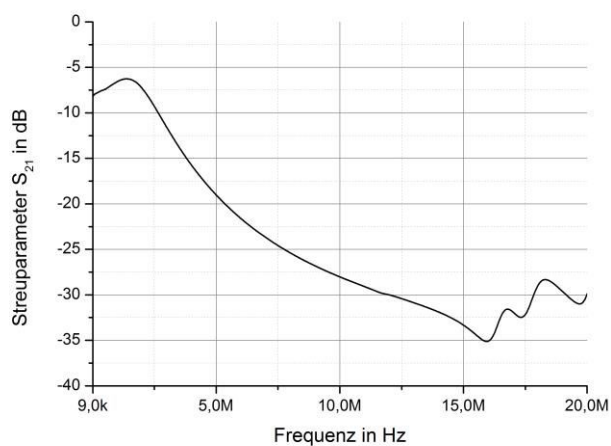


Abbildung 4: Transmissionskoeffizient S_{21} bei Messung mit KFZ Nachbildung

Es ist ersichtlich dass der Maximalwert des S_{21} von ca. -6 dB im Bereich um $\sim 2 \text{ MHz}$ auftritt und somit in guter Näherung mit der errechneten Resonanzstelle korrespondiert. Somit kann durch diese erste Messung ein erster Hinweis für das resonante Verhalten der Ladeanordnung gefunden werden.

3.2 Reale Fahrzeugkarossen

Um den Unterschied zwischen einer idealisierten Karosserie-Erd-Kapazität (wie in 3.1 durch die Box dargestellt) und der Kapazität einer realen Fahrzeugkarosse näher zu untersuchen, werden Im Folgenden Messungen mit zwei verschiedenen PKWs durchgeführt. Ziel der Untersuchung ist unter anderem die Auswirkung realer Karosserien zu untersuchen. Des Weiteren unterscheiden sich die gewählten PKWs durch ihre Größe und somit Grundfläche gegenüber Masse. Die Auswirkung dieser Eigenschaft soll ebenfalls näher untersucht werden. Zur Verbindung der Ladeleitung

mit dem Fahrzeug/ der Fahrzeugkarosse wird wiederum der AC Ladestecker Typ 2 verwendet, der entsprechend am Fahrzeug kontaktiert wird. Abbildung 6 zeigt wiederum den Verlauf des Transmissionskoeffizienten S_{21} im Frequenzbereich von 9 kHz bis 20 MHz.

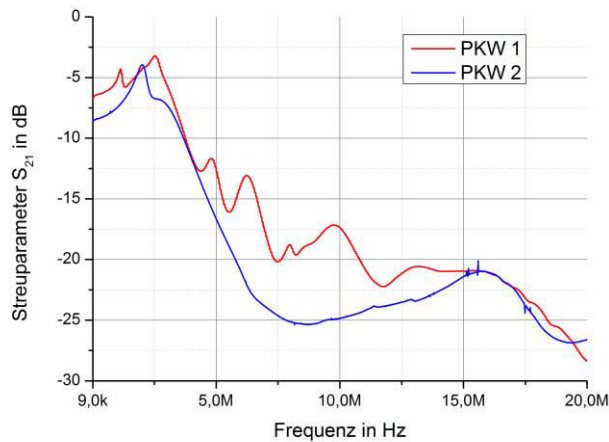


Abbildung 5: Transmissionskoeffizient S_{21} bei Messung mit realem Fahrzeug

Zwei zentrale Erkenntnisse sind hinsichtlich der Messergebnisse zu erkennen. Die bereits im vorangegangenen erkennbare sowie berechnete Resonanzstelle im Bereich um 2 MHz ist bei beiden PKWs deutlich sichtbar. Die Ausprägung sowie der genaue Frequenzpunkt divergieren leicht, die Existenz der Resonanz ist jedoch in beiden Fällen deutlich gegeben. Des Weiteren zeigt sich, dass die Karosseriegröße Einfluss auf den Frequenzverlauf des S_{21} hat. Dies zeigt sich vor allem im Bereich zwischen 5 MHz und 15 MHz. Darüber hinaus hat PKW 2 eine deutlich glattere Kurvenform als PKW 1.

3.3 Vergleich zwischen Simulation und Messung

Um den gesamten Verlauf zu verifizieren findet abschließend ein Vergleich zwischen dem berechneten Frequenzverlauf des Schwingkreises mit den bestimmten Systemparametern und dem einer Messung eines realen PKW statt. Die folgende Abbildung zeigt das entsprechende Ergebnis.

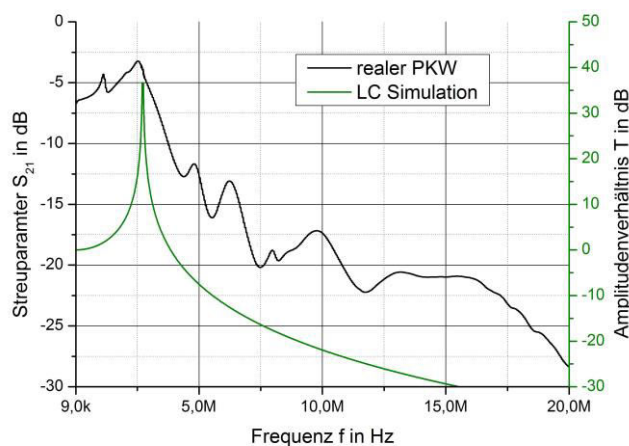


Abbildung 6: Vergleich des Resonanzverhaltens für Simulation und Messung

Es ist wiederum zu sehen, dass sich die theoretische Resonanzfrequenz, wie in der Simulation in der Überhöhung des Amplitudenverhältnisses zu erkennen, ebenfalls in der Messung zeigt. Darüber hinaus zeigt die Simulation eine deutliche schmalere sowie schärfere Überhöhung als in Realität ersichtlich. Der Unterscheid begründet sich vor allem im einfachen Simulationsmodell des Schwingkreises. Parasitäre Komponenten, wie sie in der kompliziert zu beschreibenden realen Anordnung vorhanden sind, sind hier nicht berücksichtigt. Für eine erste Abschätzung des Resonanzpunktes in Abhängigkeit der Systemparameter ist das Modell jedoch ausreichend geeignet.

4 Emissionsspektrum in Abhängigkeit des Untergrunds

Es ist zu vermuten, dass die Ausprägung der Resonanz des Schwingkreises im Spektrum eine Abhängigkeit vom Untergrund aufweist. Dieser wirkt auf den Kapazitätswert des Fahrzeuges gegen Erde und somit auf das Resonanzverhalten des gesamten schwingfähigen Systems. Daher werden im Folgenden mittels BCI Zange Störstrommessungen auf dem Ladekabel durchgeführt, um das entsprechende Verhalten zu untersuchen. Es kommen zwei Testszenarien zum Einsatz. Zum einen befindet sich der PKW auf einem metallischen, geerdeten Untergrund [02]. Im zweiten Fall steht das Fahrzeug direkt auf einem Betonboden. Abbildung 8 zeigt den Messaufbau für den erst genannten Fall.



Abbildung 7: Messaufbau für Störstrommessung auf der Ladeleitung bei metallischem Untergrund

In diesem Szenario findet eine Datenkommunikation mittels zweier Laptops sowie JPerf über die Kommunikationsleitung (Control Pilot) des Ladekabels statt. Die technische Umsetzung erfolgt durch die PLC Technologie, so dass das anregende Signal dem in Kapitel 2.3 beschriebenen entspricht. Kommunikationsendpunkt ist jeweils ein Modem, welches sich im Fahrzeug bzw. in einer prototypischen, selbstgebaute Wallbox befindet.

4.1 Aufbau nach CISPR 25

Angelehnt an die normative Vorgabe aus [02] wird für diesen Aufbau ein metallischer Boden verwendet. Der PKW steht direkt auf dieser Massefläche. Das Ladekabel ist

meanderförmig gelegt und hat einen Abstand von 100 mm zur Bodenfläche. Den mittels Stromzange detektierten Störstrom auf der Ladeleitung zeigt Abbildung 9.

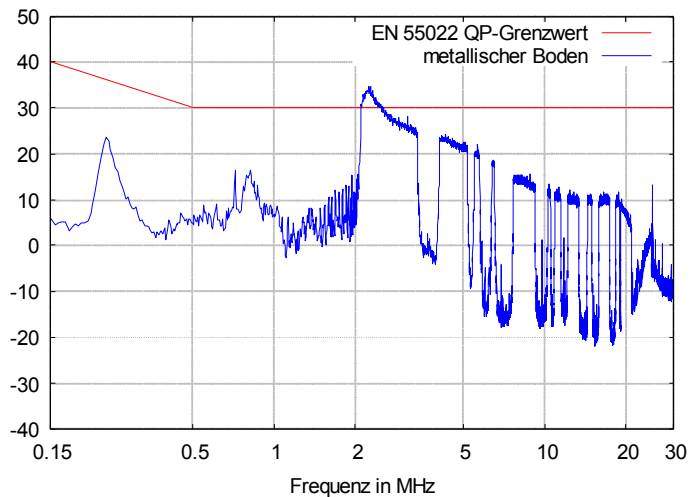


Abbildung 8: Störstrom auf der Ladeleitung bei metallischem Untergrund

Im Frequenzbereich zwischen 2 MHz und 28 MHz ist deutlich das PLC Spektrum zu erkennen. Dieses Signal interagiert mit der Resonanzfrequenz des Aufbaus. Es regt den durch den Aufbau gegebenen Schwingkreis an, so dass ohne weitere Maßnahmen der gegebene Grenzwert bei der Resonanzfrequenz von ca. 2 MHz überschritten wird.

4.2 Aufbau in Anlehnung an realen Ladebetrieb

Im realen Ladebetrieb kann nicht von einem metallischen Untergrund, wie in CISPR25 beschrieben, ausgegangen werden. Stattdessen ist sowohl beim öffentlichen Laden als auch bei der Heimanwendung von einem Untergrund in Form eines Betonbodens auszugehen. Um dies nachzubilden wird aus dem vorherigen Messaufbau die Massefläche entfernt, so dass als Untergrund der Betonboden der Halle gegeben ist. Das Ergebnis der Störstrommessung für diesen Aufbau zeigt die folgende Abbildung.

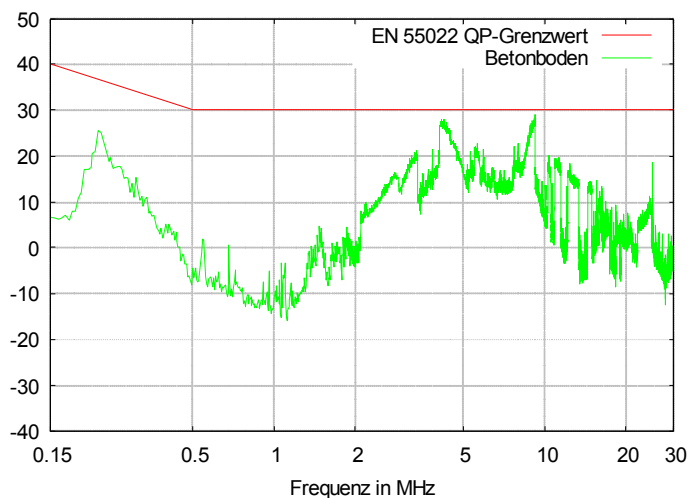


Abbildung 9: Störstrom auf der Ladeleitung bei Betonboden

Es ist ersichtlich, dass der Verlauf des Kommunikationssignals deutlich weniger ausgeprägt im Spektrum zu erkennen ist. Des Weiteren wird bei diesem Aufbau die Resonanzfrequenz nicht mehr erkennbar angeregt.

5 Zusammenfassung

Das angenommene resonante Verhalten des Gesamtsystems E-Fahrzeug im Ladebetrieb kann sowohl in der Theorie als auch in verschiedenen Testszenarien bzw. Messaufbauten gezeigt werden. Die Elemente des einfachen Schwingkreismodells, wie sie in der Simulation verwendet wurden, können zur Bestimmung der resultierenden Resonanzfrequenz herangezogen werden.

Des Weiteren konnte gezeigt werden, dass die Ausprägung der Resonanz vom Untergrund respektive Messaufbau abhängig ist. Die Beschaffenheit des Untergrunds beeinflusst den Wert der Fahrzeug-Erd-Kapazität und somit folglich auch das Resonanzverhalten der gesamten Ladetopologie.

Generell sollte die Möglichkeit einer Resonanzanregung im Ladebetrieb nicht unberücksichtigt bleiben. Form und Ausprägung des resultierenden Störspektrums sind dabei jedoch stark von den Gegebenheiten abhängig. Bei einem normativ verankerten Messaufbau mit Metallboden ist mit einem kritischeren Pegel zu rechnen als im realen Anwendungsfall beim öffentlichen Laden oder in der heimischen Garage (Betonboden).

Literaturverzeichnis

- [01] *Vehicle Electrification: Status and Issues*, A.G. Boulanger, D.L. Waltz, IEEE Vol. 99, No.6, June 2011
- [02] *CISPR 25 – Funk-Entstörung zum Schutz von Empfängern in Fahrzeugen, Booten und Geräten*, 2003
- [03] *Hochspannungstechnik, Grundlagen – Technologien – Anwendungen*, A. Küchler, 2005
- [04] *Powerline Communications: Significant Technologies to become Ready for Integration*, A. Schwager, 2010

Untersuchungen zum Potential von kombinierten Schirmlösungen zur Reduzierung der Störaussendung in Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Sebastian Jeschke, M.Sc. , Universität Duisburg-Essen, Fachgebiet Energietransport und –speicherung
 Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Fachgebiet Energietransport und –speicherung
 Dipl.-Ing. Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH

1. Einleitung

Die in Elektrofahrzeugen eingesetzten Antriebskomponenten stellen im Fahrzeug besonders im Bezug auf die EMV Anforderungen eine enorme Herausforderung dar. Speziell die eingesetzten elektrischen Antriebssysteme mit Leistungen im 100kW Bereich stellen im Betrieb eine Störquelle in Fahrzeugen dar, die im Bezug auf die Störaussendung intensiver Gegenmaßnahmen bedarf. Das elektrische Antriebssystem solcher Fahrzeuge besteht im Wesentlichen aus einem Antriebsumrichter, welcher aus einer Hochvoltbatterie mit Spannungen von bis zu 800V gespeist wird und damit eine elektrische Antriebsmaschine betreibt. Zudem kommen meistens noch ein Gleichspannungswandler als Schnittstelle zwischen dem 12V-Bordnetz und dem HV Bordnetz sowie ein Batterieladegerät zu Einsatz. Zur Abschirmung sowie zur Gewährleistung der elektrischen Sicherheit wird das gesamte Hochvoltbordnetz als IT-Netz, also isoliert vom restlichen Fahrzeug aufgebaut und vollständig geschirmt. Im Bezug auf die EMV Anforderungen ist die Qualität der Schirmung also der Kabelschirme, der Gehäuse und der Steckverbinder entscheidend. Speziell im Bereich des Elektroantriebs entstehen aufgrund der hohen Antriebsleistungen auch hohe Störaussendungen. Der Antriebsumrichter erzeugt an seinem Ausgang ein Frequenzvariables Drehstromsystem, indem er die volle Batteriespannung auf die Ständerwicklungen des Antriebs schaltet[1]. Die IGBTs, die in den meisten Umrichtern zum Einsatz kommen sind in der Lage sehr steile Schaltflanken von ca. 4kV/μs bis 6kV/μs zu realisieren[2]. Durch diese PWM Spannungen auf den Antriebsleitungen und den angeschlossenen Ständerwicklungen entstehen breitbandige Störaussendungen[3],[4], die z.B. über Streukapazitäten in andere Teile des Fahrzeugbordnetzes überkoppeln und dort zu Funktionsbeeinträchtigungen führen können. Aktuell werden für die Antriebsleitungen im Wesentlichen zwei unterschiedliche Schirmkonzepte eingesetzt. Zum Einen werden drei Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und zum Anderen drei ungeschirmte Leitungen mit einer Summenschirmung eingesetzt. Vorangegangene Untersuchungen hatten gezeigt, dass die Antriebsleitungen mit Summenschirmung tendenziell etwas geringere Störungen aufweisen[5][6], da die Leiterströme durch den geringeren Schirmquerschnitt nach außen hin nur teilweise kompensiert werden können. Im Folgenden sollen nun beide Schirmkonzepte kombiniert werden, um die Störaussendungen des Umrichter Motor Systems weiter zu reduzieren. Hierbei wird ein zusätzlicher Summenschirm um die einzeln geschirmten Antriebsleitungen angebracht. Die Untersuchung erfolgt sowohl anhand des in [6] verwendeten Simulationsmodells als auch anhand von Messungen an einem Antriebsstrang, wie er in Elektrofahrzeugeneingesetzt wird [7].

2. Modellierung des Antriebsstrangs

Zur Modellierung des elektrischen Antriebsstrangs wird im Wesentlichen das in [6] präsentierte Simulationsmodell auf Basis von LTSpice verwendet. Dieses Modell wird im Folgenden um ein Modell der Antriebsleitung mit kombinierter Schirmung erweitert. Für eine detaillierte Beschreibung der Simulationsmodelle für die anderen Schirmungskonzepte sei auf die vorangegangene Arbeit verwiesen[6]. Das verwendete Simulationsmodell teilt sich im Wesentlichen auf die Komponenten Motor, Antriebsleitung und Umrichter auf, wobei hier ein spezieller Focus auf der Modellierung der Antriebsleitungen liegt. Der Umrichter wird im verwendeten Modell durch 3 Spannungsquellen, die 3 um 120° verschobene PWM Spannungen auf den Antriebsleitungen realisieren, simuliert. Die Spannungshöhe sowie die Flankensteilheit der Pulse wurden messtechnisch am verwendeten Antriebssystem bestimmt. Der zu simulierende Umrichter schaltet bei einer Taktfrequenz von 10kHz die Batteriespannung von 360V bei einer Flankensteilheit von 126ns.

2.1 Modellierung der Antriebsleitungen mit kombinierter Schirmung

Dieser Abschnitt befasst sich im Detail mit dem in der Simulation verwendeten Modell für die Antriebsleitungen mit einer kombinierten Schirmung. Das verwendete Ersatzschaltbild ist in Bild.1 schematisch dargestellt. Da die Leitung mit einer Länge von 1,2m im Bezug zu den auftretenden Störungen als elektrisch kurz angenommen werden kann, ist es möglich die Leitungsparameter mit kompakten Bauelementen zu simulieren. Die Innenleiter werden jeweils durch einen Widerstandswert und einen Induktivitätswert dargestellt. Des Weiteren ist zu sehen, dass das verwendete Modell sowohl die kapazitive Kopplung als auch die induktive Kopplung der einzelnen Komponenten beschreibt. Hierzu werden auch die Einzelschirme sowie der Summenschirm durch einen Schirmwiderstand und eine Schirminduktivität modelliert. Über diese Induktivitäten können dann die unterschiedlichen induktiven Kopplungen zwischen den Innenleitern, den Einzelkabelschirmen sowie der Summenschirmung modelliert werden. Bei der Kapazitiven Kopplung wird zum Einen die Kopplung innerhalb der einzeln geschirmten Leitungen und zum Anderen die Kopplungen zwischen den Einzelkabelschirmen untereinander und zwischen den Einzelschirmen und dem Summenschirm in Form der Kapazitäten in Bild 1 berücksichtigt.

2.1.1 Bestimmung der kapazitiven Kopplung

Da die Antriebsleitung mit kombinierter Schirmung drei einzeln geschirmte Leitungen beinhalten, welche coaxial aufgebaut sind, berechnet sich die Kabelkapazität einer einzelnen geschirmten Leitung zu.

$$C'_{LSH} = 2\pi\epsilon_0\epsilon_r \frac{l}{\ln\left(\frac{r_a}{r_i}\right)} \quad (1)$$

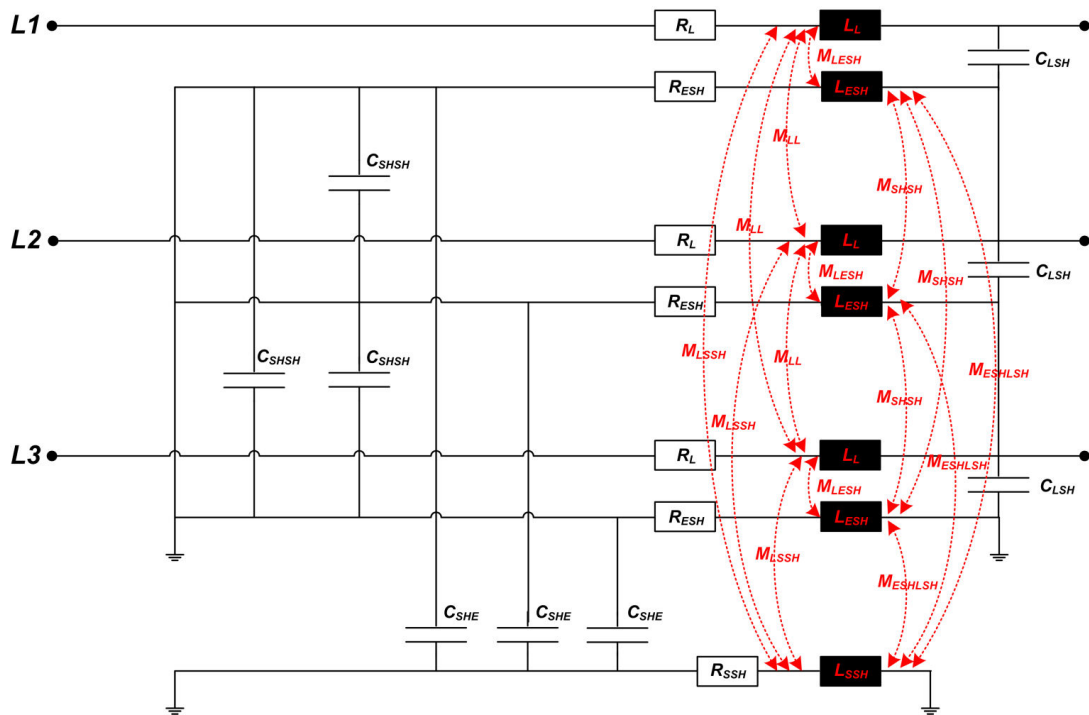


Bild 1: Ersatzschaltbild für das in der Simulation verwendete Kabelmodell mit kombinierter Schirmung

Bei weiterer Betrachtung der drei einzeln geschirmten Leitungen in Kombination mit der außen aufgebrachten Summenschirmung ergeben sich, wie bei klassischen Drehstromkabeln, weitere 6 kapazitive Kopplungen zwischen den Einzelschirmen untereinander und zwischen den Einzelschirmen und der Summenschirmung. Da die elektrischen Feldlinien in der Anordnung vom Rand der äußeren Rand der Kabeladern ausgehen, kann für die Berechnung dieser Kapazitäten die Methode der Spiegelladungen angewandt werden. Die Anordnung der Ladungen und Spiegelladungen für die Anordnung der einzelnen Schirme ist in Bild 2 dargestellt.

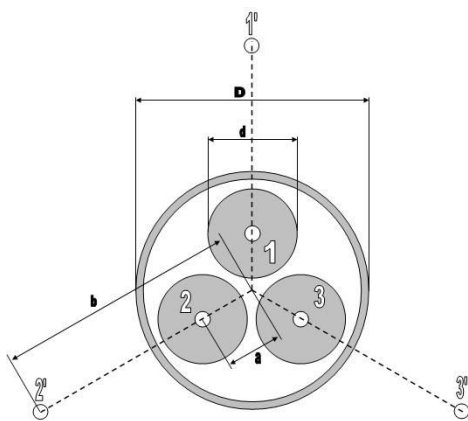


Bild 2: Struktur eines 3-phasigen Kabels für die Methode der Spiegelladungen

Die Kapazitäten zwischen Einzelschirm und Summenschirm berechnen sich dann zu [8].

$$C'_{SHE} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\ln\left(\frac{16a(b^3 - a^3)}{3D^3 d}\right)} \tag{3}$$

Die Abstände der Spiegelladungen außerhalb der Kabelanordnung können nach dem Gesetz der reziproken Radien bestimmt werden.

$$b = \frac{D^2}{4a} \tag{2}$$

Im Falle einer geometrisch symmetrischen Anordnung der einzelnen Schirmungen können sowohl die Kapazitäten zwischen den Einzelschirmen als auch die Kapazitäten zwischen den Einzelschirmen und der Summenschirmung als gleich angenommen werden.

Mit den Kapazitäten zwischen Einzelschirm und Summenschirm lassen sich nun die Kapazitäten zwischen den Einzelschirmen berechnen[8].

$$C'_{SHSH} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{3 \ln\left(\frac{2\sqrt{3}a(b-a)}{d\sqrt{a^2+b^2+ab}}\right)} - \frac{1}{3} C'_{SHE} \quad (4)$$

2.1.2 Bestimmung der induktiven Kopplung

Zur Modellierung der induktiven Kopplung zwischen den einzelnen Elementen der Kabelanordnung müssen sowohl die Eigeninduktivitäten der Leiter und der Schirmungen sowie die Gegeninduktivitäten (rote Pfeile in Bild 1) zwischen den einzelnen Elementen bestimmt werden. Die Eigeninduktivität der Leiter setzt sich aus der inneren und der äußeren Eigeninduktivität zusammen. Da die innere Eigeninduktivität des Leiters nur 80nH beträgt und mit der Frequenz stark abnimmt [9], wird für die Simulation nur die äußere Eigeninduktivität berücksichtigt. Um die äußere Eigeninduktivitäten der Leiter und der Schirmungen zu bestimmen, ist das folgende Flächenintegral zu berechnen, wobei hier die Fläche eine rechteckige Fläche parallel zum Leiter ist, welche senkrecht zu den Feldlinien steht.

$$L_L = \frac{\psi}{I} = \frac{1}{I} \cdot \iint_{A_{ref}} \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (5)$$

Nach Lösung des Integrals in (5) für die magnetische Flussdichte und die entsprechende Fläche ergibt sich die äußere Eigeninduktivität eines Leiter zu. Sie hängt also im Wesentlichen von den geometrischen Kabelgrößen Leiterradius und Leiterlänge ab [10]. Da die innere Induktivität in der Simulation nicht berücksichtigt wird, kann die äußere Eigeninduktivität der Schirmungen analog berechnet werden, indem statt dem Leiterradius der Radius der Schirmung eingesetzt wird.

$$L'_L = \frac{\mu \cdot l}{2 \cdot \pi} \left(\ln \left(\frac{l}{r_l} + \sqrt{\frac{l^2}{r_l^2} + 1} \right) + \frac{r_l}{l} - \sqrt{\frac{r_l^2}{l^2} + 1} \right) \quad (6)$$

Zusätzlich zu den Eigeninduktivitäten müssen nun im Folgenden die induktiven Kopplungen zwischen den einzelnen Komponenten modelliert werden. Die erste Kopplung tritt bei den drei einzeln geschirmten Leitern zwischen dem Innenleiter und der Schirmung auf. Wird nun ein Innenleiter in die Schirmung eingebracht, so ergibt dadurch das ein magnetischer Fluss ausschließlich außerhalb des Leiters auftritt, keine Änderung für die magnetische Flussdichte bei gleichem Schirmstrom und es gilt [11].

$$L_{ESH} = \frac{\psi}{I_{ESH}} = M_{LESH} \quad (7)$$

Da die Einzeladerschirmungen eine deutlich geringeren Querschnitt aufweisen, als die Innenleiter, wird das vom Laststrom verursachte magnetische Feld nicht vollständig durch die Schirmung kompensiert und es ergeben sich weitere induktive Kopplungen im betrachteten Kabelmodell. Diese induktiven Kopplungen treten zwischen den Innenleitern und der Summenschirmung und zwischen den Kabelschirmen und der Summenschirmung auf. Diese können unter der Annahme, dass sich der Innenleiter bzw. der Einzeladerschirm innerhalb der Summenschirmung befinden analog zur Berechnung der Gegeninduktivität zwischen Innenleiter und Einzeladerschirmung bestimmt werden. Zuletzt treten noch aufgrund der nicht vollständigen Kompensation des Laststroms indukti-

ve Kopplungen zwischen den 3 Innenleitern und den 3 Kabelschirmen untereinander auf. Die Gegeninduktivität zwischen zwei parallel verlaufenden Leitern berechnet sich nach[10].

$$M'_{LL} = \frac{\mu \cdot l}{2 \cdot \pi} \left(\ln \left(\frac{l}{d} + \sqrt{\frac{l^2}{d^2} + 1} \right) + \frac{d}{l} - \sqrt{\frac{d^2}{l^2} + 1} \right) \quad (8)$$

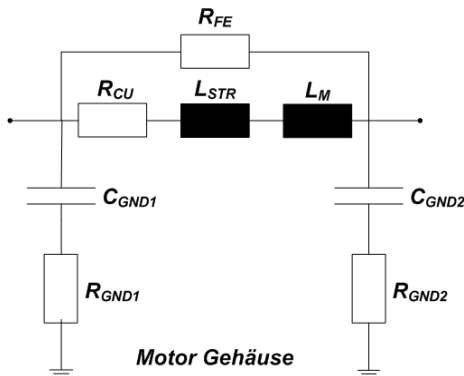
Die Gegeninduktivität zwischen zwei Leitern hängt also im Wesentlichen von dem Abstand der beiden Leiter und der Leiterlänge ab. Da der durch den Schirmstrom hervorgerufene magnetische Fluss bei den Einzeladerschirmen nur außerhalb auftritt, können die Gegeninduktivitäten zwischen den Einzeladerschirmen analog bestimmt werden. Die fehlenden Widerstandswerte ergeben sich aus den Herstellangaben. Unter Berücksichtigung der Herstellerangaben und der geometrischen Abmessungen des Kabelaufbaus ergeben sich die einzelnen Parameter des Kabelersatzschaltbildes zu.

R_L	R_{ESH}	R_{SSH}	L_L	L_{ESH}	L_{SSH}	C_{LSH}
1,392mΩ	5,233mΩ	0,05mΩ	1,582μH	1,527μH	1,217μH	883,14pF
C_{SHSH}	C_{SHE}	M_{LESH}	M_{LL}	M_{SHSH}	M_{ESHSSH}	M_{LSSH}
66,38pF	172,24pF	1,527μH	913nH	913nH	1,217μH	1,217μH

Tabelle 1 ESB Parameter für das verwendete Simulationsmodell

2.2 Modellierung der Asynchronmaschine

Um die unterschiedlichen Schirmkonzepte für die Antriebsleitungen simulativ vergleichen zu können, muss auch die angeschlossene Lastmaschine hinreichend genau für Simulationen in Zeit und Frequenzbereich modelliert werden [6]. Hierzu wird, wie in [12] beschrieben, ein Ersatzschaltbild für die Ständerwicklungen verwendet, welches das Gleichtakt- und das Gegentaktverhalten von Drehstrommaschinen beschreibt. Die Parameter dieses Ersatzschaltbildes ergeben sich aus zwei Impedanzmessungen an den Klemmen der Maschine. Die Gleichtaktimpedanz der Maschine wird zwischen den drei kurzgeschlossenen Ständerwicklungen und dem Maschinengehäuse und die Gegentaktimpedanz wird zwischen einer Wicklung und den anderen zwei kurzgeschlossenen Wicklungen gemessen. Aus der Messung können dann die einzelnen ESB Parameter bestimmt werden. Eine detaillierte Beschreibung des Verfahrens ist in [12] zu finden. Für das in Bild 3 dargestellte Wicklungersatzschaltbild ergeben sich für die Simulation die Werte in Tabelle 2.



R_{FE}	R_{CU}	L_{STR}	L_M
164,83Ω	124mΩ	186,83μH	6,11μH
C_{GND1}	C_{GND2}	R_{GND1}	R_{GND2}
1,241nF	0,574nF	4,545Ω	12,77Ω

Tabelle 2 verwendete ESB Parameter für das ASM Modell

Bild 3 ESB einer Ständerwicklung der ASM

3. Ergebnisse der Simulation

Um den Einfluss der unterschiedlichen Schirmkonzepte auf die auftretenden Störspannungen auf den Phasenleitungen vergleichen zu können, werden mit dem beschriebenen Modell Simulationen sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich durchgeführt. Die gepulste Spannung auf die Kombination aus Antriebsleitung und Ständerwicklung, die ein schwingfähiges System darstellen, resultiert in hochfrequenten Spannungsüberhöhungen in den Schaltflanken. Zum Vergleich der Schirmkonzepte im Zeitbereich, wurde jeweils die Phasenspannung U_{L1} an den Motorklemmen simuliert. Die Ergebnisse der Simulation sind in Bild 4 abgebildet.

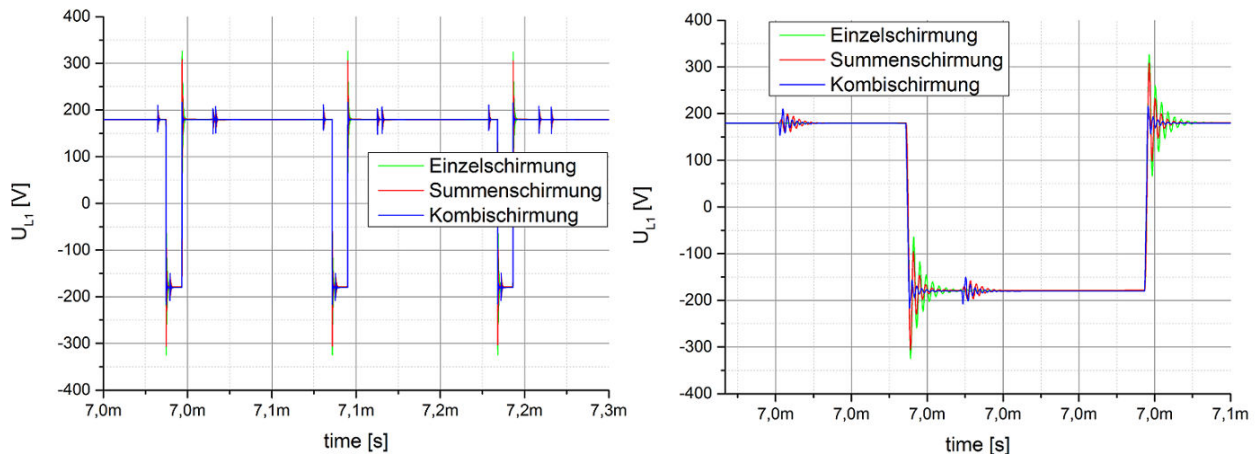


Bild 4 simulierte Spannung auf Phasenleitung L1 für die unterschiedlichen Schirmkonzepte

Wie bereits in [5],[6] gezeigt, treten bei den Antriebsleitungen mit Summenschirmung tendenziell geringere Spannungsüberhöhungen in den Schaltflanken auf, als bei den Leitungen mit Einzeladerschirmung. Bei einer Kombination der beiden Schirmkonzepte, ergibt sich eine weitere deutliche Reduzierung der Störspannung in den Schaltflanken. Bei genauerer Betrachtung der Überspannungsamplitude ergibt sich bei Vergleich mit der Summenschirmung eine Reduktion von ca.90V und im Vergleich zur Einzeladerschirmung sogar eine Reduktion von ca.110V. Diese Störspannungen können nun beispielsweise über Streukapazitäten in andere Teile des Bordnetzes überkoppeln, wo sie z.B. in Form von hochfrequenten Gleichtaktschirmströmen auftreten. Dieser Gleichtaktstörstrom, der zwischen dem Motorsternpunkt und dem Motorgehäuse fließt wird in einer zweiten Simulation zu Vergleich der Schirmkonzepte im Frequenzbereich herangezogen (Bild 5). Da die Störspannungen also die Spannungsüberhöhungen in den Schaltflanken eher hochfrequent sind, treten auch erst im Bereich ab 10MHz sichtbare Abweichungen zwischen den Schirmkonzepten auf. Auch hier zeigt sich das gleiche Bild, wie auch schon bei der Simulation im Zeitbereich, was den Vergleich der Schirmkonzepte angeht. Speziell im Bereich ab 10MHz zeigt sich, dass die Einzeladerschirmung deutliche höhere Störströme im System verursacht, als die Summen- bzw. die kombinierte Schirmlösung. Zudem treten bei der kombinierten Schirmung tendenziell noch geringere Störströme bei den höheren Frequenzen auf als bei der einfachen Summenschirmung.

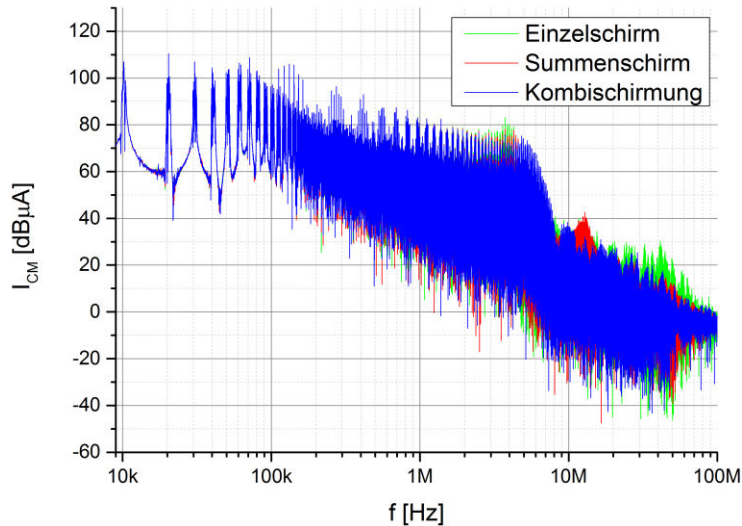


Bild 5 simulierter Gleichtaktstörstrom zwischen Sternpunkt und Motorgehäuse für die unterschiedlichen Schirmkonzepte

4. Ergebnisse der Messungen

Die vergleichenden Messungen wurden an einem elektrischen Antriebs durchgeführt, wie er auch in Elektrofahrzeugen zum Einsatz kommt. Für weitere Details zum Aufbau sei auf die Arbeit [7] verwiesen. Zum Vergleich der Schirmkonzepte werden, wie schon in der Simulation Messungen im Zeitbereich sowie im Frequenzbereich durchgeführt. Bei den Messungen im Zeitbereich wird die Phasenspannung L1 mit einem Oszilloskop gemessen und um die Konzepte vergleichen zu können auf den breitesten Puls getriggert. Die Ergebnisse sind im Bild 6 links dargestellt.

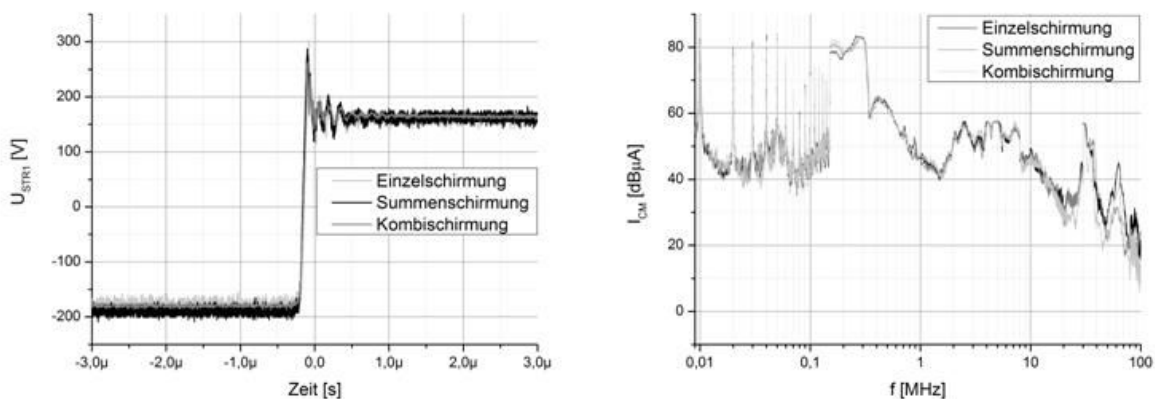


Bild 6 links gemessene Phasenspannung L1 für die unterschiedlichen Schirmkonzepte; rechts gemessener Gleichtaktstörstrom über den Kabelschirm für die unterschiedlichen Schirmkonzepte

Es zeigt sich, dass sich die Höhe der Überspannung bei Verwendung einer kombinierten Schirmlösung noch einmal reduziert. Im Vergleich zur Einzelschirmung reduziert sich bei einem Lastmoment von 40Nm die Überspannung um 40V und im Vergleich zur einfachen Summenschirmung um 10V. Da die Überschwinger in den Schaltflanken hochfrequente Anteile haben, sollten bei einer Betrachtung des Frequenzbereichs dort auch die größten Abweichungen zwischen den unterschiedlichen Schirmkonzepten auftreten. Für

eine vergleichende Messung wurde jeweils der Gleichtaktstörstrom, der über den Kabelschirm fließt mit einer BCI-Zange gemessen. Die Messergebnisse (Bild 6 rechts) zeigen, das auch hier im höheren Frequenzbereich bei der Kombischirmung niedrigere Schirmströme auftreten als bei den anderen Schirmkonzepten. Allerdings gibt es im betrachteten Frequenzbereich auch Abschnitte, in denen bei der einfachen Summenschirmung geringere Störströme auftreten.

5. Zusammenfassung

Die vergleichenden Untersuchungen zum den auftretenden Störspannungen bei Verwendung unterschiedlicher Schirmkonzepte im Antriebsstrang von Elektro- und Hybridfahrzeugen haben gezeigt, dass diese einen Einfluss auf die auftretenden Störungen haben. Das verwendete Simulationsmodell ist in der Lage die auftretenden Störungen für die verschiedenen Schirmkonzepte sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich zu beschreiben. Speziell durch die Verwendung einer kombinierten Schirmung konnten die auftretenden Störungen im Vergleich zu einzeln geschirmten Antriebsleitungen reduziert werden. Im Vergleich zu den Leitungen mit Summenschirmung liegen treten teilweise niedrige und teilweise höhere Gleichtaktstörströme auf. Durch eine entsprechende Auswahl des Schirmkonzeptes lässt sich die Störaussendung des Antriebsstrangs im Bereich ab ca. 30MHz reduzieren.

6. Literatur

- [1] K. Hofer, *Elektrotraktion*. Berlin: VDE Verlag 2006.
- [2] Specovious, J.: *Grundkurs Leistungselektronik*, 4. Auflage, Vieweg-teubner Verlag, 2010.
- [3] C. Hillmer, M. Mayer, U. Reinhardt: *EMV von Elektro- und Hybridfahrzeugen*, Beitrag 5. GMM- Fachtagung, München, 2009.
- [4] S. Jeschke, M. Obholz, M. Maarleveld, H. Hirsch, J. Bärenfänger: *Ermittlung typischer Störspannungen in Antriebssystemen für Elektro- und Hybridfahrzeugen*, Beitrag 7. Dortmunder Autotag, Dortmund, 2012
- [5] S. Jeschke, M. Maarleveld, H. Hirsch: *Untersuchungen zu den Einflüssen des Schirmkonzepts auf die auftretenden Störspannungen in Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen*, AmE 2013.
- [6] S. Jeschke, M. Maarleveld, H. Hirsch: *Investigation on the influence of the shielding concept on the disturbances from the propulsion system of an electric vehicle*, EMC Europe 2013
- [7] S. Jeschke, H. Hirsch, M. Koppers, D. Schramm: *HiL simulation of electric vehicles in different usage scenarios*, IEEE IEVC 2012
- [8] Küpfmüller, K.: *Theoretische Elektrotechnik*, 17. Auflage, Springer Verlag, 2006
- [9] O. Zinke, H. Brunswick: *Hochfrequenztechnik 1 Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*, 6. Auflage, Springer Verlag, 1999
- [10] Weber S.: *Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente*, Dissertation, TU Berlin, 2007
- [11] W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, Wiley Publication, 2009
- [12] Schinkel et al.: *Efficient HF Modelling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations*, IEEE APEC, 2006

Untersuchungen zur Störkopplung und Schirmdämpfung von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Dipl.-Ing. (FH) Norman Müller; Dipl.-Ing. (FH) Tom Wunderlich; Dipl.-Ing. (FH) Andre Winkler; Prof. Dr.-Ing. habil. Matthias Richter, Westsächsische Hochschule Zwickau, Fakultät Elektrotechnik / Professur EMV & Nachrichtentechnik
Dipl.-Ing. (FH) Felix Jacob, Carmeq Resident Engineering, Volkswagen AG

1. Einleitung

1.1. Ausgangspunkt

In Elektro- und Hybridfahrzeugen wird das konventionelle 12 V-Bordnetz um ein Hochvoltbordnetz zur Realisierung des elektrischen Traktionssystems erweitert. Durch die Integration wird die Komplexität der Fahrzeugelektronik deutlich gesteigert und eine wesentlich höhere Spannungsebene (bis 1000 V) eingeführt. Aufgrund von funktionell bedingten, schnellen Schaltvorgängen erzeugen die neuen elektronischen Hochvoltkomponenten wie beispielsweise der leistungselektronische Umrichter oder der DC-DC-Wandler Störungen, die bisher im Kraftfahrzeug nicht auftraten. Damit diese Störsignale die fehlerfreie Funktion anderer Elektroniksysteme im Fahrzeug nicht beeinflussen, wird das gesamte Hochvoltssystem u. a. als vollständig geschirmtes System in das Fahrzeug integriert. Andernfalls bietet sich zwischen beiden koexistierenden Bordnetzen ein besonders hohes Verkopplungspotential.

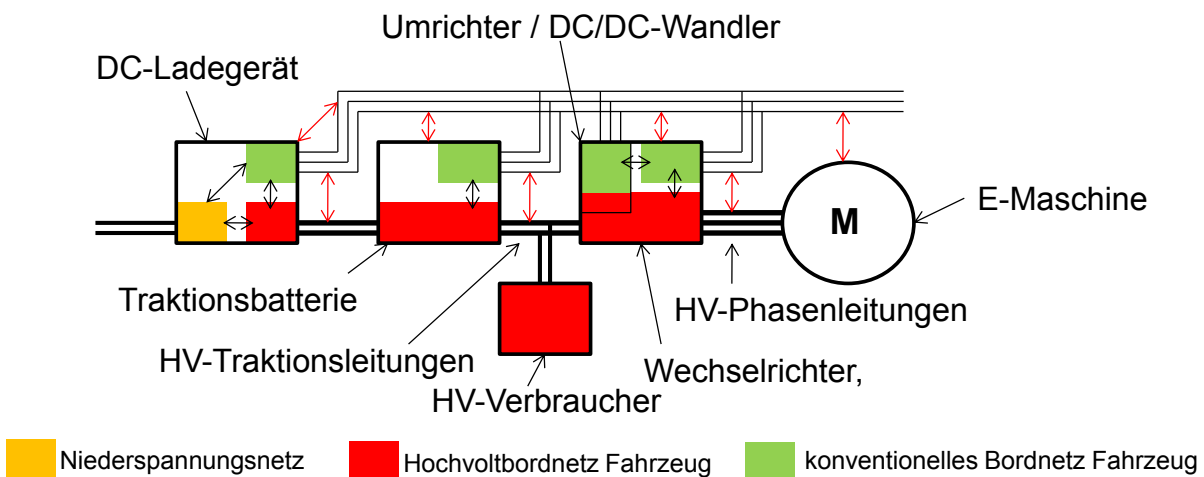


Bild 1: Verkopplungspotential zwischen Hochvolt- und 12 V-Bordnetz

Im Rahmen eines BMBF-Förderprojektes wird derzeit mit Industriepartnern ein Forschungsthema zur Entwicklung einer EMV-gerechten Hochvoltverkabelung für das elektrische Traktionssystem von Kraftfahrzeugen im Rahmen der Elektromobilität bearbeitet, dessen erste Ergebnisse im Hauptabschnitt dieses Beitrags vorgestellt und diskutiert werden.

1.2 Ziele

Im Mittelpunkt des Beitrags steht die Analyse des Störpotentials von elektrischen Antriebssystemen in elektrisch betriebenen Kraftfahrzeugen. Als Ergebnis zeigt sich, dass eine hochqualitative Schirmung des HV-Systems unabdingbar ist. Diese Schirmung kann dann durch Verlegungsoptionen beeinflusst werden. Daher soll im Beitrag u. a. gezeigt werden, wodurch die Schirmdämpfung real verlegter Leitungen abhängig ist. Es werden Erfahrungen mit verschiedenen Messverfahren vorgestellt, die mit Simulationen zu „worst case“ Betrachtungen gegenübergestellt werden. Die EMV-Eigenschaften des Hochvoltsystems werden entscheidend durch die Leitungen und der dazugehörigen Kontaktierungen beeinflusst. Im Beitrag werden daher des Weiteren Ergebnisse und Erfahrungen zur messtechnischen Umsetzung der Untersuchungen, u. a. zur nominellen und realen Bestimmung der Transferimpedanz von Hochvoltleitungen vorgestellt. In den Vergleich werden dabei Einflüsse mechanischer Beanspruchung (Biegeradien), aufbaubedingter Eigenschaften (Querschnitt, Schirmaufbau) sowie Steckverbindern einbezogen. Auf Basis der Leitungsuntersuchungen und Ergebnissen von Komponenten- sowie Fahrzeugtests steht im Fazit des Beitrages die Zusammenführung des Störpotentials zur Wirkung der Schirmung von Hochvoltleitungen bzw. kompletten Hochvoltssystemen in Elektro- und Hybridfahrzeugen.

2. Analyse des Störpotentials durch HV-Systeme

Die EMV-Anforderungen des Gesamtsystems im Fahrzeug können nur erfüllt werden, wenn die „Hochvolt“-spezifischen Anforderungen vorerst auf Komponenten- bzw. Systemebene detailliert untersucht und die EMV-Eigenschaften auf diesen Ebenen gezielt entwickelt wurden. Diese Eigenschaften müssen bei der Integration in das Gesamtfahrzeug erhalten bleiben. Erste Untersuchungen zeigen, dass eine Entkopplung von 70...80 dB zwischen dem Hochvoltsystem und dem konventionellen Bordnetz erforderlich ist. Diese Verkopplung kann sowohl über die geschirmt ausgeführten Hochvoltleitungen in ihrer realen Verlegung als auch über die Hochvoltkomponenten, wie Traktionsbatterie, Umrichter, DC-DC-Wandler und elektrischer Antriebsmaschine erfolgen. Die Hochvoltleitungen müssen in Traktionsleitungen zwischen Energiespeicher und Umrichter sowie Phasenleitungen zwischen Umrichter und E-Maschine unterschieden werden.

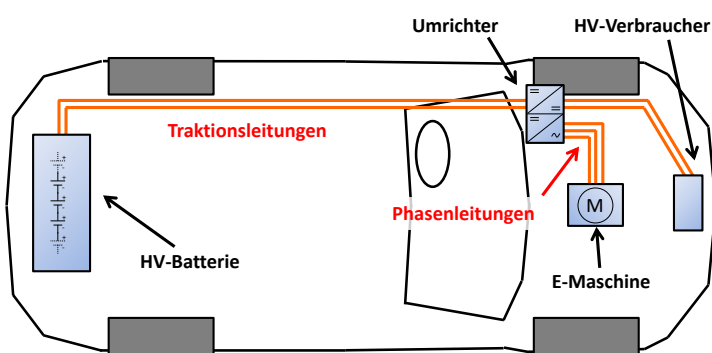


Bild 2: Übersicht Hochvoltbordnetz

Zur Entkopplung des Hochvoltsystems werden bisher verschiedene Ausführungen bezüglich Schirmung und Isolation von den Herstellern von E-Fahrzeugen ins Kalkül gezogen. Studien zeigen, dass die nominelle Schirmdämpfung dieser Leitungen bei der Integration ins Fahrzeug auf Grund von Biegeradien und realen Masseanbindungen sinkt.

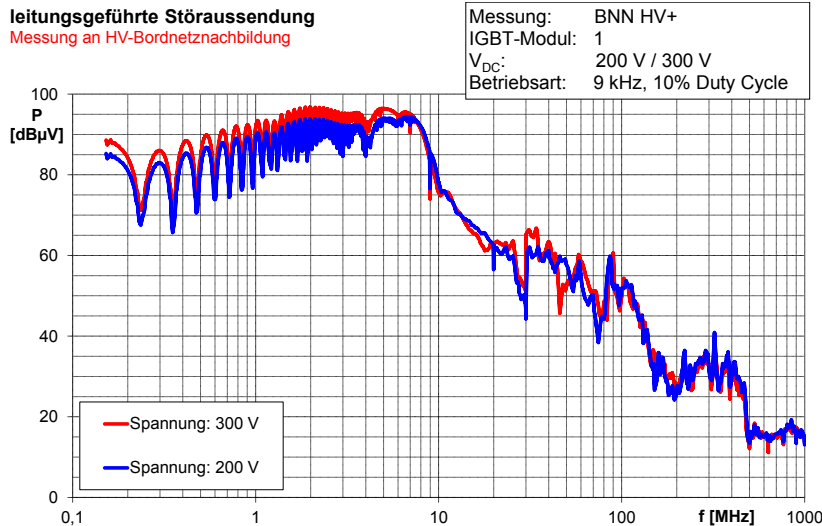
Eine Überkopplung der hochfrequenten Spektralanteile der Schaltflanken der leistungselektronischen Umrichter in das konventionelle Bordnetz ist die Folge.

Daher soll im ersten Projektschritt ermittelt werden, welchen Anteil die Leitungsverlegung an der Gesamtkopplung zwischen Hochvoltsystem und konventionellen Bordnetz besitzt. Ausgangspunkt der weiteren Untersuchungen ist der Aufbau der mess- und simulationstechnischen Basis, um die EMV-relevanten Eigenschaften von HV-Leitungen

analysieren zu können. Die Modellierung von verschiedenen Hochvoltleitungen mit ihrer Verkopplung zu Versorgungs-, Daten- und Sensorleitungen des 12-Volt-Bordnetzes in ihrer realen Verlegung im Fahrzeug muss hierbei ein besonderer Schwerpunkt sein.

3. Störaussendungspotential

Basierend auf Untersuchungen auf Komponentenebene wird die typische Störaussendungscharakteristik von elektrischen Antriebssystemen aufgezeigt. Das Diagramm in Bild 3 zeigt diese funktionsbedingte, leitungsgeführte Störaussendung von Leistungshalbleitermodulen.



Im Diagramm sind Ergebnisse mit verschiedenen Spannungsebenen (V_{DC}) dargestellt. Dabei wird deutlich, dass sich der charakteristische Störaussendungsverlauf nur minimal unterscheidet. Vielmehr ist dieser bestimmt durch die Stromänderungsgeschwindigkeit der Motor-Ansteuerung.

$$\Delta U = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Bild 3: Störaussendung IGBT-Modul auf Komponentenebene an Bordnetznachbildung bei variabler Spannung V_{DC}

Um die gestrahlte Störaussendung auf Fahrzeugebene zu analysieren, wurde durch einen Projektpartner (Fa. CitySax, KMU) ein umgerüstetes Fahrzeug zur Verfügung gestellt. Es handelt sich dabei um einen Trabant 601 Kombi, dessen Antriebssystem komplett elektrifiziert wurde. Die Batteriespannung liegt bei 96 V. Sowohl die Phasen- als auch Traktionsleitungen sind geschirmt ausgeführt, jedoch nicht über geschirmte Steckverbindungen an die jeweiligen HV-Komponenten kontaktiert. Die Schirmung hat daher keine Wirkung.

Für eine qualitative Bewertung wurde darauf geachtet, dass ausschließlich das HV-System aktiviert war.

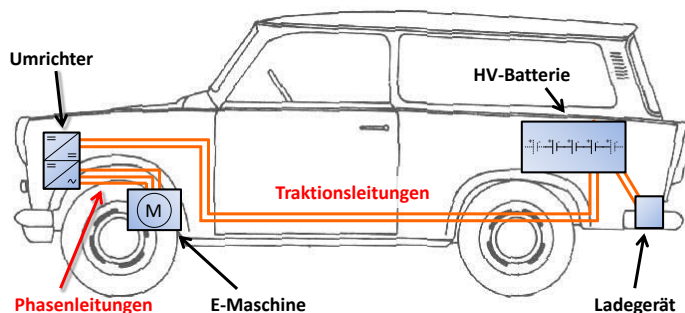
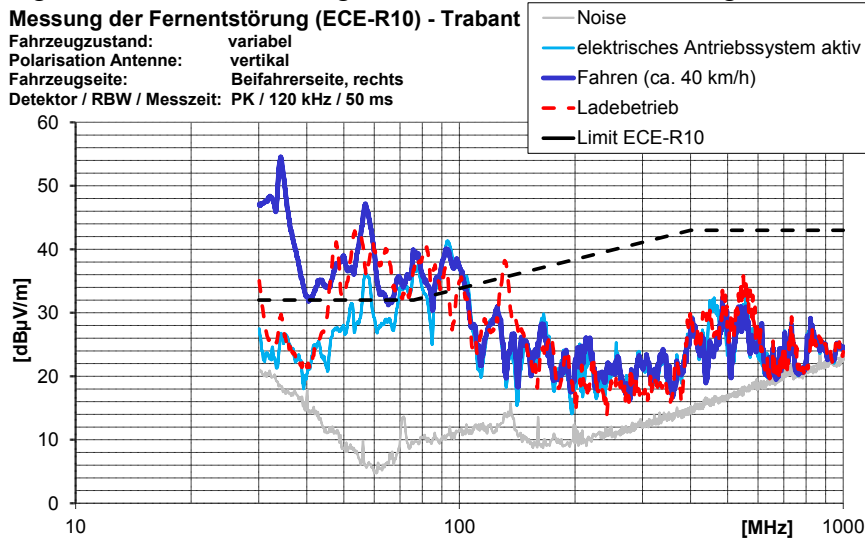


Bild 4: Aufbau elektrisches Antriebssystem **Trabant 601 Kombi elektrisch** (Fa. CitySax)



Bild 5: Störaussendung auf Fahrzeugebene (EMV-Halle WHZ)

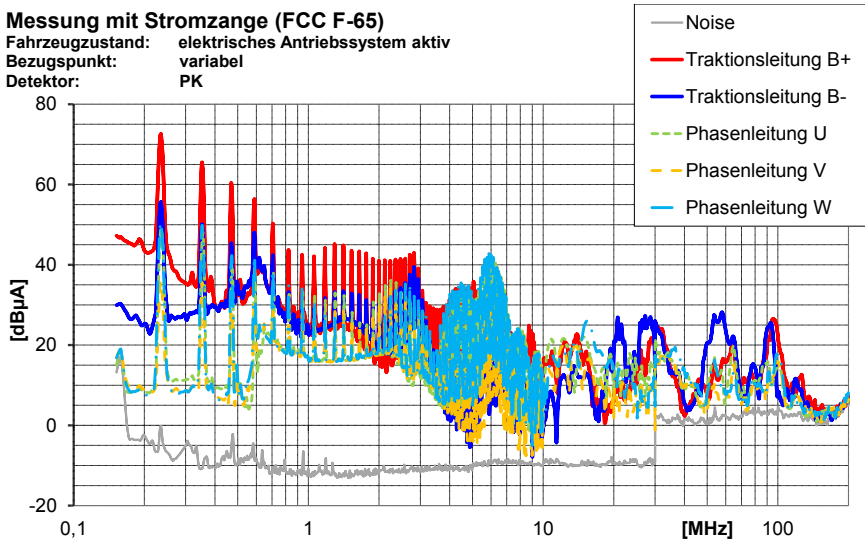
Um die gestrahlte Störaussendung des Fahrzeugs zu bewerten, wurden Untersuchungen in Anlehnung an die ECE-R10 bzw. die CISPR12 durchgeführt. Beispielhaft ist im nachfolgenden Diagramm das detektierte Schmalbandstörpotential bei unterschiedlichen Funktionszuständen dargestellt, welches durch das elektrische Antriebssystem des Testfahrzeugs abgestrahlt wird. Durch den Einsatz von ungeschirmten HV-Leitungen ergeben sich breitbandige Grenzwertüberschreitungen.



Um die Funktion anderer Systeme in Fahrzeugen mit höherer Elektronikdichte zu gewährleisten bzw. eine Wechselwirkung mit der Umwelt zu vermeiden, ist die Verwendung geschirmter HV-Leitungen im Fahrzeug unabdingbar.

Bild 6:
 Fahrzeugmessung – Bewertung von Schmalbandstörungen

Um die Störspektren der Fahrzeugmessung zu separieren, wurden Untersuchungen mit einer HF-Stromzange durchgeführt. Analog zu Erkenntnissen auf Komponentenebene (siehe Bild 3) zeigt sich eine hohe, leitungsgeführte Charakteristik der Störströme bis etwa 100 MHz.



Im Diagramm sind dazu die ermittelten HF-Störströme auf den Phasen- sowie Traktionsleitungen dargestellt.

Bild 7:
 Analyse HF-Ströme im Fahrzeug – Phasen- und Traktionsleitungen

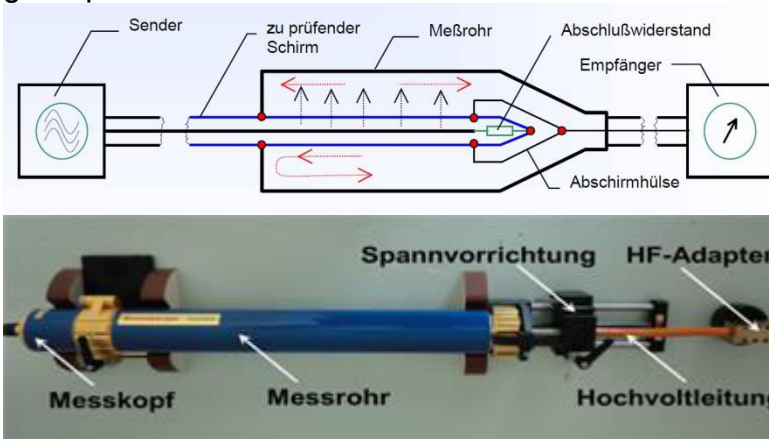
4. Bewertung EMV-relevanter Eigenschaften von HV-Leitungen

Die Untersuchungsergebnisse auf Komponenten- sowie Fahrzeugebene verdeutlichen das funktionsbedingte Störpotential von HV-Antriebssystemen. Daraus ergeben sich Anforderungen an EMV-relevante Eigenschaften von HV-Leitungen, neben mechanischen, chemischen und temperaturbedingten Anforderungen. Um Funktionsbeeinträchtigungen im 12 V-Bordnetz und beim Empfang von Funkdiensten zu vermeiden bzw. zu minimieren, muss eine Entkopplung des HV-Systems vom Rest der Fahrzeugelektronik

realisiert werden. Verschiedene Schirmausführungen von HV-Leitungen sind dabei eine Realisierungsmöglichkeit.

Um die Transferimpedanz bzw. die Schirmdämpfung dieser geschirmten HV-Leitungen zu bewerten, sind aktuell zwei Messmethoden mit dem Speisedrahtverfahren und dem triaxialen Messsystem in Verwendung.

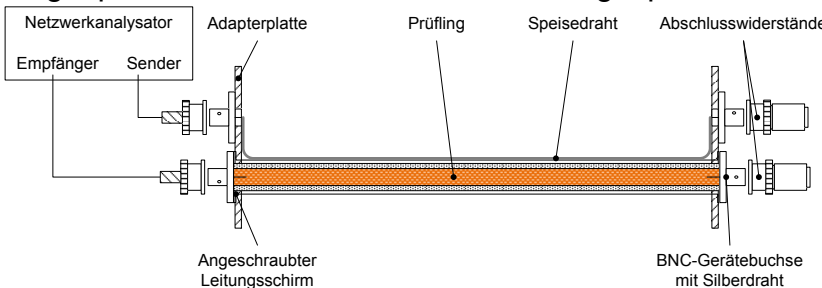
Das triaxiale Messverfahren kann für die Bewertung unterschiedlicher Schirmungsvarianten verschiedener Hochvoltleitungen herangezogen werden, wobei der Messaufbau gut reproduzierbar ist.



Der Aufbau ist durch Module einfach erweiterbar, z. B. für die zusätzliche Bewertung von HV-Leitungen inkl. Kontaktierungen.

Bild 8: Triaxiales Messverfahren – Schematischer Aufbau [4] / realer Messaufbau (Fa. Bedea)

Das Speisedrahtverfahren oder auch Paralleldrahtverfahren beruht auf dem Prinzip der Strominjektion und stellt eine kostengünstige Messalternative dar. Zur Bestimmung der Transferimpedanz wird die zu prüfende Leitung in eine angepasste Messvorrichtung eingespannt. Parallel zu der eingespannten Leitung wird eine zweite



Leitung, die sogenannte Speiseleitung, verlegt und impedanzgerecht angepasst. Die Speiseleitung kann beispielsweise aus einem Flachbandkabel oder aus leitendem Kupferklebeband bestehen.

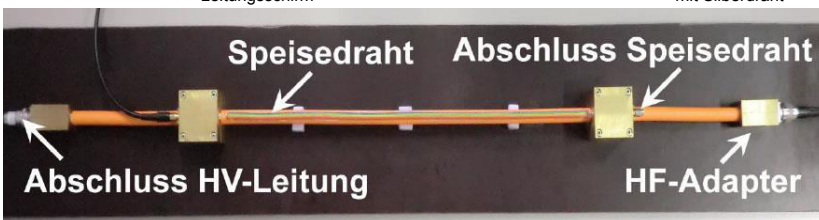


Bild 9: Speisedrahtverfahren – Schematischer Aufbau / realer Messaufbau

Da die HV-Leitungen im Fahrzeugeinsatz nicht nur aus einem kurzen, geraden Leitungsstück bestehen, sondern mit speziellen Kontaktierungen konfektioniert und in gewissen Biegeradien verlegt werden, sind zusätzliche Untersuchungsreihen mit den genannten Messverfahren notwendig.

Im Rahmen des Forschungsprojektes sind durch einen weiteren Partner Hochvoltleitungen in unterschiedlicher Schirmausführung zur Verfügung gestellt worden. Des Weiteren wurden durch die Fa. Dräxlmaier Leitungsstücke mit HV-Steckverbindungen aus dem „automotive“-Bereich konfektioniert.

Da die HV-Leitungen im Fahrzeug diversen mechanischen Beanspruchungen unterliegen, die sich vor allem durch die Montage ergeben, soll die Transferimpedanz bzw.

Schirmdämpfung bei verschiedenen Biegeradien bzw. auch beim Überbiegen analysiert werden.



Bild 10: Messaufbau Speisedrahtverfahren für unterschiedliche Biegeradien der HV-Leitungen

Die nebenstehenden Abbildungen zeigen dazu den verwendeten Messaufbau für Biegeradien im doppelten (2D), vierfachen (4D) sowie achtfachen (8D) Außendurchmesser für HV-Leitungen mit Querschnitt 25 mm² sowie 35 mm².

Bild 11 zeigt die Messergebnisse für eine ausgewählte Leitung. Die Messplots weichen dabei in Abhängigkeit vom Biegeradius im Bereich der magnetischen Lochkoppelung (ca. 100 MHz) geringfügig voneinander ab.

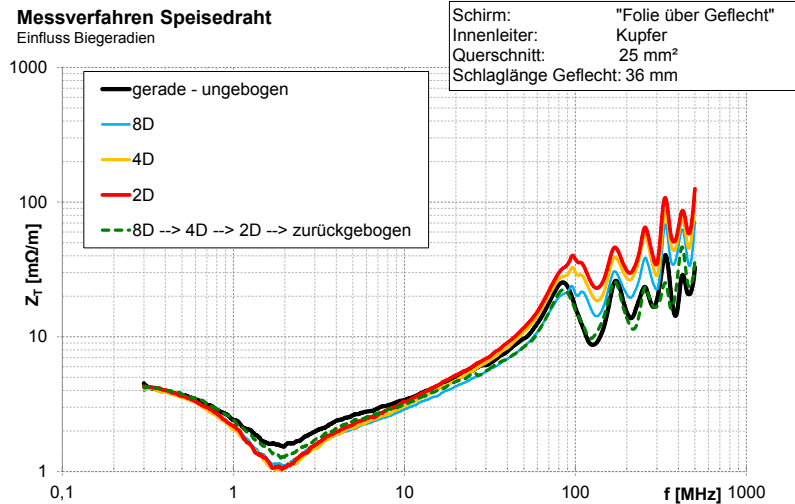


Bild 11: Messergebnisse zum Einfluss der Biegeradien

Die Leitung wurde nacheinander mit verschiedenen Radien gebogen und abschließend im Ursprungszustand erneut vermessen. Die Werte der Ausgangsmessungen decken sich dabei fast mit den Werten der Endmessung für diese untersuchte HV-Leitung. Eine weitere Messreihe mit einem 2D-Biegeradius um 180° sowie zurück lieferte vergleichbare Ergebnisse. Das ergibt als Schlussfolgerung, dass die Biegung der Leitungen einen geringen bzw. vernachlässigbaren Einfluss hat.

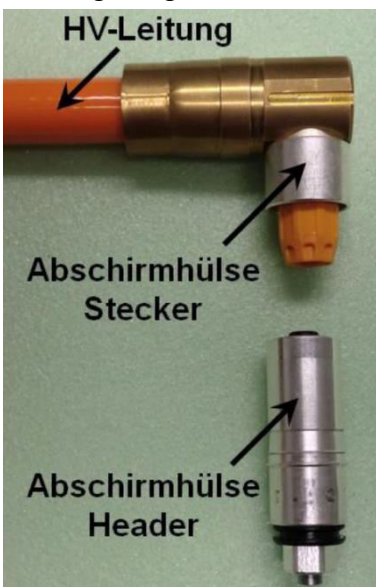
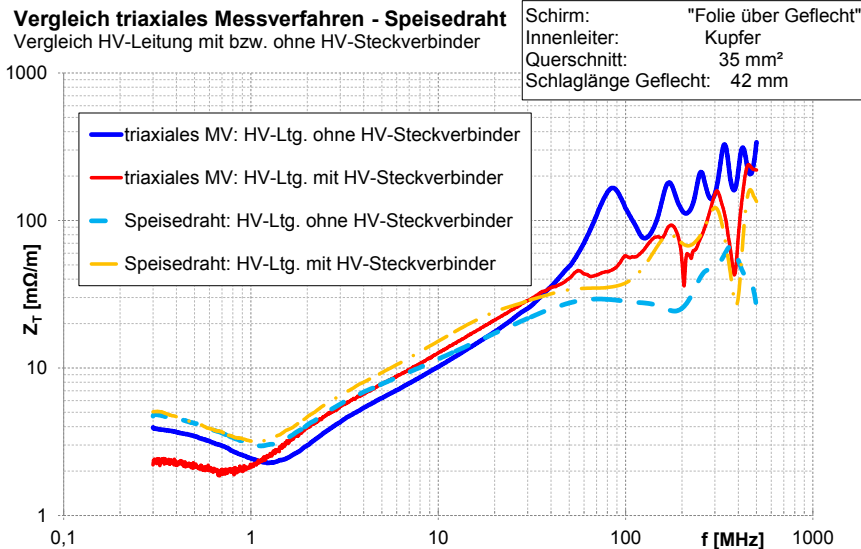


Bild 12: links: konfektionierte Leitung mit HV-Steckverbinder (ohne Kunststoffumhüllung)
oben rechts: angepasster, triaxialer Messaufbau (Fa. Bedea)
unten rechts: angepasstes Speisedrahtverfahren

Für eine Bewertung der Transferimpedanz bzw. der Schirmwirkung einer konfektionierten HV-Leitung, müssen die Messaufbauten angepasst werden, damit der Steckverbinder im Massekonzept des Messaufbaus integriert wird. Das nachfolgende Diagramm zeigt die Ergebnisse für eine unkonfektionierte sowie eine konfektionierte HV-Leitung im Vergleich der beiden Messverfahren. Die geringen Unterschiede der Ergebnisse lassen sich auf Einflüsse der Messaufbauten zurückführen.



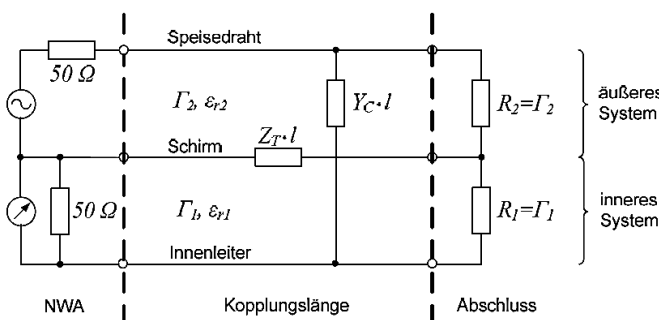
Durch die Anbindung des Schirmes der HV-Leitung an den Steckverbinder wird der ohmsche Widerstand geringfügig verändert. Dadurch fallen vor allem im Bereich der magnetischen Lochkoppung die Messergebnisse unterschiedlich aus.

Bild 13:
 Vergleich Messverfahren für Bewertung HV-Leitung mit / ohne HV-Steckverbinder

5. Simulation zu EMV-relevanten Eigenschaften von HV-Leitungen

Die vorangestellten Maßnahmen zur Bestimmung der EMV-relevanten Eigenschaften der HV-Leitungen spiegeln die Komplexität sowie den technischen Aufwand wider, die für die Bewertung der Schirmungseigenschaften notwendig sind. Daher liegt es nahe, für „worst case“-Betrachtungen mittels Simulation durchzuführen.

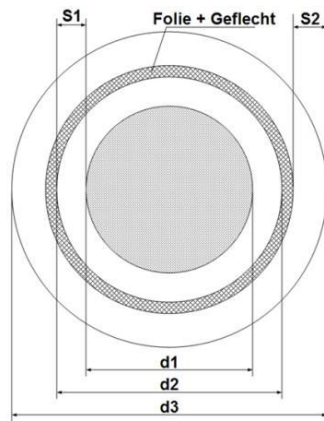
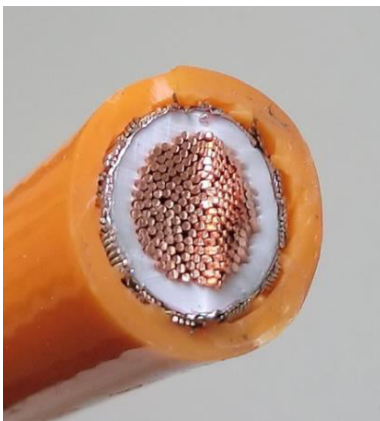
Für diese Betrachtungen von HV-Leitungen unterschiedlichen Aufbaus, wurden Simulationen zur Transferimpedanz auf Basis des Speisedrahtverfahrens durchgeführt. Das Prinzip wird in der folgenden Abbildung ersichtlich:



Durch die Messanordnung bilden sich zwei Systeme. Der Speisedraht bildet zusammen mit dem Kabelschirm eine Leitung mit definiertem Wellenwiderstand, hier als äußeres System gekennzeichnet. Das innere System bildet die HV-Leitung selbst, bestehend aus Innenleiter und Kabelschirm. Dadurch ergibt sich mit der HV-Leitung und dem Speisedraht ein gekoppeltes Leitungssystem.

Bild 14: Kopplungssystem HV-Leitung [5]

Durch das Einbringen von Strömen und Spannungen in den Speisedraht und der damit einhergehenden Überkopplung in den Prüfling soll die Qualität des Schirmes bewertet werden. Die nachfolgende Abbildung zeigt den Aufbau einer HV-Leitung im Querschnitt und definiert die notwendigen Abmessungen, die für die Berechnungen notwendig sind.



- S1 Wandstärke des Außenmantels
- S2 Wandstärke der Isolation
- d1 Durchmesser des Innenleiters
- d2 Durchmesser über der Isolation
- d3 Durchmesser am Außenmantel

Bild 15: Aufbau einer HV-Leitung im Querschnitt – links reell / rechts: schematisch

Zur Berechnung des Wellenwiderstands der HV-Leitung gilt folgende Formel:

$$Z_l = \frac{Z_{W0}}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad \text{mit} \quad Z_{W0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \, \Omega \approx \underline{376,73 \, \Omega}$$

D ist hierbei der Durchmesser des Schirmes und d der Durchmesser des Innenleiters. Als Isolationsmaterial zwischen Leiter und Schirm kommt vernetztes Polyethylen zum Einsatz, wobei von einer relativen Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 2,25$ ausgegangen wird.

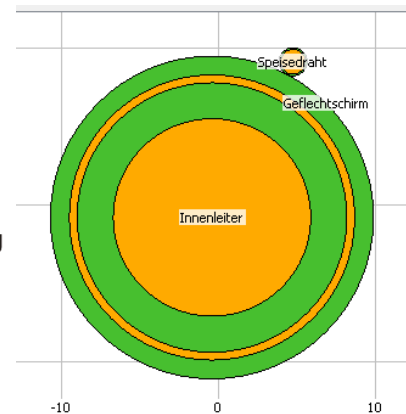
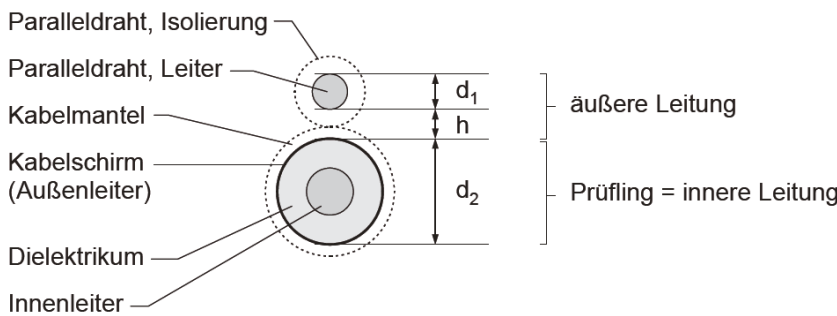


Bild 16: Darstellung Simulationsmodell

Als Simulationswerkzeug findet Feko (Fa. EMSS-SA) Einsatz. In der aktuellen Programmversion (6.3-225030 (x64) – Stand 10/2013) ist es derzeit jedoch nicht möglich, einen Folienschirm in Kombination mit einem Geflechschirm zu modellieren. In einem Programmupdate soll dies aber implementiert werden. Des Weiteren kann eine real gewickelte Folie nicht dargestellt werden, sondern ist nur als elektrisch dichtes Rohr darstellbar – im folgenden Diagramm als *Folie (elektrisch dicht)* bezeichnet.

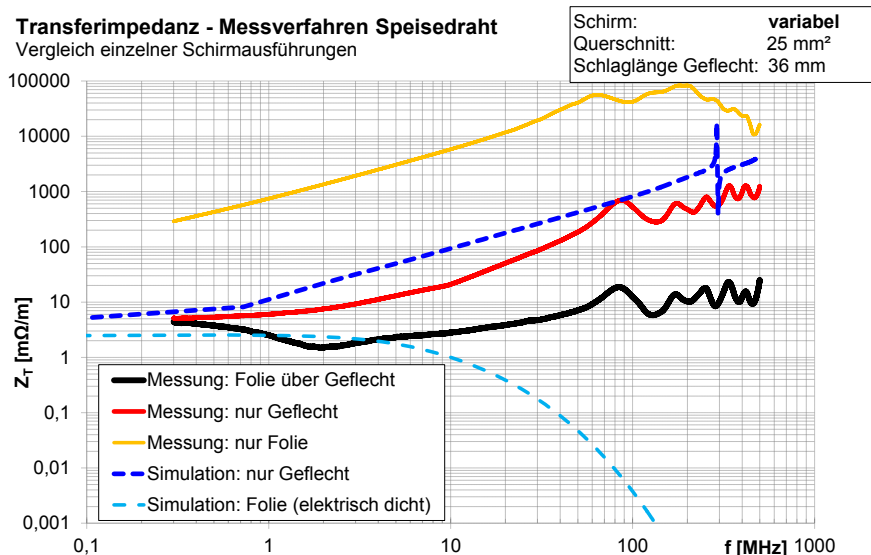


Bild 17: Vergleich Schirmvarianten Messung / Simulation

Dies wird aus nebenstehendem Diagramm deutlich.

Der Vergleich von Messung und Simulation einer HV-Leitung, die nur mit Schirmgeflecht versehen ist, zeigt eine vergleichbare Charakteristik. Durch Anpassung des Modells durch Verifikation mit weiteren Messreihen, soll eine bessere Übereinstimmung erreicht werden.

Ein Vergleich von Messung und Simulation einer HV-Leitung, die nur mittels Folie geschirmt ist, zeigt die bereits angedeutete Diskrepanz in der Software. Bei der Messung wird deutlich, dass der Folienschirm durch das Trägermaterial teilweise isoliert ist, wobei bei der Simulation ein geschlossenes Rohr nachgestellt wird mit.

Durch verbesserte Modelle und Anpassung des Softwareumfangs sollten zukünftig umfangreiche „worst case“-Betrachtungen zu EMV-relevanten Eigenschaften von Schirmausführungen von HV-Leitungen herangezogen werden können.

6. Ausblick

Die Untersuchungen verdeutlichen die Notwendigkeit einer hochqualitativen Schirmung von Hochvolt-Leitungen.

Der Aufwand zur Bewertung von ungeschirmten sowie geschirmten Leitungen im Fahrzeug ist kosten- und materialintensiv. Um die Lücke zum geschirmten HV-System im Fahrzeug zu schließen ist daher geplant, einen geschirmten Komponentenaufbau zu generieren. An diesem können konfektionierte HV-Leitungen bewertet werden. Auf Basis dieser Ergebnisse kann dann abschließend die Integration in ein Fahrzeug erfolgen.

7. Fazit

Ziel des Beitrags war das Aufzeigen des Störpotentials durch HV-Komponenten bzw. komplette Antriebssysteme in Elektro- und Hybridfahrzeugen. Um eine Entkopplung zur übrigen Fahrzeugelektronik zu gewährleisten, ist der Einsatz von geschirmten HV-Leitungen unabdingbar. Dabei wurden Untersuchungsergebnisse mit zwei typischen Messverfahren zur Bewertung der Transferimpedanz bzw. Schirmdämpfung dargelegt. Durch einbaubedingte Biegeradien und Stecker-Konfektionierung wurden Anpassungen dieser Messverfahren vorgestellt und mit Ergebnissen untermauert.

Des Weiteren wurde die Anwendbarkeit der Simulation zu „worst case“ Betrachtungen vorgestellt.

8. Literatur

- [1] ECE-R10, Ed. 4: „CONCERNING THE ADOPTION OF UNIFORM TECHNICAL PRESCRIPTIONS FOR WHEELED VEHICLES, EQUIPMENT AND PARTS WHICH CAN BE FITTED AND/OR BE USED ON WHEELED VEHICLES AND THE CONDITIONS FOR RECIPROCAL RECOGNITION OF APPROVALS GRANTED ON THE BASIS OF THESE PRESCRIPTIONS“
- [2] CISPR12: „CISPR 12 Ed.6: Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of off-board receivers“
- [3] CISPR25: „CISPR 25 Ed.3: Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers“
- [4] Mund, B.: „Messen der Schirmwirkung von HV-Leitungen mit der „Triaxialen Zelle““, Bedea GmbH, Asslar 2011
- [5] Hochloch, J.: „Messverfahren zur Beurteilung des Emissionsverhaltens von geschirmten Energiekabeln für KFZ-Hochvoltbordnetze“, Universität Stuttgart, 2010

Bewertung des Blitzschutzes von Schaltanlagen und Betriebsmitteln der Hoch- und Mittelspannung durch Simulationen.

Dr.-Ing. Ricard Petranovic, ABB AG, Elektrische Systemberatung

1. Einleitung

Blitzeinschläge stellen für elektrische Betriebsmittel hinsichtlich der Isolationskoordination die höchsten auftretenden Belastungen dar. Trotz der Prüfung der Betriebsmittel mit einer Stehspannung, die nach der höchsten Spannung für Betriebsmittel U_m ausgesucht wird, kann bei verschiedenen Konfigurationen von Schaltanlagen ein Überschreiten dieser Prüfspannung und somit ein Isolationsversagen erfolgen. Da es, speziell für die höheren Spannungsebenen ($U_m > 245$ kV), nicht wirtschaftlich ist alle wahrscheinlichen Überspannungen abzudecken, sollte man hier fallweise den nötigen zusätzlichen Anlagenschutz mit Hilfe von Simulationen ermitteln. Dafür kommen i.d.R. Überspannungsableiter zum Einsatz, die die einlaufende Blitzspannungswelle auf die Restspannung U_{res} des Ableiters begrenzen. Da Ableiter für gasisolierte Schaltanlagen, im Vergleich zu Ableitern in Freiluftschaltanlagen, in höheren Spannungsebenen teuer sind, sollte man diese zur Vermeidung von Kosten nur dort einsetzen, wo sie auch benötigt werden. Eine solche Bewertung wird am besten mit einer Simulation an einem entsprechenden Modell durchgeführt. Hierbei werden zuerst anhand der Mastgeometrie der direkt an der Anlage angrenzenden Hochspannungsmasten die kritischen Blitzströme ermittelt. Das Modell der Anlage wird dann mit diesen Blitzparametern beaufschlagt, um die auftretenden Spannungsbelastungen zu untersuchen. Dabei wird mit dem letzten Mast vor der Schaltanlage, dem sogenannten Abspannmast, begonnen. Mit der maximal zulässigen Überspannung der Betriebsmittel kann dann bewertet werden, bei welchen Einschlagorten noch unzulässig hohe Überspannungen auftreten und an welchen Stellen Ableiter zum Schutz notwendig sind.

Im Folgenden werden die einzelnen Schritte anhand eines Beispiels näher erläutert und die Ergebnisse diskutiert.

2. Modellbildung

2.1 Blitzparameter

Der Blitzeinschlag in eine Freileitung wird anhand zweier unterschiedlicher Fälle betrachtet. Zum einen gibt es den direkten Leiterseileinschlag in einen der Leiter und zum anderen den rückwärtigen Überschlag nach einem Einschlag in das Erdseil oder den Freileitungsmast mit anschließendem Überschlag am Isolator. In dieser Veröffentlichung wird lediglich der Naheinschlag ($l < 1$ km) betrachtet, da dieser in der Regel zu kritischeren Ergebnissen hinsichtlich Spannungsbeanspruchung führt. Der Ferneinschlag wird folglich nicht berücksichtigt.

2.1.1 Direkter Leiterseileinschlag

Nach [1] können Blitze mit einer maximalen Einschlagdistanz von $r_{s \max}$ das Erdseil unterwandern und in das Leiterseil einschlagen. Die maximale Einschlagdistanz $r_{s \max}$ hängt hierbei von der Mastgeometrie ab und kann anhand von Gleichungen berechnet werden. Ebenfalls mit $r_{s \max}$ verknüpft ist der maximale Strom I_{\max} . Blitze mit einer höheren Amplitude schlagen entweder in den Erdboden, das Erdseil oder den Mast ein. Die Höhe des maximalen Blitzstroms I_{\max} wird über die Spannungsfestigkeit des Isolators nach oben begrenzt und im Folgenden mit I_{krit} bezeichnet. Die Durchschlagspannung der Luftstrecke des Isolators hängt zudem noch von der Polarität der anliegenden Systemspannung ab, weshalb eine Unterteilung in positive und negative Systemspannung stattfindet. Daher werden neben I_{krit} auch noch $I_{\text{krit+}}$ und $I_{\text{krit-}}$ eingeführt. Die Steilheit der Blitzwelle kann anhand von [2] über den maximalen Strom I_{\max} berechnet werden. Dabei wird zwischen Erst- und Folgeblitzen unterschieden. Nach [2] besteht ein Blitz im statistischen Mittel aus drei Einschlägen pro Blitz. Um auf der sicheren Seite zu liegen, wird von der größeren Steilheit des Folgeblitzes ausgegangen. Die Rückenhalbwertszeit der Welle wird nach [3] mit $140 \mu\text{s}$ angenommen. Für den direkten Leiterseileinschlag ist es daher notwendig, die folgenden Parameter der einlaufenden Welle zu bestimmen, da diese die Eingangsgröße für die Simulation darstellen:

- Blitzstromamplitude (I in kA)
- Blitzstromsteilheit (S in $\text{kA}/\mu\text{s}$)

In Abhängigkeit vom Einschlagort, läuft die Welle in beide Richtungen und erfährt dabei durch Korona-Dämpfungseffekte eine Abflachung, so dass die ursprüngliche Steilheit in Abhängigkeit von der Leiterart (Einfachleiter, Zweierbündel,...) sowie der Strecke zur Schaltanlage vermindert wird [3]. Bild 1 zeigt einen Freileitungsmast einer 380 kV-Leitung mit zugehörigem Verlauf des Blitzstroms für den direkten Leiterseileinschlag. Anhand der Mastgeometrie kann man die zuvor definierten Parameter zu $I_{\max} = 26,13 \text{ kA}$, $I_{\text{krit}} = 21,7 \text{ kA}$, $I_{\text{krit+}} = 19,6 \text{ kA}$, $I_{\text{krit-}} = 23,8 \text{ kA}$ und $S = 0,56 \text{ kA}/\mu\text{s}$ berechnen.

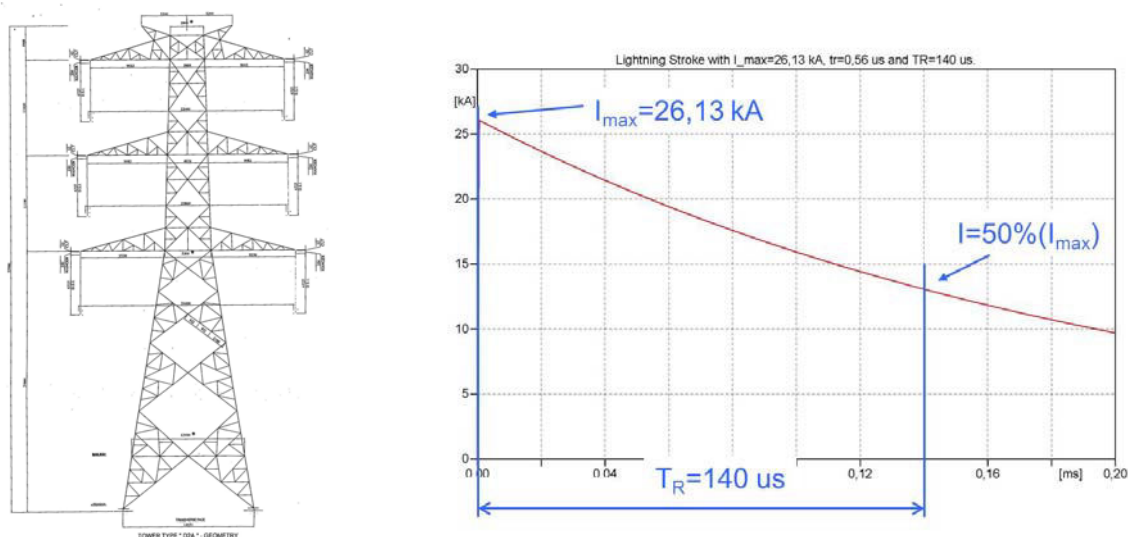


Bild 1: Freileitungsmast für 2 x 380 kV-Systeme mit zugehörigem Stromverlauf bei direktem Leiterseileinschlag.

2.1.2 Rückwärtiger Überschlag

Bei einem Blitzeinschlag in das Erdseil oder den Freileitungsmast kann das Potenzial der geerdeten Teile gegenüber dem Leiterseil so weit angehoben werden, dass die Spannungsfestigkeit des Freileitungsisolators überschritten wird und ein Überschlag über dem Isolator stattfindet. Als Folge dieses Zusammenbruchs läuft eine steile Spannungswelle (Steilheit $\approx 0,1 \mu\text{s}$) in die Schaltanlage ein. Hierfür maßgebend sind die Wellenwiderstände des Erdseils und des Freileitungsmasts, der Stoßerdungswiderstand des Masts sowie die zeitabhängige Spannungsfestigkeit des Isolators. Für den rückwärtigen Überschlag ist es daher notwendig, die folgenden Parameter der einlaufenden Welle zu bestimmen, da diese die Eingangsgröße für die Simulation darstellen:

- Spannung über dem Isolator (U_{isol} in kV)
- Rückenhalbwertszeit der Welle (τ in μs)

Für den in Bild 1 gezeigten Mast ermittelt man die relevanten Parameter zu $U_{\text{isol}} = 1543 \text{ kV}$ und $\tau = 16,6 \mu\text{s}$. Der für den Überschlag am Isolator erforderliche Blitzstrom beträgt hierbei $I = 123 \text{ kA}$. D.h. kleinere Blitzströme führen bei dieser Konfiguration nicht zu rückwärtigen Überschlägen. Um eine Abschätzung auf der sicheren Seite zu machen, wird als weiterer Strom zusätzlich der nach [2] maximal gemessene Strom von 200 kA verwendet. Hiermit erhält man als relevante Parameter $U_{\text{isol}} = 2042 \text{ kV}$ und $\tau = 16,6 \mu\text{s}$. Bild 2 zeigt den Spannungsverlauf für den ersten Fall mit $I = 123 \text{ kA}$. Die Anstiegszeit wird jeweils mit den oben erwähnten 100 ns angenommen.

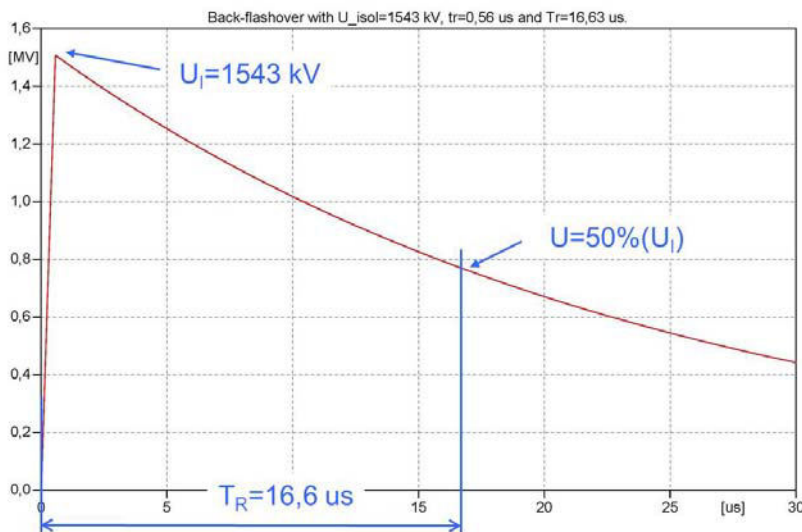


Bild 2: Verlauf des rückwärtigen Überschlages für den zuvor gezeigten 380 kV-Mast.

2.1.3 Wahrscheinlichkeit

Ein weiterer wichtiger Parameter bei der Betrachtung von Blitzeinschlägen ist die Wahrscheinlichkeit eines solchen Ereignisses. Hierfür wird anhand der Mastkonfiguration und der durchschnittlichen jährlichen Blitzstromdichte die Anzahl der Leitungsblitze pro 100 km und Jahr (N_S) nach [2] berechnet. Von diesen Leitungsblitzen ist nur ein geringer Anteil ein direkter Leiterseileinschlag oder hat eine so hohe Amplitude, dass daraus ein

rückwärtiger Überschlag entsteht. Der Rest schlägt ohne Folgen für den Betrieb in den Mast oder das Erdseil ein. Tabelle 1 zeigt die berechneten Werte für den hier betrachteten Mast mit einem sogenannten keraunischen Pegel von 6 Tagen/Jahr (Anzahl der Blitze pro Jahr).

Ereignisse / 100 km / Jahr	
N_{tot}	24
N_{dir}	0,149
$N_{\text{rück1}}$	0,648
$N_{\text{rück2}}$	0,187

Tabelle 1: Wahrscheinlichkeitsverteilung für die verschiedenen Ereignisse des Masts aus Bild 1.

D.h. pro Jahr und auf 100 km schlagen 24 Blitze in die Leitung ein (pro Gewittertag können mehrere Blitze einschlagen), wovon lediglich 0,149 Blitze direkte Leiterseileinschläge sind. Für den rückwärtigen Überschlag wird ein minimaler Blitzstrom von 123 kA benötigt. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein solches Ereignis stattfindet, wird mit 0,648 angegeben. Als „Worst Case“-Abschätzung wird dann noch mit einem Blitz mit einer Amplitude von 200 kA gerechnet. Durch die höhere Amplitude erhält man eine geringere Wahrscheinlichkeit von 0,187 Ereignissen pro 100 km und Jahr.

2.2 Simulationsmodell

Die Simulationen werden mit dem weltweit anerkannten Programm EMTP/ATP [4] durchgeführt, wobei als Eingabeprogramm der graphische Präprozessor ATP Draw [5] zum Einsatz kommt. Im Folgenden werden kurz die wichtigsten Komponenten mit entsprechender Nachbildung erläutert.

2.2.1 Freileitung

Die Freileitung wird mit dem in ATP Draw verfügbaren Modell LCC nachgebildet. Hierbei gibt man sowohl die geometrischen Daten des Masts als auch die Materialdaten der Leiter- und Erdseile an. Das verwendete Modell arbeitet mit konstanten Parametern. D.h. die Ausbreitungsgeschwindigkeit, die Dämpfung und der Wellenwiderstand sind frequenzunabhängig. Die Isolatoren werden bei dem hier gemachten Ansatz nicht nachgebildet, da der erforderliche Blitzstrom und die daraus resultierende Spannung über dem Isolator für einen rückwärtigen Überschlag mit einem eigenen Programm berechnet wird, welches die Mastparameter berücksichtigt.

2.2.2 Überspannungsableiter

Ableiter werden mit dem Modell eines nichtlinearen Widerstands nachgebildet. Anhand der maximalen Dauerspannung U_C kann ein Ableiter ausgewählt und die für die Modellierung erforderliche Restspannung bei unterschiedlichen Amplituden in einem entsprechenden Datenblatt des Herstellers abgelesen werden. Zur Vervollständigung des Modells wird noch die Anbindung des Ableiters an die zu schützenden Betriebsmittel mit

1 μ H/m berücksichtigt. Auf die Nachbildung frequenzabhängiger Vorgänge wird hierbei verzichtet.

2.2.3 Kabel

Kabel können, wie die in 2.2.1 behandelten Freileitungen auch, mit unterschiedlichen Modellen nachgebildet werden. Im vorliegenden Fall wird das Modell LCC mit dem geometrischen Aufbau des Kabels unter Berücksichtigung der Verlegeart (Dreieck oder Flach) in der Erde verwendet.

2.2.3 Schaltanlage

Bei den Schaltanlagen unterscheidet man zwischen luftisolierten - (AIS) und gasisolierten Schaltanlagen (GIS). Bei einer AIS hat man vereinfacht Rohrsammelschienen und Leiterseile, um die Komponenten wie Trenner, Leistungsschalter Wandler,... miteinander zu verbinden. Die Nachbildung der AIS erfolgt daher mit dem bereits bei der Freileitung eingesetzten LCC-Modell mit konstanten Parametern. Die einzelnen Komponenten können mit Ihrer Kapazität gegen Erde berücksichtigt werden. Bei Nichtberücksichtigung liegt man mit den Überspannungen auf der sicheren Seite. Bei einer GIS hängt der Aufbau von der Spannungsebene ab. Je nach Hersteller hat man bei Spannungen bis 170 kV alle drei Phasen in einem metallenen Gehäuse, was eine Nachbildung mit dem Modell der „Enclosing Pipe“ im LCC-Modul ermöglicht. Für höhere Spannungsebenen erfolgt der Aufbau einphasig, wodurch jede Phase mit ihrem Wellenwiderstand sowie der Ausbreitungsgeschwindigkeit nachgebildet werden kann.

2.2.4 Transformatoren

Die Nachbildung eines Transformators erfolgt in Blitzstudien recht einfach über die Klemmenkapazität zwischen Trafodurchführung und Trafokessel, sowie der Stoßimpedanz des Trafos. Diese kann über die Klemmenkapazität sowie die Hauptinduktivität ermittelt werden. Weiter wird noch der Stoßerdungswiderstand berücksichtigt.

3. Fallstudie

Mit den zuvor erläuterten Grundlagen soll nun für eine 400 kV GIS mit Betriebsmitteln eine Untersuchung durchgeführt werden.

3.1 Modell

Bei der Anlage handelt es sich um eine GIS, die über Freileitungen an das 400 kV-Netz angebunden ist und die Energie über 400/300/33 kV Umspanner weiterverteilt. Die berücksichtigten Schaltzustände, die zu Ergebnissen auf der sicheren Seite führen, sind zum einen die Kopfstation mit einer Freileitung, die über die GIS einen Transformator speist und zum anderen ein geöffneter Leistungsschalter am Freileitungsabgang, was z.B. nach einem Fehler während einer Kurzunterbrechung (KU) auftreten kann. Alle an-

deren Szenarien mit zusätzlich zugeschalteten Abgängen führen hinsichtlich Spannungsbeanspruchung zu unkritischeren Ergebnissen. Bild 3 zeigt das für die Simulationen verwendete EMTP-Modell. Hierbei wird die Freileitung über ein 3 km-Kabel mit der GIS verbunden. Der Trafo ist über GIS-Durchführungen direkt mit der Schaltanlage verbunden. In der Konfiguration sind sowohl an den Trafoklemmen als auch am Übergang Freileitung - Kabel Ableiter vorhanden. In der Studie sollte nachgewiesen werden, dass diese Konfiguration ausreichend ist und daher auf zusätzliche Ableiter am Übergang Kabel - GIS verzichtet werden kann. Im Folgenden werden die beiden Fälle des direkten Leiterseileinschlags sowie des rückwärtigen Überschlags untersucht und bewertet.

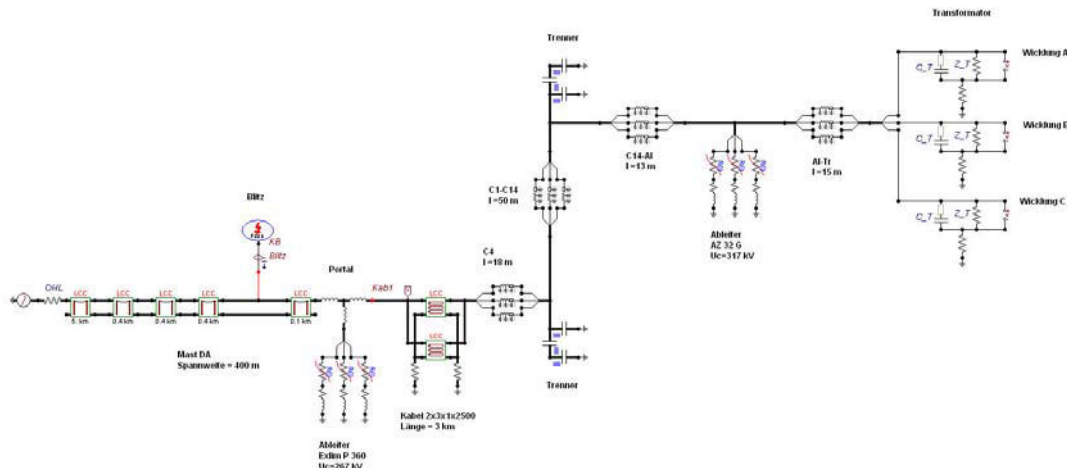


Bild 3: EMTP-Modell für den Fall mit einer Freileitung und einem Transformatorabgang.

3.2 Direkter Leiterseileinschlag

Generell wird zuerst der direkte Leiterseileinschlag in den letzten Mast vor der Schaltanlage, den sogenannten Abspannmast, untersucht. Durch die geringe Strecke zwischen Einschlagort und zu schützenden Betriebsmitteln erfolgt lediglich eine kleine Abflachung der Steilheit der einlaufenden Blitzwelle durch Korona-Dämpfung. Dadurch stellt dieses Ereignis den „Worst Case“ hinsichtlich einlaufender Welle beim direkten Leiterseileinschlag dar. Dann wird der Einschlagort sukzessive um eine Spannfeldweite zum nächsten Mast erhöht, was wiederum in einer verringerten Steilheit der Blitzwelle resultiert. Diese Prozedur wird so lange fortgesetzt, bis die maximal auftretende Spannung an den untersuchten Betriebsmitteln unter der maximal zulässigen Spannung $U_{\text{max-zul}}$ bleibt. $U_{\text{max-zul}}$ wird aus der genormten Bemessungs-Blitzstoßspannung der Betriebsmittel und einem Sicherheitsfaktor K_s [3] ermittelt. Im vorliegenden Fall kommt man auf $U_{\text{max-zul}} = 1240$ kV. Tabelle 2 zeigt die Simulationsergebnisse für die direkten Leiterseileinschläge in die beiden ersten Masten mit den unterschiedlichen Strömen. Die Spannungen werden am Kabelein- und -ausgang sowie an den Trafoklemmen ermittelt.

Mast	Strom / kA	Systemspannung	U_{Kabel_1} / kV	U_{Kabel_2} / kV	U_{Trafo} / kV
1	26	Pos.	928	937	979
2	20	Pos.	881	892	869
2	24	Neg.	811	814	820

Tabelle 2: Leiter-Erde-Spannungen am Kabeingang, -ausgang sowie an den Trafoklemmen bei direktem Leiterseileinschlag in den Abspannmast, sowie den zweiten Mast.

Dabei wird der Abspannmast mit der maximalen Amplitude $I_{\max} = 26,13 \text{ kA}$ beaufschlagt, da dort durch die angrenzende Schaltanlage von besseren Erdungsbedingungen ausgegangen wird, wodurch die Wahrscheinlichkeit eines rückwärtigen Überschlags verringert wird. Ab dem zweiten Mast wird dann, je nach Vorzeichen der Systemspannung, mit den beiden kritischen Werten $I_{\text{krit}+} = 19,6 \text{ kA}$, und $I_{\text{krit}-} = 23,8 \text{ kA}$ simuliert. Bild 4 zeigt zwei Spannungsverläufe für einen Einschlag in den Abspannmast sowie den zweiten Mast für den Fall der positiven Systemspannung. Die rote Gerade stellt die maximal zulässige Spannung von 1,24 MV dar. Wie man erkennen kann, liegen die Spannungen bereits für den Fall des direkten Leiterseileinschlags in den Abspannmast mit $U_{\text{Trafo}} = 979 \text{ kV}$ unter der maximal zulässigen Spannung. Für den zweiten Mast sinkt die maximale Spannung erwartungsgemäß weiter auf $U_{\text{Kabel}_2} = 892 \text{ kV}$. Somit kann auf weitere Untersuchungen verzichtet werden. Der zweite Fall des offenen Leistungsschalters führt zu ähnlich unkritischen Ergebnissen. Der Übersichtlichkeit wegen wird auf eine Darstellung verzichtet.

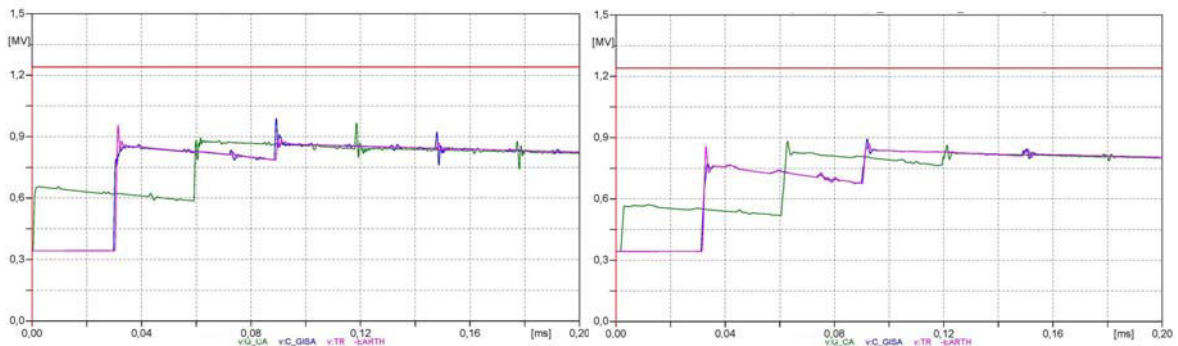


Bild 4: Simulationsergebnisse für den direkten Leiterseileinschlag in den Abspannmast, sowie den zweiten Mast.

3.3 Rückwärtiger Überschlag

Neben dem direkten Leiterseileinschlag erfolgt auch die Betrachtung des rückwärtigen Überschlags. Es wird angenommen, dass durch die Nähe zur Schaltanlage, mit deren verbesserten Erdungsbedingungen, am Abspannmast kleinere Erdungswiderstände als an den restlichen Masten vorhanden sind. Daher wird der rückwärtige Überschlag erst ab dem zweiten Mast betrachtet. Wie in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, erhält man für den betrachteten Mast als minimalen Strom der zum Überschlag führt $I = 123 \text{ kA}$ mit einer resultierenden Spannung von $U_{\text{isol}} = 1543 \text{ kV}$. Für den maximalen Strom von $I = 200 \text{ kA}$ erhält man $U_{\text{isol}} = 2042 \text{ kV}$. Tabelle 2 zeigt die Simulationsergebnisse für die beiden Fälle.

Mast	Strom / kA	U_{isol} / kV	U_{Kabel_1} / kV	U_{Kabel_2} / kV	U_{Trafo} / kV
2	123	1543	207	237	250
2	200	2042	307	347	363

Tabelle 2: Leiter-Erde-Spannungen am Kabeleingang, -ausgang sowie an den Trafoklemmen bei rückwärtigem Überschlag am 2ten Mast.

Wie man der Tabelle entnehmen kann, ist die maximale Spannungsbelastung mit 250 kV bzw. 363 kV an den Transformatorklemmen für die beiden Fälle mit 123 kA bzw. 200 kA weit unter der maximal zulässigen Spannungsbeanspruchung von 1240 kV. Bild 5 zeigt den Spannungsverlauf für die drei Punkte Kabelein- und ausgang und Trafoklemmen.

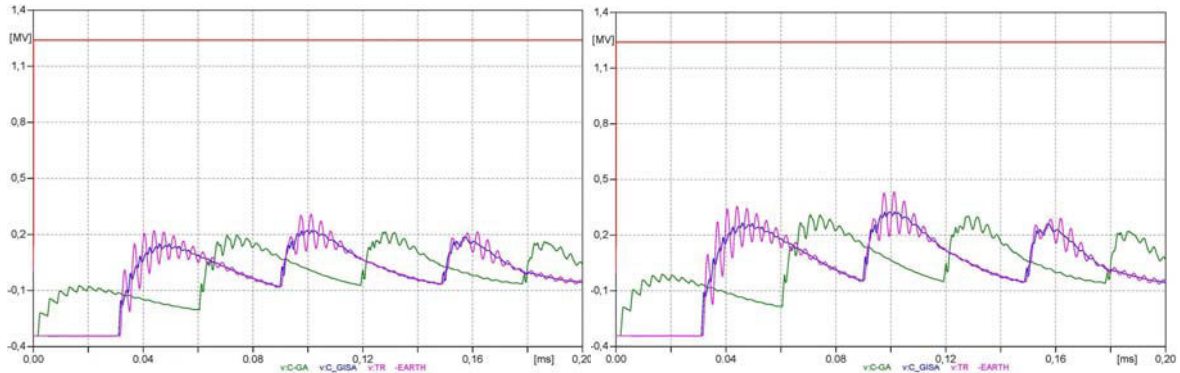


Bild 5: Simulationsergebnisse für den rückwärtigen Überschlag am zweiten Mast.

3.4 Ergebnisse

Anhand der Ergebnisse der beiden untersuchten Fälle kann die vorliegende Schutzbechaltung mit Ableitern sowohl an den Trafoklemmen als auch am Übergang Freileitung - Kabel als ausreichend angesehen werden. Da die Spannungen selbst für den kritischsten Fall des Blitzeinschlags in die beiden ersten Masten 1 & 2 unterhalb der maximal zulässigen Spannung bleiben, kann auf eine Betrachtung der auftretenden Wahrscheinlichkeit für diese Ereignisse verzichtet werden.

4. Literatur

- [1] Gordon W. Brown; Lightning Performance – I, Shielding Failures Simplified; IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97; 1978.
- [2] Anderson, R.B.; Eriksson, A.J.: Lightning Parameters for Engineering Application, Electra, No 69.
- [3] EN 60071-2, Isolationskoordination, Teil 2: Anwendungsrichtlinie
- [4] Hermann W. Dommel, .EMTP theory book, B.P.A., 1986
- [5] Laszlo Prikler, Hans Kristian Hoidalen: ATPDRAW version 5.6 for Windows 9x/NT/ 2000/XP/Vista Users' Manual; Preliminary Release No. 1.0, November 2009.
- [6] ABB Schweiz AG, Anwendungsrichtlinien Überspannungsschutz; Bemessung, Prüfung und Einsatz von Metalloxidableitern in Mittelspannungsnetzen; Juli 2008

Methoden der Netzwerkmodellierung von Transferfunktionen indirekter Blitzeffekte auf Grundlage numerischer Simulation in Zeit- und Frequenzbereich

Prof. Dr. rer. nat. habil. Frank Gronwald

Dipl.-Ing. Fabian Happ

Technische Universität Hamburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik

1. Einführung

Der Blitzschutz von Systemen mit elektrischer und elektronischer Ausrüstung ist geprägt von prinzipiell gut verstandenen und etablierten Schutzkonzepten [HWZ05]. In bestimmten Hochtechnologiebereichen, und hier ist speziell die Luftfahrtindustrie anzuführen, ist der Blitzschutz jedoch in den letzten Jahren wieder verstärkt in den Fokus von Entwicklung und Forschung gerückt. Dies ist maßgeblich mit der Einführung von *Kohlefaserverbundstoffen* verknüpft, welche vormals metallische Komponenten ersetzen. Mit dieser Ersetzung gehen mechanische und wartungstechnische Vorteile einher, aus elektrotechnischer Sicht folgen aus der Verwendung von Kohlefaserverbundstoffen aber verschlechterte Eigenschaften der Elektromagnetischen Verträglichkeit und des Blitzschutzes aufgrund verringerter elektrischer Leitfähigkeit.

Innerhalb des Blitzschutzes wird zwischen direkten und indirekten Blitzeffekten unterschieden. *Direkte Blitzeffekte* beziehen sich auf direkte Wirkungen des Blitzstromes auf ein zu schützendes System und beinhalten thermische und mechanische Wirkungen [HWZ05]. Um kohlefaserbasierte Komponenten an blitzstromgefährdeten Positionen zu schützen, werden daher häufig metallische Schichten, etwa in Form von Kupfernetzen, in das Kohlefasermaterial einlaminiert. Dieser Schutz vor direkten Blitzeffekten wird im Folgenden nicht weiter betrachtet. *Indirekte Blitzeffekte* beziehen sich auf feldgebundene Wirkungen. Modelliert wird hier üblicherweise ein Blitzstrom als Störquelle, der entweder über das zu schützende System fließt oder einen elektromagnetischen Puls auslöst, und eine an einer Störsenke definierte Störspannung. Blitzströme und dadurch induzierte Störspannungen sind über elektromagnetische Feldwirkungen verknüpft und ihre Verhältnisse definieren Transferfunktionen indirekter Blitzeffekte, deren numerische Bestimmung im Folgenden beschrieben wird. Dazu geeignete Vorgehensweisen sind prinzipiell bekannt [ADG08], doch treten in der Praxis oftmals numerische Schwierigkeiten auf, die durch die vergleichsweise lange Dauer und dem damit verbundenen niederfrequenten Spektrum der Blitzanregung begründet sind.

Im Folgenden dieses Beitrages werden Leitlinien formuliert, um mit bestehenden numerischen Feldberechnungsverfahren die für die EMV relevanten Transferfunktionen indirekter Blitzeffekte berechnen zu können. Dazu werden zunächst in Abschnitt 2 die diesen Berechnungen innewohnenden Schwierigkeiten erläutert und eine analytische Lösung zur Impedanzberechnung von streifenförmigen Leitern als Benchmarktest für numerische Feldberechnungsprogramme vorgeschlagen [GH13]. Darauf aufbauend wird in Abschnitt 3 die Makromodellierung von Blitztransferfunktionen beschrieben und weiterhin ein adaptives Verfahren skizziert [DPD09, AG11], welches die Berechnungsdauer von Zeitbereichsverfahren durch die Wahl geeigneter Anregungsverfahren deutlich verkürzen kann.

2. Numerische Feldberechnung für indirekte Blitzeffekte

2.1 Blitzanregungen und niederfrequente Spektren

Zentral für Blitzschutzanalysen sind normative Blitzstromverläufe, welche den Blitz als EMV- Störquelle charakterisieren. Verschiedenen Phasen der Blitzentladung sind verschiedene Stromverläufe zugeordnet. Als besonders kritisch wird der Stromverlauf der Hauptentladung von „Erde zu Wolke“-Blitzen angesehen. Im Standard [SAE05] wird dieser Stromverlauf als *Current Component A* bezeichnet und durch einen doppelt-exponentiellen Puls modelliert, siehe Bild 1. Die darin auftretenden Konstanten sind durch $I_0 = 218,81 \text{ kA}$, $\alpha = 11354/\text{s}$, $\beta = 647265/\text{s}$ gegeben. Weitere Parameter $\tau_f = 1/\alpha$ und $\tau_r = 1/\beta$ bestimmen die in Bild 1 eingezeichneten Abkling- und Anstiegszeiten zu jeweils $445,66 \mu\text{s}$ und $3,40 \mu\text{s}$. Das zugeordnete Frequenzspektrum ist in Bild 1 zusätzlich dargestellt, die für den doppelt-exponentiellen Puls charakteristischen zwei Knickfrequenzen haben die Werte $1,81 \text{ kHz}$ und $103,02 \text{ kHz}$. Daraus ist ersichtlich, dass für Blitzanalysen die Frequenzen oberhalb einiger Megahertz in der Regel nicht betrachtet werden müssen. Ausnahmen hiervon sind prinzipiell durch hochresonante Strukturen gegeben, die in der Praxis aber nur selten auftreten und erfahrungsgemäß nicht zu dominanten Effekten führen.

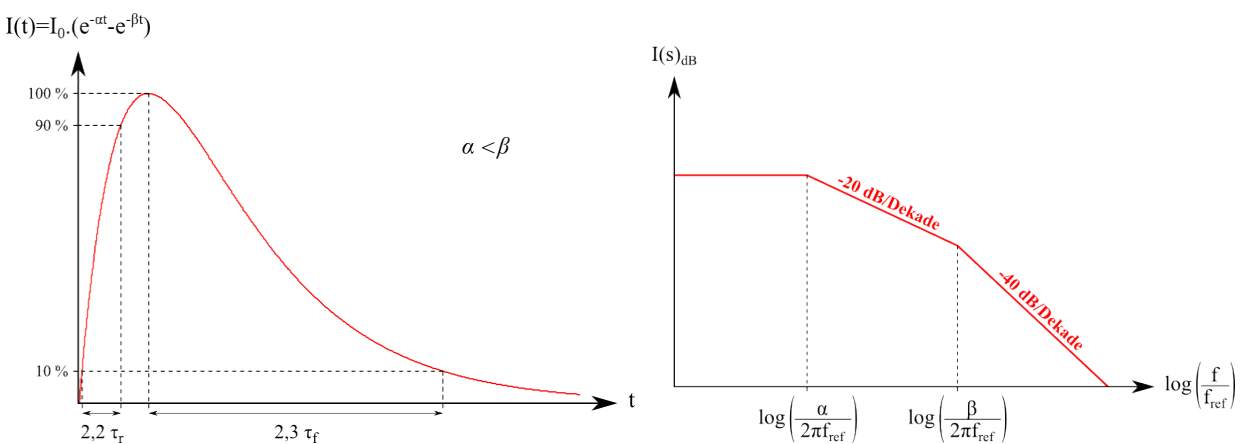


Bild 1: Zeitlicher Verlauf des doppelt-exponentiellen Pulses und zugeordnetes Frequenzspektrum. Die zugehörigen charakteristischen Werte des Blitzstromverlaufes *Current Component A* sind im Text aufgeführt.

2.2 Numerische Feldberechnungsverfahren bei niedrigen Frequenzen und ein analytischer Benchmark-Test

Adäquate numerische Berechnungen von indirekten Blitzeffekten erfordern üblicherweise Berechnungsmethoden auf der Grundlage der kompletten Maxwellschen Gleichungen. Eine Reduzierung der Analyse auf beispielsweise Phänomene der stationären Magnetfelder ist oft nicht ausreichend. Der im vorigen Abschnitt beschriebene niedrige Frequenzbereich ist für viele Berechnungsmethoden jedoch mit numerischen Schwierigkeiten verbunden. Für numerische Berechnungsverfahren im Zeitbereich sind diese Schwierigkeiten mit der vergleichsweise langen Anregungsdauer der Größenordnung Millisekunden verknüpft, deren Abarbeitung eine hohe Anzahl von Zeitschritten benötigt

und als Folge zu nicht akzeptablen Rechenzeiten und numerischen Instabilitäten führen kann. Ähnlich tendieren numerische Berechnungsverfahren in niedrigen Frequenzbereichen zu numerischen Instabilitäten. Vor dem Einsatz einer Berechnungsmethode ist daher deren Eignung bei tiefen Frequenzen zu prüfen.

Für einen Benchmark-Test, der die Fähigkeiten einer Berechnungsmethode bei direkter Stromeinspeisung und tiefen Frequenzen berücksichtigt, stehen nicht viele geeignete analytische Lösungen zur Verfügung. Eine Option ist die numerische Berechnung der Impedanz einer Materialprobe in Form eines Streifenleiters, siehe Bild 2.

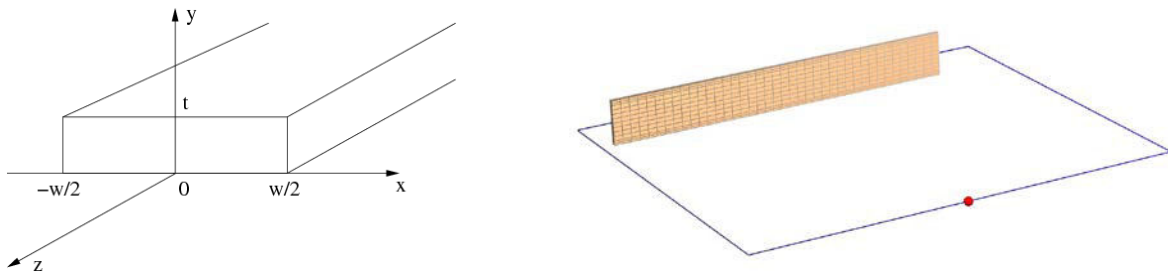


Bild 2: Links: Geometrie einer Streifenleitung mit Breite w und Höhe t . Rechts: Simulation einer Impedanzmessung, hier im Rahmen der Momentenmethode. Der Streifenleiter wurde oberflächendiskretisiert und über ideal leitende Drähte mit einer vorgegebenen Spannungsquelle verbunden. Die Simulation ergibt den Strom durch den Streifenleiter, so dass die Impedanz numerisch bestimmt werden kann.

Wird eine Spannung an die Enden des Streifenleiters gelegt, so fließt ein Strom in z -Richtung, $\vec{J} = J_z \vec{e}_z$, der durch die Diffusionsgleichung

$$\Delta J_z = \frac{2j}{\delta^2} J_z \quad (1)$$

beschrieben wird, mit $\delta = \sqrt{2 / \omega \mu \sigma}$ der Skintiefe bezogen auf die Streifenleitung. Für eine dünne Streifenleitung mit $w \ll t$ kann die Diffusionsgleichung (1) analytisch gelöst werden, was den Ausdruck

$$\underline{Z}'_{in}(\omega) = \frac{1+j}{2\omega\sigma\delta} \coth\left(\frac{1+j}{\delta} \frac{t}{2}\right) =: R'(\omega) + jX'_{in}(\omega) \quad (2)$$

für den inneren Impedanzbelag ergibt. Die komplette Impedanz $\underline{Z}(\omega)$ ergibt sich aus der weiteren Addition des Beitrages der externen Induktivität, die für einen Streifenleiter der Länge l die Form

$$L_{ext} = 2 \cdot 10^{-7} \left(\ln\left(\frac{2l}{w+t}\right) + \frac{0.223(w+t)}{l} + 0.5 \right) H \quad (3)$$

annimmt. Es folgt

$$\underline{Z}(\omega) = lR'(\omega) + j l X'_{in}(\omega) + j \omega L_{ext} \quad (4)$$

als analytische Lösung für die Impedanz eines vorgegebenen Streifenleiters.

Beispielhaft ist für eine spezifizierete Streifenleitung dieses Ergebnis in Bild 3 dargestellt und mit numerischen Ergebnissen verglichen.

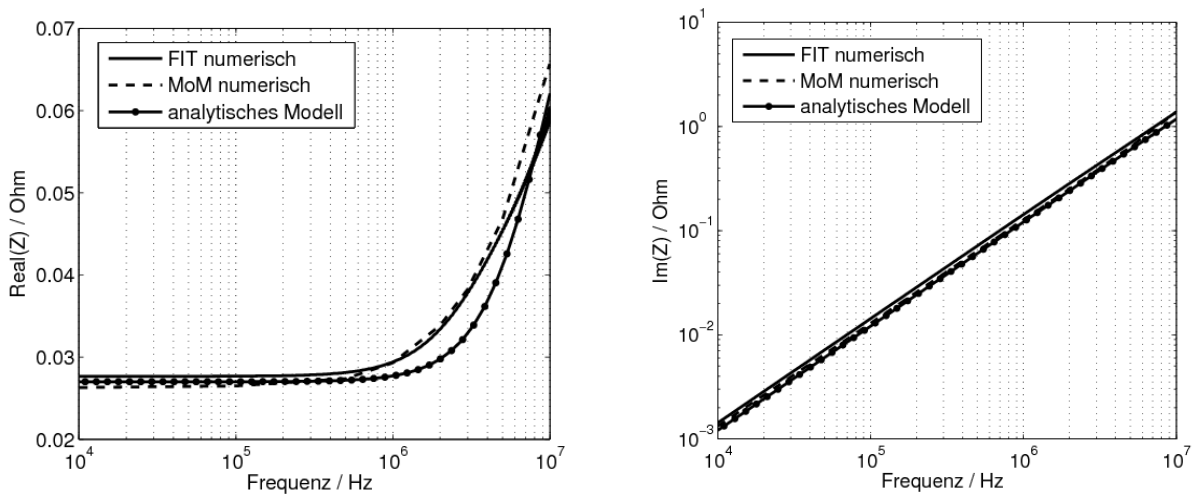


Bild 3: Realteil (links) und Imaginärteil (rechts) der analytisch und numerisch berechneten Impedanz eines Streifenleiters im für Blitzanalysen relevanten Frequenzbereich 10 kHz bis 10 MHz.

Konkret betrachtet wurde eine Streifenleitung mit Länge $l = 50\text{mm}$, Breite $w = 25\text{mm}$ und Höhe $t = 7.5\text{mm}$. Die Leitfähigkeit wurde im Hinblick auf gemittelte Kohlefaserverbundstoffeigenschaften auf $\sigma = 10^4\text{ S/m}$ festgelegt. Numerisch simuliert wurde die Impedanz mit der Momentenmethode (Programmpaket CONCEPT-II) [BF13] und der Finiten Integrationstechnik (Programmpaket CST Microwave Studio) [CW01], wobei darauf geachtet wurde, dass die Induktivität der Verbindungsdrähte nicht in das Ergebnis für den Streifenleiter einfließt. Die Ergebnisse in Bild 3 zeigen, dass im Frequenzbereich 10 kHz bis 10 MHz die numerisch erhaltenen Ergebnisse die analytische Lösung zufriedenstellend annähern. Offenbar lassen sich mit den verwendeten numerischen Methoden insbesondere die für den Skineneffekt verantwortlichen Diffusionseffekte angemessen modellieren, wie die Ergebnisse für den Realteil der Impedanz aufzeigen. Der Imaginärteil der Impedanz weist auf ein rein induktives Verhalten der Streifenleitung im betrachteten Frequenzbereich hin.

3. Makromodellierung von Blitztransferfunktionen

Die im vorigen Abschnitt analytische und numerische Berechnung der Impedanz einer Streifenleitung entspricht der Bestimmung einer Transferfunktion in dem für den Blitzschutz relevanten Frequenzbereich. Für reale Strukturen wird es hierfür keine analytischen Lösungen als Referenz mehr geben, so dass die Verfügbarkeit mehrerer geeigneter numerischer Berechnungsmethoden zur Modellierung und Validierung besonders wichtig ist.

Zur Interpretation von Transferfunktionen ist es oft nützlich, diese als Entwicklung

$$H(s) = \sum_{j=1}^N \frac{r_j}{s - p_j} + d + s \cdot e \quad (5)$$

mit Laplacevariable s und Parametern r_j , p_j , d und e zu schreiben. Diese Entwicklung ist von der „*Vector Fitting*“-Methode [GS99] her bekannt und erlaubt das Ablesen von Netzwerkmodellen, die auch als Makromodelle bezeichnet werden können [Ant03]. Wird beispielsweise in erster Näherung eine Blitztransferfunktion als einfaches RL-Seriennetzwerk modelliert, so kann diese in der Form (5) als Transferadmittanz

$$H(s) = \frac{1/L}{s + R/L} \quad (6)$$

ausgedrückt werden. Werden Transferfunktionen nun mit verschiedenen numerischen Verfahren berechnet, so können diese in der Form (5) bzw. (6) geschrieben und die erhaltenen Parameter für die verschiedenen Verfahren quantitativ verglichen werden.

Durch im Frequenzbereich definierte numerische Verfahren lassen sich Transferfunktionen natürlich direkt für vorgegebene Frequenzstützstellen berechnen. Zeitbereichsverfahren werden eine Anregung im Zeitbereich voraussetzen, aus deren Antwort durch Fouriertransformation eine Transferfunktion erhalten werden kann. Erwähnenswert ist dann, dass zur Berechnung einer Blitztransferfunktion kein wie in Bild 1 dargestellter Blitzstromverlauf als Anregung betrachtet werden muss, der wegen seiner relativ langen Dauer zu entsprechend langen Rechenzeiten führen würde. Vielmehr können auch kürzere Anregungspulse verwendet werden, sofern diese die im Blitzstromspektrum enthaltenen niedrigen Frequenzen mit ausreichend großer Amplitudendichte enthalten. Diese Idee wurde in einer Arbeit aus dem Bereich der Mikrowellentechnik zu einem adaptiven Verfahren formalisiert [DPD09] und nachfolgend an die Besonderheiten der Berechnung von Blitztransferfunktionen angepasst [AG11]. Die benötigte Pulsdauer lässt sich dadurch auf wenige Mikrosekunden reduzieren.

Zur Illustration ist in Bild 4 eine Struktur gezeigt, die im Wesentlichen aus einem Quader mit einem inneren Rohr besteht. Der Quader wird seitlich von einer Stromquelle I angelegt, deren Strom über eine Rückleiterstruktur zurückgeführt wird. Als Beobachtungsgröße dient die Spannung V zwischen dem inneren Rohr und dem Rand der runden Öffnung, durch den das Rohr den Quader verlässt. Der Quotient $H(\omega) = V(\omega) / I(\omega)$ definiert dann eine Transferfunktion, die im blitzschutzrelevanten Frequenzbereich berechnet werden kann.

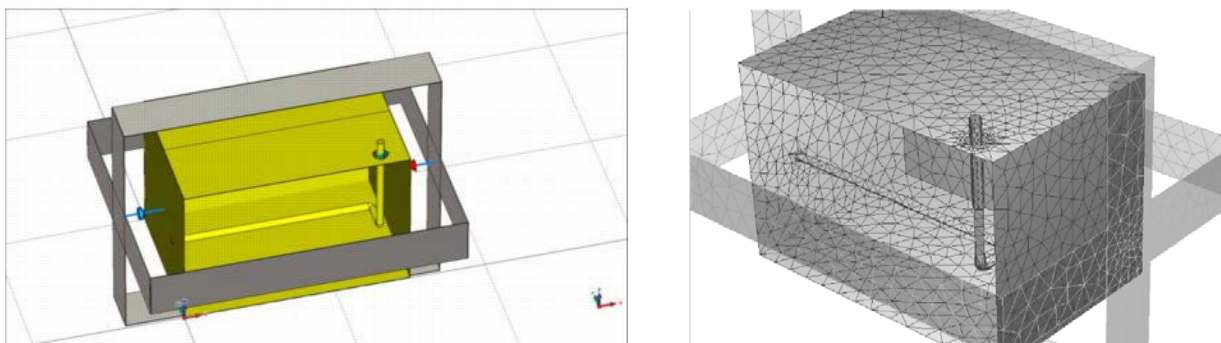


Bild 4: Eine quaderförmige Struktur, links modelliert für Berechnungen mit der Finiten Integrationstechnik, rechts modelliert für Berechnungen mit der Momentenmethode. Die Struktur wird seitlich mit einer elektrischen Stromquelle angeregt, berechnet wird dann die Spannung zwischen dem austretendem Rohr und dem Rand der Öffnung. In der Simulation ist der Quader bis auf die kreisförmige Öffnung geschlossen, in dem Bild ist jeweils eine Seite des Quaders zur besseren Sichtbarkeit des Rohres weggelassen. Die Leitfähigkeit des Quaders ist der von Aluminium entsprechend, $\sigma = 3,72 \times 10^7$ S/m.

Die Berechnungen mit Hilfe der Finiten Integrationstechnik und der Momentenmethode zeigen, ähnlich wie im Fall der Mikrostreifenleitung, ein dominant induktives Antwortverhalten. Dieses lässt sich durch die in (6) auftretenden Parameter L und R beschreiben. Es ergeben sich aus der Finiten Integrationstechnik mit einer anregenden Impulsdauer von 0,61 Mikrosekunden die Werte $L = 0,5214\text{nH}$ und $R = 2,982\ \mu\Omega$, die Momentenmethode liefert $L = 0,5192\text{nH}$ und $R = 2,889\ \mu\Omega$. Beide unabhängigen numerischen Verfahren ergeben also für das betrachtete Modell ein konsistentes Ergebnis.

Zusammenfassend ist durch das Voranstehende ausgeführt worden, dass numerische Berechnungsverfahren, die *a priori* für hochfrequenztechnische Anwendungen prädestiniert sind, auch für Blitzschutzanalysen eingesetzt werden können. Unabhängige Lösungsmethoden können verwendet werden, um die Qualität der numerischen Ergebnisse besser zu beurteilen. Für eine quantitative Beurteilung ist weiterhin die Formulierung der Ergebnisse durch Transferfunktionen der Form (5) bzw. (6) hilfreich.

4. Literaturverzeichnis

- [ADG08] M. Apra, M. D'Amore, K. Gigliotti, M.S. Sarto, and V. Volpi: "Lightning Indirect Effects Certification of a Transport Aircraft by Numerical Simulation", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 3 (August 2008), pp. 513-523.
- [Ant03] G. Antonini: "Spice Equivalent Circuits of Frequency-Domain Responses", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 45(3), 502-512, 2003.
- [AG11] J. Anatzki and F. Gronwald: „Accelerating the Numerical Computation of Indirect Lightning Effects by means of Vector Fitting, *Advances in Radio Science*, vol. 9, (2011), pp. 323-328.
- [BF13] H.-D. Brüns and A. Freiberg: „*CONCEPT-II, Manual of the Program System 2013*, (Hamburg University of Technology).
- [CW01] M. Clemens and T. Weiland: "Discrete electromagnetism with the finite integration technique", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 32, (2001), pp. 65-87.
- [DPD09] D. Deschrijver, D. Pissort, and T. Dhaene: „Adaptive Stopping Criterion for Fast Time Domain Characterization of Microwave Components", *IEEE Microw. Wireless. Compon. Lett.*, vol. 19, no. 12, (December 2009), pp. 765-767.
- [GH13] F. Gronwald and F. Happ: „Adaptive Macromodelling of Lightning Transfer Functions from Numerical Calculations in Time and Frequency Domain", in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, September 9-13, 2013, 4 pages.
- [GS99] B. Gustavsen and A. Semlyen: „Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting, *IEEE Trans. Power Delivery*, 14(3), 1052-1061, 1999.
- [HWZ05] P. Hasse, J. Wiesinger und W. Zischank: „*Handbuch für Blitzschutz und Erdung*", 5. Auflage, (Pflaum Verlag, München, 2005).
- [SAE05] SAE Aerospace Recommended Practice (ARP) 5412A, *Aircraft Lightning Environment and Related Testforms*, (February 2005).

Methoden und systemische Umsetzung einer Zustandsüberwachung für Überspannungsschutzgeräte für die Installation in explosionsgefährdeten Bereichen

Dr. Gernot Finis, Steffen Pförtner
Phoenix Contact GmbH & Co.KG, Flachsmarktstraße 8, D-32825 Blomberg

1. Einführung

Überspannungen können zur Zerstörung elektronischer Komponenten in Systemen der Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik (MSR) führen und damit deren Verfügbarkeit deutlich herabsetzen. Durch den Einsatz von Überspannungsschutzgeräten (ÜSG), mit speziell auf diese Systeme hin angepasster Schutzwirkung, können derartige Schäden wirksam vermieden und die Verfügbarkeit dieser Systeme wesentlich erhöht werden. Neben der auf das jeweilige System hin zugeschnittenen Schutzwirkung ergeben sich für ÜSG für den Einsatz in explosionsgefährdeten Bereichen (Ex-Bereiche) weitere Anforderungen. Darunter fallen u. a. die technische Auslegung der eigentlichen Schutzschaltung, das Wärmemanagement des gesamten Gerätes sowie Forderungen hinsichtlich der Energiebegrenzung von zusätzlich im ÜSG integrierten Stromkreisen, die beispielsweise für die Realisierung einer Zustandsüberwachung und -bewertung der im ÜSG eingesetzten Überspannungsschutzelemente nötig sind. Derartige Funktionen in Verbindung mit einer Fernmeldfunktion ermöglichen – insbesondere bei einem Einsatz an schwer zugänglichen Orten – eine zustandsorientierte bis hin zu einer vorausschauenden Wartungsstrategie. In diesem Zusammenhang werden Methoden und technische Lösungen für die Zustandsüberwachung und -bewertung von Überspannungsschutzelementen, die auf physikalischen und statistischen Prinzipien sowie deren Verknüpfung beruhen, aufgezeigt.

2. Einführung in den Explosionsschutz

In technischen Anlagen kann es, wenn sich ein explosionsfähiges Gemisch gebildet hat, zu Explosionen kommen, was eine Gefahr für Leib und Leben darstellt sowie zu hohen Sachschäden führen kann. Daher sind zwingend geeignete Maßnahmen zur Vermeidung dieser Gefährdung zu treffen. Vorrangig hierbei ist zunächst die Vermeidung von explosionsfähiger Atmosphäre. Ist jedoch das Auftreten explosionsfähiger Stoffe in einer Anlage oder einem Anlagenteil nicht zu vermeiden (z. B. durch Substitution) und die Bildung einer explosionsfähigen Atmosphäre kann nicht verhindert werden (z. B. durch Konditionierung), so werden die dadurch gefährdeten Bereiche unter Zuhilfenahme einer Gefährdungsbeurteilung in so genannte Ex-Zonen eingeteilt.

Gem. EN 60079-10-1 [1] erfolgt die Einteilung für gasexplosionsfähige Gemische in drei Zonen (0, 1, 2), die die Wahrscheinlichkeit des Vorherrschens einer explosionsfähigen Atmosphäre abbilden. Diese Klassifizierung definiert, dass in Zone 0 eine explosionsfähige Atmosphäre ständig, häufig oder über eine längere Zeit vorhanden sein kann, in Zone 1 gelegentlich und in Zone 2 selten oder kurzzeitig.

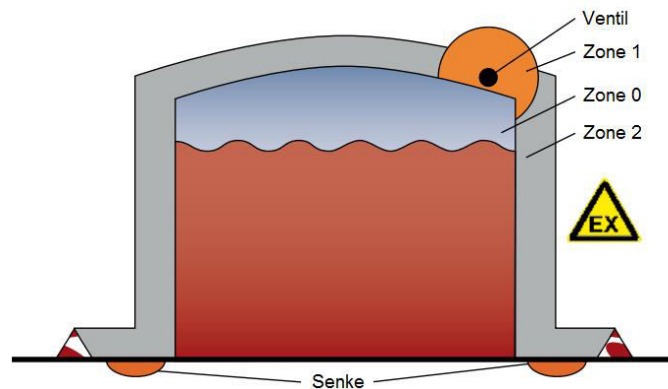


Bild 1: Beispiel einer Zoneneinteilung

Die Normenreihe EN 60079 greift neben dem Konzept der Zoneneinteilung technische Maßnahmen zur Vermeidung der Zündung eines vorherrschenden explosionsfähigen Gemisches auf. Diese werden als Zündschutzarten bezeichnet. Jede dieser Zündschutzarten verfolgt ein eigenständiges Konzept zur Vermeidung einer Zündung.

Die Zündung explosionsfähiger Gemische, die z.B. durch Blitzschlag erfolgen kann (Zündquelle Blitzschlag), wird durch den Einsatz geeigneter ÜSGs wirksam vermieden. In diesem Kontext stellte sich die Entwicklungsaufgabe ein neuartiges ÜSG mit folgenden, den Ex-Schutz betreffenden Eigenschaften zu realisieren:

- Installation des Überspannungsschutzsystems (Basismodul, mehrere ÜSG, Systembus) in der Ex-Zone 2
- Realisierung eines ÜSG-integrierten Monitoring-Systems zur Zustandsüberwachung und -bewertung der einzelnen Schutzelemente
- Kommunikation der einzelnen ÜSG mit einem Basismodul über eine galvanische Verbindung (Systembus)
- Statusmeldungen aus Ex-Zone 2 in nicht Ex-Bereiche („Fernmeldung“)
- Einführung der geschützten Leitungen bis in die Ex-Zone 0

Für die Lösung dieser Entwicklungsaufgabe ist es notwendig verschiedene Zündschutzarten zugrunde zu legen. Dies sind im Wesentlichen: Geräteschutz durch Eigensicherheit „i“ und die Zündschutzart „n“.

3. Leistungsfähigkeit der Schutzschaltung

Die Impulsleistungsfähigkeit von ÜSG, die für die Installation in Ex-Bereichen konzipiert sind und zum Schutz eigensicherer Stromkreise (Zündschutzart Eigensicherheit) eingesetzt werden, beträgt für Stoßströme der Kurvenform 8/20 μ s i. d. R. 10 kA und der Kurvenform 10/1000 μ s i. d. R. 100 A. Die für diesen Zweck eingesetzten Schutzschaltungen sind, aufgrund des geforderten Ableitvermögens für Stoßströme und der geforderten spannungsbegrenzenden Eigenschaften, normalerweise mehrstufig aufgebaut. Dabei ist der Einsatz von Gasentladungsableitern (gas discharge tube, GDT) in Kombination mit Suppressordioden (transient voltage suppressor, TVS) gegenwärtig gängige Praxis.

Die grundlegenden Leistungsmerkmale von ÜSG für den Einsatz in Systemen der MSR werden durch Prüfungen gemäß EN 61643-21 [2] nachgewiesen – dies gilt auch im Hinblick auf besondere Installationsbedingungen, wie z. B. die Installation in Ex-Bereichen.

Die Schutzwirkung von ÜSG lässt sich im Wesentlichen durch deren spannungsbegrenzende Wirkung sowie das Ableitvermögen für impulsförmige Ströme charakterisieren. Diesbezüglich ist zwischen der Schutzwirkung gegen Überspannungen, die zwischen den Adern eines Signaladerpaares (differential mode voltage) und denen, die zwischen den einzelnen Adern und Erde (common mode voltage) auftreten können, zu differenzieren. Die im neu entwickelten ÜSG eingesetzte Schaltungsvariante zum Schutz eines Signaladerpaares und erhöhten Anforderungen an die Isolationsfestigkeit gegen Erde (Ex-Anforderung) ist in Bild 2 dargestellt.

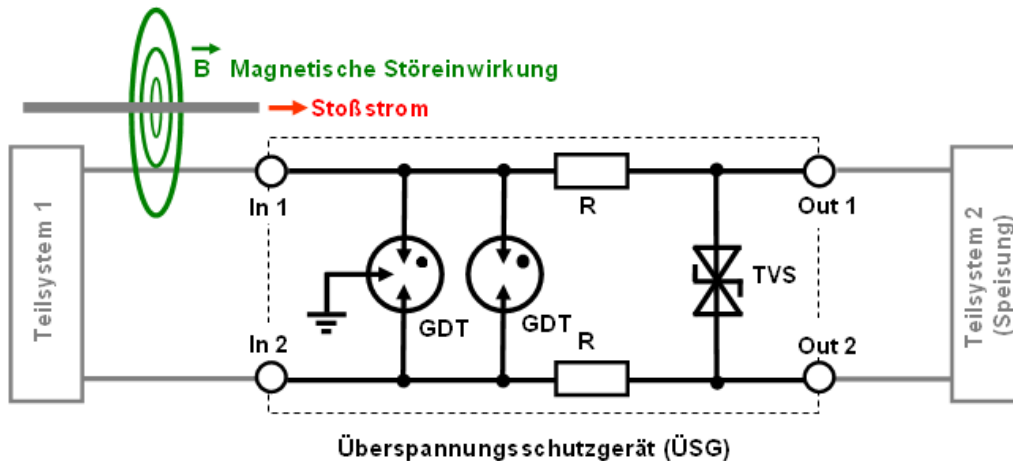


Bild 2: 2-stufige Überspannungsschutzschaltung zum Schutz eines Signaladerpaares

Bei der dargestellten 2-stufig ausgeführten Schutzschaltung wird der Schutz zwischen den Signaladern durch eine TVS-Diode realisiert. Diese Bauelemente zeichnen sich durch eine sehr geringe Ansprechzeit, eine gute spannungsbegrenzende Wirkung aber vergleichsweise nur geringe Stoßstromtragfähigkeit aus. Daher wird zur Erhöhung des Ableitvermögens für Stoßströme, bei dieser Art der Beanspruchung, üblicherweise eine energetische Koordination zwischen TVS-Diode und 2-Elektroden-GDT realisiert. GDTs zeichnen sich durch ein hohes Ableitvermögen, eine geringe Kapazität aber vergleichsweise geringe Ansprechgeschwindigkeit aus. Die energetische Koordination wird dabei mittels seriell in den Signalpfad eingeschleifter Entkopplungselemente R erreicht. Der in der Schutzschaltung eingesetzte 3-Elektroden-GDT übernimmt zwei wesentliche Aufgaben. Er erfüllt Anforderungen, die an die Isolationsfestigkeit gegen Erde gestellt werden (EN 60079-14 [3]) und bildet zudem Schutz gegen Überspannungen, die zwischen den Signaladern und Erdpotential auftreten. Aufgrund der deutlich höheren Spannungsfestigkeit, der zu schützenden Systemkomponenten gegenüber dieser Art der Beanspruchung, ergeben sich diesbezüglich reduzierte Schutzziele (vgl.[4]).

Die angestrebten Eigenschaften des ÜSG, wie beispielsweise die Realisierung eines niedrigen Schutzpegels, eines hohen Ableitvermögens für Stoßströme, eines vergleichsweise hohen Nennstroms sowie guter Übertragungseigenschaften stehen aufgrund physikalischer Zusammenhänge teils im Zielkonflikt zueinander. Für die betrachtete Schutzschaltung besteht beispielsweise ein Zielkonflikt zwischen der Forderung nach einem vergleichsweise hohen Nennstrom und gleichzeitig hoher Ableitfähigkeit für Stoßströme. Dies zeigen die Zusammenhänge bei der schaltungstechnischen Auslegung der energetischen Koordination.

Bei Auftreten einer transienten Überspannung zwischen den Signaladern nimmt die TVS-Diode nach einer kurzen Ansprechzeit einen niederohmigen Zustand an. Dabei kommt es zu einem Stromfluss über die Diode und den im Signalpfad befindlichen Entkopplungselementen R_{ges} . Der Spannungsfall an der Diode wird dabei auf den Wert der so genannten „maximum clamping voltage“ U_C bzw. an den Ausgangsklemmen des ÜSG auf den Wert U_P (Schutzpegel [2]) begrenzt. Bei optimaler Auslegung der Stromführung durch das ÜSG gilt näherungsweise $U_P \approx U_C$. Um Stoßströme ableiten zu können, die die maximale Stoßstromtragfähigkeit der TVS-Diode übersteigen, muss der GDT den Anteil des Stoßstromes abführen, der ansonsten zu einer Überlastung der TVS-Diode führen würde. Die Kommutierung des Stromes erfolgt dabei abrupt nach dem die am 2-Elektroden-GDT anliegende Spannung dessen Zündspannung U_Z erreicht. Bei Einsetzen des Stromflusses sinkt die an der Entladungsstrecke abfallende Spannung auf den Wert der Bogenbrennspannung (typabh. 10 V - 20 V) ab. Das Kommutierungsverhalten der betrachteten Schaltung wird wesentlich durch den Widerstand der Entkopplungselemente bestimmt. Dies wird aus der nachfolgenden Betrachtung deutlich.

Der Spannungsfall $u_{GDT}(t)$ am GDT, der dessen Ansprechen bestimmt, ergibt sich aus dem Spannungsfall $u_R(t) = R_{ges} \cdot i(t)$ entlang der Entkopplungselemente („ohmsche Betrachtung“) und dem Spannungsfall $u_{TVS}(t)$ an der TVS-Diode, wobei während des Ableitvorganges $u_{TVS}(t) \approx u_{TVS} = \text{const.}$ gilt. Aus der näherungsweise linearen Beziehung $u_{GDT}(t) = R_{ges} \cdot i(t) + u_{TVS}$ wird ersichtlich, dass sich über die Variation des Widerstandswertes der Entkopplungselemente der Spannungsfall am GDT und darüber dessen Ansprechverhalten sowie der Leistungsumsatz in der TVS-Diode gezielt steuern lässt. Diesen positiven mit der Steigerung von R_{ges} verbundenen Eigenschaften, steht eine Erhöhung der Verlustleistungen in den Entkopplungselementen $p(t) = R_{ges} \cdot i^2(t)$ entgegen. Die Eigenerwärmung, verbunden mit der Forderung nach der Einhaltung von Maximaltemperaturen (vergl. 4.2) begrenzt den maximal möglichen Nennstrom des ÜSG. Daher ist die Abstimmung und Auswahl der Bauelemente hinsichtlich der Realisierung optimaler Zündbedingungen für den GDT bei gleichzeitig hohem Nennstrom des ÜSGs wesentliche Entwicklungsaufgabe.

Zur Realisierung einer sicheren Koordination bei allen auftretenden Impulsformen, eines schnellen Ansprechverhaltens, eines niedrigen Schutzpegels und einer hohen Ableitfähigkeit für Stoßströme, sind die bewährten Schutzschaltungen optimiert worden. Durch den Einsatz leistungsfähiger TVS-Dioden und stoßstromtragfähiger Entkopplungselemente ist eine Steigerung des Ableitvermögens für Stoßströme erreicht worden. Weiterhin finden 2-Elektroden-GDTs mit einer niedrigen Zündspannung Verwendung. Dadurch wird es möglich – durch Verwendung kleiner Impedanzwerte R im Längspfad – der Forderung nach höheren Nennströmen nachzukommen und zugleich die energetische Koordination sicherzustellen. Durch diese Maßnahmen lässt sich die Verlustleistung im ÜSG wesentlich reduzieren und so die strengen Anforderungen an zulässige (Oberflächen-)Temperaturen, wie sie in der EN 60079-0 [5] gestellt werden, erfüllen. Ein weiterer Vorteil dieser Maßnahmen besteht im reduzierten Längsspannungsfall an den Entkopplungselementen des ÜSG im Normalbetrieb.

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit des auf der vorgestellten 2-stufigen Schutzschaltung basierenden ÜSG hinsichtlich dessen Schutzwirkung wurden Prüfungen nach EN 61643-21 [2] durchgeführt. Dabei wurde das ÜSG eingangsseitig mit verschiedenartigen Prüfimpulsen beaufschlagt, die Signale an den entsprechenden Ausgängen gemessen und diese für eine Beurteilung mit den geforderten Schutzzielen in Beziehung gesetzt.

Die Auswahl der anzuwendenden Prüfimpulse richtet sich im Wesentlichen nach dem vorgesehenen Einsatzort des ÜSG und ist in CLC/TS 61643-22:2006 [6] näher erläutert. Beispielsweise lässt sich die vorgestellte 2-stufige Überspannungsschutzschaltung mit $U_N = 24 \text{ V}$ in eigensicheren Stromkreisen mit einem Nennstrom von $I_N = 350 \text{ mA}$ einsetzen. Dabei beträgt die Ableitfähigkeit für Stoßströme der Kurvenform 8/20 μs 10 kA und für Stoßströme der Kurvenform 10/1000 μs 100 A.

4. Wesentliche Anforderungen an ÜSG für explosionsgefährdete Bereiche

4.1 Energiebegrenzung

Bild 3 zeigt die Struktur des entwickelten Überspannungsschutzsystems, das aus einzelnen Schutzmodulen (ÜSG) (Bild 3, 2), einem Basismodul (Bild 3, 1) sowie einem Bussystem (Bild 3, 3) für die notwendige Energieversorgung und die Realisierung der Fernmeldefunktion besteht. Zur Erfüllung der Anforderungen hinsichtlich des Einsatzes dieses Systems in explosionsgefährdeten Bereichen fand in der Konzeptphase eine Zerlegung des Gesamtsystems in verschiedene Teilsysteme statt, denen jeweils eine geeignete Zündschutzart zugeordnet wurde. Kriterien hierfür sind die jeweilige Funktion des Teilsystems, die dabei eingesetzten Komponenten und die physikalischen Schnittstellen zu den anderen Teilsystemen sowie die in die verschiedenen Ex-Zonen/nicht Ex-Zonen führenden galvanischen Verbindungen (vgl. Bild 3).

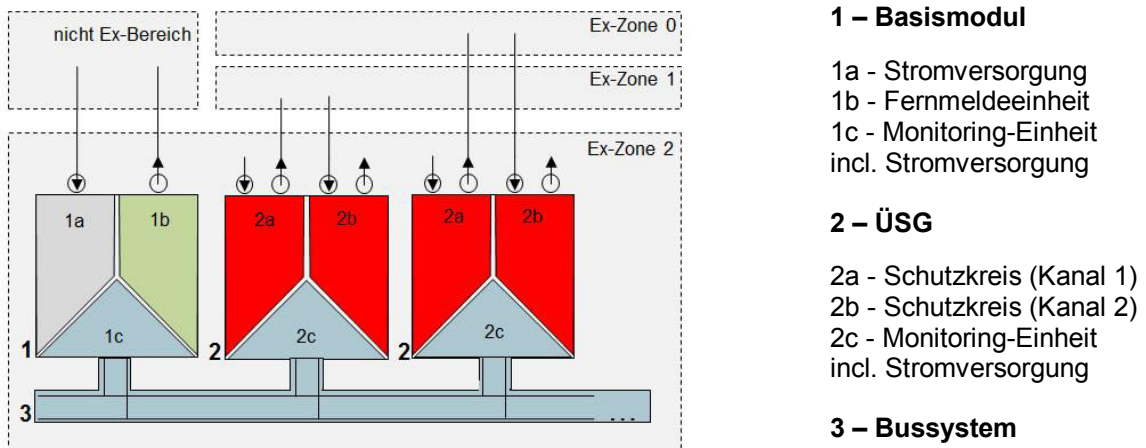


Bild 3: Blockschaltbild des Überspannungsschutzsystems bestehend aus einem Basismodul (1), einzelnen ÜSG (2) mit integrierter Monitoring-Einheit (2c) und Bussystem (3), inkl. Zuordnung der Ex-Zonen

Für die Energieversorgung, die für die Monitoring-Funktion benötigt wird, war es Ziel die Zündschutzart Eigensicherheit „i“ zu erreichen. Dieser „eigensicher“ ausgeführte Stromkreis (Bild 3, 1a) versorgt über das Bussystem, das ebenfalls „eigensicher“ ausgelegt ist (Bild 3, 1c) die angeschlossenen ÜSG mit Energie. Die höchste Anforderung, die an einen eigensicheren Stromkreis gestellt wird, ist die Begrenzung der maximal auftretenden Energie auf ein unbedenkliches Maß. Dies wird üblicherweise durch die Begrenzung der im Stromkreis maximal möglichen Spannung sowie des maximal möglichen Stroms erreicht.

Hierfür sieht die EN 60079-11 [7] in der einfachsten technischen Ausführung eine Zenerdiode für die Spannungsbegrenzung und einen Serienwiderstand für die Strombegrenzung vor (vgl. Bild 4). Die Energiebegrenzung berechnet sich dabei prinzipiell aus dem maximal möglichen Strom $I = U_{in}/R$ und der maximal möglichen Spannung U_{out} , die der Z-Spannung U_{Zmax} der Zenerdiode entspricht.

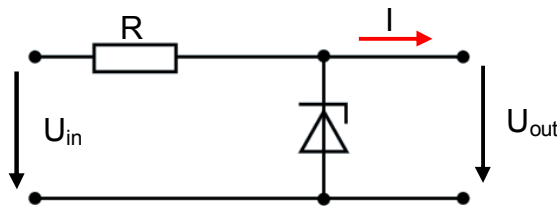


Bild 4: Prinzipschaltbild zur Spannungs- und Strombegrenzung

In der praktischen Entwicklungsarbeit bietet das Arbeiten mit Referenzkurven eine einfache Möglichkeit bei einer gewählten Systemspannung den maximal zulässigen Strom (ohmsche Kreise) zu bestimmen, so dass in dieser Kombination eine Zündfähigkeit der Atmosphäre durch auftretende Funken nicht erreicht wird. Die in der Norm dargestellten Referenzkurven sind mit einem standardisierten Prüfgerät, dem so genannten Funkenprüfgerät, ermittelt worden und anschließend in diese überführt. Gemäß EN 60079-11 [7] genügt ein ohmscher Stromkreis Anforderungen der Energiebegrenzung, wenn die Kombination aus Spannung und Strom (ohmsche Kreise) unterhalb der in der Norm (EN 60079-11, Anhang A) aufgeführten Referenzkurven liegt.

In dem hier vorgestellten Überspannungsschutzsystem wird ein integrierter DC/DC-Wandler eingesetzt, um die Eingangsspannung von 24 V auf die Systemspannung von 5 V herabzusetzen. Dieser verfügt über eine präzise Spannungsregelung sowie eine integrierte Strombegrenzung. Durch diese beiden Eigenschaften werden die an die Zündschutzart Eigensicherheit (Schutzniveau ic) gestellten Anforderungen – der Energiebegrenzung im Normalbetrieb – erfüllt. Für die Monitoring-Funktion (Bild 3, Teilsysteme 1c, 2c, 3) wurde ebenfalls die Zündschutzart Eigensicherheit gewählt, da diese im Vergleich mit anderen Zündschutzarten die Möglichkeit bietet, die modular aufgebauten Überspannungsschutzmodule im Betrieb zu wechseln ohne zuvor die Anlage außer Betrieb zu setzen. Hierdurch wird der Aufwand bei turnusmäßigen Prüfungen oder bei einem Austausch des ÜSG wesentlich reduziert. Diese Vorteile rechtfertigen den hohen technischen Aufwand, der zur Erzielung der „Eigensicherheit“ notwendig ist.

4.2 Wärmemanagement

Die Normenreihe EN 60079 spezifiziert erhöhte Anforderungen an Oberflächentemperaturen. Das Schutzziel, bei der Festlegung zulässiger Oberflächentemperaturen, ist die Vermeidung einer Zündung durch heiße Oberflächen. Die maximal zulässigen Oberflächentemperaturen sind dabei unabhängig von der Wahl der Zündschutzart. Die Gase in gasexplosionsgefährdeten Bereichen werden nach Höhe ihrer Zündtemperatur in sechs Temperaturklassen eingeteilt. Diese definieren die maximal zulässigen Oberflächentemperaturen und reichen von der Temperaturklasse T1 = 450 °C bis T6 = 85 °C.

Um diesen normativen Anforderungen nachzukommen, wurde bei der Entwicklung des neuartigen Überspannungsschutzsystems auf die Auslegung verlustbehafteter Bauteile

spezielles Augenmerk gelegt. Durch den Einsatz thermografischer Verfahren wurden Bauteile identifiziert, die erhöhte Oberflächentemperaturen aufweisen. Bild 5 zeigt eine Thermografieaufnahme einer im Überspannungsschutzsystem eingesetzten Leiterplatte, die Teile der eigentlichen Überspannungsschutzschaltung (im wesentlichen Suppressordioden) sowie Teile der Monitoring-Einheit enthält. Der auf dieser Platine ermittelte „Hot-Spot“ befindet sich im Bereich des eingesetzten Spannungsreglers. Einen weiteren „Hot-Spot“ bilden die Entkopplungswiderstände wie Bild 6 zeigt.

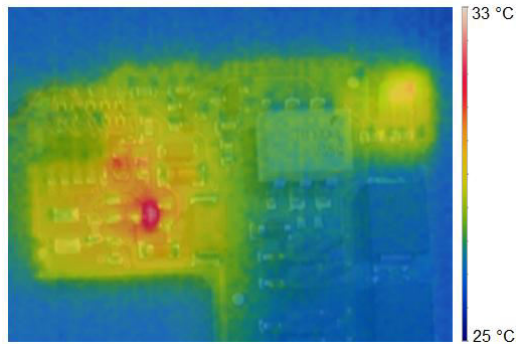


Bild 5: Thermografieaufnahme einer Leiterplatte des ÜSS

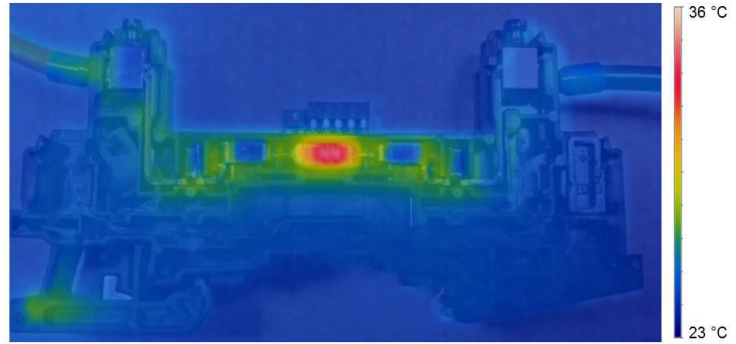


Bild 6: Thermografieaufnahme der Entkopplungswiderstände im Basiselement

Aufbauend auf dieser „Hot-Spot“-Bestimmung ist eine weitere Temperaturprüfung unter geregelten Umgebungsbedingungen in der ungünstigsten Einbaulage durchzuführen. Diese dient dem Nachweis, dass auch unter diesen Bedingungen die Anforderung an die einzuhaltenden Oberflächentemperaturen stets erfüllt ist. Im konkreten Fall wurde jedes ÜSG mit 110 % des spezifizierten Nennstromes beaufschlagt und das Temperaturprofil gemessen. Bild 7 zeigt die dabei ermittelten Temperaturprofile.

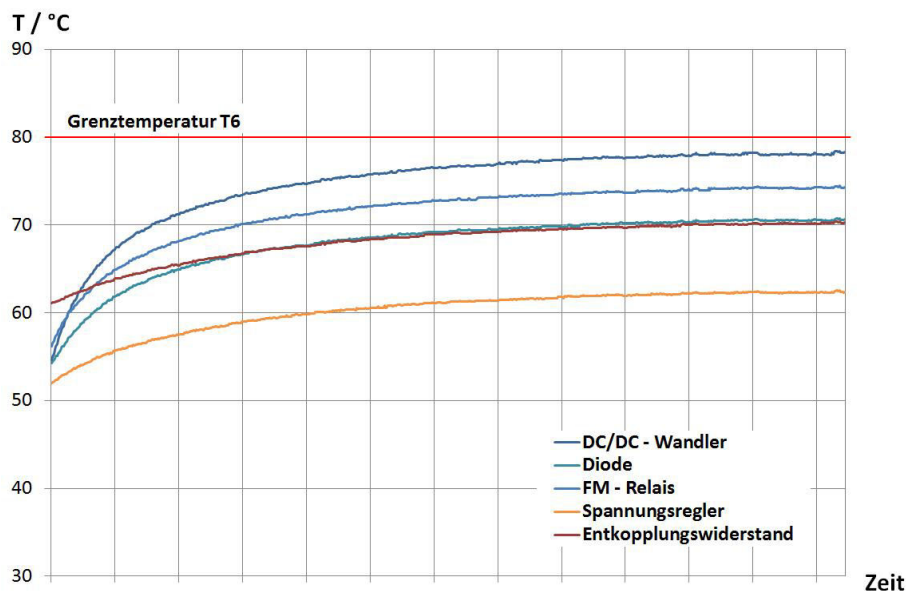


Bild 7: Temperaturverläufe ÜSS

Dabei zeigt sich, dass der DC/DC-Wandler, der sich als „Hot-Spot“ herausstellte, im thermischen Gleichgewicht eine Temperatur von 78 °C einnimmt. Diese, am DC/DC-Wandler gemessene Temperatur, ist somit maßgeblich für die Eingruppierung in die Temperaturklassen. Das vorgestellte modulare Überspannungssystem erfüllt diesbezüglich die höchsten Anforderungen gemäß der Temperaturklasse T6.

5. Kontinuierliche Zustandsbewertung und Fernmeldung

Insbesondere bei einem Einsatz von ÜSG an schwer zugänglichen Orten ist ein Monitoring der Schutzelemente in Verbindung mit einer Fernmeldefunktion sinnvoll. Durch eine kontinuierliche Zustandserfassung und -bewertung von Alterungsindikatoren wird eine zustandsorientierte bis hin zu einer vorausschauenden Wartungsstrategie möglich. Eine grundlegende Struktur für die Realisierung einer Zustandserfassung und -bewertung ist in Bild 8 dargestellt.

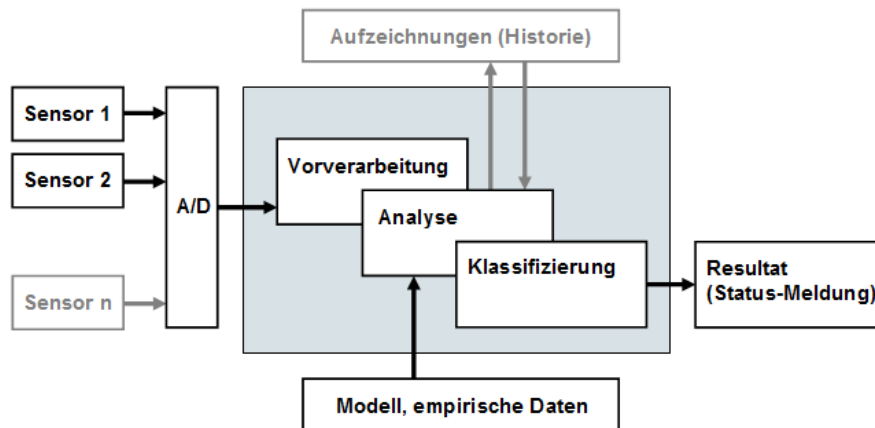


Bild 8: Grundlegende Struktur der Zustandserfassung und -bewertung von Alterungsindikatoren

Auf die betrachteten Bauelemente TVS-Diode und GDT der Schutzschaltung bezogen, lassen sich die nachfolgend beschriebenen Methoden für die Erfassung des Bauteilzustands und die Bewertung von Alterungsprozessen nutzen. Diese basieren auf physikalischen und statistischen Prinzipien sowie deren Verknüpfung.

- Eine „direkte“ Beurteilung des Bauteilzustandes im Sinne eines „direkten physikalischen Bewertungsverfahrens“ ist möglich, wenn ein direkter Zusammenhang zwischen der Messgröße und dem zu erfassenden Alterungszustand besteht. Ein derartiger physikalischer Zusammenhang besteht beispielsweise zwischen der Leckstromentwicklung der TVS-Diode und deren Schädigungsmaß.
- „Indirekte physikalische Bewertungsverfahren“ finden Anwendung, wenn eine direkte Messung des eigentlichen Alterungsindicators nicht möglich ist. Dieser kann über eine andere Messgröße bestimmt werden, wenn zwischen beiden Messgrößen aufgrund eines Messprinzips ein bekannter eindeutiger Zusammenhang besteht. Beispielhaft hierfür kann die Messung der Oberflächentemperaturentwicklung geschädigter Bauteile aufgrund von Leckströmen stehen. Es ist offensichtlich, dass hierbei Umgebungseinflüsse zu einer Unschärfe bei der Bewertung führen.
- Statistische Bewertungsverfahren können Anwendung finden, wenn fundiertes Wissen über das belastungsabhängige Alterungs- und Ausfallverhalten für das betrachtete Bauelement besteht. In diesem Fall lassen sich durch Erfassung von Beanspruchung und deren Vergleich mit labortechnisch ermittelten Belastungsgrenzen statistisch Aussagen zum Zustand treffen.
- Des Weiteren ermöglicht es der Vergleich aktueller mit den über die Lebensdauer aufgezeichneten Daten (vgl. Bild 8, Historie) Alterungseffekte zu erkennen.

Für die technische Realisierung der Zustandserfassung und –bewertung, für die eingesetzte 2-stufige Schutzschaltung, bietet sich beispielsweise die optische Detektion der mit einem Stromfluss durch den GDT verbundenen Gasentladung (Lichtbogen) an. So wie die Erfassung des Leckstromes durch die TVS-Diode (Bild 9). Die Erfassung der Gasentladung erfolgt dabei auf optischer Basis unter Verwendung eines Fototransistors. Die des Leckstroms im Zweig der TVS-Diode mittels Optokoppler, der einen Leckstrom oberhalb einer definierten Schwelle detektiert. Durch den Einsatz eines Optokopplers ist zudem die galvanische Trennung zwischen den Stromkreisen gewährleistet.

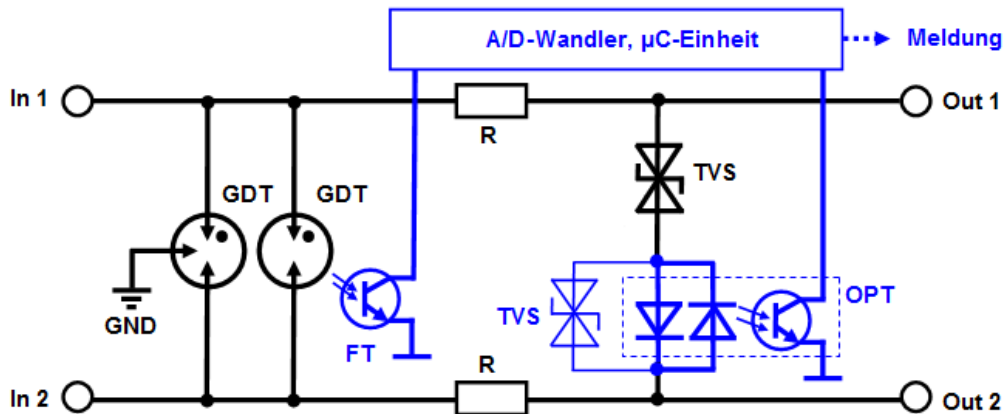


Bild 9: Konzept zur Zustandserfassung von GDT und TVS-Diode

Aus den erfassten Messsignalen lassen sich nach geeigneter Vorverarbeitung folgende Grundinformationen G gewinnen:

- Die Anzahl des Ansprechens des GDTs, d.h. die Anzahl der Ableitvorgänge $Z_{\text{GDT},i}$
- Die Höhe des Stromes durch den GDT $A_{\text{GDT},i}$ lässt sich in guter Näherung aus der Intensität der Leuchterscheinung (Gasentladung) gewinnen
- Die Zeitdauer der Gasentladung $\Delta t_{\text{GDT},i}$ (innerhalb einer unteren und oberen Schwelle)
- Die Anzahl der Ableitvorgänge durch die TVS-Diode $Z_{\text{TVS},j}$
- Überschreitung einer definierten Leckstromschwelle durch die TVS-Diode $A_{\text{TVS},j}$
- Die Zeitdauer des Leckstromflusses $\Delta t_{\text{TVS},j}$

Aus diesem Grunddatensatz $G = \{Z_{\text{GDT},i}, A_{\text{GDT},i}, \Delta t_{\text{GDT},i}, Z_{\text{TVS},j}, A_{\text{TVS},j}, \Delta t_{\text{TVS},j}\}$ lassen sich durch Weiterverarbeitung mittels geeigneter Algorithmen kontinuierlich Aussagen zur erfolgten Bauteilbeanspruchung sowie zu physikalischen Bauteilparameteränderungen treffen. In einem weiteren Schritt kann eine Zuordnung des ermittelten Zustandes – im Sinne einer Klassifizierung – zu verschiedenen Status-Meldungen erfolgen (vgl. Bild 8).

6. Zusammenfassung

Vorgestellt wird ein modulares Überspannungsschutzsystem mit integrierter Monitoring-Funktion zum Schutz von Systemen der Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, das speziell für den Einsatz in explosionsgefährdeten Bereichen konzipiert ist.

Die optimierte 2-stufige Überspannungsschutzschaltung ist bei hohem Ableitvermögen für Stoßströme in eigensicheren Stromkreisen für vergleichsweise hohe Nennströme ($I_N = 350 \text{ mA}$) einsetzbar. Dies wird durch die Verwendung niederimpedanter Entkopplungselemente in Verbindung mit leistungsfähigen Überspannungsschutzelementen sowie deren energetischer Koordination erreicht.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Methoden und technische Lösungen erarbeitet, die eine Zustandserfassung und -bewertung (Monitoring) von Überspannungsschutzelementen erlauben. Durch die Erfassung geeigneter Messgrößen, lassen sich mittels geeigneter Algorithmen kontinuierlich Aussagen zur erfolgten Bauteilbeanspruchung sowie zu physikalischen Bauteilparameteränderungen treffen. Diese Informationen lassen sich über eine Klassifizierung in Status-Meldungen abbilden. Vor dem Hintergrund hoher Sicherheits- und Verfügbarkeitsanforderungen von Systemen der MSR sind derartige Funktionen in die neuentwickelten Überspannungsschutzmodule integriert.

Darüber hinaus ergeben sich, durch die Forderung nach einem Einsatz in explosionsgefährdeten Bereichen, zusätzliche Anforderungen aus den gängigen Normen. Diese sind in die Entwicklung des Überspannungsschutzsystems eingeflossen. Auf Basis der Zielsetzung, die zu schützenden Signaladerpaare in die Ex-Zone 0 zu führen und das Überspannungsschutzsystem in Ex-Zone 2 installieren zu können, erfolgte die Festlegung der notwendigen Zündschutzarten für die einzelnen Systembestandteile. Zugrunde gelegt werden dabei die Zündschutzarten „Geräteschutz durch Eigensicherheit“ und „Geräteschutz durch Zündschutzart „n““. Für das System wird die Temperaturklasse T6, die im Vergleich die niedrigste Oberflächentemperatur fordert und damit die höchste Anforderung darstellt, gewählt, um so einen möglichst breiten Einsatzbereich gewährleisten zu können. Die Möglichkeit einzelne Überspannungsschutzmodule im Betrieb wechseln zu können ohne zuvor die Anlage außer Betrieb setzen zu müssen, wird durch die Wahl der Zündschutzart „Eigensicherheit“ für die Monitoring-Funktion erreicht.

REFERENCES

- [1] EN 60079-10-1:2009: "Classification of areas – Explosive gas atmospheres"
- [2] EN 61643-21:2001 + A1:2009 + A2:2013: "Low voltage surge protective devices – Part 21: Surge protective devices connected to telecommunication and signalling networks – Performance requirements and testing methods".
- [3] EN 60079-14:2008: "Explosive atmospheres – Part 14: Electrical installations design, selection and erection"
- [4] G. Finis, F.-E. Brand: "Surge Protection For High Speed Data Transmission Systems With Transmission Frequencies Up To 500 MHz." 29th International Conference on Lightning Protection, Uppsala, Schweden, June 2008.
- [5] EN 60079-0:2012: "Explosive atmospheres – Part 0: Equipment – General requirements"
- [6] CLC/TS 61643-22:2006: "Low-voltage surge protective devices - Part 22: Surge protective devices connected to telecommunications and signalling networks - Selection and application principles.
- [7] EN 60079-11:2012: "Explosive atmospheres – Part 11: Equipment protection by intrinsic safe "I" "

Wirkung von Y-Kondensatoren auf Überspannungen bei Leistungsschnittstellen von Luftfahrtgeräten bei induzierten Transienten nach DO-160/ED-14

Frank Meier, Apparatebau Gauting, Gauting

1 Einleitung

Einschläge von Blitzen in die Flugzeugstruktur führen zu punktuellen thermischen Belastungen und über die Änderungsgeschwindigkeit des Ableitstromes zu induzierten Spannungen im Leitungsnetz. Zur Qualifikation von elektronischen Geräten sind, für die direkte Einwirkung wie auch die induzierende Wirkung, Prüfpulse nach ED-14/DO-160 und MIL-STD-461 festgelegt, die tatsächlich auftretende Ereignisse nachbilden [1, 2]. Beide Normen gehen auf Untersuchungen in den 80iger Jahren zurück, die an messtechnisch ausgestatteten Flugzeugen ermittelt wurden [3]. Derzeit wird an der Protokollierung der speziell ausgestatteten Verkehrsflugzeuge gearbeitet, um gesicherte Daten über die Häufigkeit, die lokale Verteilung und die Intensität zu erhalten. Ein- und Ausgänge müssen mit Spannungsschutzelemente versehen werden, um die Isolationsfestigkeit der Komponenten und die mittelbare Wirkung auf die Funktion des Gerätes in Grenzen zu halten. Für Signalschnittstellen helfen die Innenwiderstände, den transienten Strom in das Schutzelement zu begrenzen [4].

Ein resistives Serienelement verbietet sich bei den Ein- und Ausgängen für Leistungsschnittstellen. Bei Netzein- und ausgängen für 115V/200V oder 230V/400V Wechselspannung werden Y-Kondensatoren immer vorgesehen, um hochfrequente Störungen zu dämpfen. Für transiente Belastungen können sie, zusammen mit der Induktivität der Verkabelung, der Haupt- und Streuinduktivität des Transformators, der Streuinduktivität des Pulsgenerators und die Induktivität dedizierter Drosseln, zu einer Schwingung führen. Ihre Amplitude ist zu berücksichtigen, um die Spannungsfestigkeit der Y-Kondensatoren bemessen zu können. Bei kleinen Kapazitätswerten kann die Spannung das Doppelte der induzierten Spannung betragen, was bei der Auslegung häufig unterschätzt wird. Große Kapazitätswerte reduzieren die Überspannungen deutlich besser, doch begrenzt der Platzbedarf wie auch Forderungen an die Personensicherheit den größtmöglichen Wert.

2 Elektrische Prüfung

Bei der Prüfung der Störfestigkeit während des Betriebs (engl.: functional upset testing) wird eine induktive Kopplung (engl. cable bundle injection) durch eine Transformator auf den Kabelbaum vorgenommen. Bei der Prüfung auf Robustheit (engl.: damage testing) wird eine galvanische Kopplung auf den Kontakt im Steckverbinder (engl.: pin injection) angewandt. Der Pulsgenerator PG führt über die Primärwicklung einen Strom so in die Leiterschleife aus Kabelbaum, Erde und Gerät ein, dass sich an der Monitorschleife die beabsichtige Pulsform einstellt, Abb. 1. Die Ladespannung U_{CH} wird schrittweise erhöht, bis der Spitzenwert \hat{u}_{CM} den Sollwert U_T oder der

Spitzenwert des Gleichtaktstromes \hat{i}_{CM} den Sollwert I_T erreicht hat. Der Gleichtaktstrom i_{CM} wird mit einem Stromwandler inductiv erfasst und, wie die Monitorspannung u_{MS} , aufgezeichnet. Der Strom an einem Kontakt bleibt ebenso unbekannt wie die Spannung zwischen Kontakt und Erde. Beides stellt sich nach den elektrischen Eigenschaften des Prüflings und dem momentanen Betriebszustand ein.

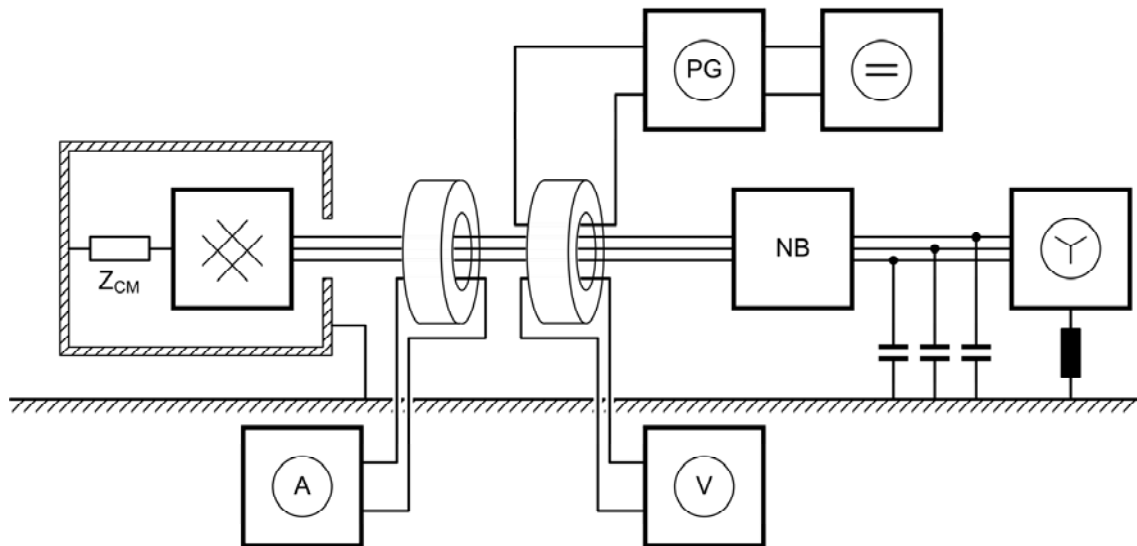


Abbildung 1: Aufbau mit zu prüfendem Gerät, Koppelglied und Pulsgenerator

Die Pulsenergie muss vollständig vom Transformator TP umgesetzt werden und erfordert ein hochpermeables Material. Hysterese und Sättigung treten auf und verzerren die Pulsform. Ihr Einfluss lässt sich allerdings während der schrittweisen Erhöhung der Ladespannung für jeden Puls ablesen und ist eine kontrollierbare Größe.

Zum Schutz des Netzgenerators werden Stützkondensatoren C_N mit $10 \mu\text{F}$ zwischen Phase und Erde verwendet. Sie dämpfen, zusammen mit der Längsinduktivität der Bordnetz nachbildung, Spannungssprünge und schützen den Generator. Allerdings führen sie zu einer erheblichen Blindleistung und müssen bei der Auslegung der Prüfmittel berücksichtigt werden.

Der Prüfling EUT selbst wird als unbekanntes Netzwerk angenommen, dass eine Gleichtaktimpedanz Z_{CM} zum Gehäuse hat. Der Pfad von Gehäuse zu Erde wird als impedanzlos angenommen. Parasitäre Elemente könnten der Gleichtaktimpedanz zugeschlagen werden. Vielfach haben Prüflinge mehr als ein Kabel, das zu zusätzlichen Ableitwegen für den Strom führt. Sie bleiben in der Diskussion unberücksichtigt, damit die maximale Wirkung des Pulses auf den Y-Kondensator untersucht werden kann.

Unter Vernachlässigung von Hysterese und Sättigung kann ein Summen-Ersatzschaltbild aus zwei gekoppelten Kreisen erstellt werden, das nur lineare Elemente enthält, Abb. 2. Die Gleichtaktimpedanz Z_{CM} wird in C_Y , R_Y und L_Y aufgeteilt und schließt parasitäre Komponenten der Leitung und der Elemente des Eingangskreises ein. Der Pulskondensator C_P hat eine Anfangsspannung U_{CPO} , die von der Ladespannung U_{CH} bestimmt wird. Mit dem Längswiderstand R_D und dem Entladewider-

standes R_E wird die Dämpfung eingestellt, während die Zeitkonstante durch den Kapazitäten C_P und C_Y sowie den Induktivitäten L_D , L_T , L_{NB} bestimmt wird.

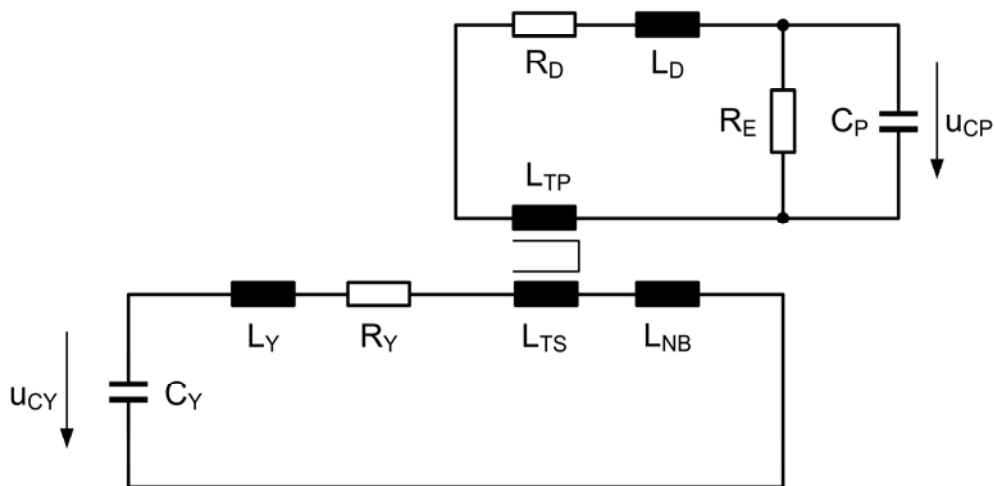


Abbildung 2: Summen-Ersatzschaltbild mit Pulskreis und Lastkreis

Der Leitungswiderstand R_Y ist immer zu berücksichtigen, da der Querschnitt der Zuleitung eines Gerätes immer knapp bemessen ist. Da der Pulsstrom beträchtlich größer als der Nennstrom ist, darf er nicht vernachlässigt werden. Die Induktivität der Zuleitung L_Y ist zu berücksichtigen, da sie in der Größenordnung der Netznachbildung mit $5 \mu\text{H}$ liegt. Die Umformung in ein Serien- oder Parallel-Ersatzschaltbild ist möglich, Abb. 3.

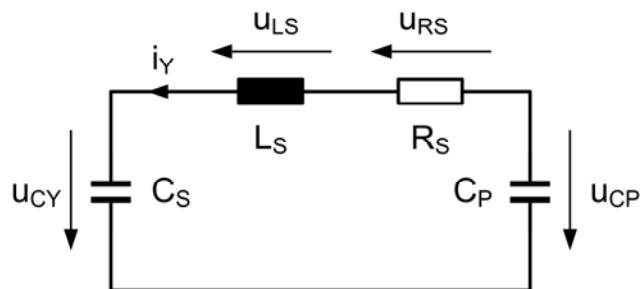


Abbildung 3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild als Serien-Schwingkreis

3 Auslegung

Zum Zeitpunkt der Auslegung des Eingangsfilters sind Sollwerte des Spitzenstroms I_T und der Spitzenspannung U_T bekannt, so kann die Wirkung auf die Schaltungselemente durch Netzwerkanalyse, numerisch oder analytisch, bestimmt werden. Allerdings muss hier eine Wahl aller Bauteileparameter bekannt sein. Selbst das symbolische Rechnen in Programmpaketen wie *Mathematica* und *Maple* lassen nur begrenzt variable Parameter zu, wenn das Netzwerk komplex ist [5, 6]. Es bleibt wünschenswert, das Verhalten aus geschlossenen mathematischen Ausdrücken, also ohne noch zu ermittelnde Lösungen, Integral- oder Differentialoperatoren, zu kennen. Durch Vernachlässigung von Sättigung und Hysterese sind Vereinfachungen möglich

und das Ersatzschaltbild aus linearen, zeitinvarianten Elemente kann in einen Satz linearer Differenzialgleichungen mit konstanten Koeffizienten überführt werden.

4 Differenzialgleichung zweiter Ordnung

Nach der Vereinfachung des Ersatzschaltbildes auf den Serien-Schwingkreis kann die Lösung gesucht werden, Abb. 3. Für diesen Fall kann sie als geschlossenen Lösung angegeben werden.

$$\begin{aligned} \underline{u}_{CS}(t) &= c_0 \exp((-c_2 + c_3)t) + c_1 \exp((-c_2 - c_3)t) \\ c_2 &= \frac{1}{2} R_S \frac{1}{C_S L_S} \\ c_3 &= \frac{1}{\sqrt{C_S L_S}} \sqrt{\left(\frac{1}{2} R_S \frac{C_S}{L_S}\right)^2 - 1} \end{aligned} \quad (1)$$

Dabei werden die Koeffizienten c_0 und c_1 aus den Anfangsbedingungen i_{LS0} und u_{CS0} bestimmt. Wenn c_3 imaginär ist, tritt eine Oszillation auf.

Als Summe von zwei Exponentialfunktionen mit komplexem Argument wird eine komplexe Zahl für \underline{u}_{CS} geliefert und die physikalische Größe u_{CS} ist ihr reeller Anteil. Die Realwertbildung kann auch in die rechte Seite eingeführt werden (2).

$$u_{CS}(t) = d_0 \exp(-c_2 t) \cos(c_3 t) + d_1 \exp(-c_2 t) \sin(c_3 t) \quad (2)$$

Ist die Lösung für eine der Netzwerkgrößen u_{CS} , u_{LS} , u_{RS} oder i_S bekannt, so können alle anderen Netzwerkgrößen algebraisch berechnet werden oder es treten Integral- oder Differentialoperatoren auf.

$$\begin{aligned} 2 \sin^2(\alpha) &= 1 - \cos^2(\alpha) \\ 2 \cos^2(\alpha) &= 1 + \cos^2(\alpha) \\ \cos^2(\alpha) + \cos^2(\alpha) &= 1 \\ \cos^2(\alpha) - \cos^2(\alpha) &= \cos(2\alpha) \\ 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) &= \sin(2\alpha) \end{aligned} \quad (3)$$

In diesem Fall entsteht ein Mischterm, der auf $a(t)\cos(\alpha t) + b(t)\sin(\alpha t)$ zurückgeführt werden kann (3).

Weiterhin kann die Summe aus $\cos(\alpha t)$ und $\sin(\alpha t)$ auf genau eine trigonometrische Funktion transformiert werden (4).

$$\begin{aligned} a_1 \sin(\omega t) + a_2 \cos(\omega t) &= a \cos(\omega t + \varphi) \\ a &= \sqrt{a_1^2 + a_2^2} \\ \tan(\varphi) &= \frac{a_2}{a_1} \end{aligned} \quad (4)$$

Die Form legt nahe, den Term in eine nicht-oszillierende Term $m(t)$ und einen oszillierende Term $n(t)$ des Betrages eins aufzuteilen (5). In der Signalübertragung tritt $m(t)$ als Modulation auf. In den Diskussionen über analytische Signale wird eine sol-

che Aufteilung gesucht. Allerdings ist $m(t)$ eine unabhängige Variable wie die Phase $p(t)$.

$$u_{CS}(t) = m(t) n(t) \quad (5)$$

In Lösungen von Differenzialgleichungen sind die Variablen $m(t)$ und $n(t)$ lediglich Abkürzung. Daher soll $m(t)$ als Einhüllende bezeichnet werden. Dieser Begriff wird häufig in Lehrbüchern verwendet und als Verbindungslinie aufeinander folgender, lokaler Maximas einer oszillierenden Funktion verstanden. Für $m(t)$ gilt dies nicht, da bei einem lokalen Maximum von $m(t)n(t)$ nicht als Maximum von $n(t)$ liegt. Nur bei konstantem $m(t)$ tritt dieser der Fall auf. Für viele Anwendungsfälle ist dieser Unterschied von ungeordneter Bedeutung und der Begriff Einhüllende wird hier synonym verwendet. Analog lässt sich die Aufteilung für die komplexe Lösung vornehmen (6).

$$\begin{aligned} \underline{u}_{CS}(t) &= m(t) n(t) \\ m(t) &= \sqrt{c_0^2 + c_1^2} \exp(-c_2 t) \\ n(t) &= \frac{1}{\sqrt{c_0^2 + c_1^2}} (c_0 \exp(+c_3 t) + c_1 \exp(-c_3 t)) \end{aligned} \quad (6)$$

Die Einhüllende $m(t)$ beschreibt die Energie des Systems für jeden Zeitpunkt t , während der oszillierende Term die Verteilung der Energie auf die reaktiven Elemente beschreibt. Die Summe der Exponentialfunktion liefert keinen einfachen Zusammenhang zur Energie.

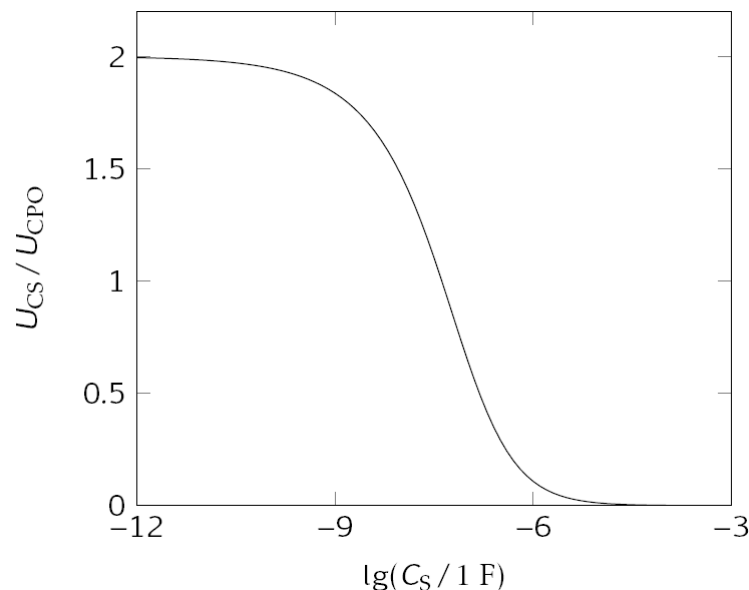


Abbildung 4: Verhältnis der Spitzenspannung als Funktion des Kapazitätsverhältnisses

Für die Auslegung der Y-Kondensatoren liefert $m(t)$ direkt den Einfluss von C_Y auf die maximale Spannung am Kondensator \hat{u}_{CY} . Die allgemeinen Anfangsbedingungen erlauben einen Anfangswert die Zustandsgrößen, die Spannung am Kondensator C_S und den Strom in der Induktivität L_S .

Wie zu erwarten war, strebt die Spitzenspannung U_{CY} gegen null, wenn gegen Unendlich strebt. Geht C_Y gegen Null, so steigt \hat{u}_{CY} auf das Doppelte der Anfangsspannung des Pulscondensators U_{CPO} . Damit wird die häufig anzutreffende Annahme widerlegt, die Spitzenspannung am Y-Kondensator sei identisch mit der induzierten Spannung u_{MS} im Monitorkreis und dem Sollwert der Spitzenspannung \hat{U}_T .

5 Zusammenfassung

Durch Blitzeinschläge in die Hülle eines Flugzeugs treten induzierte Spannungen an den Netzeingängen von Geräten auf, die zu einer Überbeanspruchung der Y-Kondensatoren führen können. Für Prüfpulse nach ED-14/DO-160 wurde ein Ersatzschaltbild in Form eines Serien-Schwingkreises identifiziert und die Spannung am Kondensator als geschlossenen Ausdruck darstellt. Einschließlich seiner allgemeinen Anfangsbedingungen kann er in einen rein-oszillierenden und einen amplitudenbestimmenden Term aufgeteilt werden. Daraus wurde ein einfacher Zusammenhang zwischen Spitzenspannung am Y-Kondensator zu Anfangsspannung des Pulscondensators ermittelt.

Literatur

- [1] ED-14G. Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment. EUROCAE, Paris, Frankreich, Ausgabe G, 2011. Identisch zu DO-160
- [2] MIL-STD-461F. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment. U. S. Department of Defense, Ausgabe F, 2007
- [3] ED-84. Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms Standard. EUROCAE, Paris, Frankreich, 1997
- [4] Meier, Frank: Auslegung von Spannungsschutzdioden für die digitalen Eingänge von Luftfahrtgeräten bei Störfestigkeitsprüfungen nach DO-160/ED-14. Garbe, Heino [Hrsg.], EMV 2012, VDE-Verlag, 2012
- [5] Mathematica. Wolfram Research, Champaign, IL, USA
- [6] Maple. Maplesoft, Waterloo, Kanada

Einfluss von absorbierenden Materialien auf die elektromagnetische Strahlung von Leiterplatten

Alexander Vogt, Heinz-D. Brüns, Christian Schuster

Technische Universität Hamburg-Harburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik

1 Einleitung

In modernen digitalen Systemen werden Signale üblicherweise mit Frequenzen im GHz-Bereich übertragen. Neben dem Übersprechen zwischen vertikalen Durchkontaktierungen (Vias) kommt es auch zur Abstrahlung über den Rand der Leiterplatte [1]. Damit tragen Leiterplatten substantiell zur elektromagnetischen Abstrahlung des digitalen Systems bei und müssen bei EMV-Untersuchungen mitberücksichtigt werden [2].

Häufig sind Leiterplatten in metallischen Gehäusen untergebracht, die auf Grund ihrer resonanten Natur zu einer starken Wechselwirkung mit den eingeschlossenen Komponenten führen. Durch das Einbringen absorbierender Materialien in das Gehäuse wird häufig versucht, dies zu mindern und die Abstrahlung des Gesamtsystems zu reduzieren. Dieser Beitrag untersucht den Einfluss dämpfender Materialien auf die Wechselwirkung zwischen Leiterplatte und Gehäuse sowie die abgestrahlte Leistung durch Aperturen im Gehäuse.

Die numerische Behandlung von Stoffeinsätzen führt in der Momentenmethode [3] in der Regel zu einer großen Zahl von Unbekannten, da an den Materialgrenzen die Stetigkeit von elektrischer und magnetischer Feldstärke gewährleistet werden muss. Die im vorliegenden Fall elektrisch dünnen Körper führen zu schlecht konditionierten Gleichungssystemen, was bei iterativen Lösungsverfahren zu schlechtem Konvergenzverhalten und geringer Lösungsgüte führt. Beide Probleme können unter Ausnutzung der Eigenschaften dünner Schichten gemindert werden. In der Dünnschichtapproximation (Thin Sheet Approximation, TSA) wird im Medium die elektrische Flussdichte als vorherrschend normal auf dem metallischen Grund und die magnetische Flussdichte als vorherrschend tangential zum Grund angenommen. Damit kann ein äquivalenter elektrischer Oberflächenstrom auf der Grenzfläche zur Luft gefunden werden, der sich additiv zum Strom auf der Metallplatte auswirkt [4]. Mit dieser Formulierung entfällt eine explizite Modellierung der absorbierenden Schicht, wodurch sowohl die Zahl der Unbekannten reduziert wird, als auch die Konditionierung der Systemmatrix verbessert wird.

Anknüpfend an [4] und [5] wird anhand von Messung und Simulationen [6] mit verschiedenen Konfigurationen die Genauigkeit der vorgeschlagenen Methode gezeigt. Es wird deutlich, dass Simulationen geeignet sind, qualitative Aussagen über die Abstrahlungscharakteristik einer Leiterplattenanordnung in metallischen Gehäusen zu treffen.

2 Theorie

Nach [7, 8] können die elektrischen und magnetischen Streufelder einer beschichteten metallischen Platte mit Hilfe des Überlagerungssatzes bestimmt werden. Das Teilproblem für die metallischen Platten wird in der Momentenmethode üblicherweise mit den Integralgleichungen für das elektrische Feld (EFIE) und das magnetische Feld (MFIE)

beschrieben. Diese basieren auf den folgenden Termen für die Streufelder:

$$\vec{E}_{PEC}^{scat} = -j\omega\mu \iint_S \vec{J}_s(\vec{r}') g(\vec{r}, \vec{r}') dS' - \frac{j\nabla}{\omega\varepsilon} \iint_S \nabla' \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{S}' \quad \text{und} \quad (1)$$

$$\vec{H}_{PEC}^{scat} = \iint_S \vec{J}_s(\vec{r}') \times \nabla' g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{S}'. \quad (2)$$

Hier ist $g(\vec{r}, \vec{r}')$ die Greensche Funktion des Freiraums.

Geht man nun, wie in [4] beschrieben, von Polarisationsströmen innerhalb einer dielektrischen bzw. magnetischen Schicht aus, können die sich ergebenden Streufelder durch die folgenden Volumenintegrale bestimmt werden [7, 8]:

$$\vec{E}_{diel}^{scat} = -j\omega\mu \iiint_V \vec{J}_v(\vec{r}') \cdot g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{V}' - \frac{j}{\omega\varepsilon} \iiint_V \nabla' \cdot \vec{J}_v(\vec{r}') \nabla g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{V}', \quad (3)$$

$$\vec{E}_{mag}^{scat} = - \iiint_V \vec{M}_v(\vec{r}') \times \nabla g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{V}', \quad (4)$$

$$\vec{H}_{diel}^{scat} = \iiint_V \vec{J}_v(\vec{r}') \times \nabla' g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{V}', \quad (5)$$

$$\vec{H}_{mag}^{scat} = j\omega\varepsilon \iiint_V \vec{M}_v(\vec{r}') \cdot g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{V}' + \frac{j}{\omega\mu} \iiint_V \nabla' \cdot \vec{M}_v(\vec{r}') \nabla g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{V}'. \quad (6)$$

Hier sind die Polarisationsstromdichten \vec{J}_v and \vec{M}_v in der Beschichtung definiert als

$$\vec{J}_v(\vec{r}') = j\omega(\varepsilon - \varepsilon_0) \vec{E}(\vec{r}') = -j\omega \left(\frac{1}{\varepsilon_r} - 1 \right) \vec{D}(\vec{r}'), \quad (7)$$

$$\vec{M}_v(\vec{r}') = j\omega(\mu - \mu_0) \vec{H}(\vec{r}') = -j\omega \left(\frac{1}{\mu_r} - 1 \right) \vec{B}(\vec{r}'). \quad (8)$$

In einer elektrisch dünnen dielektrischen bzw. magnetischen Schicht kann angenommen werden, dass die elektrische Flussdichte im Wesentlichen kontinuierlich ist und senkrecht auf der Metallplatte steht (Abb. 1b). Eine ähnliche Annahme trifft auf die magnetische Flussdichte zu; hier steht die Flussdichte parallel zur Metallplatte (Abb. 1c). Mit diesen Annahmen können die oben genannten Volumenintegrale auf Oberflächenintegrale reduziert werden und die sich ergebenden zusätzlichen Terme als Beiträge zu den Strömen auf der Metallplatte angesehen werden.

Die entstehenden Ausdrücke weisen zudem keine neuen Integralterme auf, womit sie einfach in die bestehenden Integrationsroutinen aufgenommen werden können [4]:

$$\vec{E}_{diel}^{scat} = j\omega\mu \iint_S \vec{e}'_n \cdot \tau \nabla' \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') \cdot \chi g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{S}' + \frac{j\nabla}{\omega\varepsilon} \iint_S \nabla' \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') \chi (g(\vec{r}, \vec{r}') - g_\tau(\vec{r}, \vec{r}')) d\vec{S}', \quad (9)$$

$$\vec{E}_{mag}^{scat} = j\omega\mu \left[\frac{(1 - \mu_r) \tau}{2} \vec{J}_s(\vec{r}') - (1 - \mu_r) \tau \vec{e}'_n \times \iint_S \vec{J}_s(\vec{r}') \times \nabla' g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{S}' \right]. \quad (10)$$

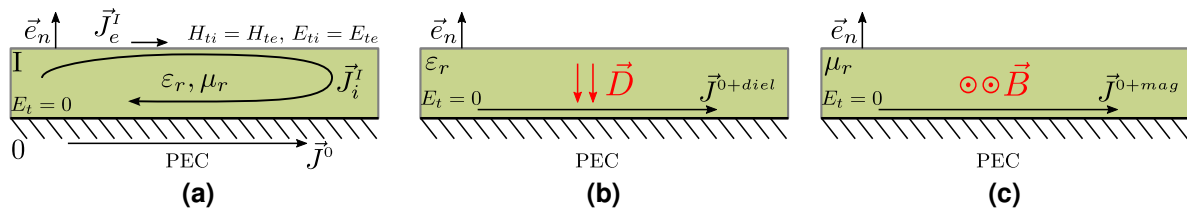


Abbildung 1: Modellierung von dielektrischen Schichten in der Momentenmethode. (a) Klassische MoM: Stromdichte \vec{J}^0 auf der PEC Oberfläche, die Ströme \vec{J}_i^I und \vec{J}_e^I sind dem inneren bzw. dem externen Raum zugeordnet. (b) Modellierung mit TSA: Es ergibt sich ein Beitrag zur Stromdichteverteilung auf der Metallplatte durch die dielektrische Flussdichte \vec{D} . (c) wie (b), nur mit einem Beitrag durch die magnetische Flussdichte \vec{B} . Abbildungen adaptiert aus [4].

Hier ist die Konstante χ (Kontrastverhältnis) gegeben als der folgende Faktor mit der relativen Permittivität ε_r des Absorbermaterials:

$$\chi = \frac{1}{\varepsilon_r} - 1. \quad (11)$$

Die Greensche Funktion des Mediums g_τ muss zudem an der Grenze zwischen Medium und Freiraum ausgewertet werden:

$$g_\tau(\vec{r}, \vec{r}') = g(\vec{r}, \vec{r}' + \tau \cdot \vec{e}'_n), \quad (12)$$

mit der Dicke τ der Beschichtung.

Für die magnetischen Felder ergeben sich aus den Gleichungen (5) und (6):

$$\vec{H}_{diel}^{scat} = \tau \chi \vec{e}'_n \times \nabla \iint_S \nabla' \cdot \vec{J}_s(\vec{r}) g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{S}', \quad (13)$$

$$\vec{H}_{mag}^{scat} = \omega^2 \varepsilon \mu (1 - \mu_r) \tau \vec{e}'_n \times \iint_S \vec{J}_s(\vec{r}) \times g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{S}'. \quad (14)$$

Auch hier treten keine neuen Integralterme auf.

Zusammengefasst werden also die folgenden erweiterten Integralgleichungen ausgewertet:

$$\vec{e}_n \times \vec{E}^{inc} = -\vec{e}_n \times \left(\vec{E}_{PEC}^{scat} + \vec{E}_{diel}^{scat} + \vec{E}_{mag}^{scat} \right), \quad (15)$$

$$\vec{e}_n \times \vec{H}^{inc} = \frac{1}{2} \vec{J}_s(\vec{r}) - \vec{e}_n \times \left(\vec{H}_{PEC}^{scat} + \vec{H}_{diel}^{scat} + \vec{H}_{mag}^{scat} \right). \quad (16)$$

Im Vergleich zur klassischen Modellierung mit Oberflächenströmen in jedem Raumgebiet (Abb. 1a), wird mit diesem Ansatz die Zahl der Unbekannten erheblich reduziert.

3 Modellierung von Leiterplatten

Im Folgenden soll nun untersucht werden, inwieweit sich die Dünnschichtapproximation auch für die Modellierung des Dielektrikums von PCBs eignet. Eine volle MoM-Modellierung nach Abb. 1a ist hier nachteilig, da an der dielektrischen Grenzschicht (am Rand) die Kontinuität der tangentialen Komponenten von elektrischem und magne-

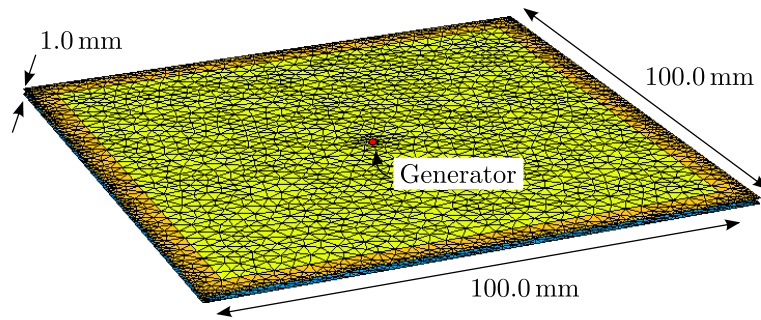


Abbildung 2: Simulierte Leiterplatte (PCB) mit den Abmaßen 10 cm \times 10 cm: Eine Via im Zentrum der Leiterplatte speist die beiden Metallplatten (Abstand 1 mm) mit einem Spannungsgenerator (1 V). Zwischen den Platten ist ein Dielektrikum mit $\epsilon_r=4,2$ angesetzt.

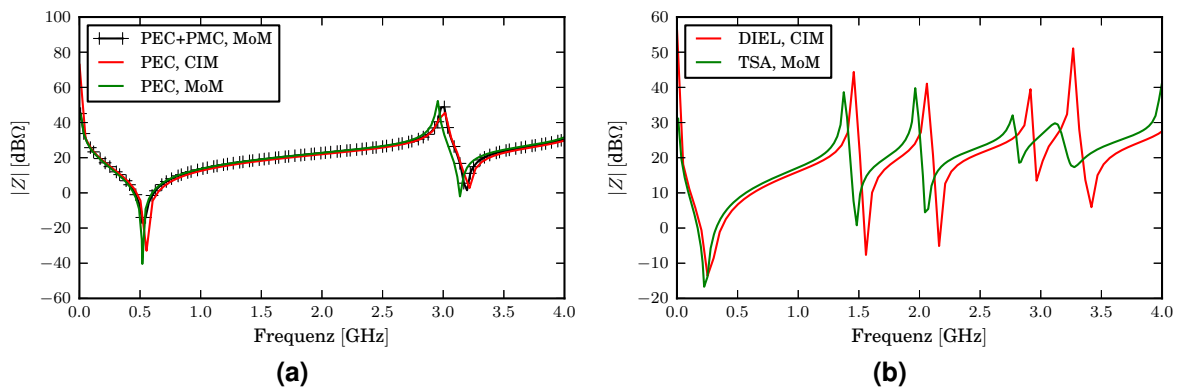


Abbildung 3: Betrag der Eingangsimpedanz an der Via gemäß Abb. 2. (a) Freiraumsimulation ohne Dielektrikum zwischen den Platten. Die Simulationsergebnisse von CIM und MoM zeigen einen leichten Versatz der Resonanzpeaks, die sich aus der Annahme einer PMC-Randbedingung in CIM ergeben. Eine entsprechende Modellierung in MoM (PEC+PMC) ist annähernd deckungsgleich mit der CIM-Lösung. (b) Simulation mit Dielektrikum: Ein vergleichbarer Frequenzversatz wie in (a) ist zu erkennen.

tischem Feld erfüllt werden muss. Damit muss die magnetische Feldintegralgleichung mit herangezogen werden, was sich nachteilig auf die Konditionierung des Gleichungssystems und damit auf die Güte der Lösung niederschlägt. Ein weiteres Problem ist die Diskretisierung der Oberflächenströme mit *RWG*-Basisfunktionen [9]: Hier werden Basisfunktionen über zwei benachbarte Teildreiecke angenommen, denen *eine* Randbedingung zugeordnet wird. Im Falle des Übergangs zwischen den Metallplatten und dem Dielektrikum führt dies dazu, dass entweder ein Teil des Randes metallisiert wird oder ein Teil der Metallplatten "dielektrisiert" wird. Beides führt zu Ungenauigkeiten in der Lösung und muss durch eine entsprechende Verfeinerung der Diskretisierung abgefangen werden, was eine weitere Zunahme der Unbekannten bedingt.

Abbildung 3 zeigt den Betragsverlauf der Eingangsimpedanz des Generators, der wie in Bild 2 gezeigt, die beiden Metallplatten der Leiterplatte anregt.

Zur Validierung der Dünnschichtapproximation wird aus den oben genannten Gründen die Konturintegralmethode (CIM) [1] herangezogen. Wie zu erkennen ist, weichen die Beträge der Eingangsimpedanzen leicht voneinander ab. Dies ist der Tatsache geschuldet, dass CIM eine perfekte magnetische Leitfähigkeit (PMC) am Rand der Leiterplatten annimmt, was zu einem Abschneiden der Streufelder führt. Im Vergleich zur

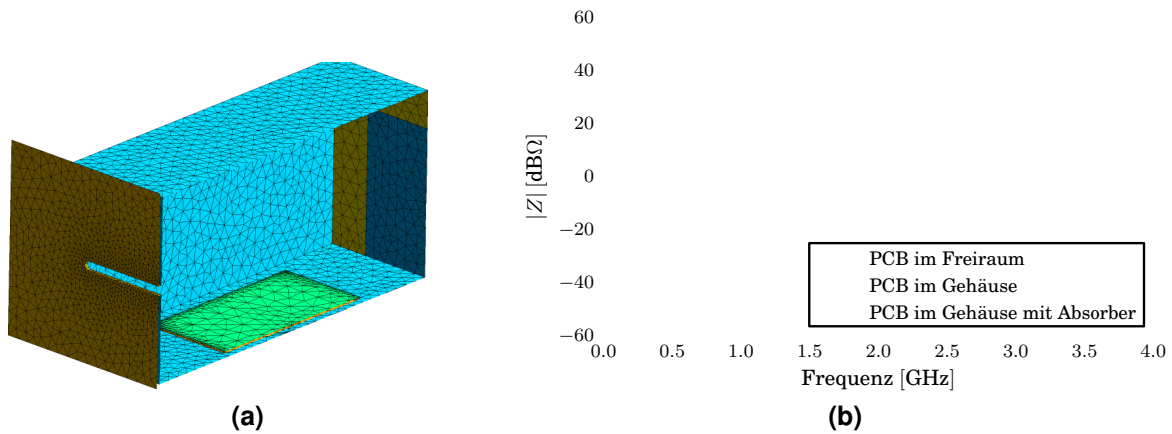


Abbildung 4: Leiterplatte in Metallgehäuse. (a) Simulationsaufbau: Die Leiterplatte aus Abb. 2 wird in ein metallisches Gehäuse mit einem Schlitz in der Frontplatte eingebracht. Zur Visualisierung ist der Aufbau in der $y=0$ -Ebene aufgeschnitten worden. An der Rückwand ist optional eine absorbierende Schicht mit $\epsilon_r = 4,2 - j0,042$ und $\mu_r = 1,0 - j10,0$ angebracht. (b) Die Simulationsergebnisse zeigen, dass sich die Präsenz des Gehäuses kaum auf den Betrag der Eingangsimpedanz auswirkt.

Modellierung in der Momentenmethode führt dies zu einer elektrischen Verkleinerung der Leiterplatten und damit zu einer Verschiebung der Resonanzen zu höheren Frequenzen. Setzt man in der Momentenmethode ebenfalls eine PMC-Randbedingung an der Kante an, stimmen die Ergebnisse von CIM und MoM nahezu perfekt überein. Dies ist in Abb. 3a für den Fall ohne Dielektrikum zwischen den Platten dargestellt.

Für den Fall mit Substrat (Abb. 3b) ergibt sich ein ähnliches Bild: auch hier zeigt sich ein leichter Frequenzversatz bei der Simulation mit CIM.

Aus der guten Übereinstimmung der Simulationen kann geschlossen werden, dass sich die Modellierung mit Hilfe der TSA für eine effiziente Berechnung von Leiterplatten mit Dielektrika gut eignet. Die Zahl der Unbekannten konnte im Vergleich zur klassischen MoM-Modellierung von 50 000 auf 8 000 reduziert werden und die Simulationsdauer um etwa den Faktor 200 gesenkt werden.

Desweiteren wird der Einfluss metallischer Gehäuse auf eine Via der Leiterplatte untersucht. Wie schon in [2] gezeigt, wird eine nur sehr geringe Auswirkung des Gehäuses auf die Viaimpedanz erwartet. Abb. 4a zeigt den gewählten Simulationsaufbau. Eine Leiterplatte gemäß Abb. 2 ist in ein Gehäuse mit geschlitzter Frontplatte eingebracht. Die Leiterplatte hat einen Abstand von 3 mm vom Boden, 12,5 mm zu den Seitenflächen und ca. 50 mm zur Front- und Rückplatte.

Aus den Simulationsergebnissen in Abb. 4b kann abgelesen werden, dass sich im Vergleich zur Rechnung im Freiraum die Betragsverläufe der Eingangsimpedanz nur minimal unterscheiden.

4 Modellierung dämpfender Materialien in metallischen Gehäusen

Für den Aufbau gemäß Abb. 4a wurden Plots des Realteils der elektrischen Feldstärke bei einer Phase von 0° erstellt. Diese zeigen repräsentativ in Abb. 5 den gewünschten Effekt, nämlich eine elektrische Feldstärkeverteilung mit durchschnittlich geringerer Amplitude im Inneren des Gehäuses und eine Reduktion der Abstrahlung durch den Schlitz. Markant ist auch die wesentliche Verformung der Feldverteilung durch die

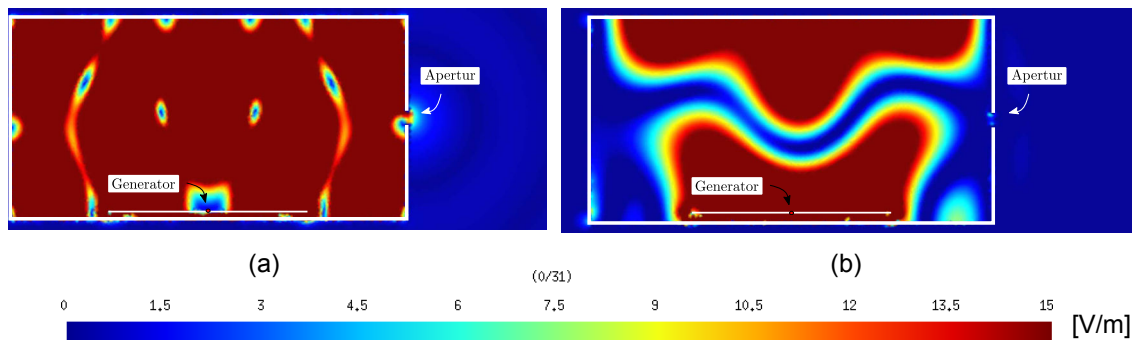


Abbildung 5: Elektrische Felder der Anordnung aus Abb. 3a in der Ebene $y=0$. (a) Ohne Absorbermatte, (b) mit Absorbermatte an der Rückwand. Es ist ersichtlich, dass es infolge des dämpfenden Materials zu einer Absenkung der gehäuseinternen elektrischen Feldstärke kommt. Dies führt auch zu einer geringeren Abstrahlung.

Absorbermatten.

Eine Verifikation der berechneten Resultate soll durch eine Messung erfolgen. Um diese zu vereinfachen, wird im Folgenden die Leiterplatte durch eine Monopolantenne ausgetauscht, die im Zentrum der Bodenplatte angebracht ist (Abb. 6a).

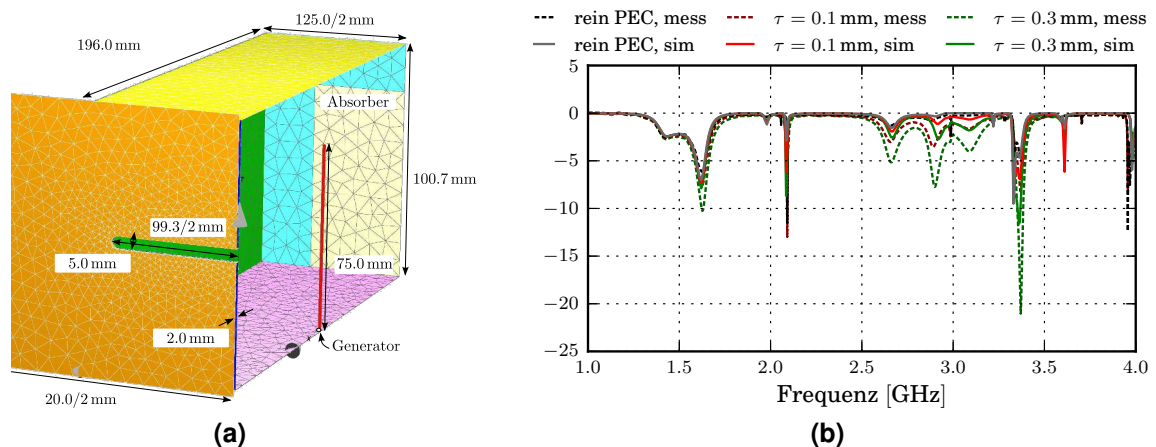


Abbildung 6: Monopolantenne im Metallgehäuse. (a) Simulationsaufbau: Die Leiterplatte aus Abb. 4 wird durch eine Monopolantenne ausgetauscht. Zur Visualisierung ist der Aufbau in der $y=0$ -Ebene aufgeschnitten worden. An der Rückwand ist eine absorbierende Schicht angebracht. (b) Die Simulationsergebnisse (Reflexion am Eingang) zeigen eine gute Übereinstimmung zur Messung bis ca. 2,5 GHz [4].

Die Materialeigenschaften der Absorber, die an der Rückplatte angebracht wurden, sind dem Datenblatt des Herstellers entnommen und ab 2 GHz extrapoliert worden. Abbildung 6b zeigt, dass die Simulationsergebnisse bis ca. 2.5 GHz sehr gut mit den Messungen übereinstimmen. Darüber hinaus werden die Resonanzfrequenzen gut getroffen, lediglich in der Amplitude gibt es Abweichungen. Diese sind auf die unzulängliche Kenntnis der Materialparameter zurückzuführen.

Die gute Übereinstimmung zeigt, dass die TSA sich auch für die numerische Behandlung von absorbierenden Schichten gut eignet. Sie wird daher verwendet, um Aussagen über das Abstrahlverhalten der Anordnungen zu treffen. Als Maß dazu wird das Verhältnis von eingespeister zu abgestrahlter Leistung des angeregten Gehäuses hergenommen. Als Beispiel dazu sei hier eine metallische Box mit einem wabenartigen

Lüftungsgitter in der Frontplatte gemäß Abb. 6a angenommen. Als Anregung dient der Einfachheit halber wieder eine Monopolanterenne im Inneren. Die abgestrahlte Leistung kann durch das Einbringen einer dämpfenden Schicht deutlich reduziert werden (Abb. 8). Es ist ersichtlich, dass die Position der Absorbermatte einen direkten Einfluss auf die Abstrahlverhalten hat.

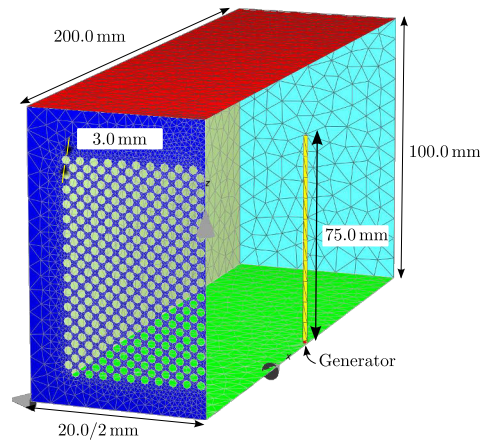


Abbildung 7: Monopolanterenne in Metallgehäuse: Eine Monopolanterenne regt ein Metallgehäuse mit Lüftungsgitter in Wabenstruktur in der Frontplatte an. Absorber werden in den Simulationen wahlweise oben, seitlich oder unten angebracht.

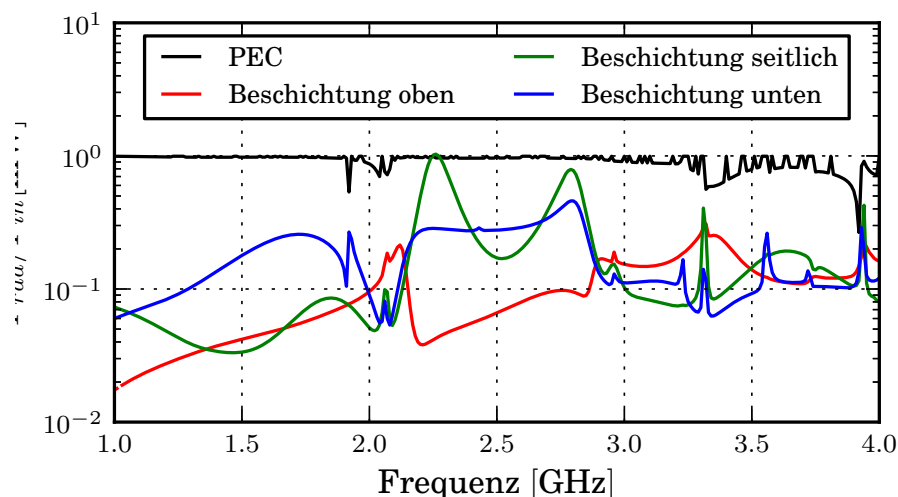


Abbildung 8: Monopolanterenne in Metallgehäuse: Einfluss dämpfender Beschichtungen (Dicke: 0,3 mm) auf die normierte abgestrahlte Leistung des Systems. Abhängig von der Positionierung der Beschichtung kann die Abstrahlung über einen großen Frequenzbereich deutlich reduziert werden.

5 Fazit

In diesem Beitrag wurde die Dünnschichtapproximation (TSA) zur effektiven Simulation von elektrisch dünnen Schichten auf metallischen Oberflächen eingeführt. Die TSA führt zu einer deutlichen Reduktion der Unbekannten und damit zur einer signifikanten Beschleunigung der Simulation. Durch Messungen wurde gezeigt, dass die TSA gut geeignet ist, um absorbierende Materialien zu simulieren. Damit lassen sich Absorber schon im Design des Gehäuse mit einbeziehen.

Im Vergleich zu einem anderen numerischen Verfahren konnte gezeigt werden, dass sich die TSA auch gut zur Modellierung des Substrats von Leiterplatten eignet. Damit kann die Anzahl der Unbekannten nicht nur durch das Verwenden einer einfachen Stromschicht reduziert werden, es kann auch eine deutlich gröbere Diskretisierung des Plattenrandes gewählt werden. Diese Reduktion des Problems führt dazu, dass Leiterplatten in metallischen Gehäusen schon auf Arbeitsplatz-Rechnern mit vertretbarem Aufwand simuliert werden können.

Jedoch haben frühere Untersuchungen gezeigt, dass die TSA bei zu dicken Schichten und zu großem Kontrastverhältnis zu Ungenauigkeiten führen kann [4]. Dieses wäre mit einem Doppelstromansatz mit getrennten Stromschichten für beide Seiten der beschichteten Platte zu beheben, allerdings unter Inkaufnahme eines entsprechenden Rechenaufwandes.

Literatur

- [1] Xiaomin Duan, "Extension of the contour integral method for the electrical design of planar structures in digital systems," Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, Hamburg-Harburg, Germany, 2012.
- [2] X. Duan, A. Vogt, H.-D. Brüns, and C. Schuster, "Progress towards a combined CIM/MoM approach for EMI analysis of electronic systems," in Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on, 2012, pp. 1 – 6.
- [3] R. Harrington, Field Computation by Moment Methods, 1st ed. Piscataway, N.J.: Wiley-IEEE Press, 1993.
- [4] Alexander Vogt, Heinz-D. Brüns, Helge Fielitz, and Christian Schuster, "Modeling absorbing materials in cavities with apertures using the thin sheet approximation," in Electromagnetic Compatibility, 2013 Asia-Pacific International Symposium on, May 2013.
- [5] A. Vogt, H.-D. Brüns, S. Connor, B. Archambeault, and C. Schuster, "Applicability of the thin sheet approximation to the analysis of EM emission from coated PCBs," pp. 267–272, Aug. 2012.
- [6] Technical University Hamburg-Harburg. The CONCEPT-II website. [Online]. Available: <http://www.tet.tu-harburg.de/concept/>
- [7] C. Lu and W. Chew, "A coupled surface-volume integral equation approach for the calculation of electromagnetic scattering from composite metallic and material targets," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 12, pp. 1866 –1868, Dec. 2000.
- [8] C. Davis and W. Chew, "An alternative to impedance boundary conditions for dielectric-coated PEC surfaces," in Antennas and Prop. Society International Symposium, 2007 IEEE, June 2007, pp. 2785 –2788.
- [9] S. Rao, D. Wilton, and A. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 30, no. 3, pp. 409 – 418, 1982.

Anregung von Substrukturen in quaderförmigen Resonatoren durch elektrisch kleine Öffnungen

Dipl.-Phys. J. Petzold, Dr. rer. nat. S. Tkachenko, Prof. Dr.-Ing. R. Vick,
Otto-von-Guericke Universität Magdeburg,
Lehrstuhl für EMV

1 Einleitung

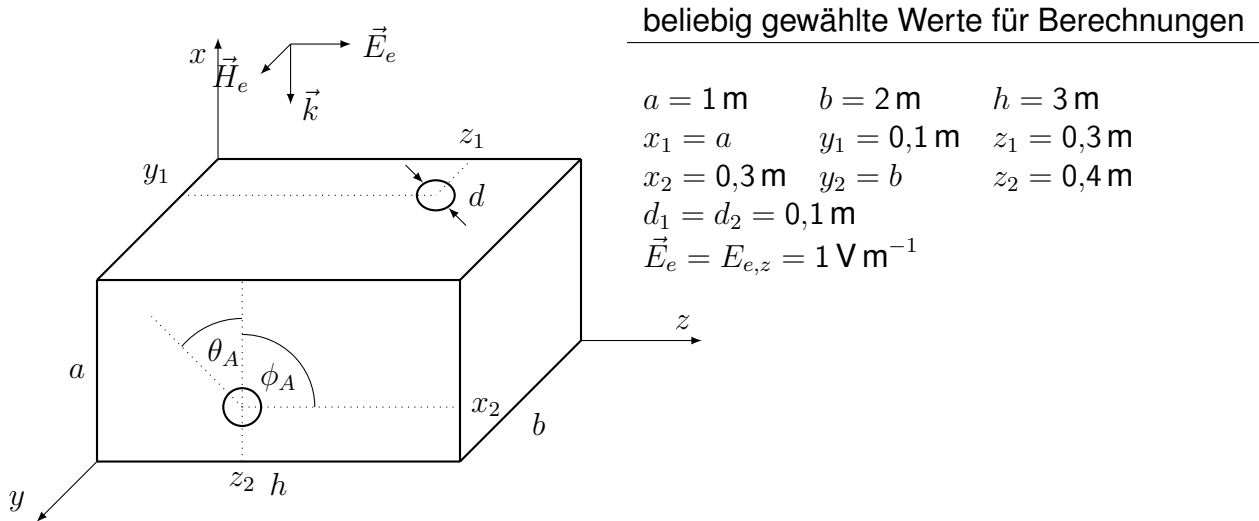
Die Einflüsse von Öffnungen in leitfähigen Wänden von Hohlraumresonatoren auf die innere Feldverteilung sind entscheidend für die Kenntnis der Schirmdämpfung eines Gehäuses. Aktuelle Arbeiten beschreiben die durch die Apertur hervorgerufene Kopplung eines äußeren elektromagnetischen Feldes mit dem inneren Feld [1]. So angeregte Hohlraummoden können gerade im hochenergetischen Resonanzfall, weitere Aperturen anregen und so einen Beitrag zum äußeren gestreuten Spektrum liefern [2]. Diese Arbeit widmet sich anhand eines quaderförmigen Hohlraumresonators der mehrere Aperturen aufweist (Abb.1), der Fragestellung, in wie weit eine Aussage über die Wechselwirkung zwischen den Hohlraummoden und des gestreuten Feldes des Resonators anhand von analytischen Modellen getroffen werden kann. Zu diesem Zweck wird in einem ersten Schritt ein analytischer Ausdruck für die Feldverteilung im Inneren des Resonators aus [1] verwendet. Für eine effiziente Berechnung der sich ergebenden 3x-Summe (Spiegelung in x-,y- und z-Richtung) wird in eine 2x-Summe reduziert. Damit ist mit vertretbarem Rechenaufwand die Berücksichtigung einer, für die Konvergenz der Summe, genügend großer Zahl an Summanden sichergestellt. Das so an jedem Ort des Resonators bekannte Feld wird im Anschluss zur Anregung einer zweiten Apertur, die die inneren Hohlraummoden in den Freiraum abstrahlt, verwendet. Außerdem wird dem Ausdruck aus [1] eine Güte zugeordnet, wodurch die Verluste durch die endliche Leitfähigkeit der Wände und die Aperturen berücksichtigt werden können, um eine qualitative Aussage über die von der Apertur abgestrahlten Leistungen treffen zu können. Dies ist nötig da auch äußere Resonanzen auftreten, die die inneren Resonanzen überlagern und eine Analyse erschweren.

2 Anregung des Resonators

Das innere Feld des Resonators lässt sich elegant mit Hilfe der Spiegelladungsmethode bestimmen. Anstatt die vielfache Reflexion der von den Dipolen abgestrahlten Wellen zu betrachten, kann das Feld als Superposition der Felder vielfach gespiegelter Dipole verstanden werden. In [1] wird diese Methode angewandt um, ausgehend von der Green'schen Funktion für den Freiraum, erst die Green'sche Funktion des Resonators und schließlich das Feld im Inneren zu bestimmen. An dieser Stelle werden nur die Ergebnisse aus [1] verwendet. Für vertiefende Studien empfiehlt sich die Lektüre der Quelle.

Für die in Abb.1 dargestellte Geometrie lassen sich die Komponenten des inneren elektrischen Feldes ohne Beschränkung der Allgemeinheit als

$$E_x = -\frac{2jk\eta_0}{V}m_{1,y}\frac{\partial S}{\partial z} \quad E_y = 0 \quad E_z = \frac{2jk\eta_0}{V}m_{1,y}\frac{\partial S}{\partial x} \quad (1)$$



beliebig gewählte Werte für Berechnungen

- $a = 1 \text{ m}$ $b = 2 \text{ m}$ $h = 3 \text{ m}$
- $x_1 = a$ $y_1 = 0,1 \text{ m}$ $z_1 = 0,3 \text{ m}$
- $x_2 = 0,3 \text{ m}$ $y_2 = b$ $z_2 = 0,4 \text{ m}$
- $d_1 = d_2 = 0,1 \text{ m}$
- $\vec{E}_e = E_{e,z} = 1 \text{ V m}^{-1}$

Abbildung 1: Schematische Darstellung des Hohlkörpers mit Aperturen und der einfallenden ebenen Welle

und mit $-j\omega\mu\vec{H}(\vec{r}, j\omega) = \nabla \times \vec{E}(\vec{r}, j\omega)$ die Komponenten des inneren magnetischen Feldes als

$$H_x = -\frac{2k\eta_0}{V\omega\mu} m_{1,y} \frac{\partial^2 S}{\partial x \partial y} \quad H_y = -\frac{2k\eta_0}{V\omega\mu} m_{1,y} \left(\frac{\partial^2 S}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 S}{\partial x^2} \right) \quad H_z = \frac{2k\eta_0}{V\omega\mu} m_{1,y} \frac{\partial^2 S}{\partial y \partial z} \quad (2)$$

schreiben. S ist eine Summe über die Modenzahlen $n_x, n_y, n_z = 0, 1, 2, \dots$, die der Anzahl der Spiegelung der Dipolmomente in den drei Raumrichtungen entsprechen.

$$S = \sum_{n_x, n_y, n_z=0}^{\infty} \epsilon_{n_x} \epsilon_{n_z} \cos(k_x x) \cos(k_x x_1) \sin(k_y y) \sin(k_y y_1) \cdot \frac{\cos(k_z z) \cos(k_z z_1)}{k_n^2 - k_0^2 + j\delta \text{sign}(k_0)} \quad (3)$$

mit

$$k_n = (k_x, k_y, k_z), \quad k_x = \frac{n_x \pi}{a}, \quad k_y = \frac{n_y \pi}{b}, \quad \text{und} \quad k_z = \frac{n_z \pi}{h}$$

Zur Berechnung des inneren Feldes muss die Summe ausgewertet werden. Um den Speicherbedarf und die Rechenzeit zu minimieren, kann S auf eine zweifach-Summe reduziert werden. Die Struktur der Summe erlaubt die Ausnutzung einer analytischen Konvergenzaussage nach [3], was nach einigen Umformungen auf (4) führt.

$$S = \frac{a}{2} \cdot \sum_{n_y, n_z=0}^{\infty} \epsilon_{n_z} \sin(k_y y) \sin(k_y y_1) \cdot \cos(k_z z) \cos(k_z z_1) \cdot \frac{e^{(-x+x_1-2a)\alpha'} + e^{(x+x_1-2a)\alpha'} + e^{(x-x_1)\alpha'} + e^{(-x-x_1)\alpha'}}{\alpha'(1 - e^{-2a\alpha'})} \quad (4)$$

Die Überführung in eine 2fach-Summe bedeutet eine Verringerung der Anzahl der Rechenoperationen. Statt N^3 sind nur noch N^2 Operationen nötig. N ist dabei die Anzahl an berücksichtigten Reflexionen. Abb. 2e zeigt das für einen Punkt ermittelte Spektrum des inneren elektrischen Feldes, während Abb. 2a-2d die ortsaufgelöste innere elektrische Feldstärke in der Ebene der Apertur zeigt. Klar zu erkennen sind die verschiedenen Hohlraummoden und der Ort der Apertur bei $x = 0$ und $z = 0,2 \text{ m}$. Die Rechenzeit betrug für Abb. 2e ca. 2 s und für eine Unterabbildung aus 2a-2d circa 1 min.

3 Güte eines Resonators mit Aperturen

Zur Vermeidung von Singularitäten in (3) bei den Eigenfrequenzen des Resonators, werden in [1] Verluste in Form eines imaginären Parameters γ eingeführt, der die reellen Polstellen in die komplexe Ebene verschiebt. Es ist auch möglich, statt dessen die Wellenzahl $k_0 = \omega c^{-1} (1 + (2jQ)^{-1})$ in den komplexen Bereich zu erweitern [4]. Dabei wird der Faktor Q eingeführt, der mit der Güte des Resonators identifiziert werden kann. Die Güte hängt bekannterweise von den auftretenden Verlusten ab. Im gewählten Modell sind die Verluste durch die endliche Leitfähigkeit der Wände des Resonators (Q_W^{-1}) und durch die austretenden Felder der Aperturen (Q_A^{-1}) bedingt. Beiden Effekten kann ein jeweiliger Gütefaktor zugeordnet werden [5].

$$Q_W = \frac{3V}{2\mu_r A \delta} \quad Q_A = \frac{72\pi V}{k^3 d^6} \quad (5)$$

Dabei ist δ die Skin-Tiefe. So lässt sich die gesamte Güte des Resonators berechnen.

$$Q^{-1} = Q_W^{-1} + Q_A^{-1} \\ Q = \frac{72\pi V}{48\pi\mu_r A \delta + k^3 d^6} \quad (6)$$

4 Anregung einer zweiten Apertur

Ziel der Arbeit ist die Untersuchung des Einflusses innerer Hohlraummoden auf das äußere, gestreute Feld. Unter Berücksichtigung späterer experimenteller Messungen wird der Resonator dazu wie in Abb.1 dargestellt mit einer 2. Apertur versehen. Diese wird aufgrund der gewählten Orientierung nicht vom äußeren Feld, jedoch aber vom inneren Feld angeregt. Die Apertur befindet sich in der x - z -Ebene und weist den gleichen Durchmesser wie die erste Apertur auf. Aufgrund der getroffenen Näherung der niedrigen Frequenzen kann die Feldkopplung der Apertur durch die Polarisierbarkeit elektrischer und magnetischer Dipole beschrieben werden. Es werden nun die Momente der Dipole bestimmt, angeregt durch die inneren Felder, die durch (1) und (2) beschrieben werden.

$$p_{2,y} = 2\alpha_e \epsilon_0 E_{Res,y} = 0 \quad m_{2,x} = -2\alpha_m H_{Res,x} \quad m_{2,z} = -2\alpha_m H_{Res,z} \quad (7)$$

Unter der gewählten Konfiguration treten nur magnetische Dipolmomente auf, die durch die x - und z -Komponenten des H -Feldes des Resonators angeregt werden. Mit (2) und (4) ergeben sich so die magnetischen Dipolmomente am Ort der 2. Apertur \vec{r}_2 zu

$$m_{2,x} = -\frac{2d^6 a}{9V c \mu} E_0(j\omega) \sum_{n_y, n_z=0}^{\infty} \epsilon_{n_z} k_y \cos(k_y y_2) \sin(k_y y_1) \cdot \cos(k_z z_2) \cos(k_z z_1) \\ \cdot \frac{e^{(-x_2+x_1-2a)\alpha'} + e^{(x_2+x_1-2a)\alpha'} + e^{(x_2-x_1)\alpha'} + e^{(-x_2-x_1)\alpha'}}{(1 - e^{-2a\alpha'})} \quad (8a)$$

$$m_{2,z} = \frac{2d^6 a}{9V c \mu} E_0(j\omega) \sum_{n_y, n_z=0}^{\infty} \epsilon_{n_z} k_y \cos(k_y y_2) \sin(k_y y_1) \cdot k_z \sin(k_z z_2) \cos(k_z z_1) \\ \cdot \frac{e^{(-x_2+x_1-2a)\alpha'} + e^{(x_2+x_1-2a)\alpha'} + e^{(x_2-x_1)\alpha'} + e^{(-x_2-x_1)\alpha'}}{\alpha'(1 - e^{-2a\alpha'})} \quad (8b)$$

Die Dipolmomente strahlen in den halbseitigen Freiraum ab, was durch den Faktor 2 in (7) bereits berücksichtigt ist. Zur Berechnung der austretenden Feldstärken und der austretenden Leistung können nun die bekannten Gleichungen für den Hertz'schen Dipol herangezogen werden [6].

$$\vec{E}(\vec{r}, j\omega) = j\omega\mu \left[\vec{m}_2(\vec{r}_2) \times \nabla' \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \right] \quad \vec{H}(\vec{r}, j\omega) = -\nabla \times \left[\vec{m}_2(\vec{r}_2) \times \nabla' \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \right] \quad (9)$$

wobei $R = |\vec{r} - \vec{r}_2|$ ist. Im Fernfeld sind die nicht verschwindenden Feldkomponenten dann

$$E_{A,\phi_A} = \frac{(m_{2,x} + m_{2,z})}{4\pi R} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} k^2 \cos(\theta_A) \quad H_{A,\theta_A} = -\frac{(m_{2,x} + m_{2,z})}{4\pi R} k^2 \cos(\theta_A) \quad (10)$$

Der zeitlich gemittelte Realteil der Leistungsdichte \vec{P} entspricht der Messgröße im Experiment. Aufgrund der sphärischen Symmetrie ist es sinnvoll \vec{E} und \vec{H} in Kugelkoordinaten anzugeben. Unter Fernfeldbedingungen ergibt sich der Ausdruck

$$P_A = \frac{1}{2} \Re \{ E_\phi H_\theta^* \} = |m_{2,x} + m_{2,z}|^2 \frac{k^2 Z_0}{32\pi^2 R^2} \sin^2 \theta \quad (11)$$

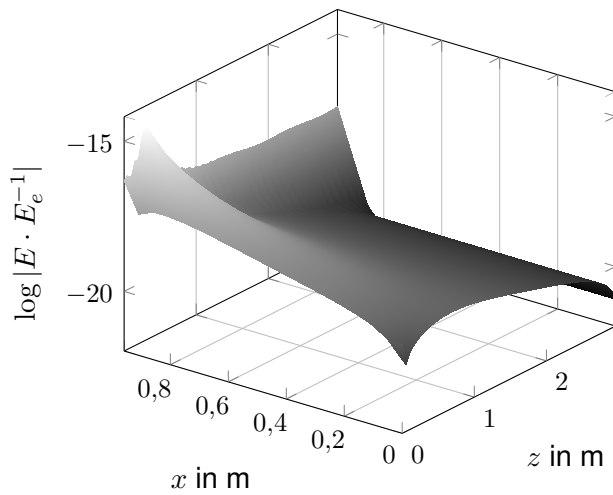
Damit kann die frequenz- und ortsabhängige Leistungsdichte der austretenden Felder berechnet werden. Dem austretenden Feld ist das gestreute Feld des Resonators überlagert. Um die bei einer Messung zu erwartende Leistungsdichte theoretisch zu bestimmen, wird in folgenden Abschnitt auf den Streuprozess eines elektrisch großen Streuers eingegangen. Abb2f zeigt die berechnete Leistungsdichte des Aperturfeldes in einer Entfernung von $R = 10$ m und unter einem Winkel $\theta = 45^\circ$.

5 Streuung eines elektrisch großen Resonators

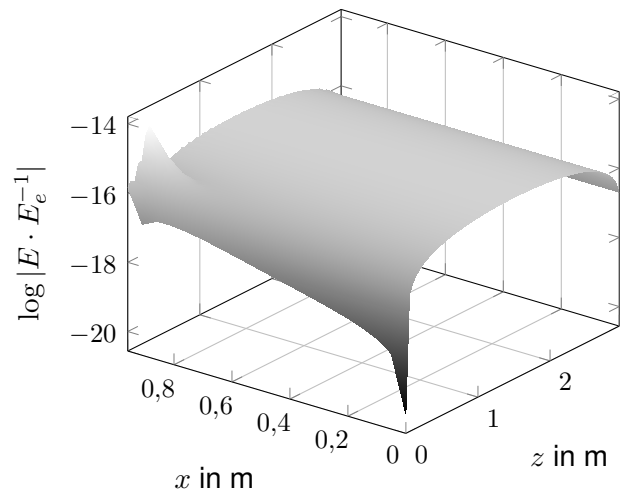
Ungünstiger Weise existiert bisher keine analytisch exakte Lösung für die Streuung an einem quaderförmigen Resonator, dessen Abmaße im Bereich der Wellenlänge des gestreuten Feldes liegt. Während verschiedene Näherungen denkbar sind, soll an dieser Stelle die Mie-Theorie herangezogen werden. Sie liefert analytisch exakte Lösungen für sphärische Körper im Bereich der Wellenlänge. Betrachtet man also statt einem quaderförmigen Resonator einen sphärischen Resonator mit gleichem Volumen, kann das gestreute Fernfeld berechnet werden [7].

$$\begin{pmatrix} E_{||,R} \\ E_{\perp,R} \end{pmatrix} = \frac{e^{jkR}}{-jkR} \begin{pmatrix} S_2(\theta) & 0 \\ 0 & S_1(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{||,e} \\ E_{\perp,e} \end{pmatrix} \quad (12)$$

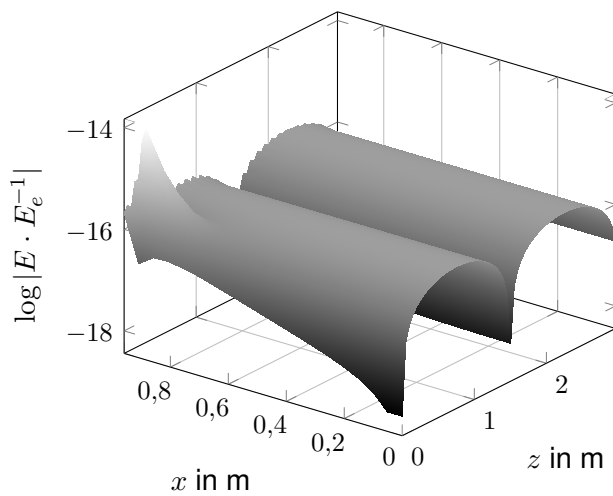
Dabei sind die Felder in senkrechte und parallele Komponenten zur Streuebene, die durch die Richtung des einfallenden Feldes und der betrachteten Streurichtung aufgespannt wird, zerlegt. Der Streuwinkel θ ist der Winkel zwischen der Einfallrichtung und der betrachteten Richtung des gestreuten Feldes. Die Matrix auf der rechten Seite von (12) wird *Amplituden-Streumatrix* genannt. Ihre Komponenten ergeben sich aus der Lösung der Wellengleichung unter der Stetigkeitsbedingung der Feldkomponenten an der Grenze



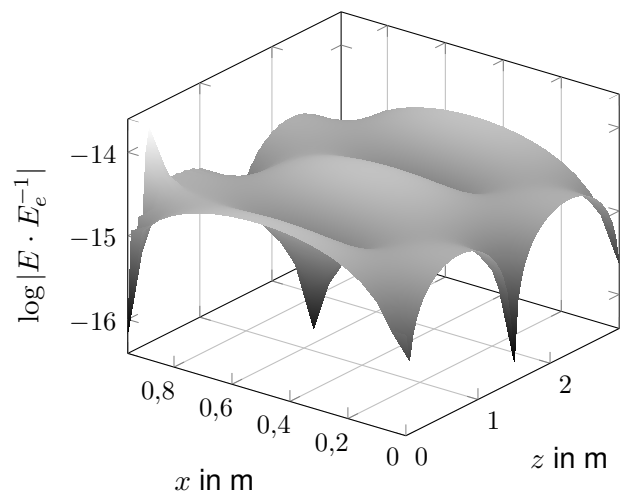
(a) 30 MHz



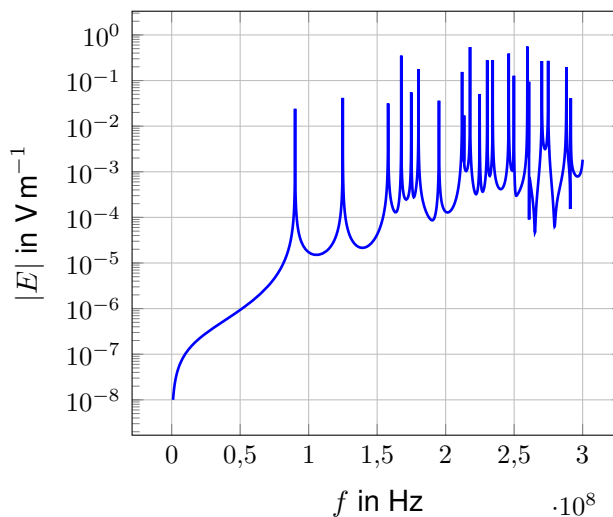
(b) 90 MHz



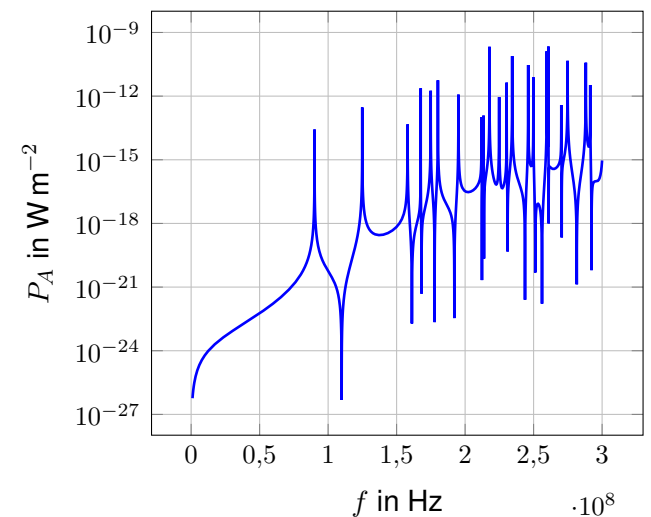
(c) 125 MHz



(d) 288 MHz



(e)



(f)

Abbildung 2: (a)-(d): ortsabhängige innere Feldstärke bei mehreren Frequenzen; (e): Frequenzabhängigkeit des inneren Feldes; (f): Frequenzabhängigkeit der abgestrahlten Leistungsdichte der 2. Apertur bei $R = 10$ m

zwischen den Medien. Nach einer Reihe von nicht trivialen Zwischenschritten (siehe [7]) können für die Komponenten der Matrix folgende Ausdrücke gewonnen werden.

$$S_1(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{2n+1}{n(n+1)} \left\{ a_n \frac{P_n^{(1)}(\cos(\phi))}{\sin(\phi)} + b_n \frac{d}{d\phi} P_n^{(1)}(\cos(\phi)) \right\} \quad (13a)$$

$$S_2(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{2n+1}{n(n+1)} \left\{ a_n \frac{d}{d\phi} P_n^{(1)}(\cos(\phi)) + b_n \frac{P_n^{(1)}(\cos(\phi))}{\sin(\phi)} \right\} \quad (13b)$$

Man kann die gestreute Welle nach (13) als eine Superposition vieler Partialwellen mit den Amplituden a_n und b_n verstehen. Sie sind über Riccati-Bessel-Funktionen von der elektrischen Länge des Streuers abhängig. Aus (12) ist sofort ablesbar, dass für die Konfiguration aus Abb.1 gilt

$$E_R = E_{\perp,R} = \frac{e^{jkR}}{-jkR} S_1(\phi) E_e \quad (14)$$

Mit (14) erhält man einen Ausdruck für die Leistungsdichte im Fernfeld, der nur noch vom Abstand zum Resonator und dem Streuwinkel abhängt.

$$P_R = \frac{|S_1(\phi) E_e|^2}{2c\mu k^2 R^2} \quad (15)$$

6 Interne Resonanzen und äußeres Streufeld

Um die Auswirkungen interner Resonanzen auf das äußere Streufeld zu untersuchen, werden nun im Folgenden einzelne Hohlraumresonanzmoden betrachtet. Resonanz tritt auf, wenn gilt

$$\Re \{k_0^2\} = k_n^2 \quad (16)$$

Die Gleichung (11) ermöglicht dann zusammen mit der Gleichung (8a) für die Dipolmomente der zweiten Apertur und der Gleichung (6) die quantitativ möglichst exakte Bestimmung der mittleren Leistungsdichte $P_A(k_n, \theta, R)$ des von der Apertur abgestrahlten Feldes. Um eine handhabbare, rein frequenzabhängige Größe zum einfachen Vergleich beider Streuprozesse werden zwei Wirkungsquerschnitte definiert.

$$\sigma_{t,R}(\omega) = \left| \vec{E}_0(\omega) \right|^{-2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left| \vec{E}_R(\omega, R, \theta, \phi) \right|^2 R^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (17a)$$

$$\sigma_{t,A}(\omega) = \left| \vec{E}_0(\omega) \right|^{-2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left| \vec{E}_A(\omega, R, \theta_A, \phi_A) \right|^2 R^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (17b)$$

Der Resonator ist aufgrund seines hohen Brechungsindex ein starker Streuer und weißt einen um mindestens eine Größenordnung höheren totalen Wirkungsquerschnitt $\sigma_{t,R}$ auf, als die Apertur ($\sigma_{t,A}$). Um einen noch sichtbaren Einfluss der inneren Moden auf das gestreute Feld zu erhalten, kann die unterschiedliche Winkelabhängigkeit der beiden Streuprozesse ausgenutzt werden. Nützlich ist hier die Betrachtung der differentiellen Wirkungsquerschnitte $\sigma_{d,R}$ und $\sigma_{d,A}$, da sie zwar von θ und ϕ aber nicht von Abstand R zum Streuzentrum abhängen.

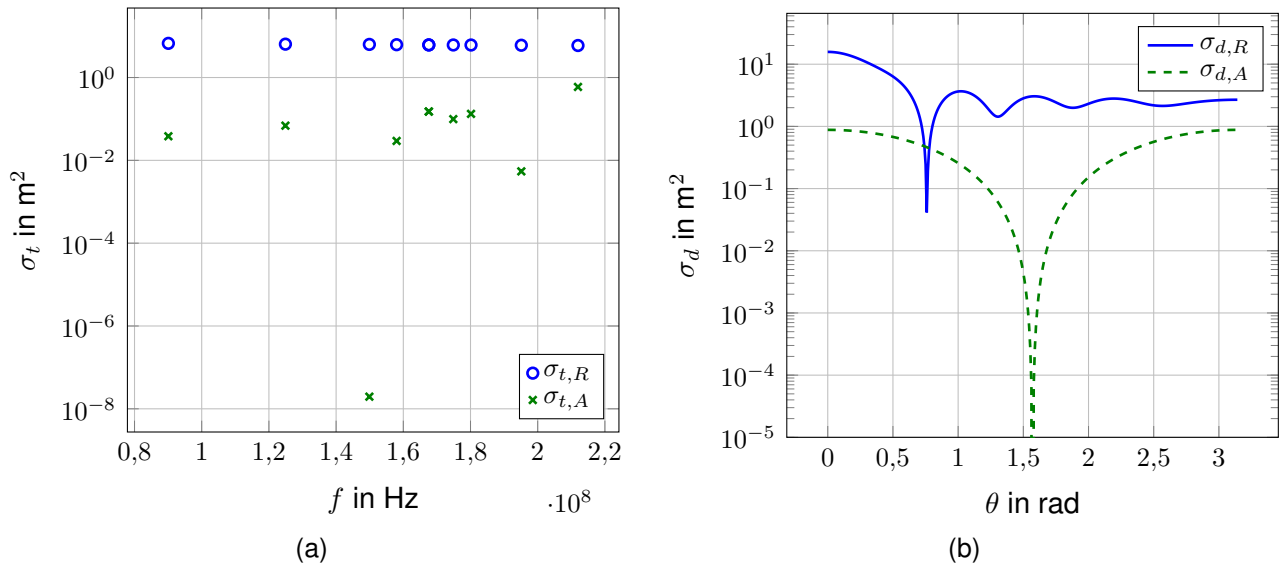


Abbildung 3: Die Berechnung des Streukoeffizienten S_1 nach (13) wurde auf Basis von [8] durchgeführt. (a): Vergleich des totalen Streuwirkungsquerschnittes der 2. Apertur und dem Resonator, angenähert durch eine perfekt leitende Kugel; (b) Winkelabhängigkeit des differentiellen Streuwirkungsquerschnitts der 2. Apertur und dem Resonator bei der Frequenz $f_{221} = 212$ MHz

$$\sigma_{d,R}(\omega, \theta, \phi) = \frac{4\pi R^2 \left| \vec{E}_R(\omega, R, \theta, \phi) \right|^2}{\left| \vec{E}_0(\omega) \right|^2} \quad \sigma_{d,A}(\omega, \theta, \phi) = \frac{2\pi R^2 \left| \vec{E}_A(\omega, R, \theta, \phi) \right|^2}{\left| \vec{E}_0(\omega) \right|^2} \quad (18)$$

Um einen einfacheren Vergleich der differentiellen Wirkungsquerschnitte zu ermöglichen, wurde die differentielle Wirkungsquerschnitte wie zuvor nur an den Frequenzen der einzelnen Hohlraummoden für die Apertur und den Resonator mit Hilfe von (14) und (10) ermittelt. Dabei ist $\phi_A = 90^\circ$ und $\phi_R = 0$, so dass für beide Streuprozesse $\theta_A = \theta_R$ gilt. In Abb.3b ist die Winkelabhängigkeit für den Fall $\max\{\sigma_{d,A} - \sigma_{d,R}\}$ dargestellt. Die Streuquerschnitte liegen in der selben Größenordnung.

7 Zusammenfassung

Es wurde ein analytischer Ausdruck für die Beschreibung von Rückstreuprozessen durch Aperturen hergeleitet. Die in dieser Arbeit betrachtete spezielle Geometrie lässt sich ohne Weiteres verallgemeinern. Der Einfluss endlich leitender Wände und - wesentlich wichtiger - der Einfluss von Aperturen auf die frequenzabhängige Güte von Resonatoren wurde in die Betrachtung einbezogen, um zuverlässige Aussagen über die Amplitude der Hohlraumresonanzen und deren Abstrahlung treffen zu können. Die analytisch-numerische Auswertung der gewonnenen Ausdrücke erlaubt eine zeiteffiziente Berechnung der inneren Feldverteilung. Die Berücksichtigung des äußeren Streuprozesses des Resonators durch die grobe Näherung durch eine perfekt leitende Kugel erlauben eine erste Abschätzung der Detektierbarkeit von inneren Hohlraummoden im äußeren Feld. Die Ergebnisse

zeigen, dass insbesondere die unterschiedliche Winkelabhängigkeiten der Streuprozesse interessant sind. Unter bestimmten Winkeln ist zu erwarten, dass vor allem das Feld aus dem Inneren des Resonators gemessen wird. Eine solche Messung könnte dann Rückschlüsse auf die Beladung des Resonators zulassen. Die Perspektive für zukünftige Arbeiten liegt vor Allem in der analytischen Beschreibung der Streuung an rechtwinkligen Resonatoren und der Verallgemeinerung auf Aperturen, die nicht elektrische klein sein müssen.

Literatur

- [1] NITSCH, Jürgen B. ; TKACHENKO, Sergey V. ; POTTHAST, Stefan: Transient Excitation of Rectangular Resonators Through Electrically Small Circular Holes. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 54 (2012), Nr. 6, S. 1252–1259. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2012.2201724>. – DOI 10.1109/TEMC.2012.2201724. – ISSN 0018–9375
- [2] CHAUVEAU, Janic ; BEAUCCOUDREY, Nicole d. ; SAILLARD, Joseph: Resonance Behavior of Radar Targets With Aperture: Example of an Open Rectangular Cavity. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 58 (2010), Nr. 6, S. 2060–2068. <http://dx.doi.org/10.1109/TAP.2010.2046837>. – DOI 10.1109/TAP.2010.2046837. – ISSN 0018–926X
- [3] BRYCHKOV, Yurii A. ; MARICHEV, Oleg I.: *Elementary functions*. 3. New York [u.a.] : Gordon and Breach Science Publ, 1992. – ISBN 2–88124–089–5
- [4] HARRINGTON, Roger F.: *Time-harmonic electromagnetic fields*. New York : IEEE Press and Wiley-Interscience, 2001 (IEEE Press series on electromagnetic wave theory). – ISBN 047120806x
- [5] HILL, D. A. ; MA, M. T. ; ONDREJKA, A. R. ; RIDDLE, B. F. ; CRAWFORD, M. L. ; JOHNS, R. T.: Aperture excitation of electrically large, lossy cavities. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 36 (1994), Nr. 3, S. 169–178. <http://dx.doi.org/10.1109/15.305461>. – DOI 10.1109/15.305461. – ISSN 0018–9375
- [6] TESCHE, Frederick M. ; IANOZ, M. ; KARLSSON, Torbjörn: *EMC analysis methods and computational models*. New York : John Wiley & Sons, 1997. – ISBN 0–471–15573–X
- [7] BOHREN, Craig F. ; HUFFMAN, Donald R.: *Absorption and scattering of light by small particles*. New York : Wiley, 1983. – ISBN 0471293407
- [8] GIBSON, Walton: *Scattered Field of a Conducting and Stratified Spheres*. <http://www.mathworks.in/matlabcentral/fileexchange/20430>. Version:2013

Ein analytisches Leitungsmodell zur Bestimmung der Signalintegrität in zylindrischen metallischen Gehäusen

Jürgen Nitsch*, Ronald Rambousky** und Sergey Tkachenko*

*Otto-von-Guericke-Universität-Magdeburg

** Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien – ABC-Schutz, Munster

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein analytisches Modell zur exakten Berechnung der elektromagnetischen Wechselwirkung einer Leitung innerhalb eines geschlossenen Zylinders mit seinem Gehäuse dargestellt. In der technischen Praxis spielen Leitungen eine sehr wichtige Rolle, insbesondere auch dann, wenn sie in geschlossenen Schirmkörpern verlegt sind. In diesen ändern sich die elektromagnetischen (em) Wechselwirkungen im Vergleich zu denjenigen im freien Raum. Dadurch bedingt, ist es auch zu erwarten, dass die eingespeisten Signalformen, die entlang der Leiter propagieren, verändert werden. Diese Beeinflussung wird im Folgenden an einer in einem Zylinder verlegten Leitung untersucht.

1 Einleitung

Eine wichtige EMV-Maßnahme besteht in der em Schirmung von sensiblen elektronischen und elektromagnetischen Elementen, Komponenten, Geräten und Systemen. Zu ihrem gegenseitigen Informationsaustausch sind diese häufig mit Leitungen verbunden, über die Signale transportiert werden, die aufgrund der em Wechselwirkungen mit dem Zylinder ihre eingespeiste Form am Ende der Leitung nicht mehr besitzen. Die Stärke dieser Formänderung wird in dieser Arbeit für verschiedene Leitungsführungen untersucht.

Es wird ein geschlossener, metallischer Zylinder gewählt, in dem ein dünner Draht (Dünndrahtapproximation) die beiden gegenüberliegenden Kappen des Zylinders verbindet und parallel zur Zylinderachse verläuft. Am Anfang speist eine an der Kappe geerdete ideale Spannungsquelle (kann auch real gewählt werden) die Leitung, die am Ende mit einem Widerstand gegen die Endkappe abgeschlossen ist.

In der Praxis tritt der Zylinder eher seltener als metallischer Schirmraum auf, häufiger sind dort rechtwinklige Umhausungen anzutreffen. Dennoch gibt es Beispiele, wie einen Raketenkörper, einen Flugzeugrumpf oder auch größere Tanks, die in ihrer Form einen Zylinder sehr ähnlich sind. Hierfür können die präsentierten analytischen Ergebnisse effektiv angewendet werden.

In der Literatur sind *exakte* analytische Modelle zur Berechnung der em Wechselwirkung einer Leitung mit den metallischen Wänden des Schirmraumes nicht bekannt. Es gibt allerdings Anwendungen der klassischen Leitungstheorie (Agrawal Modell) für Leitungen, die in Gehäusen verlegt sind [1]. Diese allerdings berücksichtigen nicht die Rückkopplung der Leitung auf das anregende innere Feld und vernachlässigen somit die Abstrahlung der Leitung, die mit zunehmenden Frequenzen stärker wird. Dies führt u. a. zu Verschiebungen der

Resonanzfrequenzlagen von Resonatoren [2,3]. Die Wechselwirkung kleiner Antennen in Resonatoren ist bereits beschrieben worden [4, 5].

Im Kapitel 2 dieser Arbeit wird in zwei Schritten die Green'sche Funktion des Zylinders abgeleitet. Beginnend mit der Umschreibung der Green'schen Funktion von kartesischen Koordinaten in Zylinderkoordinaten folgt ihre Erweiterung in eine Green'sche Funktion für einen unendlich langen Zylinder durch Hinzufügen eines längeren Zusatztermes, der sicherstellt, dass die resultierende Green'sche Funktion die Randbedingungen eines unendlich gut leitenden Zylinderwellenleiters erfüllt. Danach wird im zweiten Schritt der Zylinder an beiden Enden geschlossen und die vorherige Green'sche Funktion mit Hilfe des Spiegelungsprinzips schließlich in die Green'sche Funktion für einen endlichen Zylinder umtransformiert. Im 3. Kapitel erfolgt die Berechnung des induzierten Stromes auf der Leitung. Aufgrund der angenommenen Symmetrie der Leitung können sowohl für das anregende elektrische Feld als auch für die Stromverteilung entlang der Leitung räumliche Fourierreihenansätze gemacht werden. Diese werden in die Randbedingungen für das gesamte elektrische Feld auf der Oberfläche der Leitung eingesetzt und nach den Stromkomponenten aufgelöst. Im Kapitel 4 schließlich wird das allgemeine Ergebnis aus 3 angewendet auf eine konzentrierte anregende Quelle, die die Leitung speist. Die induzierten Ströme, die am Ende der Leitung durch den Abschlusswiderstand fließen werden berechnet. Einige Abschlussbemerkungen schließen die Arbeit.

2 Ableitung der Green'schen Funktion eines gut leitenden Zylinders

Zur Berechnung der Wechselwirkung eines Leiters innerhalb eines Zylinders mit den Zylinderwänden braucht man zunächst die Green'sche Funktion eines Zylinders. Diese wird im Folgenden in zwei Schritten abgeleitet. Da, wie in der Einleitung dargelegt, vorausgesetzt wird, dass die Leitung parallel zur Zylinderachse (entlang der z-Achse) verläuft und die beiden Zylinderkappen miteinander verbindet, benötigt man von der dyadischen Green'schen Funktion lediglich ihre zz-Komponente.

2.1 Die zz-Komponenten der Green'schen Funktionen im freien Raum und im unendlich- langen Zylinder

Zunächst beginnt man mit der zz-Komponente der Green'schen Funktion G_{zz}^A für das Vektor Potential \vec{A} und in Folge mit derjenigen für das elektrische Feld G_{zz}^E . Diese Funktionen sind bekannt und lauten im freien Raum in Zylinderkoordinaten (ρ, φ, z) :

$$G_{zz}^A(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \frac{\mu_0}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} dk_z e^{-jk_z(z-z')} \begin{cases} -\pi j H_0(|\bar{\rho} - \bar{\rho}'| \sqrt{k_0^2 - k_z^2}), & k_0^2 > k_z^2 \\ 2K_0(|\bar{\rho} - \bar{\rho}'| \sqrt{k_z^2 - k_0^2}), & k_0^2 < k_z^2 \end{cases}, \quad (1)$$

sowie

$$G_{zz}^E(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \frac{c}{jk_0} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) G_{zz}^A(|\vec{r} - \vec{r}'|) \quad (2)$$

Hier sind H_0 und K_0 Zylinderfunktionen (H_m sind Hankel Funktionen und K_m modifizierte Besselfunktionen). Die Größe c bezeichnet die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, und $k_0 = \omega/c$, und es gilt $\vec{\rho} = (x, y)$.

Nunmehr wird die Funktion (1) ergänzt durch einen Zusatzausdruck, der gewährleistet, dass die Green'sche Funktion für den infiniten Zylinder die Randbedingungen auf dem Zylindermantel erfüllt. Diese erhält man aus

$$G_{zz}^A(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \frac{\mu_0}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} dk_z e^{-jk_z(z-z')} \left\{ \frac{-\pi j H_0(k_\rho |\bar{\rho} - \bar{\rho}'|)}{2K_0(\tilde{k}_\rho |\bar{\rho} - \bar{\rho}'|)} - \right. \\ \left. - \frac{\mu_0}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} dk_z e^{-jk_z(z-z')} \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi')) \left\{ \frac{J_m(k_\rho \rho) J_m(k_\rho \rho') (-\pi j) H_m(k_\rho \rho_0) / J_m(k_\rho \rho_0)}{I_m(\tilde{k}_\rho \rho) I_m(\tilde{k}_\rho \rho') 2K_m(\tilde{k}_\rho \rho_0) / I_m(\tilde{k}_\rho \rho_0)} \right\} \right. \quad (3)$$

oder kurz:

$$G_{zz}^A(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} dk_z e^{-jk_z(z-z')} F_0(k_z)}_{=I_m} - \int_{-\infty}^{\infty} dk_z e^{-jk_z(z-z')} F_1(k_z) \quad (4)$$

mit den leicht zu identifizierenden Funktionen F_0 und F_1 .

In (3) treten einige Funktionen auf, die folgende Bedeutung haben: Die Funktionen J_m und I_m sind sukzessive Bessel Funktionen erster Art und modifizierte Besselfunktionen. Die Größen k_ρ , \tilde{k}_ρ und $\varepsilon_{m,0}$ sind Abkürzungen für $k_\rho = \sqrt{k_0^2 - k_z^2}$, $\tilde{k}_\rho = \sqrt{k_z^2 - k_0^2}$ und $\varepsilon_{m,n} = 2 - \delta_{m,n}$.

Es kann gezeigt werden [6], dass die aus (4) abgeleitete dyadische Green'sche Funktion

$$\overline{\overline{G^E}} = \frac{c}{jk_0^2} (k_0^2 + \text{grad}_{\vec{r}} \text{div}_{\vec{r}}) \overline{\overline{G^A}} \quad (5)$$

die Randbedingungen auf dem Zylindermantel erfüllt, d.h., es gilt:

$$G_{zz}^E(\vec{r}, \vec{r}')|_{\rho=R} = 0 \quad \text{und} \quad G_{\varphi z}^E(\vec{r}, \vec{r}')|_{\rho=R} = 0 \quad (6)$$

Die Größe R bezeichnet den Radius des Zylinders.

Schließlich muss in dem nächsten Schritt die Green'sche Funktion für den endlichen Zylinder bestimmt werden.

2.2 Die zz-Komponente der Green'schen Funktion für den endlichen Zylinder

Es werde ein endlicher Zylinder betrachtet. Um die korrekte Green'sche Funktion eines solchen Zylinders zu erhalten, wird das Spiegelungsprinzip an den beiden Zylinderkappen angewandt. Hierfür wird ein so genannter Quellpunkt z' innerhalb des Zylinders gewählt. Dieser Quellpunkt wird an den beiden Kappen unendlich oft reflektiert und tritt dann nach n_3 Spiegelungen an den Punkten

$$z' \Rightarrow z'(n_3) = z'(-1)^{n_3} + \left(\frac{1 - (-1)^{n_3}}{2} + n_3 \right) L \quad (7)$$

wieder auf. Die Größe L gibt die Länge des Zylinders an. Die Punkte z' werden später die Punkte sein, die auf der Leitung liegen. Dieser Ausdruck für z' wird jetzt in (4) eingesetzt

$$G_{zz}^A(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} dk_z \sum_{n_3=-\infty}^{\infty} e^{-jk_z(z-z'(n_3))} F_0(k_z)}_{=Int.} - \int_{-\infty}^{\infty} dk_z \sum_{n_3=-\infty}^{\infty} e^{-jk_z(z-z'(n_3))} F_1(k_z) \quad (8)$$

Die beiden Integrale in (8) werden in eine geeignetere Form gebracht. Exemplarisch wird das für den ersten Term durchgeführt. Zunächst wird hier die Summe zerlegt in einen Summanden mit geradem n_3 und einen weiteren mit ungeradem n_3 und danach wieder aufsummiert. Dann gelangt man zu dem Zwischenergebnis

$$Int. = 2 \int_{-\infty}^{\infty} dk_z e^{-jk_z z} \cos(k_z z') F_0(k_z) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{2jnk_z L} \quad (9)$$

Da sich die Summe in (9) als eine Summe von δ -Funktionen ausdrücken lässt,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{2jnk_z L} = \frac{\pi}{L} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(k_z - \frac{\pi n}{L}\right) \quad (10)$$

kann in (9) die Integration durchgeführt werden

$$Int. = \frac{2\pi}{L} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\frac{\pi n}{L} z} \cos\left(\frac{\pi n}{L} z'\right) F_0\left(\left|\frac{\pi n}{L}\right|\right) = \frac{2\pi}{L} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_{n,0} \cos\left(\frac{\pi n}{L} z\right) \cos\left(\frac{\pi n}{L} z'\right) F_0\left(\left|\frac{\pi n}{L}\right|\right) \quad (11)$$

Die gleiche Rechnung findet für das zweite Integral in (8) statt, so dass man die gewünschte Formel für G_{zz}^A erhält

$$G_{zz}^A(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \frac{\mu_0}{4\pi L} \sum_{n_3} \varepsilon_{n_3,0} \cos(k_z^V z) \cos(k_z^V z') \left\{ \begin{array}{l} -\pi j H_0(k_\rho^V |\bar{\rho} - \bar{\rho}'|) - \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi')) J_m(k_\rho^V \rho) J_m(k_\rho^V \rho') (-\pi j) H_m(k_\rho^V R) / J_m(k_\rho^V R) \\ 2K_0(\gamma_\rho^V |\bar{\rho} - \bar{\rho}'|) - \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi')) I_m(\gamma_\rho^V \rho) I_m(\gamma_\rho^V \rho') 2K_m(\gamma_\rho^V R) / I_m(\gamma_\rho^V R) \end{array} \right\} \quad (12)$$

In (12) wurden die neuen Größen $k_z^V := \pi n_3 / L$, $k_\rho^V := \sqrt{k_0^2 - (k_z^V)^2}$ und

$\gamma_\rho^V := \sqrt{((k_z^V)^2) - k_0^2}$ eingeführt. Durch die Operation (2) erhält man dann die gesuchte Green'sche Funktion für den Zylinder, mit deren Hilfe man den induzierten Strom entlang eines Drahtes berechnen kann.

$$G_{zz}^E(k_0, \vec{r}, \vec{r}') = \frac{\eta_0}{4\pi L j k_0} \sum_{n_3} \varepsilon_{n_3,0} \left(k_0^2 - (k_z^V)^2\right) \cos(k_z^V z) \cos(k_z^V z') \left\{ \begin{array}{l} -\pi j H_0(k_\rho^V |\bar{\rho} - \bar{\rho}'|) - \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi')) J_m(k_\rho^V \rho) J_m(k_\rho^V \rho') (-\pi j) H_m(k_\rho^V R) / J_m(k_\rho^V R) \\ 2K_0(\gamma_\rho^V |\bar{\rho} - \bar{\rho}'|) - \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi')) I_m(\gamma_\rho^V \rho) I_m(\gamma_\rho^V \rho') 2K_m(\gamma_\rho^V R) / I_m(\gamma_\rho^V R) \end{array} \right\} \quad (13)$$

Die Bestimmung des Stromes auf einer Leitung im Zylinder erfolgt im nächsten Kapitel analog zu den Ableitungen in Refs. [2, 3].

3 Induzierte Ströme auf einer im Zylinder symmetrisch eingebrachten Leitung

Die betrachtete Leitung verlaufe parallel zur Zylinderachse mit den Koordinaten (ρ_0, φ_0, z) und verbinde die beiden Zylinderkappen durch einen Kurzschluss. Ihr Abstand zum Zylindermantel betrage h cm. Sie werde angeregt durch ein Feld $\vec{E}_0(\vec{r})$ innerhalb des Zylinders, das entweder durch eine konzentrierte Quelle oder durch eine verteilte Quelle erzeugt werde. Aufgrund der Leitungsführung parallel zur

Zylinderachse koppelt nur die z-Komponente des elektrischen Feldes in die Leitung ein. Für die gewählte Konfiguration faktorisiert das Anregungsfeld wie folgt:

$$E_z^0(\vec{r}) = \sum_{n_3=0}^{\infty} E_{zn_3}^0(x, y) \cdot \cos(n_3 \pi z / L) \quad (14)$$

Für den kurzgeschlossenen Strom ($dI / dz|_{z=0} = dI / dz|_{z=L} = 0$) hat man eine ähnliche Darstellung:

$$I(z) = \sum_{n_3=0}^{\infty} I_{n_3} \cos(n_3 \pi z / L) \quad (15)$$

In dieser sind die Stromkomponenten I_{n_3} unbekannt. Sie ergeben sich aus den Randbedingungen des gesamten elektrischen Feldes auf der Oberfläche des Drahtes ($\vec{\rho}_0 = (x_0, y_0)$, $|\vec{\rho}_0| = R - h$, Mittellinie des Drahtes):

$$E_z^{sc}(\vec{\rho}_0 + \vec{r}_0, z) + E_z^0(\vec{\rho}_0 + \vec{r}_0, z) = 0 \approx E_z^{sc}(\vec{\rho}_0 + \vec{r}_0, z) + E_z^0(\vec{\rho}_0, z) \quad (16)$$

mit dem Streufeld

$$E_z^{sc}(\vec{r}) = \int_0^h G_{zz}^E(\vec{r}, \vec{r}') I(z') dz' \quad (17)$$

Durch Einsetzen von (14), (15) und (17) in (16) erhält man eine Gleichung, die sich nach den Fourierkoeffizienten I_{n_3} auflösen lässt:

$$I_{n_3} = \frac{jk_0 E_{zn_3}^0(\vec{\rho}_0)}{\eta_0 \left[(k_z^v)^2 - k_0^2 \right] S(k_0, \vec{\rho}_0 + \vec{r}_0, \vec{\rho}_0, n_3)} \quad (18)$$

Die Funktion S bezeichnet die 2-dim. Green'sche Funktion des Zylinders in den Ebenen senkrecht zur Achse. Die Größe η_0 ist definiert durch $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$. In Zylinderfunktionen dargestellt lautet die explizite Form der Funktion S :

$$S(k_0, \vec{\rho}_0 + \vec{r}_0, \vec{\rho}_0, n_3) = \frac{1}{4\pi} \begin{cases} (-\pi j) H_0(k_\rho^v r_0) - \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi_0)) \cdot & k_0^2 > (k_z^v)^2 \\ 2K_0(\gamma_\rho^v r_0) - \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_{m,0} \cos(m(\varphi - \varphi_0)) \cdot & k_0^2 < (k_z^v)^2 \end{cases} \cdot \left. \begin{aligned} & \cdot J_m(k_\rho^v \rho_0) J_m(k_\rho^v \rho_0) (-\pi j) H_m(k_\rho^v R) / J_m(k_\rho^v R) \\ & \cdot I_m(\gamma_\rho^v \rho_0) I_m(\gamma_\rho^v \rho_0) 2K_m(\gamma_\rho^v R) / I_m(\gamma_\rho^v R) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Der Vektor $\vec{\rho}_0 + \vec{r}_0$ zeigt unter dem Winkel φ auf die Oberfläche des Drahtes. Da ein Dünndraht angenommen wird, liegt dieser Winkel sehr nahe an φ_0 , und daher kann die Kosinus Funktion in (19) durch 1 angenähert werden. Somit vereinfacht sich S zu:

$$S(k_0, \vec{\rho}_0 + \vec{r}_0, \vec{\rho}_0, n_3) = \frac{1}{4\pi} \begin{cases} (-\pi j) H_0(k_\rho^v r_0) - \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_{m,0} J_m(k_\rho^v \rho_0) J_m(k_\rho^v \rho_0) (-\pi j) H_m(k_\rho^v R) / J_m(k_\rho^v R) \\ 2K_0(\gamma_\rho^v r_0) - \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_{m,0} I_m(\gamma_\rho^v \rho_0) I_m(\gamma_\rho^v \rho_0) 2K_m(\gamma_\rho^v R) / I_m(\gamma_\rho^v R) \end{cases} \quad (20)$$

Die ersten Summanden in (20) sind mit Singularitäten im Raum verknüpft, während in den Summen die zu den Resonanzfrequenzen des Zylinders korrespondierenden

Pole enthalten sind. Diese ergeben sich zum Teil aus den Nullstellen von $J_m(\alpha_{m,n}) = 0$. Hier sind $\alpha_{m,n}$ die n-ten Wurzeln der Besselfunktion m-ter Ordnung

$$\text{mit den dazugehörigen Frequenzen } f_v = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi n_3}{L}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_{m,n}}{R}\right)^2}. \quad (21)$$

Nunmehr ist man in der Lage, den Strom auf dem Leiter auszurechnen. Dazu setzt man (20) und (18) der Reihe nach in (15) ein.

4 Numerische Ergebnisse

4.1 Einspeisung in die Leitung durch eine konzentrierte Quelle

Um Wiederholungen in dieser Arbeit aus den Referenzen [2, 3] zu vermeiden, seien an dieser Stelle nur die hier benötigten Gleichungen in ähnlicher Notation angegeben.

Eine konzentrierte Quelle am Anfang der Leitung speise diese, und die Impedanz Z_L schließe die Leitung am Ende ab. Dann ergibt sich der Strom auf der Leitung als

$$I(z) = I_l(z) + I_r(z) = U_0 Y_l(z) - Z_L I(L) Y_r(z) \quad (22)$$

mit rechts- und linksseitigen Admittanzfunktionen, die durch bekannte Ausdrücke definiert sind:

$$I_l(z) = \frac{jk_0 U_0}{\eta_0 L} \sum_{n_3=0}^{\infty} \frac{\varepsilon_{n_3,0} \cos(n_3 \pi z / L)}{\left((k_z^v)^2 - k_0^2\right) S} =: U_0 Y_l(z) \quad \text{und} \quad (23)$$

$$I_r(z) = \frac{jk_0 U_r}{\eta_0 L} \sum_{n_3=0}^{\infty} \frac{\varepsilon_{n_3,0} (-1)^{n_3} \cos(n_3 \pi z / L)}{\left((k_z^v)^2 - k_0^2\right) S} =: U_r Y_r(z) \quad (24)$$

Der Strom am Ende der Leitung bestimmt sich dann zu:

$$I(L) = \frac{U_0 Y_l(L)}{1 + Z_L Y_r(L)} = \frac{U_0 Y_l(L)}{1 + Z_L Y_l(0)} \quad (25)$$

Für die passive Quelle U_r am Ende der Leitung gilt $U_r = -Z_L I(L)$, während die aktive Quelle U_0 die Speisespannung am Anfang der Leitung angibt. Durch Einsetzen von (20) in (23) und (24) erhält man den induzierten Strom an jedem Punkt der Leitung.

4.2 Stromspektren am Ende der Leitung

Der Einfluss der em Verkopplung des Leiters mit den Schirmwänden auf die Form der Stromspektren am Ende der Leitung wird anhand numerischer Beispiele demonstriert. Es sei ein Zylinder der Länge $L=2\text{m}$ und mit dem Durchmesser von 1m gewählt. Im Abstand von $h\text{ cm}$ zum Zylindermantel verlaufe die Leitung parallel zur Zylinderachse und sei mit Z_L abgeschlossen (s. Abb. 1).

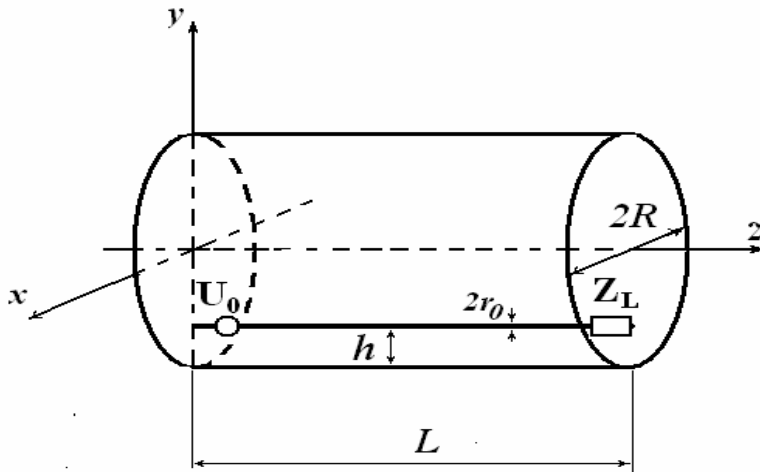


Bild 1: Leitungskonfiguration im Zylinder: $L=2\text{m}$, $R=0,5\text{m}$, $h=7\text{cm}$, $r_0 = 1\text{mm}$,
 $U_0 = 1\text{V}$, $Z_L = 50\Omega$ und $Z_L \approx Z_C^{\text{TL}} \approx 296\Omega$.

Diese Leitung wird am Anfang mit einer idealen Spannungsquelle von 1 V gespeist, und gemäß (25) das Stromspektrum am Abschlusswiderstand ausgerechnet.

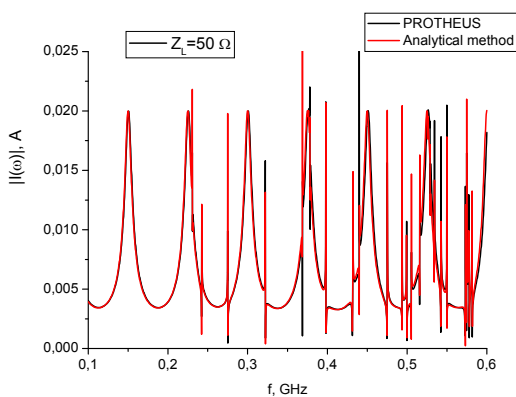


Bild 2: Induziertes Stromspektrum im Abschlusswiderstand $Z_L = 50\Omega$

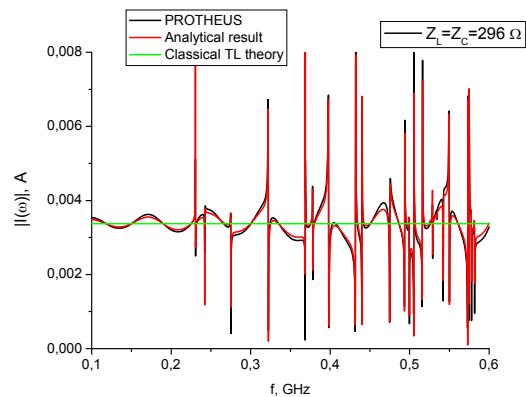


Bild 3: Induziertes Stromspektrum im angepassten Abschlusswiderstand

Aus den Abbildungen 2 und 3 ist das Erwartete klar zu erkennen: 1. Die $\lambda/2$ -Resonanzen der Leitung zeigen breite und hohe Peaks bei nicht-angepasstem Abschluss, und die vielen, mit höheren Frequenzen zunehmenden dünnen Resonanzpeaks des Zylinders verfälschen das reine Leitungsspektrum. 2. Je mehr, bei dem gewählten, geringen Abstand des Leiters von der Zylinderwand (7cm) der Abschlusswiderstand sich dem charakteristischen Widerstand der Leitung nähert (im Sinne der klassischen Leitungstheorie), desto geringer wird die Höhe der Leitungspeaks bei gleich bleibender Breite. Jetzt wird das gesamte Stromspektrum im Wesentlichen von den scharfen Resonanzpeaks des Zylinders geprägt. 3. Mit zunehmendem h lässt sich die Leitung immer schlechter anpassen, und die Wechselwirkung zwischen Leitung und Zylinder verstärkt sich. 4. Die Übereinstimmung der analytischen Rechnung mit einer MoM-Rechnung (PROT HEUS) ist sehr gut. Für die analytische Rechnung braucht man nur Minuten.

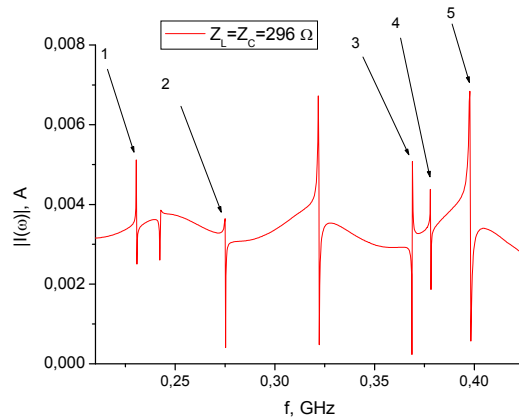


Bild 4: Identifikation einiger Eigenfrequenzen des Zylinders im Stromspektrum (s. untere Tabelle, gemäß Formel (21)).

Einige Eigenresonanzen des leeren Zylinders ergeben sich bei folgenden Werten:

Nummerierung der Pole: N	Frequenz, GHz	n_z	m	n
1	0.229	0	0	1
2	0.274	1	0	1
3	0.365	0	1	1
4	0.377	2	0	1
5	0.395	1	1	1

5 Abschlussbemerkungen

Es wurde gezeigt, dass die Rückkopplung einer in einem Resonator eingebrachten Leitung auf den Resonator nur in Ausnahmefällen (Leitung wird sehr nahe an einer Resonatorwand geführt) vernachlässigt werden darf. In der Regel wird die Wechselwirkung zwischen beiden zu einer Verfälschung der übertragenen Signale führen. In welchem Umfang solche Beeinflussungen tolerierbar sind, oder ob zusätzliche Schirmungsmaßnahmen notwendig sind, muss der Anwender entscheiden.

Referenzen

- [1] G. Spadacini, S. A. Pignari, and F. Marliani, „Closed-form transmission-line model for radiated susceptibility in metallic enclosures”, IEEE Trans. on EMC, vol. 47, no. 4, pp. 701-708.
- [2] S. Tkachenko, J. Nitsch, R. Rambousky, „Electromagnetic Field Coupling to Transmission Lines inside Rectangular Resonators”, *Interaction Notes*, Note 623, 30 June 2011. <http://www.ece.unm.edu/summa/notes/In/IN623.pdf>
- [3] S. Tkachenko, R. Rambousky, J. Nitsch, “Electromagnetic Field Coupling to a Thin Wire Located Symmetrically Inside a Rectangular Enclosure”, IEEE Trans. on EMC, Vol. 55, no. 2, 2013, pp. 334-341.
- [4] S. Tkachenko, J. Nitsch, M. Al-Hamid, „Hochfrequente Feldeinkopplung in kleine Streuer innerhalb eines rechtwinkligen Resonators“, Intern. Fachmesse und Kongress für EMV, Düsseldorf 2010.
- [5] S. Tkachenko, J. Nitsch, F. Sonnemann, H.-J. Scheibe, M. Magdowski, R. Vick, „High Frequency Electromagnetic Field Coupling to small Antennas in a Cylindrical Resonator, ICEAA Torino, 2011.
- [6] IEEE Paper in preparation

Beiträge zur Störfestigkeit im Falle nichtlinearer Komponenten in Schirmgehäusen

M. Sc., Dipl.-Ing. (FH) André Manicke¹, andre.manicke@tu-dresden.de

Dipl.-Phys. Ronald Rambousky², ronaldrambousky@bwb.org

Prof. Dr. rer. nat. Hans Georg Krauthäuser¹, hans_georg.krauthaeuser@tu-dresden.de

1: TU Dresden, Professur für Theoretische Elektrotechnik und EMV

2: Wehrwissenschaftliches Institut Munster, ABC Schutz

1 Motivation

Um die Beeinflussbarkeit von elektronischen Schaltungen durch elektromagnetische Strahlung zu vermindern werden in der Praxis Schirmgehäuse verwendet, entweder für Baugruppen und Geräte direkt wie z.B. in [3, 1] allgemein beschrieben, oder als geschirmte Räume [2]. Diese haben Öffnungen für z.B. Durchführungen und Kühlung die klein im Verhältnis zur Wellenlänge sein müssen um eine gewünschte Schirmwirkung bei dieser Frequenz zu erzielen. In der Praxis wird vor allem die Schirmwirkung bei der Arbeitsfrequenz der zu schützenden Schaltung angestrebt. Höhere Frequenzen mit kleineren Wellenlängen können aber ggf. leichter in die Gehäuse einkoppeln. Die nichtlinearen Komponenten der Schaltungen können dann als Mischerstufen agieren und Mischprodukte auf der Arbeitsfrequenz beeinflussend wirken.

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der oben genannten Problematik, in dem er die auftretenden Effekte einer nichtlinearen Leitung in einem Rechteckresonator aufzeigt. Dabei wird der Resonator bzw. die Leitung mit Signalen unterschiedlicher Frequenz und Leistung angeregt und die Antwort gemessen. Zusätzlich werden Absorber in den Resonator eingebracht um Einflüsse von eventuellen Beladungen zu untersuchen.

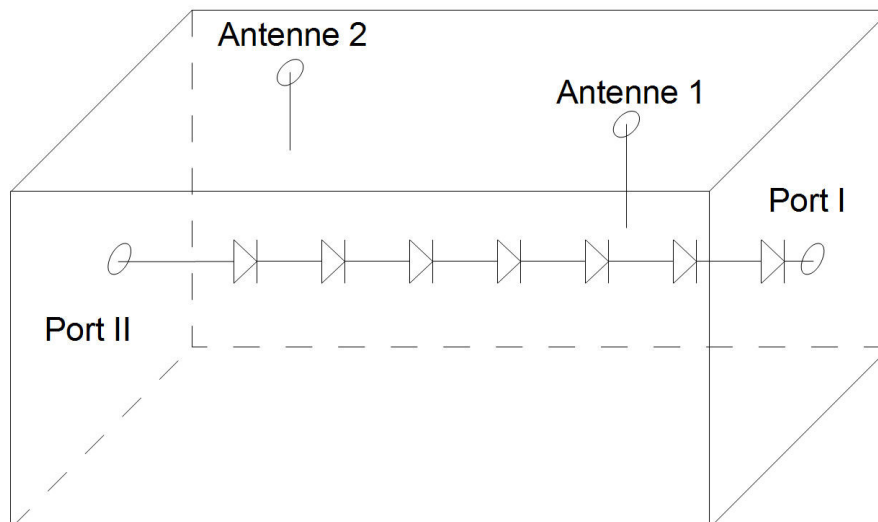


Abbildung 1: Resonator mit nichtlinearer Leitung bestehend aus verteilten Nichtlinearitäten und Monopolantennen

Tabelle 1: Daten des verwendeten Resonators und des Messaufbaus

Eigenschaft	Wert
Länge (d), Breite (a), Höhe (b)	0.79 m, 0.53 m, 0.30 m
Länge Antenne 1 und 2	0.051 m, 0.061 m
Diodentyp	BAT 62-03W
Anzahl Dioden	7
Signalgeneratoren	R&S SMC/SMB 100A
Spektrum-, Netzwerkanalysator	R&S ZVL

Tabelle 2: Resonanzfrequenzen des leeren Resonators und der idealen Leitung

Nummer der Resonanz	Mode	f Rechteckresonator in MHz	f TL in MHz
1	101	341	214
2	102	474	429
3	110	575	643
4	201	597	857
5	111	605	1071
6	103	636	1286

2 Theorie und Messobjekt

Abbildung 1 zeigt den verwendeten Messaufbau mit den in Tabelle 1 angegebenen Daten. Die Leitung ist hier entlang der längsten Ausdehnung des Resonators gespannt, jeweils mittig der beiden anderen Abmessungen. Der Abstand der Dioden beträgt jeweils 10 cm zueinander. Die Einspeisung zweier hochfrequenter Störer erfolgt zur besseren Reproduzierbarkeit nicht über Aperturen, sondern über zwei in den Deckel des Resonators eingebrachte Monopollantennen die über die beiden Signalgeneratoren getrennt gespeist werden. Zwei getrennte Signale wurden gewählt, um entstehende Mischprodukte in der Anregung auszuschließen. Die im weiteren Verlauf mit f1 und f2 bezeichneten Frequenzen beziehen sich auf die Signale an Antenne 1 und Antenne 2. Die Spektrumanalyse wurde an Port II durchgeführt. Allgemein werden die Resonanzfrequenzen eines idealen Rechteckresonators nach [4] mit

$$f_{\text{res},mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (1)$$

berechnet, wobei a , b und d die Abmessungen in Breite, Höhe und Länge sind. Als unterste Resonanzfrequenz ($m = 1$, $n = 0$, $l = 1$) für den hier verwendeten, leeren Resonator ergibt sich 341 MHz, wobei die tatsächliche Anordnung hier mit Leitung keine untere Frequenzgrenze besitzt. Die Gesamtlänge der eingebrachten Leitung entspricht der Länge des Resonators, womit die Resonanzen der Leitung nach

$$f_{\text{res,TL}} = n \cdot \frac{c}{2 \cdot l_{\text{TL}}} \quad (2)$$

ungefähr bei vielfachen von 200 MHz liegen. Die genauen idealen Resonanzfrequenzen der idealen Anordnungen finden sich in Tabelle 2. Die gemessene Leistung läßt Rückschlüsse auf die an den Dioden anliegende Spannung zu, weswegen in Tabelle 3 die an 50 Ohm abfallenden Spannungen bei verschiedenen Leistungen aufgeführt sind.

Tabelle 3: Spannung über 50 Ω bei verschiedenen Leistungen

Leistung in dBm	Leistung in mW	Spannung in V
-10	0.1	0.20
0	1	0.63
10	10	2.00
20	100	6.32

3 Durchgeführte Messungen

Für die Messungen kamen zwei Signalgeneratoren sowie Ein Spektrum- bzw. Netzwerkanalysator von Rohde & Schwarz nach Tabelle 1 zum Einsatz. Allen durchgeführten Messungen ging eine thermische Testmessung voran, wo sichergestellt werden sollte, dass bei längeren Messungen mit hoher Leistung keine Erwärmungseffekte auftreten. Dafür wurden die Signalgeneratoren mit maximaler Leistung von einer Sekunde bis 256 Sekunden jeweils angeschaltet und am Ende dieser Zeit sowie direkt vorher und im Anschluss mit geringer Leistung gemessen. Diese Ergebnisse wurden verglichen.

Für eine erste Charakterisierung der Leitung erfolgt eine S-Parameter Messung an beiden Ports von nahe DC bis 6 GHz, sowohl außerhalb als auch innerhalb des Resonators und mit verschiedenen Ausgangsleistungen von -60 dBm bis +20 dBm in 10 dB Schritten des Netzwerkanalysators. Weitere Variationen sind die Beladung mit Absorbermaterial und die Vermessung einer linearen Leitung im Resonator die zusätzlich am Port I noch kurzgeschlossen wird. Um externe Einflüsse auf die Leitung im Resonator zu charakterisieren, wurden an die beiden Monopole Signale mit variabler Frequenz zwischen 1 GHz und 2 GHz und variabler Leistung zwischen -60 dBm und +19 dBm angelegt. Diese Si-

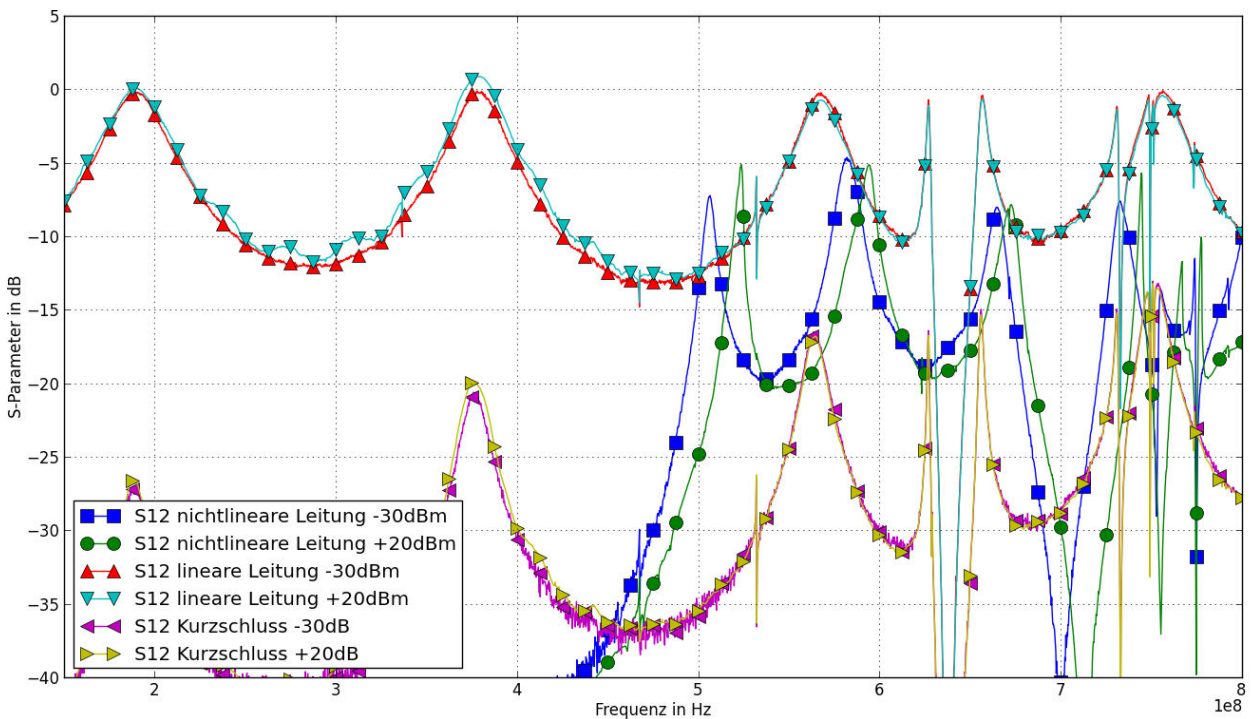


Abbildung 2: Messung von S12 verschiedener Leitungen im Resonator bei variierender Ausgangsleistung des Netzwerkanalysators

gnale sind von den Frequenzen her deutlich über der nominell untersten Resonanz des Resonators, ergeben aber in Kombination Mischprodukte von DC bis mehrere GHz. Gemessen wird hierbei das Spektrum an einem Port der Leitung im Resonator, während der andere mit $50\ \Omega$ abgeschlossen ist. Die Ansteuerung erfolgt automatisiert über die GPIB Schnittstelle der Messgeräte.

4 Ergebnisse

Die thermischen Testmessungen ergaben keinen signifikanten Einfluss. Die gemessenen Kurven liegen relativ nah beieinander ohne einen Trend in eine bestimmte Richtung.

S-Parameter Messung der Leitung ohne externe Signale Die Ergebnisse der S-Parameter Messungen sind in Abbildung 2 und 3 zusammengefasst. In ersterer Ergebnisse für „through“ der nichtlinearen Leitung, einer linearen Leitung und einer linearen Leitung mit Kurzschluß an Port I, in zweiterer Ergebnisse für „through“ der nichtlinearen Leitung mit unterschiedlich viel Dämpfungsmaterial im Resonator.

Es ist deutlich zu erkennen, wie bei der linearen Leitung unterhalb von 600 MHz die Leitungsresonanzen dominieren, allerdings mit etwas geringeren Resonanzfrequenzen als berechnet. Dieses Verhalten ist näherungsweise unabhängig von der Leistung. Oberhalb von 600 MHz kommt es zu einzelnen Resonanzeinbrüchen, die näherungsweise idealen Moden des Resonators zugeordnet werden können. Die Grundresonanz des idealen Resonators bei 341 MHz ist erahnbar. Die kurzgeschlossene Leitung zeigt ein sehr ähnliches Verhalten, die Amplitude ist jedoch umso geringer, desto niedriger die Frequenz ist. Auch hier liegt keine Abhängigkeit von der Leistung vor.

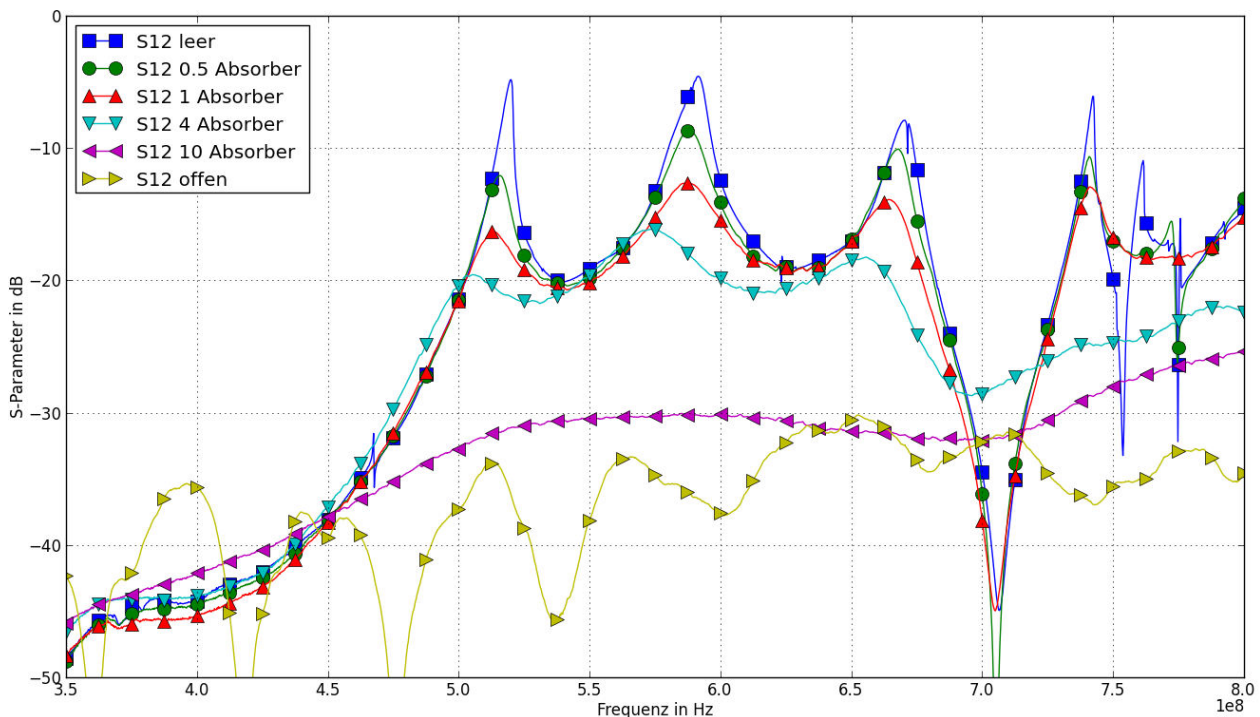


Abbildung 3: S12 der nichtlinearen Leitung im Resonator, beladen mit unterschiedlich viel Dämpfungsmaterial bzw. offenem Resonator. „1 Absorber“ bedeutet dabei 7 Pyramidenabsorber mit den Abmessungen 8 cm x 8 cm x 20 cm.

Die nichtlineare Leitung zeigt ein abweichendes Verhalten. Die Leitungsresonanzen sind nicht mehr erkennbar, die auftretenden Resonanzspitzen sind aber auch nicht mit den idealen Moden des Resonators identifizierbar. Zusätzlich nimmt die Amplitude unterhalb von 500 MHz sehr schnell ab. Interessant ist die Verschiebung der Resonanzfrequenzen bei variierender Ausgangsleistung des Netzwerkanalysators. Dabei zeigen die höheren Leistungen tendentiell höhere Resonanzfrequenzen. Diese Verschiebungen betragen teils deutlich über 10 MHz. Die Vermutung ist, dass bei der höheren Leistung die Dioden im Durchlaßbereich arbeiten und somit die innere Struktur des Resonators ändern.

Diese Hypothese wird auch gestützt von der zweiten Messung mit Absorbern im Resonator. Bei konstanter eingespeister Leistung verschieben sich die Resonanzfrequenzen mit der Zahl der Absorber tendentiell nach unten. Bei starker Beladung nähert sich die Kurve der Messung der Leitung bei offenem Resonator bis auf die verbleibende Resonanzneigung an.

Spektrumanalyse eingekoppelter Signale auf der Leitung Die externen Einflüsse wurden wie oben dargelegt mit zwei anregenden Signalen an den Monopolen analysiert. Dabei wurde die Frequenz f_1 konstant bei 1 GHz gehalten und die zweite wurde variiert. Es zeigen sich deutliche Abhängigkeiten der Einkopplung der Anregungssignale und ebenso der Mischsignale. Einen groben Überblick gibt Abbildung 4. Das in der Amplitude relativ konstante Signal bei 1 GHz und dasjenige variiierend von 1 GHz bis 2 GHz sind die Anregungen. Die anderen erkennbaren Signale sind Mischprodukte, die aufgrund der Nichtlinearitäten entstanden sind. Es ist deutlich zu sehen, dass vor allem das variiierende Anregungssignal in der Amplitude schwankt. Auch die Mischprodukte variieren frequenzabhängig in der Amplitude.

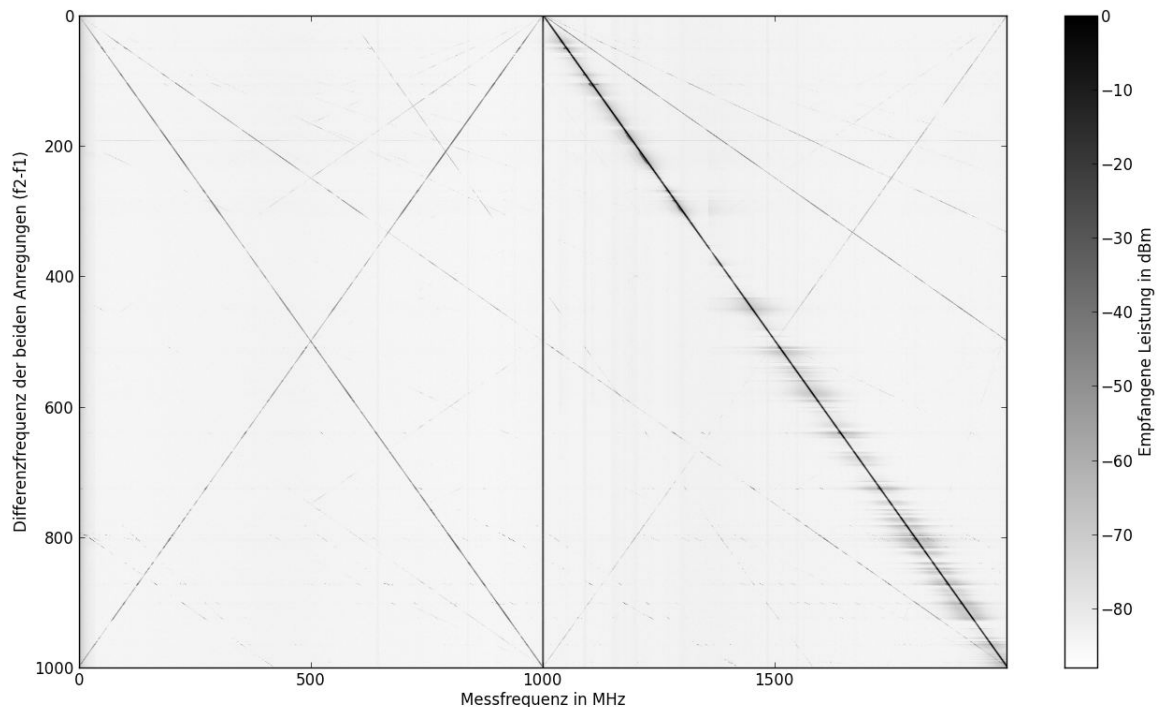


Abbildung 4: Überblick der Spektrumanalyse der nichtlinearen Leitung bei Anregung mit 2 hochfrequenten Signalen in Abhängigkeit deren Differenzfrequenz bei einer Leistung von jeweils +19 dBm

Abbildung 4 zeigt diese frequenzabhängige Amplitude für das frequenzabhängige Eingangssignal und Mischprodukte 2. Ordnung und 3. Ordnung in Abhängigkeit der Differenzfrequenz der Anregungen bei Eingangsleistungen von +19 dBm. Es ist erkennbar, dass der prinzipielle Verlauf in den meisten Bereichen bis auf eine gleichmäßige Amplitudendifferenz sehr ähnlich ist. Dies führt zu der Hypothese, dass die Amplitude der Mischprodukte nicht primär von den Moden des Resonators bei der Mischfrequenz bestimmt wird, sondern von der Amplitude des eingekoppelten hochfrequenten Signals. Dessen Amplitude wird aber wiederum von den Moden des Resonators bei dieser Frequenz bestimmt. Die Abhängigkeit der Amplitude von der Eingangsleistung, sowohl der Anregung als auch der Mischprodukte zeigt Abbildung 6 für 4 beispielhaft ausgewählte Frequenzen. Es ist erkennbar, wie bei zunehmender Eingangsleistung die gemessenen Signale sowohl der Anregung als auch des Mischproduktes ebenfalls stärker werden. Allerdings ist auch klar erkennbar, dass das Verhalten starke statistische Schwankungen aufweist. Die Leistung des variierenden Eingangssignals schwankt zwischen stärkerem Anstieg und Stagnation beim Aufkommen des Mischproduktes, dieses wiederum steigt teils stark nicht-linear an, hat aber teils auch deutlich Einbrüche bei erhöhter Leistung. Einzig der Verlauf der konstanten Anregefrequenz bleibt annähernd linear.

Der Punkt wo das Mischprodukt 2. Ordnung (das stärkste) aus dem Rauschen hervortritt liegt in den gezeigten Fällen bei Eingangsleistungen um 0 dBm und gemessenen Leistungen der Anregungssignale zwischen -30 dBm und -10 dBm. Die Eingangsleistung

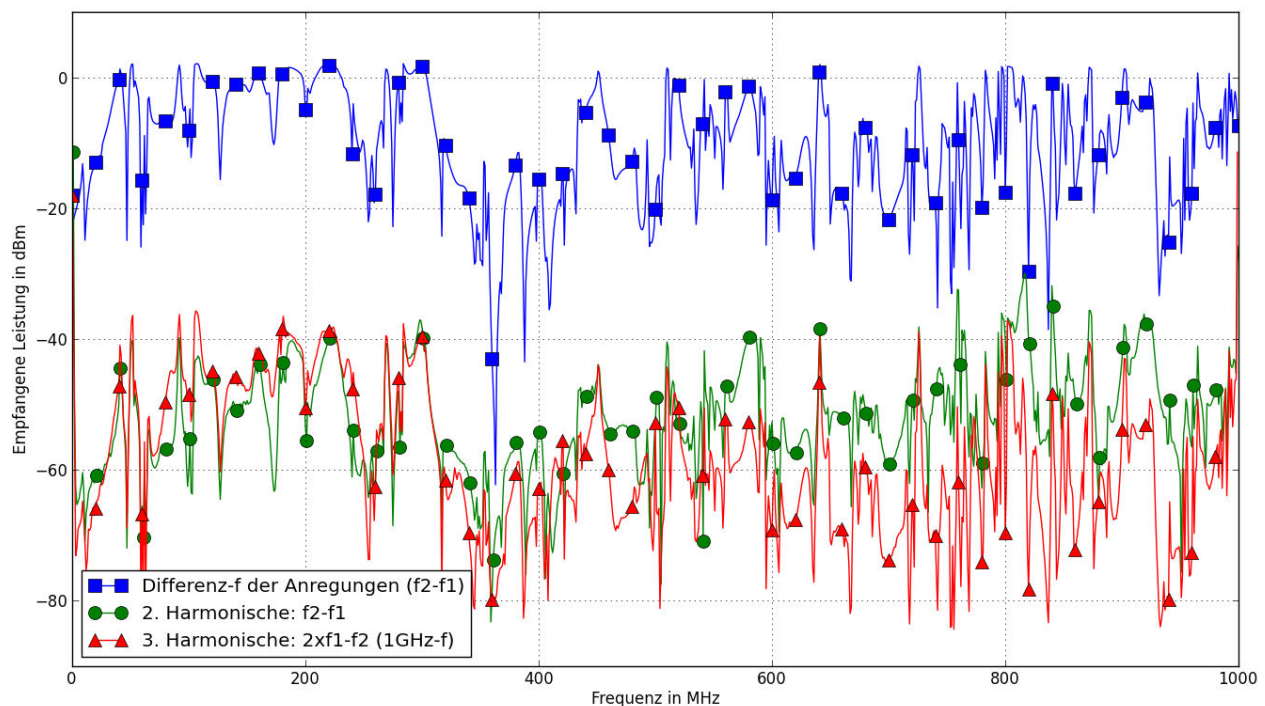


Abbildung 5: Amplitude des frequenzvariablen Eingangssignals und ausgewählter Mischprodukte für Messfrequenzen unterhalb 1 GHz.

f_2 ist von DC bis 1 GHz aufgetragen, läuft aber von 1 GHz bis 2 GHz

Die 3. Harmonische ist invers aufgetragen (von 1 GHz bis DC), daher der aufgetragene Wert bei 50 MHz ist z.B. der gemessene bei 950 MHz wenn die Differenzfrequenz der Anregungen 50 MHz beträgt, f_2 also 1050 MHz ist

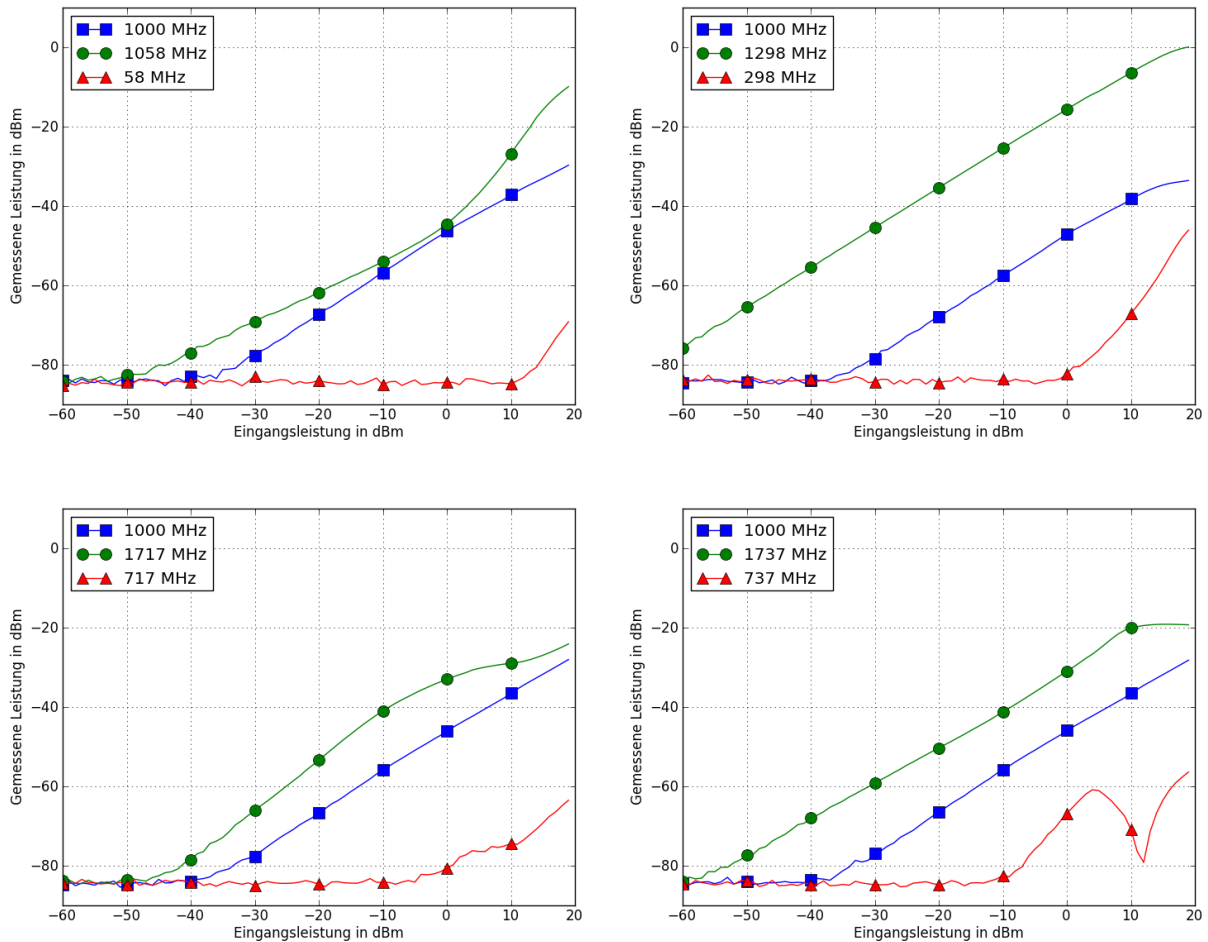


Abbildung 6: Amplitudenabhängigkeit der Anregungssignale und des Mischproduktes 2. Ordnung bei variierender Eingangsleistung für verschiedene Frequenzkonstellationen

entspricht dabei einer Spannung an $50\ \Omega$ von etwa $0.63\ \text{V}$, die gemessene Leistung der Anregungssignale führt zu Spannungen unterhalb von $0.2\ \text{V}$. Die Vorwärtsspannung der verwendeten Diode liegt bei $0.58\ \text{V}$. Daraus läßt sich schließen, dass die Spannungsverhältnisse auf der Leitung deutlich größer sind als es die gemessene Leistung am Port II vermuten läßt.

5 Zusammenfassung

Dieser Beitrag beschäftigte sich mit der Beeinflussung von nichtlinearen Komponenten in Schirmgehäusen. Mit Hilfe von S-Parameter Messungen einer Diodenleitung in einem Rechteckresonator konnte gezeigt werden, wie diese, im Gegensatz zu einer linearen Leitung, auf Leistungsvariationen mit unterschiedlichem Resonanzverhalten reagiert. Bei einer Spektrumsanalyse der Leitung und Beaufschlagung des Resonators mit zwei hochfrequenten Signalen konnte gezeigt werden, wie die Einkopplung der beiden Signale auf die Nichtlinearität auch Störungen weit unterhalb der Frequenzen möglicher Einkoppelpfade hervorbringt.

Fortsetzende Untersuchungen werden sich mit dem genauen Verlauf der Amplitude der

Mischfrequenzen befassen um die Hypothese der Stärke der Mischprodukte rückführend auf die Stärke der Einkopplung der hochfrequenten Signale zu stützen. Weiterhin sollen weitere Leitungsvariationen mit z.B. einer mit Diode abgeschlossenen Leitung messtechnisch untersucht werden um sie mit analytischen Ergebnissen zu vergleichen.

Literatur

- [1] Jasper Goedbloed. *Electromagnetic Compatibility*. Prentice Hall, 1990.
- [2] Leland Hemming. *Architectural Electromagnetic Shielding Handbook*. IEEE Press, 1991.
- [3] Reinaldo Perez, editor. *Handbook of Electromagnetic Compatibility*. Academic Press, 1995.
- [4] David Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2005.

Über die Modellierung der Direktivität statistischer Strahler

M. Sc., Dipl.-Ing. (FH) André Manicke¹, andre.manicke@tu-dresden.de

Dipl.-Ing. Sophie Buchholz¹, andre.manicke@tu-dresden.de

Prof. Dr. rer. nat. Hans Georg Krauthäuser¹, hans_georg.krauthaeuser@tu-dresden.de

1: TU Dresden, Professur für Theoretische Elektrotechnik und EMV

1 Motivation

Messmethoden der elektromagnetischen Verträglichkeit basieren auf zwei unterschiedlichen Ansätzen. Einerseits gibt es feldbasierte Methoden, normalerweise als die klassischen bezeichnet, wie die Freifeldmessung (OATS) bzw. Halb- oder Vollabsorberkammer (SAR; FAR) (z.B. [1]). Andererseits gibt es leistungsbasierte Methoden, gerne als alternative Methoden bezeichnet, wie die Modenverwirbelungskammer (MVK) oder die GTEM-Zelle (Gigahertz Transversal ElektroMagnetisch) ([2, 3]). Die Verbindung zwischen diesen beiden Ansätzen stellt die Direktivität dar, berechnet über¹

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot \Theta(\theta, \phi)}{P_T}, \quad (1)$$

wobei $\Theta(\theta, \phi)$ die richtungsabhängig abgestrahlte Leistung ist und P_T die gesamt abgestrahlte Leistung. Mit Hilfe der Direktivität und der Beziehung [4]

$$U^2 = \frac{1}{AF^2} D \eta \frac{1}{4\pi R^2} P_T \quad (2)$$

aus [], mit AF als Antennenfaktor, η als Empfangseffektivität, D der Direktivität des EUT und R als Abstand zwischen EUT und Empfangsantenne, ist es möglich die gemessene Leistung in MVK oder GTEM (P_T) mit der gemessenen Spannung an der Antenne in OATS, FAR und SAR (U) zu korrelieren. Der Abstand zwischen EUT und Empfangsantenne wurde in diesem Beitrag entsprechend der üblichen Distanz in OATS-Messungen konstant auf 10 m gesetzt.

¹Hier ist die winkelabhängige Direktivität angegeben. Im weiteren Verlauf ist bei Direktivität stets der Maximalwert dieser gemeint.

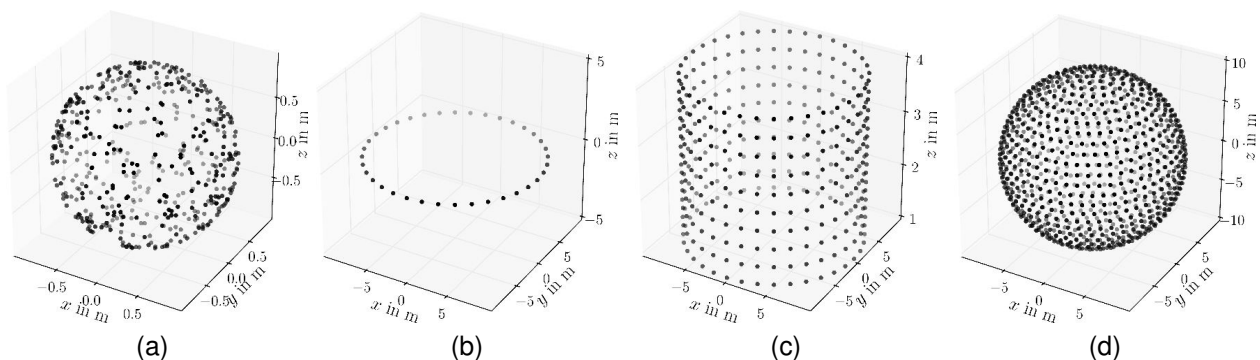


Abbildung 1: Verteilung der Quellpunkte und Aufpunkte: (a) Quellpunkte auf einer Kugeloberfläche; (b) Aufpunkte Ring; (c) Aufpunkte Kugel; (d) Aufpunkte Zylinder

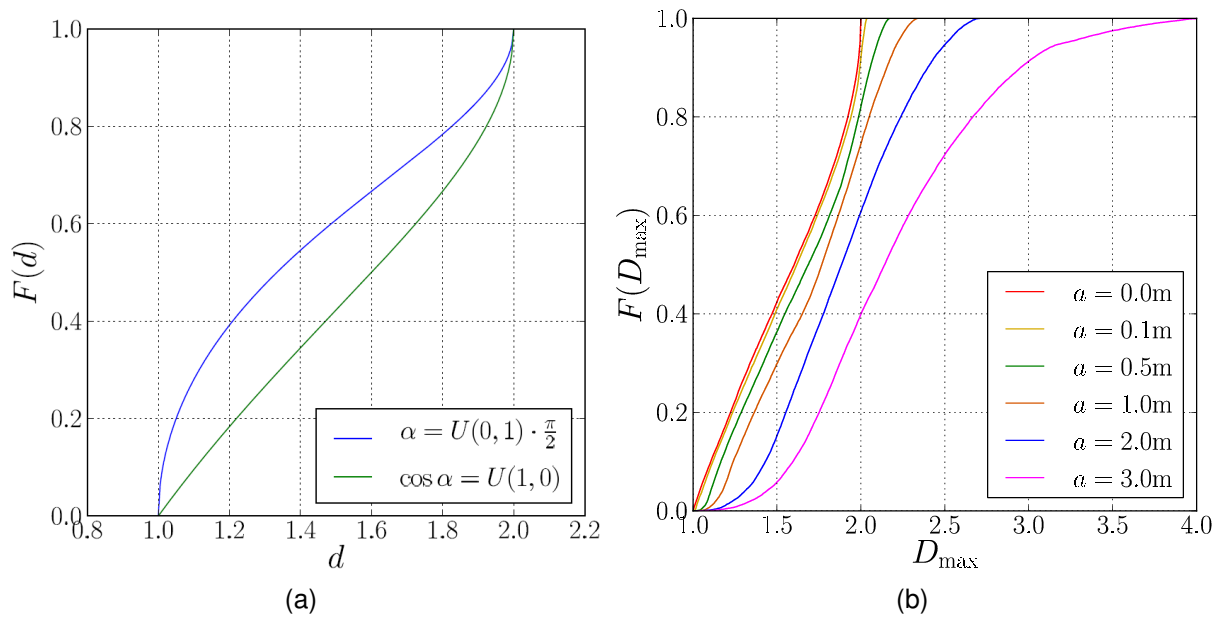


Abbildung 2: Verteilung der Direktivität für einen einzelnen Dipol bei Ringabtastung: (a) im Koordinatensprung; (b) exzentrisch platziert

Für beliebige EUTs ist die Direktivität im Normalfall unbekannt und da unbeabsichtigte Strahler in den meisten Fällen auch nicht von Bedeutung. Bei der Benutzung von alternativen Messmethoden gibt es aber Interesse sie zu kennen, um mit (2) das Messergebnis mit einer klassischen Messung abschätzen zu können. Es existieren bereits diverse Ansätze [5, 6, 7] die Ergebnisse der Messmethoden für beabsichtigte Strahler oder EUTs mit bekannter Direktivität zu korrelieren.

Dieser Beitrag präsentiert eine neuartige Methode die Direktivität und ihre Verteilung von unbeabsichtigten Strahlern mit einem statistischen Modell und mit Hilfe von Monte Carlo Simulationen vorherzusagen.

2 Modell statistischer Strahler

Bekannte Modelle von statistischen EUTs nutzen spärliche Wellenfunktionen [8] oder eine Monte Carlo Simulation von Punktquellen [9]. Diese besitzen teils unerwünschte Eigenschaften [10], weswegen wir die hier präsentierte neue Methode vorschlagen.

Das Modell besteht aus einer Anzahl N_D von Hertzischen Dipolen die auf einer Kugelschale platziert sind welche die elektrische Größe nach

$$ka = \frac{2\pi f}{c} a, \quad (3)$$

bestimmt. Dabei ist f die Frequenz, c die Lichtgeschwindigkeit und a der Radius der Kugel. Die Verteilung der Punkte auf der Oberfläche ist zufällig wie in Abbildung 1(a) gezeigt. Die maximale Direktivität eines Hertzischen Dipols ist 1,5. Aufgrund der Simulation von Messmethoden betrachten wir aber nicht notwendigerweise die Abstrahlung in alle Raumrichtungen. Bei der Simulation von FAR-Messungen tasten wir nur einen Ring an Aufpunkten um den Dipol ab wie in Abbildung 1(b) zu sehen. Wenn sich der Dipol im Mittelpunkt befindet und beliebig orientiert ist läßt sich die Direktivität analytisch beschreiben

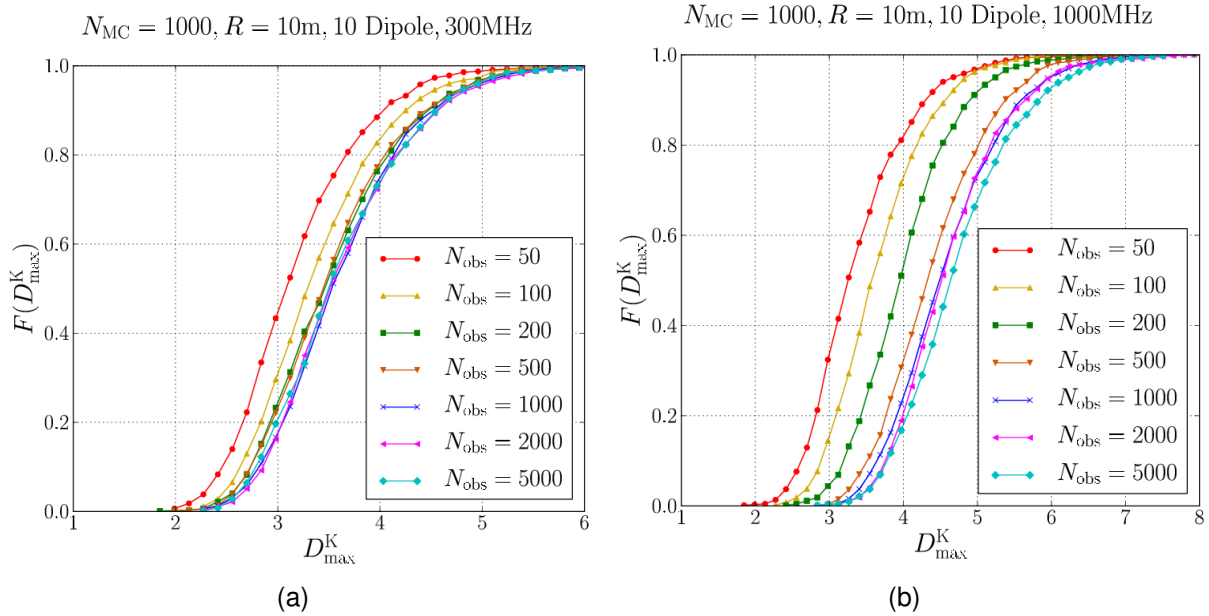


Abbildung 3: Verteilung der Direktivität für Kugelabtastung bei einem EUT mit 0.5 m Radius; (a) bei 300 MHz; (b) bei 1000 MHz

[10] und ergibt sich zu

$$F_{\alpha}(D) = \frac{2}{\pi} \arcsin \sqrt{2 \frac{D-1}{D}} \quad \text{bzw.} \quad F_{\cos \alpha}(D) = -\sqrt{1 - 2 \frac{D-1}{D}} + 1, \quad (4)$$

abhängig davon, ob der Polarwinkel α gleichmäßig oder Cosinus-förmig verteilt wird. Abbildung 2(a) zeigt die Verteilung der Direktivität. Sie schwankt zwischen 1 bei vertikaler Platzierung des Dipols und 2 wenn die Dipolachse in der Ring-Ebene liegt. Der Unterschied in der Verteilung des Polarwinkels ist wichtig, da bei der gleichmäßigen Verteilung sich die Richtungen bzw. Punkte auf der Oberfläche der Kugel an den Polen akkumulieren. Bei Messungen nach OATS bzw. FAR werden Punkte auf einer Zylinderoberfläche abgetastet wie in Abbildung 1(d) zu sehen. Um die Messung in der Simulation komplett abzubilden muss die reflektierende Ebene berücksichtigt werden, die zu höhenabhängigen Interferenzen führt. Im Modell wird das gesamte EUT dafür an der $z = 0$ Ebene gespiegelt, was zu

$$\vec{R}_S = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix} \vec{R} \quad \vec{r}_S = \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \\ 1 \end{pmatrix} \vec{r} \quad (5)$$

führt mit \vec{R} als Position und \vec{r} als Richtung des Dipols und das Indize S als Kennzeichnung für den gespiegelten Fall. Für Dipole außerhalb des Ursprungs ist es nicht möglich die Direktivität für Abtastpunkte auf einem Ring oder einem Zylinder analytisch zu berechnen [10]. Auch die analytische Berechnung der tatsächlichen Direktivität für solche Dipole schlägt fehl. Deswegen ist als 3. Abtastmethode eine Kugelabtastung realisiert, die bei genügend großer Anzahl an Punkten als tatsächliche Direktivität betrachtet wird. Die Simulation folgt folgendem Ablauf. Zuerst werden die Punkte auf der Kugeloberfläche zufällig ausgewählt und das Feld an den Aufpunkten für 3 Dipole berechnet, die entlang der x , y und z -Achse orientiert sind. Das erfolgt für alle Abtastmethoden (Ring, Kugel, Zylinder), alle betrachteten Frequenzen und alle elektrischen Größen.

In der Auswertung wird die gewünschte Anzahl an Quellen aus allen berechneten Punkten ausgewählt, der x -, y - und z -Anteil für eine beliebige Orientierung zufällig überlagert und die Phase für jede Quelle ebenfalls zufällig gesetzt. Mit dieser Vorgehensweise ist es möglich, die Feldberechnungen nur ein mal für alle Quellpunkte durchzuführen und verschiedene Ergebnisse dann für eine bestimmte Parameterkombination zu erhalten. Somit werden für eine Messung eine große Anzahl an EUTs ($N > 100$) simuliert und für diese die Direktivität jeweils berechnet. Diese Anzahl an Direktivitäten ergibt dann die gezeigten Verteilungen, wobei damit immer die kummulierten Verteilungen gemeint sind.

3 Simulationsergebnisse

Validierung In Abbildung 2(a) ist die Verteilung der Direktivität für einen einzelnen Dipol im Koordinatensprung zu sehen. Die simulierte Verteilung für einen exzentrisch platzierten Dipol zeigt Abbildung 2(b). Es ist erkennbar, dass bei Exzentrizität null die Ergebnisse mit denen des analytischen Ergebnisses übereinstimmen, was als Validierung der Simulation gewertet werden kann. Mit steigender Exzentrizität steigt auch die Direktivität, sowohl das Maximum als auch der Mittelwert, was auf die unterschiedlichen Abstände zwischen Dipol und Aufpunkten zurückzuführen ist.

Einfluss der Abtastdichte Hier wollen wir die Abhängigkeit der Abtastdichte zeigen, wobei die Ergebnisse der Kugelabtastung wie beschrieben als Referenz dienen. Für eine reale Größe eines EUTs, nimmt die elektrische Größe nach Gleichung 3 mit steigender Frequenz zu. Abbildung 3 zeigt die kummulierte Verteilung für ein EUT mit 0.5 m Radius bei Frequenzen von 300 MHz und 1000 MHz. Es ist ersichtlich, dass bei höheren Frequenzen, also auch größerem ka , eine höhere Abtastdichte benötigt wird um einen Grenzwert zu erreichen, den wir als tatsächliche Direktivität verstehen. Die gezeigten Kurven variieren großteils im Mittelwert, der mit größerem ka ansteigt. Im nächsten Schritt untersuchen wir deswegen genauer, wie sich der Mittelwert mit Abtastrate, ka und der verwendeten Methode verändert.

Die Variation des Mittelwertes zeigt Abbildung 4. Die Farbcodierung ist auf den mit der jeweiligen Methode berechneten Wert für große N normiert. Es zeigt sich, dass mit steigendem ka die Anzahl an Abtastpunkten steigen muss um die richtige Direktivität zu erhalten. Man erkennt, dass für die doppelte Größe des EUT sich die Anzahl an Abtastpunkten ebenfalls etwa verdoppeln muss. Der Zylinder ist hier ein Spezialfall, da er zwei unabhängige Abtastbereiche, die Höhenauflösung und die Winkelauflösung, hat. Es ist ersichtlich, dass die Höhe weit weniger Punkte benötigt als der Winkel für die gleiche Genauigkeit. Betrachtet man die 3 m Höhendifferenz bei typischen OATS Messungen und vergleicht sie mit 62 m Umfang bei einem Radius von 10 m ist das nicht überraschend. Die Genauigkeit der Winkelauflösung zeigt sich ähnlich bei Ring- und Zylinderabtastung. Hier nicht gezeigt ist der Einfluss der Anzahl an Quellen/Dipolen. Er ist verhältnismäßig klein und zeigt sich nur für kleine N . Bei $N = 1$ ist eine Angabe der elektrischen Größe nicht mehr sinnvoll und es gibt keine Interferenz zwischen Quellen. Für sehr kleine N ist die Möglichkeit gegeben, dass sich die Quellen auf einer Seite der Kugel befinden und damit das vorgegebene ka verringern. Bei größeren N wird dieser Fall statistisch irrelevant.

Einfluss der verwendeten Abtastmethode Im vorigen Abschnitt haben wir die Methoden mit dem Grenzwert derselben verglichen. Hier sollen die Ergebnisse mit dem tatsächlichen Wert, also dem Grenzwert der Kugelabtastung mit sehr hoher Zahl an Abtastpunk-

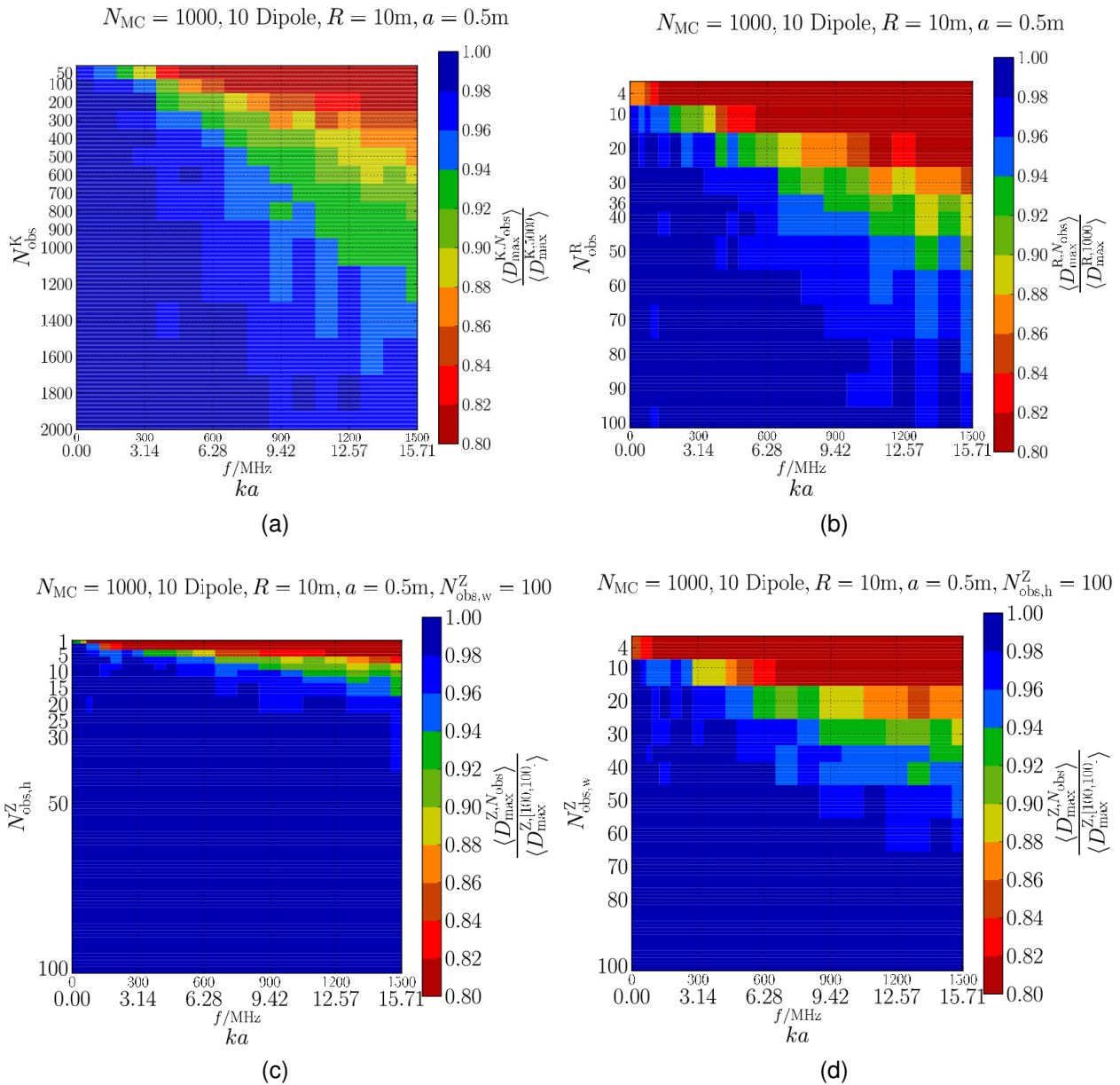


Abbildung 4: Abweichungen des Mittelwerts der Direktivitätsverteilung bei variierender Abtastdichte und Frequenz/elektrischer Größe ka ; (a) Kugel; (b) Ring; (c) Zylinder (Höhe); (d) Zylinder (Winkel)
 (Graustufenhinweis: Die dunklen Werte links unten in den Diagrammen sind solche nahe 1, diejenigen rechts oben sind solche nahe 0.8)

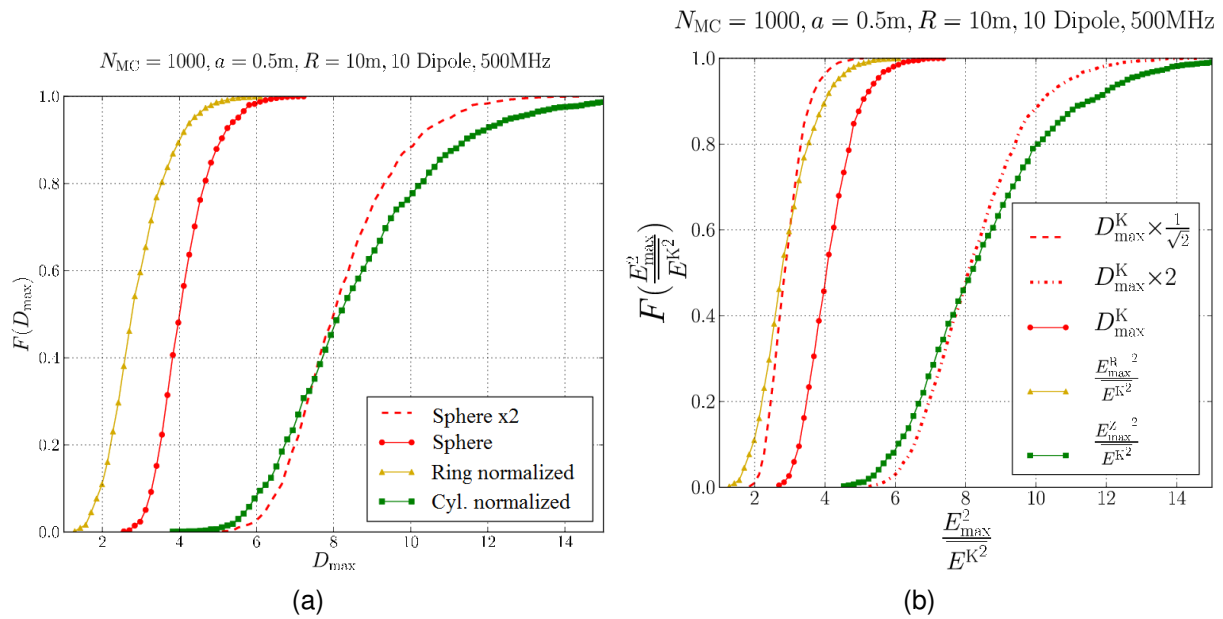


Abbildung 5: Vergleich der Verteilungsfunktion der Direktivität; (a) Berechnet mit dem Mittelwert der selben Methode; (b) Berechnet mit dem Mittelwert der Kugelmethode

ten, verglichen werden. Abbildung 5(a) zeigt die Verteilung der Direktivität wenn Maximum und Mittelwert beide mit der gleichen Methode berechnet werden. Da die Ringabtastung nicht notwendigerweise das Maximum detektiert ist die geschätzte Direktivität geringer als mit den beiden anderen Abtastungen. Die Zylinderabtastung führt zu den größten Direktivitäten, da die auftretenden Interferenzen die möglichen Maxima verdoppeln, der Mittelwert aber kaum beeinflusst wird.

Wird nun das Maximum der jeweiligen Abtastung auf den Mittelwert der Kugelabtastung bezogen zeigt sich das Ergebnis von Abbildung 5(b). Die Unterschiede der Methoden werden größer, was die Unterschiede im geschätzten Maximum der Direktivität noch deutlicher zeigt. Im Allgemeinen überschätzt die Zylindermethode das Maximum und die Ringmethode unterschätzt es. Zusätzlich eingetragen sind die Ergebnisse der verschobenen Kugelmethode, wobei zu sehen ist, dass Zylinder- und Ringmethode flachere Verteilungen zeigen, also höhere statistische Unsicherheit.

Zusätzliche Einflüsse wahrscheinlich weglassen wegen Platz...

4 Analytische Verteilungsfunktion

Oben wurde erläutert, dass es für die Direktivität im nicht-trivialen Fall keine analytische Lösung gibt. Ziel dieses Abschnitts ist, eine analytische Verteilungsfunktion zu finden, die die Ergebnisse aus dem vorangegangenen Abschnitt möglichst genau abbildet und als universelle Beschreibung dienen kann.

Bei Betrachtung der Verteilungsfunktionen zeigt sich, dass das Maximum der Direktivität niemals kleiner als eins werden kann, nach oben aber nicht begrenzt ist. Als Funktionen bieten sich deshalb einseitig begrenzte Verteilungen an, wie die Exponential-, Gamma-, Weibull oder Chi²-verteilung. Für die gezeigten Ergebnisse liefert die Gammaverteilung die beste Übereinstimmung. Ein weiterer Vorteil sind die lediglich zwei Parameter der

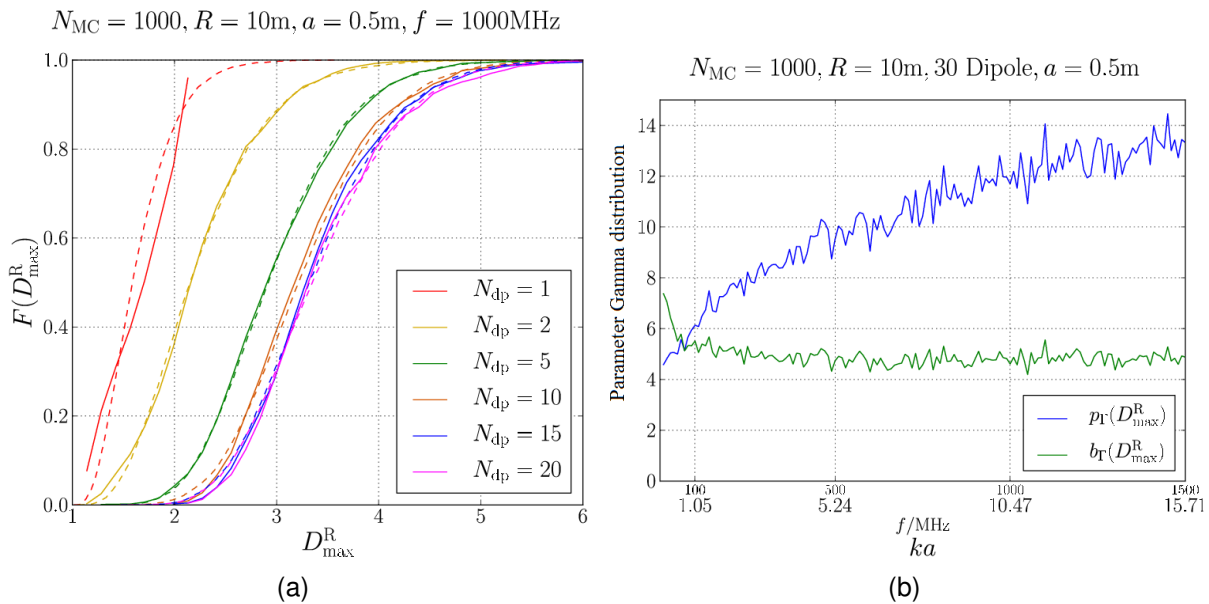


Abbildung 6: Gammaverteilung zur Darstellung der Direktivitätsverteilung; (a) Vergleich von simulierten Werten (durchgezogen) mit der Gamma-Verteilung (gestrichelt); (b) Parameter der Gammaverteilung für variierende ka

Funktion, die aus dem Erwartungswert und der Varianz bestimmt werden können. Die Gammaverteilung ist gegeben durch

$$f(x|b_{\Gamma}, p_{\Gamma}) = \begin{cases} \frac{b_{\Gamma}^{p_{\Gamma}}}{\Gamma(p_{\Gamma})} x^{p_{\Gamma}-1} e^{-b_{\Gamma}x} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases}, \quad (6)$$

wobei die Parameter mit Hilfe von

$$b_{\Gamma} = \frac{E(X)}{\text{var}(X)} \quad \text{und} \quad p_{\Gamma} = \frac{E(X)^2}{\text{var}(X)} \quad (7)$$

bestimmt werden. Da das Minimum der Verteilung bei 1 und nicht bei 0 liegen soll, wird $E(X)$ der Verteilung im vorliegenden Fall mit $E(D_{\max}) - 1$ ersetzt. Ein Beispiel wie gut die Gammaverteilung die im vorangegangenen Abschnitt gezeigten Ergebnisse repräsentiert gibt Abbildung 6(a). Es zeigt sich, dass es für $N \geq 2$ eine sehr gute Übereinstimmung zwischen simulierten Werten und analytischer Verteilung gibt. Für $N = 1$ gibt es keine Interferenz zwischen Quellen und somit passt die Verteilung hier auch nicht. Da ein EUT aber nicht mit nur einer Quelle modelliert werden sollte ist dies kein Nachteil.

Abbildung 6(b) zeigt den Trend der beiden Parameter für einen konkreten Fall. Der Parameter b_{Γ} tendiert gegen 5. Das bedeutet, dass sich Erwartungswert und Varianz in die gleiche Richtung verändern und ihr Verhältnis gleich bleibt. Der Parameter p_{Γ} ist proportional zum Quadrat des Erwartungswertes und bei konstantem b_{Γ} proportional zum Erwartungswert der Direktivität.

5 Zusammenfassung

Dieser Beitrag hat eine neue Methode vorgestellt um die Direktivität unbeabsichtigter statistischer Strahler mit Hilfe von Monte Carlo Simulationen zu beschreiben. Dafür wurden Hertzsche Dipole auf einer Kugeloberfläche verteilt und das Feld auf einem Ring, einer

Zylinderoberfläche und einer Kugeloberfläche berechnet. Der Einfluss der elektrischen Größe, der Anzahl an Quellen und der Abtastrate wurde diskutiert.

Wir haben die Gammaverteilung als passende Verteilungsfunktion vorgeschlagen und gezeigt wie simulierte und analytische Ergebnisse übereinstimmen. Mit Hilfe der Verteilungen können Konfidenzintervalle bei Umrechnung von OATS, FAR und SAR Messergebnissen zu solchen von MVK und GTEM-Zelle bzw. umgekehrt angegeben werden.

Literatur

- [1] IEC 61000-4-22 Ed. 1. Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 4.22: Testing and Measurement Techniques - Radiated Emissions and Immunity Measurements in Fully Anechoic Rooms (FARs), November 2010.
- [2] IEC 61000-4-21 Ed. 2. Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 4.21: Testing and Measurement Techniques - Reverberation Chamber Test Methods. Geneva, Switzerland, February 2010.
- [3] IEC 61000-4-20 Ed. 2. Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 4.20: Testing and Measurement Technologies - Emission and Immunity Testing in Transverse Electromagnetic (TEM) waveguides. Geneva, Switzerland, September 2010.
- [4] H. Krauthäuser. *Grundlagen und Anwendungen von Modenverwirbelungskammern*. Number 17 in Res Electricae Magdeburgenses. Magdeburg, Germany, 1st edition, 2007.
- [5] S. Clay. Improving the Correlation Between OATS, RF Anechoic Room and GTEM Radiated Emission Measurements for Directional Radiators at Frequencies between Approximately 150 MHz and 10 GHz. *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, 2:1119–1124, 1999.
- [6] L. Jansson and M. Backstrom. Directivity of Equipment and its Effects on Testing in Mode-Stirred and Anechoic Chamber. *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, 1:17–22, 1999.
- [7] G. Freyer and M. Backstrom. Comparison of Anechoic and Reverberation Chamber Coupling Data as a Function of Directivity Pattern. *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, 2:615–620, 2000.
- [8] J. Hansen, editor. *Spherical Near-Field Antenna Measurements*. Number 26 in IEE Electromagnetic Wave Series. London, U.K.: Peregrinus, 1988.
- [9] M. T. Ma. A Method of Determining the Emission and Susceptibility Levels of Electrically Small Objects Using a TEM Cell. Technical Report 1040, National Institute of Standards and Technology (NIST), Boulder, Colorado, 1981.
- [10] S. Buchholz. Einflussfaktoren bei der Messung und Modellierung der Direktivität statistischer Strahler. Diploma Thesis, TU Dresden, Germany, 2012.

Qualifikation von TEM Wellenleitern

Eine statistische Analyse

Dipl.-Ing. David Hamann, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik,
Leibniz Universität Hannover, FG Elektromagnetische Verträglichkeit
Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik,
Leibniz Universität Hannover, FG Elektromagnetische Verträglichkeit
M.Sc. May-Britt Konerding, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik,
Leibniz Universität Hannover, FG Elektromagnetische Verträglichkeit
Dipl.-Ing. Uwe Karsten, Teseq GmbH, Kalibrier- und Prüflabor

1. Einleitung

Transversal elektromagnetische (TEM-) Wellenleiter haben sich als kostengünstige und platzsparende Alternative für die Messung der gestrahlten Störaussendung und Störfestigkeit etabliert. Die DIN EN 61000-4-20 [1] (im Folgenden als Standard bezeichnet) beschreibt ihre Anwendung und die erforderlichen Nachweise zur Eignung eines TEM-Wellenleiters. Geometriebedingt entspricht die elektromagnetische Verkopplung zwischen Prüfling und Zellenport Messungen im Fernfeld einer Antenne. Der Nachweis dieser Verkopplung erfolgt durch räumliche Messung der elektrischen Feldstärke im Prüfvolumen des Wellenleiters und durch die Ermittlung von daraus berechenbaren Güteziiffern für die Feldhomogenität sowie die Dominanz des TEM-Modus. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Feldverteilung im Prüfvolumen von verschiedenen TEM-Wellenleitern messtechnisch, simulativ und analytisch untersucht. Die so gewonnenen Daten werden einer statistischen Analyse und Auswertung unterzogen. Es wird ein Verfahren zur Qualifikation von TEM Wellenleitern hergeleitet und auf seine Sensitivität hin untersucht.

1.1 Problemstellung und bisherige Lösungsansätze

Um mit TEM Wellenleitern das Fernfeld einer Antenne nachbilden zu können, müssen vor allem zwei Bedingungen erfüllt sein:

- I. Das elektromagnetische Feld im Prüfvolumen muss homogen sein.
- II. Das elektromagnetische Feld muss rein transversal sein. E-Feld, H-Feld und Poyntingscher Vektor haben also ein Orthogonalsystem zu bilden und der Imaginäranteil des komplexen Poyntingscher Vektors muss Null sein.

Diese Bedingungen stellen einen immer nur angenäherten Idealfall dar. In der Praxis werden für den Nachweis der hinreichend idealen Feldbedingungen zwei Kriterien ausgewertet: Zum Ersten wird die so genannte primäre Komponente der elektrischen Feldstärke auf ihre Homogenität hin untersucht, zum Zweiten wird das Verhältnis der primären und der nächstgrößeren Komponente der elektrischen Feldstärke betrachtet. Diese sekundäre Komponente kann eine unerwünschte oder aber eine durch höhere Moden hervorgerufene Komponente in Ausbreitungsrichtung des elektromagnetischen

Feldes sein. Gemäß Standard werden die drei Komponenten der elektrischen Feldstärke in einer Ebene im Prüfvolumen vermessen. In der ersten Edition des Standards wurden die Feldkomponenten einem zweistufigen Vergleich mit festen Grenzwerten unterzogen. Zunächst musste die sekundäre Komponente in 75 % der vermessenen Punkte mindestens 6 dB unter der primären Komponente liegen. Dieser als Nachweis des TEM Modes bezeichneten Untersuchung folgte dann der Nachweis der Feldhomogenität. Die primäre Komponente der elektrischen Feldstärke in den nach der ersten Prüfung verbliebenen 75 % der Kalibrierpunkte mussten in einem Band von 6 dB liegen. Für eine festgelegte Anzahl von Frequenzen waren höhere Abweichungen zulässig, auf die hier aber nicht weiter eingegangen wird. Dieser erste Ansatz führte jedoch dazu, dass bis zu 25 % der Prüfpunkte bei der Validierung des TEM Wellenleiters nicht berücksichtigt wurden. Daher wird in der zweiten Edition des Standards ein statistischer Ansatz verwendet, in den alle gemessenen Feldstärkewerte eingehen. Unter Annahme von Normalverteilung wird eine Standardabweichung der primären Komponente gefordert, die kleiner als 2,61 dB ist. Statistisch gesehen erfüllen dann 75 % der gemessenen Werte das 6-dB-Kriterium aus Edition 1. Weiterhin wird in Annex B ein statistischer Ansatz für den Nachweis des TEM-Modes beschrieben. Auch hier wird eine Normalverteilung angenommen und darauf aufbauend gefordert, dass die obere Grenze des 75 % Intervalls der Verhältnisse aus sekundärer und primärer Komponente den Wert von -6 dB nicht überschreitet.

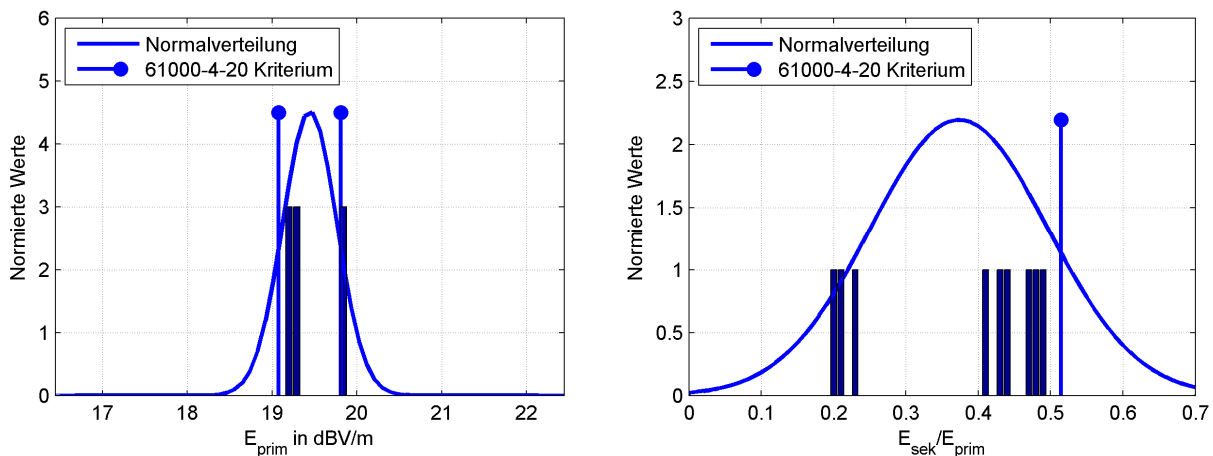


Abbildung 1: Nachweis der Feldhomogenität (links) und des TEM-Modes (rechts) einer GTEM-Zelle.

Abb. 1 zeigt reale Messwerte aus einer GTEM-Zelle. Offensichtlich ist die Feldhomogenität gegeben (links). Doch obwohl alle Verhältnisse aus sekundärer und primärer Feldstärke kleiner als -6 dB sind, liefert die Auswertung der Gleichungen aus der zweiten Edition des Standards eine Gütezahl größer -6 dB, was zum Nichtbestehen des Wellenleiters bei dieser Frequenz führt (rechts). Dieses Phänomen ist auf zwei Ursachen zurückzuführen. Zum einen kann die Annahme der Normalverteilung für das Verhältnis zweier Beträge nicht gültig sein, da dieses niemals negative Werte annehmen wird. Zum anderen führt die Symmetrie der Normalverteilung dazu, dass besonders gute Werte nahe Null eine Erhöhung der Obergrenze des 75 % Intervalls verursachen. Während bereits umfangreiche messtechnische Untersuchungen zur Feldverteilung in GTEM-Zellen durchgeführt wurden [4], [5], werden in dieser Arbeit erstmals Messwerte mit statistischen Ansätzen kombiniert und auf die normative Anwendbarkeit hin bewertet.

1.2 Durchgeführte Untersuchungen und Aufbau

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Messdaten in zwei GTEM-Zellen unterschiedlicher Größe und in einer Crawford-Zelle aufgenommen. Weiterhin wurden Modelle der beiden Zellentypen in CST simuliert. Die Beschreibung der Messungen und Simulationen sind in Kapitel 2 zu finden. Auf diesen Daten basierend erfolgt in Kapitel 3 die statistische Untersuchung der Feldhomogenität. In Kapitel 4 wird der Nachweis des TEM-Modus diskutiert. Dazu werden Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen mit Mess- und Simulationsergebnissen verglichen. Die Verteilungen werden auf ihre Anwendbarkeit, Gültigkeit und praktische Umsetzbarkeit hin untersucht. Von der großen Anzahl an Mess- und Simulationsergebnissen werden exemplarische Beispiele angeführt.

2. Messaufbauten & Simulation

Um Aussagen über die Eignung verschiedener Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen treffen zu können, musste eine sehr große Stichprobe durchgeführt werden. Die in dieser Arbeit verwendeten Datensätze wurden mit einem speziellen Messaufbau und mit Simulationen in CST erzeugt. In allen Fällen wurde die Kalibrierebene größer als vom Zellenhersteller empfohlen gewählt, um Messwerte nahe den Grenzwerten zu erhalten.

2.1 Messaufbauten

Alle Messungen wurden mit einer baukleinen optischen E-Feld Sonde durchgeführt. Die Sonde kann mit den Halterungen im rechten Teil von Abb. 2 in die Messpositionen x , y und z gedreht werden. Dabei ist die z -Achse gemäß dem im Standard beschriebenen Koordinatensystem in Ausbreitungsrichtung des Wellenleiters orientiert. Die y -Achse weist vom Boden zum Septum und die x -Achse bildet mit den beiden anderen ein Rechtssystem. Die Sondenhalterung wird in einer großen Styropor Platte eingesteckt, die wiederum in der zu validierenden gleichförmigen Ebene im Wellenleiter steht. Abb. 2 (links) zeigt den Messaufbau mit Trägerplatte, Sondenhalterung und Sonde.

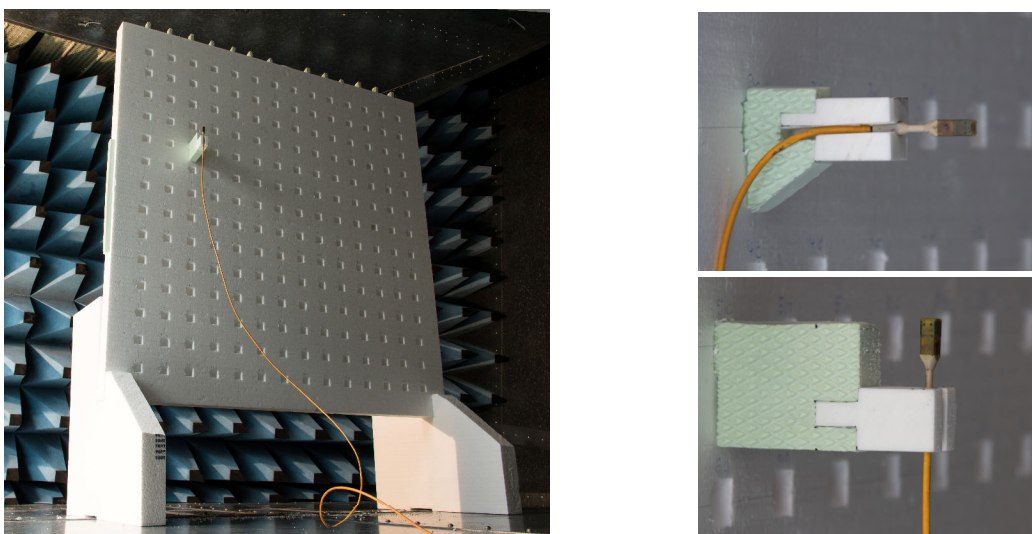


Abbildung 2: Trägerplatte im Prüfvolumen der gtem1750 (links) und Sondenhalterung mit optischer Sonde in x/y -Richtung (rechts oben) sowie z -Richtung (rechts unten).

2.2 Simulationsmodell

Zusätzlich zu den Messungen in den realen Zellen wurden Simulationsmodelle in CST durchgerechnet. Das bereits von Thye [3] erstellte Modell der GTEM-Zelle im linken Teil von Abb. 3 wurde mit Feldsonden versehen und im Zeitbereich durchgerechnet, während das Modell der Crawford-Zelle im rechten Teil von Abb. 3 im Frequenzbereich durchgerechnet wurde. In der gleichförmigen Ebene der jeweiligen Zelle werden insgesamt bis zu 289 Feldsonden platziert. Das Modell der GTEM-Zelle hat aus Symmetriegründen ein gekipptes Koordinatensystem, dessen z-Achse in der Mitte des Septums liegt. Die Zeitsignale der Feldsonden werden nach der Simulation in das im Standard beschriebene Koordinatensystem abgebildet und in den Frequenzbereich transformiert.

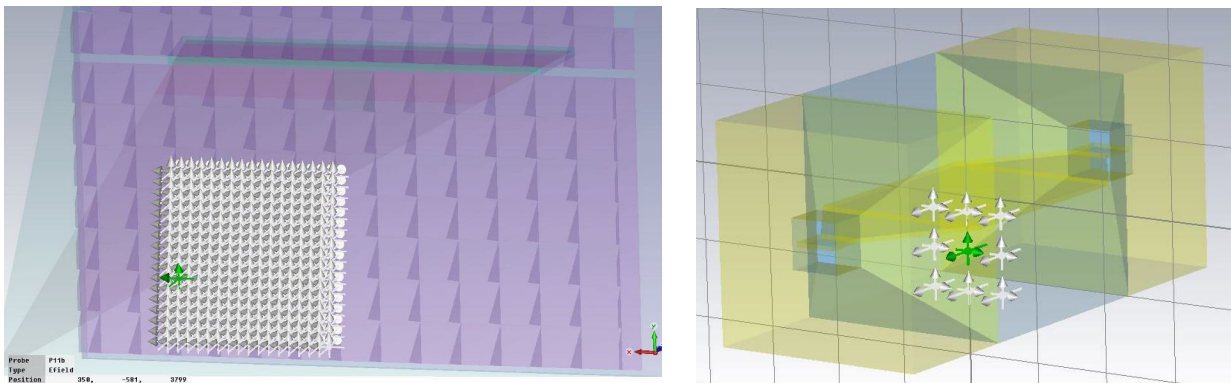


Abbildung 3: Simulationsmodell der gtem1250 (links) und der Crawford-Zelle (rechts) mit Feldsonden.

3. Untersuchung der Feldhomogenität

Der im Standard beschriebene statistische Ansatz für den Nachweis der Feldhomogenität erfolgt unter Annahme von normalverteilten Messwerten für die primäre Feldkomponente. Unter dieser Voraussetzung liegen 75 % der gemessenen Werte in einem Band von 6 dB, sofern die Standardabweichung der Stichprobe kleiner als 2,61 dB ist.

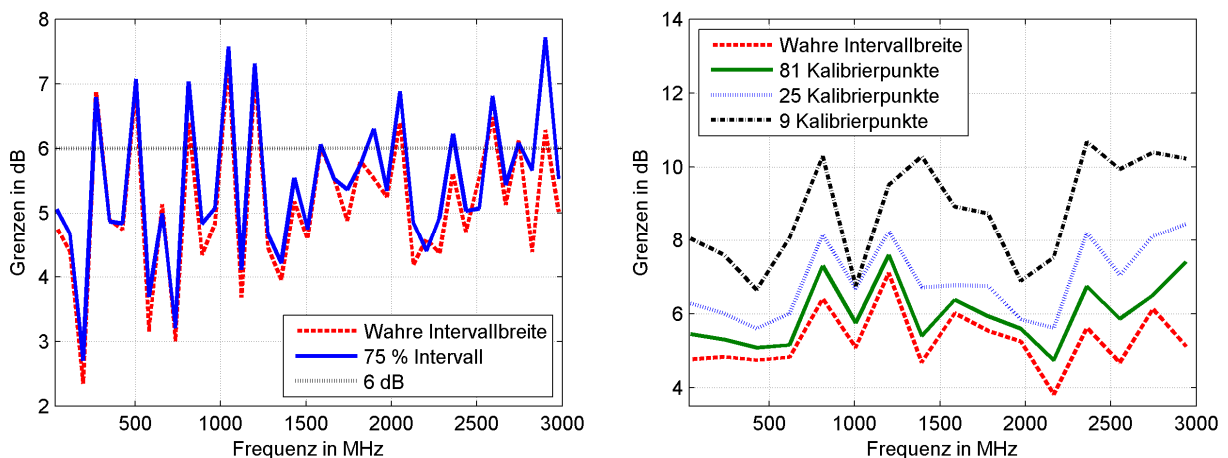


Abbildung 4: Intervallgrenzen (links) und Einfluss der Anzahl der Prüfpunkte (rechts) für die Simulationsergebnisse der gtem1250.

In Abb. 4 (links) ist die Differenz der aus allen 289 Feldsonden berechneten wahren Quantile $Q_{87,5\%}$ und $Q_{12,5\%}$ im Vergleich mit der vom Standard ausgewerteten 1,15 Sigma-Umgebung dargestellt. Die Annahme der Normalverteilung führt hier im gesamten Frequenzbereich zu einer guten Annäherung an die wahren Werte. Allerdings werden vom Standard in einer gleichförmigen Ebene mit dem hier gewählten Querschnitt von 0,8 m x 0,8 m nur neun Kalibrierpunkte vorgeschrieben. Von diesen neun Punkten wiederum liegen acht auf dem Rand der gleichförmigen Ebene und nur einer in der Mitte. Während am Rand der gleichförmigen Ebene die größten Inhomogenitäten auftreten [4,5], wird der Prüfling später etwa an der Stelle des mittleren Punktes stehen. Dieses regelmäßige schwach besetzte Gitter führt im Vergleich zu einem Gitter mit zufällig gewählten Messpunkten immer zu einer schlechteren Einschätzung der Feldhomogenität. Im rechten Teil von Abb. 4 ist die Breite der 1,15 Sigma-Umgebung für verschiedene Anzahlen von Gitterpunkten über der Frequenz dargestellt. Dabei wurden die Gitterpunkte jeweils in einem regelmäßigen Raster aus der Gesamtheit herausgegriffen. Im Vergleich mit dem wahren Wert, wird die starke Unterschätzung der Feldhomogenität durch die geringe Anzahl und die Platzierung der Kalibrierpunkte deutlich. Der Nachweis der Feldhomogenität nach der DIN EN 61000-4-20 muss also als Worst-Case-Abschätzung verstanden werden. Die sich ergebende Standardabweichung der primären Komponente der elektrischen Feldstärke muss kleiner als 2,61 dB sein. Ist sie das nicht, kann der Wert theoretisch durch die Wahl einer größeren Anzahl von Kalibrierpunkten reduziert und damit optimiert werden. Dieses Vorgehen wird vom Standard nicht verboten und ist auch nicht von Nachteil, da mit einer größeren Anzahl von Kalibrierpunkten die Feldhomogenität letztlich genauer und damit besser nachgewiesen wird.

4. Untersuchung des TEM-Modes

Aus den Messungen und Simulationen sind für jede Frequenz Werte der primären und sekundären elektrischen Feldstärke in den Kalibrierpunkten bekannt. Wie im Standard wird als Güteziffer das Verhältnis aus sekundärer zu primärer Feldstärke ausgewertet. Diese Güteziffer wird für eine endliche Anzahl von Frequenzen als Histogramm dargestellt und qualitativ untersucht. Die Normalverteilung nach Gleichung (1) kann das immer positive Verhältnis zweier Beträge grundsätzlich nicht abbilden. Da sie jedoch von der zweiten Edition des Standards herangezogen wird, dient sie als Vergleich für neue Ansätze. Neben der Normalverteilung werden die Rayleigh-Verteilung nach Gleichung (3) und die Gamma-Verteilung nach Gleichung (2) auf ihre Anwendbarkeit hin untersucht [2]. Die Parameter der Verteilungsfunktionen müssen für alle drei Verteilungsdichtefunktionen aus den Messwerten geschätzt werden.

$$f_N(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (1)$$

$$f_G(x) = \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \cdot x^{\alpha-1} \cdot e^{-\beta \cdot x} \quad (2)$$

$$f_R(x) = \frac{x}{s} \cdot e^{-\frac{x^2}{2s^2}} \quad (3)$$

Dabei kommt der Gamma-Funktion eine Sonderrolle zu, da ihre Parameter α und β nur unzureichend aus der Stichprobe geschätzt werden können. Im Fall der hier untersuchten Messwerte musste die Gamma-Verteilung numerisch mit Hilfe von Matlab angepasst werden. Die Parameter σ und μ der Normalverteilung sind Mittelwert und Standardabweichung der gewählten Güteziffer, während der Parameter s der Rayleigh-Verteilung mit Hilfe von Gleichung (4) geschätzt werden kann.

$$s \approx \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{E_{\text{sek}}}{E_{\text{prim}}} \right)^2} \quad (4)$$

In Anlehnung an die Edition 1 des Standards wird nun gefordert, dass statistisch gesehen 75 % der Ausprägungen der Güteziffer kleiner als 0,5 sind – die sekundäre elektrische Feldkomponente in diesen Punkten also 6 dB kleiner als die primäre ist. Dementsprechend wird das Kriterium aus der zweiten Edition des Standards mit den 75 % Quantilen der Gamma- und Rayleigh-Verteilung verglichen. Während sich das Quantil der Rayleigh-Verteilung mit Gleichung (5) in geschlossener Form berechnen lässt, muss das Quantil der Gamma-Verteilung wiederum numerisch bestimmt werden.

$$Q_{75\%} = \sqrt{-2s^2 \cdot \ln(1-0,75)} \quad (5)$$

Abb. 5 zeigt zur Veranschaulichung zwei Histogramme der in der gtem1750 gemessenen Güteziffern zusammen mit den drei auf einheitliche Höhe normierten Verteilungsdichtefunktionen und den sich ergebenden Quantilen.

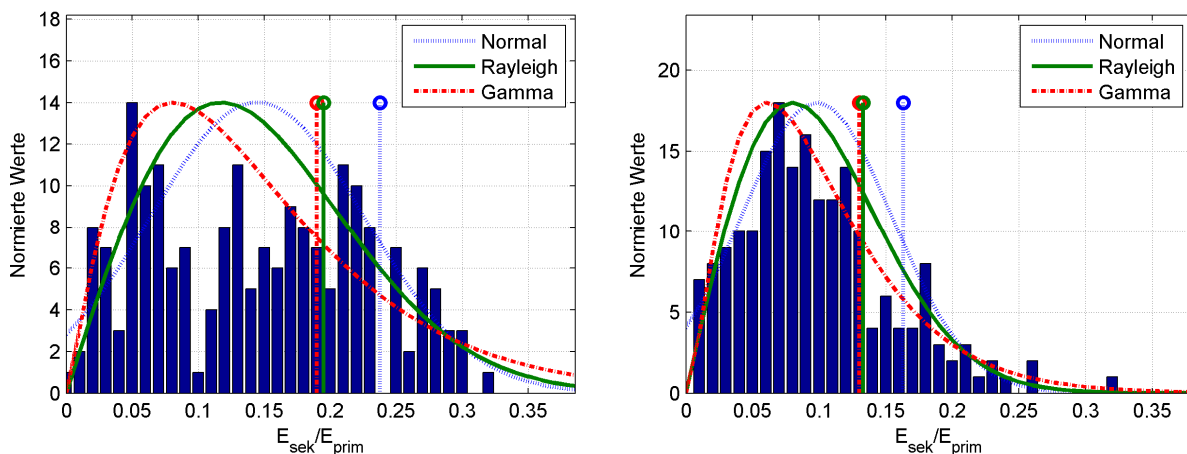


Abbildung 5: Histogramme der Güteziffer des TEM-Modes für zwei Frequenzen in der gtem1750.

Diese Histogramme sind repräsentativ für die im Rahmen dieser Arbeit erfassten Messwerte. Je nach Modenverteilung ergeben sich unterschiedliche Formen des Histogramms. Es lassen sich aber drei Grundaussagen treffen:

- I. Es sind die „guten“ Werte nahe bei Null, die die Normalverteilung aufweiten und zu einer schlechteren Bewertung führen.
- II. Die Gamma-Verteilung liefert die beste Annäherung an die Form des Histogramms für kleine Werte von $E_{\text{sek}}/E_{\text{prim}}$.
- III. Die 75 % Quantile der Gamma- und Rayleigh-Verteilung liegen dicht beieinander.

In Abb. 6 sind die bereits in Abb. 5 eingezeichneten Quantile zusammen mit dem für eine derart große Stichprobe direkt aus den Messdaten zu berechnenden wahren 75 %

Quantil über der Frequenz dargestellt. Die für die beiden Frequenzen in Abb. 5 geschilderte Überschätzung durch das in der Edition 2 des Standards beschriebene Verfahren mit der Normalverteilung ist in breiten Frequenzbereichen erkennbar. Die Rayleigh- und Gamma-Verteilung hingegen nähern den wahren Wert gut an. Darüber hinaus zeigt der rechte Teil von Abb. 6, dass auch die Schätzung des Rayleigh-Quantils aus nur neun der insgesamt 196 Messpunkte das wahre Quantil der 196 Messpunkte hinreichend gut abbildet.

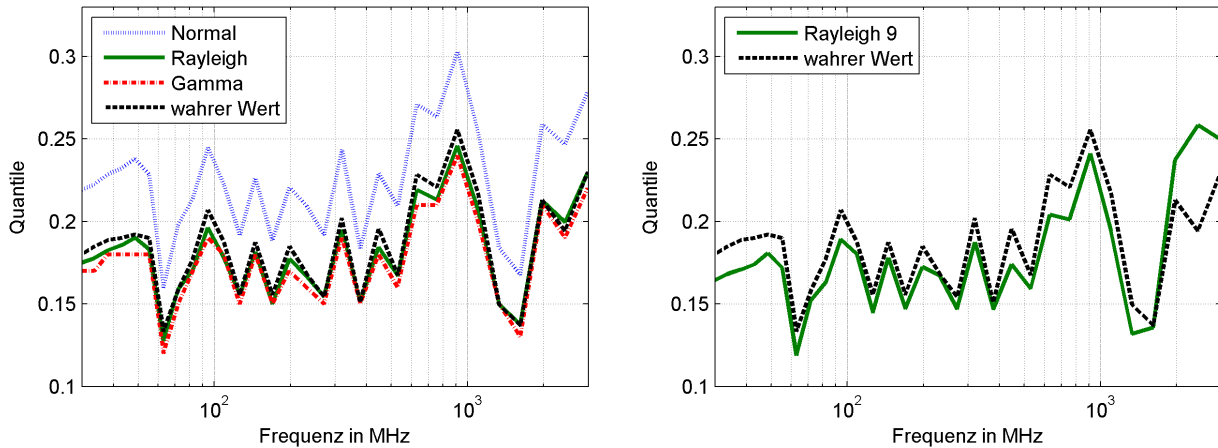


Abbildung 6: Quantile für die Messdaten aus der gtem1750 mit allen (links) und lediglich 9 (rechts) Punkten.

Für die großen Mengen von Messdaten erfolgt die Bewertung der qualitativen Abbildung des Histogramms durch die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion automatisiert. Dafür werden in einem zweiten Schritt für jede Frequenz die Parameter der Verteilungsdichtefunktionen aus den Messwerten geschätzt. Mit diesen Parametern wird numerisch ein äquivalent verteilter Datensatz erstellt und mit den Messwerten in einen Pearson-Korrelationskoeffizienten verrechnet. Dieser Korrelationskoeffizient gibt damit an, wie gut das Histogramm für die jeweilige Frequenz mit dem qualitativen Verlauf der entsprechenden Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung übereinstimmt.

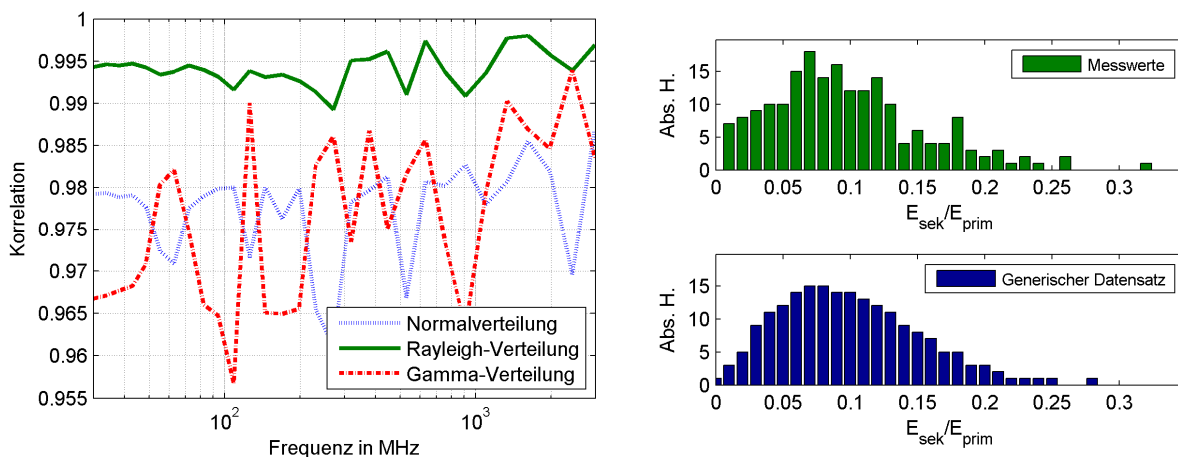


Abbildung 7: Qualitative Bewertung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen (links) durch Korrelation mit numerisch erstellten Datensätzen (rechts).

Abb. 7 zeigt im linken Teil die berechneten Pearson-Korrelationskoeffizienten über der Frequenz und im rechten Teil die Histogramme der Messwerte und einer Rayleigh-

Verteilung mit nach Gleichung (5) aus den Messwerten bestimmten Parameter s und ebenfalls 196 Beobachtungen. Der Verlauf der Korrelationskoeffizienten über der Frequenz zeigt, dass die Rayleigh-Verteilung im gesamten untersuchten Frequenzbereich die beste Abbildung der Messwerte erlaubt. Mit ihrer besseren qualitativen Annäherung und der einfacheren Anpassung an die Messwerte ist die Rayleigh-Verteilung gerade dann die geeignetste Verteilungsfunktion, wenn nur eine kleine Stichprobe zur Verfügung steht.

5. Zusammenfassung

TEM-Wellenleiter können als alternative Testmethode benutzt werden, wenn die Feldverteilung im Prüfvolumen als hinreichend homogen und der TEM-Mode als dominant bestätigt wurden. Die in der ersten Edition der DIN EN 61000-4-20 aufgestellten Bedingungen wurden vom statistischen Ansatz der zweiten Edition nur teilweise korrekt wiedergegeben. Insbesondere für den Nachweis des TEM-Modus war die Annahme von Normalverteilung insofern ungünstig, als dass besonders gute Messwerte zum Nichtbestehen führen konnten. Im Rahmen dieser Arbeit wurden umfangreiche Simulationen und Messungen mit verschiedenen TEM-Wellenleitern durchgeführt. Die so entstandenen Datensätze wurden einer statistischen Analyse unterzogen.

Die Untersuchung der Feldhomogenität zeigt, dass die Annahme von Normalverteilung und die Auswertung gemäß DIN EN 61000-4-20 eine sinnvolle Gütezahl für die Feldhomogenität ergeben. Es wird aber auch gezeigt, dass durch die Wahl einer größeren Anzahl von Kalibrierpunkten die Gütezahl gemäß Standard verbessert werden kann. Dieses Vorgehen strebt für eine große Anzahl von Kalibrierpunkten gegen den wahren Wert der Feldhomogenität und ist damit letztlich nur eine genauere Messung.

Bei dem Nachweis des TEM-Modus mit der Gütezahl gemäß DIN EN 61000-4-20 kommt es durch die Symmetrie der Normalverteilung zu fehlerhaften Annahmen und zu einer Überschätzung des tatsächlich gesuchten Grenzwertes. Mit der Rayleigh-Verteilung wird eine Verteilungsdichtefunktion vorgeschlagen, die die Verteilung der Messwerte besser abbildet. Die mit dieser Verteilung schon aus einer kleinen Anzahl von Kalibrierpunkten berechenbare Gütezahl liefert einen guten Schätzwert für den wahren Wert des gesuchten 75 % Quantils.

6. Literatur

- [1] DIN EN 61000-4-20, „Messung der Störaussendung und Störfestigkeit in transversal-elektromagnetischen (TEM)-Wellenleitern“, DIN, zweite Edition, 2011
- [2] A. Papoulis, S. U. Pillai, „Probability, Random Variables and Stochastic Processes“, 4. Auflage, McGraw Hill, 2002
- [3] H. Thye, „Zur transienten Wellenausbreitung in GTEM-Zellen“, Sierke Verlag, 2012
- [4] K. Haake, J. L. t. Haseborg, „Precise investigation of field homogeneity inside a GTEM cell“, EMC Europe, 2008, S. 559 – 562
- [5] D. Pouché, G. Mönich, „Figures of Merit for Field Homogeneity in TEM Waveguides“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007, Vol. 49, NO. 4, S. 792 – 804

Verbesserung der Korrelation zwischen GTEM-Zelle und Absorberhalle durch Nahfeldmessungen

Dr.-Ing. Moawia Al-Hamid¹, Dipl.-Ing. Steffen Schulze², Prof. Dr.-Ing. Marco Leone¹

¹ Institut für Medizintechnik, O.-v.-G.-Universität Magdeburg, Deutschland

² Würth Elektronik eiSos GmbH, Waldenburg, Deutschland

1 Einleitung

Die GTEM-Zelle kann sowohl für Störemissions- als auch für Störfestigkeitsmessungen verwendet werden. Die Normmessung in der Absorberhalle ist relativ zeitaufwendig. Im Gegensatz dazu ist die Durchführung von Emissionsmessungen in der GTEM-Zelle mit weniger Aufwand verbunden. Wie sich jedoch aus zahlreichen Versuchen in der Praxis gezeigt hat, können in Einzelfällen, insbesondere bei komplexen Prüflingen, beträchtliche Abweichungen zu den Messergebnissen in der Absorberhalle auftreten. Die Norm IEC 61000-4-20 [1] beschreibt einen Emissionstest in einem TEM-Wellenleiter – wie z.B. eine GTEM Zelle – basierend auf der Messung der induzierten Spannung am Zellenport für mindestens drei orthogonale Orientierungen des Testobjektes (DUT). Eine ausführlichere Darstellung der Abstrahlcharakteristik wird mit allen zwölf Orientierungen des DUT erreicht. Frühere Untersuchungen sind in [3] publiziert. In [4] wurden verschiedene Einflussgrößen beschrieben, die zu Unsicherheiten in den gemessenen Spannungen am Zellenport oder in der Korrelation der Emissionsmessungen in TEM-Wellenleitern und speziell in der GTEM-Zelle führen. In [2] wurde eine mögliche Verbesserung der Korrelation durch Verwendung realistischer Werte für die Direktivität des DUTs diskutiert. Durch eine numerische Simulation des verwendeten Prüflings wurde die Direktivität als Funktion der Frequenz bestimmt. Durch Verwendung der variablen Direktivitätswerte bei der Umrechnung wurde insgesamt eine Verbesserung der Korrelation erzielt. Jedoch kann in gewissen Frequenzbereichen selbst bei Anwendung der 12-Positionen-Methode nach [1] eine Überbewertung um bis zu ca. 15 dB gegenüber der Absorberhalle auftreten. Die Bestimmung der frequenzabhängigen Direktivität ist bei komplexen Prüflingen rechnerisch nicht immer möglich. Für die messtechnische Ermittlung der Direktivität wird eine Absorberhalle benötigt.

Der folgende Beitrag ist eine Erweiterung der bisherigen Untersuchungen und beschreibt eine alternative Methode zur schnellen Bestimmung der kritischen Prüflingspositionen mit Hilfe von Nahfeldmessungen. Diese Methode ist einfach und kostengünstig, da nur eine entsprechend empfindliche Nahfeldsonde benötigt wird. Es wurde versucht, die standardisierte Korrelationsmethode nach [1] anhand von Nahfeldmessungen zu verbessern. Für diesen Zweck wurden zwei ähnliche Testobjekte benutzt, die aus einem Referenzstrahler in einem Metallgehäuse mit mehreren Öffnungen bestehen.

2 Beschreibung der beiden Testobjekte

Der Prüfling „1“ besteht aus einem Aluminiumgehäuse, in dem ein Referenzsignalgenerator mit einer Monopolantenne als anregende Feldquelle platziert wurde. Die Front des Gehäuses besteht aus zwei Teilabdeckungen, die so verschoben wurden, dass ein T-förmiger Schlitz entsteht (Abb. 1, li). Der Prüfling weist eine gewisse Symmetrie auf. Die Größe des Gehäuses wurde so gewählt, dass es für die GTEM-Zelle eine möglichst hohe Beladung darstellt, ohne die in der Norm [1] vorgeschriebenen Ausmaße zu überschreiten. Es wurde kein externes Kabel an den Prüfling angeschlossen. Für die später in diesem Beitrag gezeigten Nahfeldmessungen wurden die Schlitz so verändert, dass eine strukturelle Unsymmetrie entsteht. Der Prüfling „2“ besteht aus einem Standard-19“-Gehäuse aus Aluminium mit gelochten Seitenflächen (Abb. 1, re). In das Gehäuse wurde ein batteriegespeicherter Kammgenerator des Typs RefRad X (Seibersdorf Laboratories) integriert. Der nutzbare Frequenzbereich beträgt 10 kHz bis 3 GHz; der Abstand der Spektrallinien wurde auf 1 MHz eingestellt. Der Prüfling entspricht einem realitätsnahen, breitbandig störenden elektronischen Gerät.



Abb. 1: Links: Prüfling „1“, rechts: Prüfling „2“, beide in Orientierung A1.

3 Korrelation mit variabler Direktivität

Der Messaufbau sowohl in der Absorberhalle als auch in der GTEM-Zelle ist aus den Fotos in Abb. 2 ersichtlich.



Abb. 2: Messaufbau für den Prüfling „1“ in der Absorberhalle (links) und in der GTEM-Zelle (rechts).

3.1 Simulation zur Bestimmung der Direktivität

Der Korrelationsalgorithmus, der in der Norm [1] beschrieben wird, verwendet zur Berechnung der äquivalenten, in einer Absorberhalle gemessenen elektrischen Feldstärke, einen Wert für die Direktivität des Prüflings von 3. Dieser Wert resultiert aus einer *worst-case*-Annahme für elektrisch kleine Strahler, deren Strahlungscharakteristik durch eine Superposition von elektrischen und magnetischen Dipolen nachgebildet werden kann. Wie in [2] gezeigt, führt die Annahme einer konstanten Direktivität zu einer Unterbewertung der Störemission in einigen Frequenzbereichen. Die frequenzabhängige Direktivität wurde mit Hilfe einer numerischen Feldsimulation in CONCEPT im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz ermittelt. Das Modell ist zusammen mit der simulierten maximalen Direktivität (pro Frequenz) in Abb. 3 dargestellt. Es wird deutlich, dass die Werte weitaus größer sind als 3, mit einem Maximum von 22 bei 940 MHz.

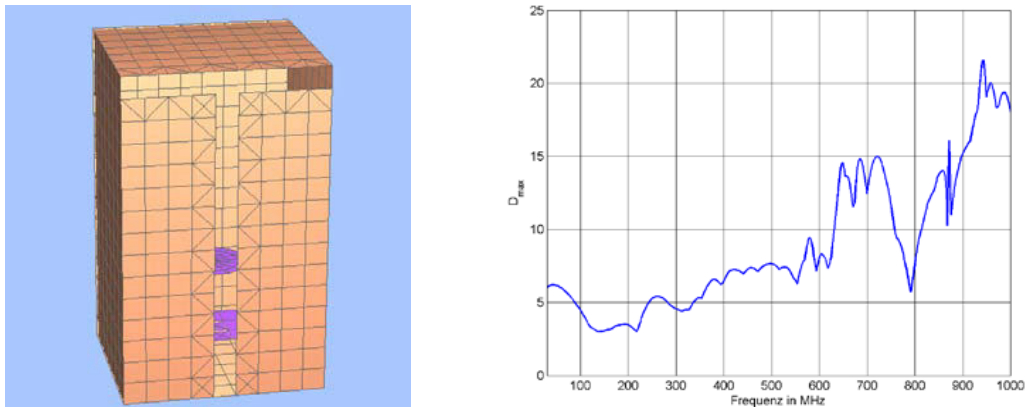


Abb. 3: Numerisches Modell des Prüflings „1“ (links) und berechnete maximale Direktivität (rechts).

3.2 Vergleich der Korrelationsergebnisse

Abb. 4 zeigt für Prüfling "1" den Vergleich zwischen den Messergebnissen in der Absorberhalle und den korrelierten Messdaten in der GTEM-Zelle, bei drei verschiedenen Direktivitätsverläufen.

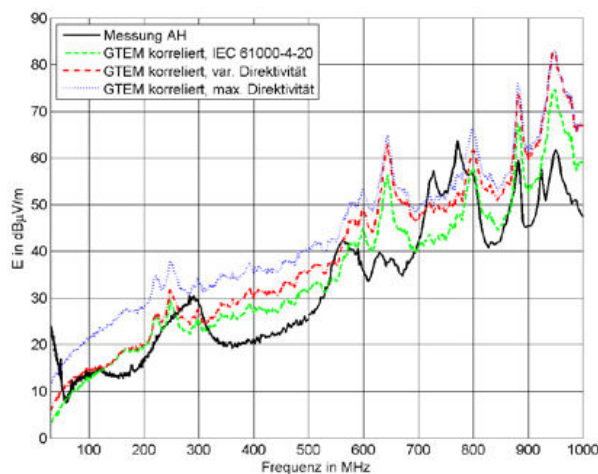


Abb. 4: Vergleich der Abstrahlungsmessung in der Absorberhalle (AH) und in der GTEM-Zelle bei Verwendung verschiedener Werte für die Direktivität (Prüfling "1").

Die Emissionsmessung in der Absorberhalle erfolgte nach der Norm EN 55016-2-3 durch eine Variation der Antennenhöhe von 1 m bis 4 m in 30 cm Schritten und der Drehrichtung des Prüflings zur Antenne in 30° Schritten. In der GTEM-Zelle wurde der Prüfling in der selben Position aufgestellt (Abb. 2). Die Messung der Spannung am Zellenport erfolgte mit Hilfe des Messempfängers ESU 40 der Firma Rohde&Schwarz gemäß der Norm DIN EN 61000-4-20 [1]. Wie aus den Messergebnissen in Abb. 4 zu erkennen ist, liegen bei einigen Frequenzen größere Abweichungen vor. Die Amplituden in der GTEM-Zelle sind auch nicht bei allen Frequenzen überbewertet.

3.3 Einfluss der Lage des Prüflings auf die Störemission in der Absorberhalle

Nach EN 55016-2-3 soll die Störemission eines Prüflings nur in einer Orientierung untersucht werden. Der Hersteller muss angeben, welche Orientierung am häufigsten in Gebrauch ist. Im Falle von tragbaren Geräten oder steckbaren Komponenten, wie z.B. eine Festplatte in einem PC-Gehäuse, gibt es einen Mangel an Klarheit über diese Aussage.

Um die Auswirkungen der verschiedenen Orientierungen eines Prüflings auf die Emissionsmessung zu untersuchen, wurden weitere Messungen an den beiden Testobjekten durchgeführt. Es wurden als Grundposition die zusätzlichen orthogonalen Orientierungen B2, C1 und C2 nach [1] verwendet. Die in der Absorberhalle gemessene maximale Feldstärke (vertikale und horizontale Polarisation) des Emissionsspektrums für die Prüflinge „1“ und „2“ ist in Abb. 5 dargestellt.

Wie die Messergebnisse deutlich zeigen, kann der Einfluss der Objektorientierung in einer Absorberhalle oder der OATS signifikant sein. In unserem Fall treten Abweichungen bis zu 27 dB bei einigen Frequenzen auf. Die gemessene Amplitude in Orientierung B2 beim Prüfling „2“ ist höher als in anderen Orientierungen. Es wird deutlich, dass bei einigen Frequenzen, wie bei 80 MHz oder 420 MHz beim Prüfling 2, in den zusätzlichen Orientierungen B2 und C2 höhere Peaks auftreten als in der Hauptorientierung A1.

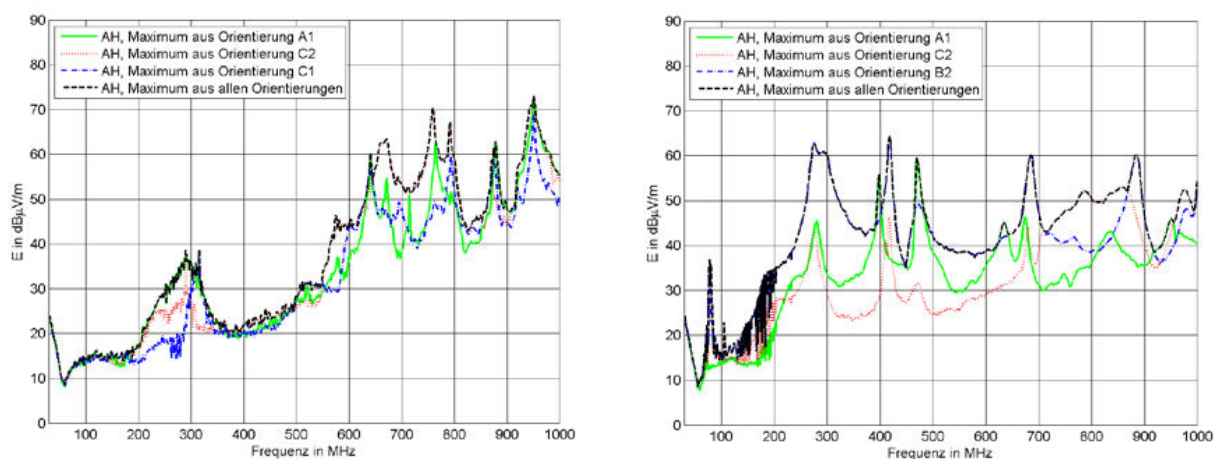


Abb. 5: Referenzmessungen der Strahlungsfeldstärke in der Absorberhalle bei unterschiedlichen Objektausrichtungen: Prüfling 1 (links), Prüfling 2 (rechts).

4 Verbesserung der Korrelation durch Nahfeldmessung

Wie im vorangehenden Abschnitt gezeigt, kann durch die Verwendung einer variablen Direktivität die Korrelation der GTEM-Zellenmessung zur Messung in der Absorberhalle gegenüber einem festen Wert nach DIN EN 61000-4-20 [1] verbessert werden. Jedoch ist die Bestimmung der frequenzabhängigen Direktivität für einen komplexen Prüfling rechnerisch nicht immer möglich oder sehr zeitaufwändig. Für eine experimentelle Bestimmung wäre eine Absorberhalle nötig. Eine einfache Alternative, die in diesem Papier zur Verbesserung der Korrelation vorgeschlagen wird, ist die Durchführung von Nahfeldmessungen zur Ermittlung der kritischen Prüflingspositionen. Bei der anschließenden Messung in der GTEM-Zelle werden dann nur diese Positionen und nicht alle 12 in der Norm vorgeschriebenen Orientierungen verwendet.

Um diese Methode zu validieren, wurde in der Absorberhalle zunächst die Abstrahlcharakteristik der beiden Testobjekte bei verschiedenen Frequenzen, Höhen und Polarisierungen vermessen. Tab. 1 gibt für Prüfling „2“ bei vier ausgewählten Frequenzen einen Überblick über Drehwinkel, Antennenhöhe und Polarisierung, bei den ein Maximum der elektrischen Feldstärke auftritt. Abb. 6 zeigt die gemessenen Abstrahldiagramme bei den vier Frequenzen.

Frequenz	Winkel	Antennenhöhe	Polarisation	Kurve (Abb. 6)
277 MHz	260°	3,2 m	horizontal	rot (*)
396 MHz	315°	3,2 m	horizontal	blau (x)
416 MHz	45°	1,6 m	horizontal	schwarz (+)
468 MHz	110°	2 m	vertikal	grün (o)

Tabelle 1: Prüflingspositionen in der Absorberhalle für maximalen Strahlungspegel bei vier ausgewählten Frequenzen (Prüfling „2“)

4.1 Aufbau Nahfeldmessung

Für die Messung der magnetischen Feldstärke im Nahfeld des Prüflings in der Absorberhalle wurde eine Ringsonde aus dem HZ-11 Set von Rohde&Schwarz mit passendem Vorverstärker und der Spektrumanalysator Rohde&Schwarz FSP 30 verwendet. Die Messung wurde in allen drei Hauptachsen der Sonde in Bezug zum Prüfling durchgeführt. Es wurde eine sehr gute Übereinstimmung der Messergebnisse festgestellt, obwohl dies aufgrund der möglichen Abweichung zwischen elektromagnetischem Nah- und Fernfeld nicht unbedingt zu erwarten war.

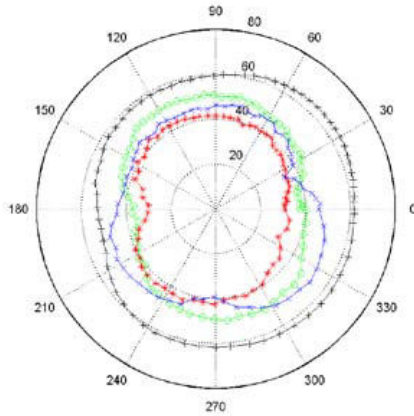


Abb. 6: Abstrahldiagramme (links) und Nahfeldmessaufbau (rechts) vom Prüfling „2“

4.2 Korrelationsergebnisse GTEM-Zelle

Für die Messergebnisse in der GTEM-Zelle wurden verschiedene Vergleiche durchgeführt. Zum einen wird der Vergleich zwischen der 3-Positionen-Methode und der 12-Positionen-Methode nach [1] dargestellt sowie der Vergleich zwischen der 12-Positionen-Methode und der Korrelation mit Hilfe der aus der Nahfeldmessung bestimmten kritischen Prüflingsorientierungen.

4.2.1 Prüfling 1

Wie in Abb. 7 ersichtlich, ist bei Verwendung von nur 3 Orientierungen die korrelierte Feldstärke teilweise stark unterbewertet, vor allem in den Bereichen zwischen 200 MHz und 350 MHz und zwischen 650 MHz und 800 MHz. Bei Verwendung der 12-Positionen-Methode sind die Werte näher an der Absorberhallen-Messung; durch eine Verschiebung der Resonanzen treten aber auch hier Unterbewertungen bis zu 15 dB auf.

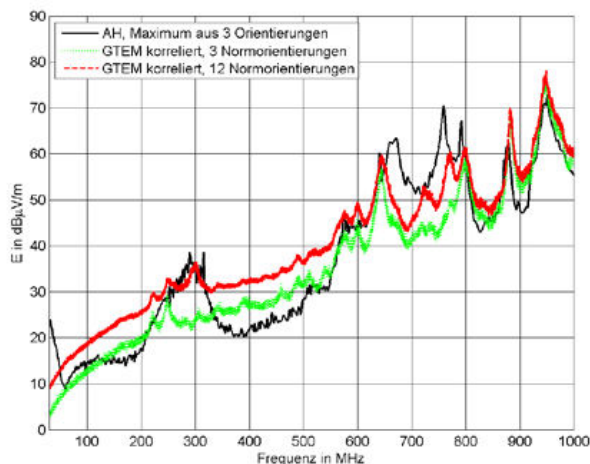


Abb. 7: Vergleich der korrelierten Störfeldstärke nach der 3-Positionen- und 12-Positionen-Methode mit der Messung in der Absorberhalle (AH)

Werden die Positionen aus der Nahfeldmessung herangezogen, ist eine Ähnlichkeit der Amplituden zur 12-Positionen-Methode zu sehen (Abb. 9 links). Die Vielzahl an Positionen resultiert aus der Kombination der 5 identifizierten Winkelbereiche mit den 3 orthogonalen Grundpositionen. In einigen kleineren Frequenzbereichen ist die

Korrelation besser. Bei Reduktion der Anzahl der Positionen (Abb. 9 rechts) tritt nur eine geringe Verschlechterung der Ergebnisse auf.

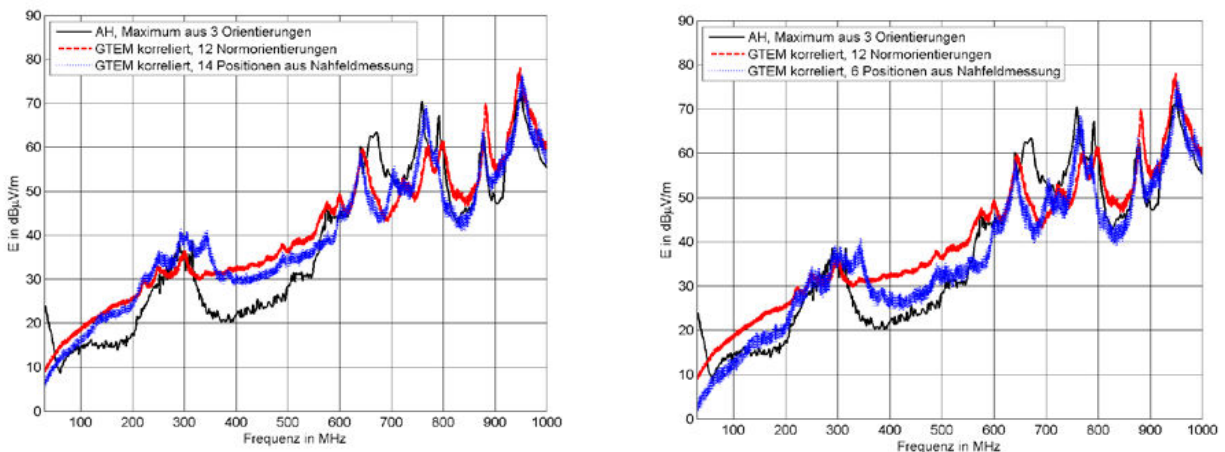


Abb. 8: Vergleich der korrelierten Störfeldstärke mit der Messung in der Absorberhalle (AH), mit der 12-Positionen-Methode, bei Verwendung aller (links) und bei reduzierter Anzahl (rechts) kritischer Prüflingspositionen.

4.2.2 Prüfling 2

Beim Prüfling „2“ sind die Abweichungen in den korrelierten Daten signifikanter als beim Prüfling „1“. Dies wird besonders deutlich beim Vergleich der beiden Norm-Methoden (Abb. 9). Die 12-Positionen-Methode ist wesentlich besser, erfasst aber einige Maxima nicht, z.B. bei 420 MHz, 690 MHz und 890 MHz.

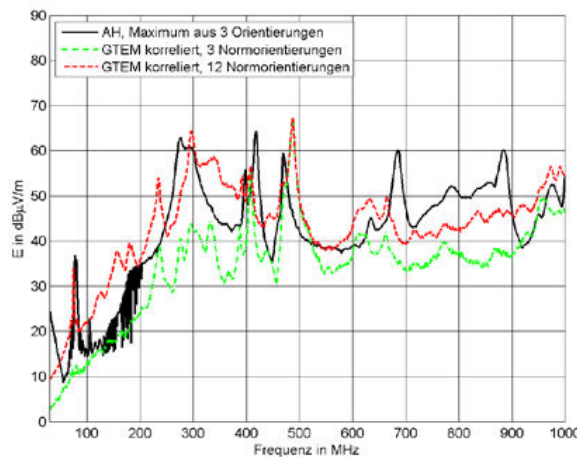


Abb. 9: Vergleich der korrelierten Störfeldstärke nach der 3-Positionen- und 12-Positionen-Methode mit der Messung in der Absorberhalle (AH)

Die Verwendung der Positionen aus der Nahfeldmessung liefert hier besser korrelierte Daten (Abb. 10). Mehrere Maxima im Spektrum werden erfasst, wenn auch mit gewissen Abweichung in der Amplitude. Nahezu im gesamten Frequenzbereich findet eine Überbewertung statt. Eine Verringerung der Anzahl von Positionen von 12 auf 6 liefert auch in diesem Fall noch sehr gute Ergebnisse.

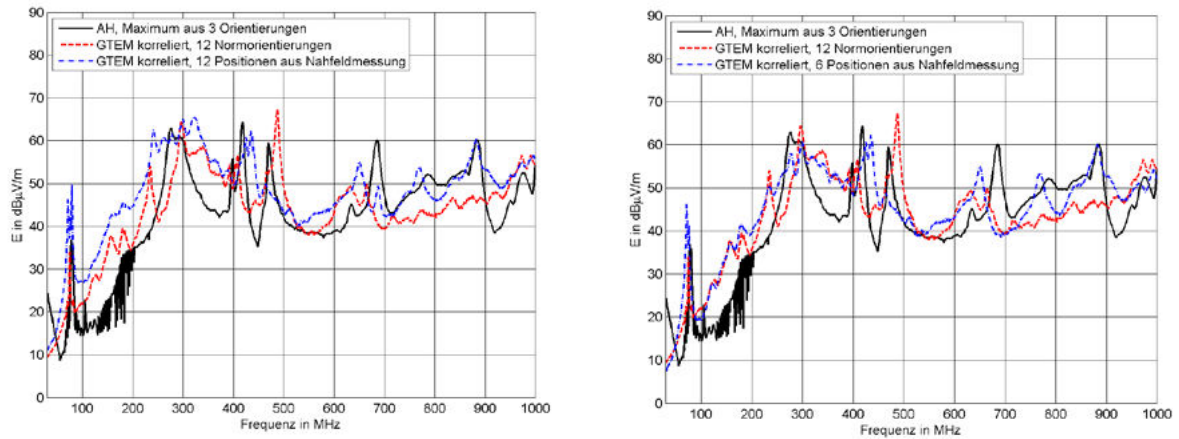


Abb. 10: Vergleich der korrelierten Störfeldstärke bei Verwendung aller (links) und bei reduzierter Anzahl (rechts) kritischer Prüflingspositionen zur 12-Positionen-Methode

5 Zusammenfassung

Der vorliegende Beitrag beschäftigt sich mit der Frage, wie die Genauigkeit der Korrelation von Störaussendungsmessungen in einer GTEM-Zelle gegenüber dem bisherigen Verfahren nach der Norm [1] verbessert werden kann. Eine Möglichkeit ist, für den Prüfling eine frequenzabhängige Direktivität in der Umrechnung zu verwenden, die die Abstrahlcharakteristik genauer nachbildet. Da dies für komplexe Prüflinge messtechnisch bzw. durch Simulation nur mit großem Aufwand realisierbar ist, wurde ein neuer Ansatz vorgestellt, für den keine geschirmte Messumgebung erforderlich ist, sondern nur eine entsprechend empfindliche Nahfeldsonde und ein Spektrumanalysator. Mit Hilfe dieser Nahfeldmessung können die von der Frequenz abhängigen Richtungen, in die der Prüfling die höchsten Strahlungsamplituden aufweist, zuverlässig identifiziert werden. Diese kritischen Positionen werden in der eigentlichen Emissionsmessung in der GTEM-Zelle ausschließlich verwendet. Wie die Vergleiche an zwei realitätsnahen Testobjekten zeigen, werden mit diesem Verfahren insbesondere die Maxima im Frequenzspektrum besser erfasst und eine allzu große Überbewertung in den umgerechneten Daten vermieden.

6 Referenzen

- [1] DIN EN 61000-4-20: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-20: Prüf- und Messverfahren - Messung der Störaussendung und Störfestigkeit in transversal-elektromagnetischen (TEM-)Wellenleitern, 2010
- [2] Al-Hamid, M.; Schulze, S.; Leone, M.: "Possible improvement of the correlation method for GTEM cell emission tests", EMC Europe 2013, Brügge, Belgien, 191–196
- [3] M. Al-Hamid, H.-J. Scheibe, M. Leone, S. Schulze, "Untersuchung der Korrelation zwischen SAC und GTEM-Zelle anhand von Simulationen und Messungen an einem einfachen Prüfling," EMV 2012, Düsseldorf, Deutschland, März 2012, 545–552
- [4] T. E. Harrington, „Catalog of TEM waveguide radiated emissions correlation methods,“ IEEE International Symposium on EMC, vol. 1, August 2002, 486–491

Kopplungs- und Abstrahleffekte bei offenen TEM-Wellenleitern

Ronald Rambousky¹⁾, Heyno Garbe²⁾

- 1) Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien – ABC-Schutz,
Humboldtstr. 100, 29633 Munster
- 2) Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Leibniz Universität
Hannover, Appelstr. 9A, 30167 Hannover

1. Einleitung

Offene TEM-Wellenleiter lassen sich als eine konische Zweileiteranordnung realisieren. Hierzu wird ein flächiger konischer Leiter über eine leitende Grundfläche mit einem bestimmten Öffnungswinkel aufgespannt. Der flächige Leiter lässt sich auch mit Drähten nachbilden, die im Speisepunkt zusammenlaufen. Eine solche Multi-Draht-Struktur kann als ungleichförmige Multi-Transmission-Line angesehen werden, die dann mit der Transmission-Line Super Theory (TLST) behandelt werden kann. Die TLST bietet den Vorteil, dass neben dem klassischen TEM-Mode auch höhere Feldmoden und die elektromagnetische Abstrahlung intrinsisch berücksichtigt werden. Durch Lösen der Leitungsgleichungen mit dem vollständigen Satz der Maxwell'schen Gleichungen erhält man die Stromverteilung auf den Leitungen und kann daraus, mit Hilfe der zum Mehrleitersystem gehörenden Greenschen Funktionen, die elektromagnetischen Feldkomponenten bestimmen. Untersucht wird nun das Resonanzverhalten der transversalen magnetischen Feldkomponente für eine ausgewählte Anzahl von Drähten im offenen TEM-Wellenleiter. Mit Hilfe der TLST wird gezeigt, dass Kopplungswechselwirkungen zwischen den Leitern und elektromagnetische Abstrahlung das Resonanzverhalten des TEM-Modes in dämpfender Weise verändern. Der Beitrag der Verkopplung und der Einfluss der Abstrahlung lassen sich extrahieren. Damit wird deutlich, dass sich die Störeinflüsse bei geschlossenen TEM-Zellen nicht ohne weiteres auf offene Wellenleiter übertragen lassen.

2. Anwendung der Transmission-Line Super Theory (TLST) auf drahtförmige, offene TEM-Wellenleiter

2.1 Die TLST Leitungsgleichung und die Parametermatrix

Die Transmission-Line Super Theory (TLST) [1] - [5] stellt die Umsetzung der vollständigen Maxwell'schen Gleichungen in die Form von Leitungsgleichungen dar. Dies bedeutet, dass außer der Dünndrahtnäherung [6] – es können nur Drähte betrachtet werden, deren Durchmesser klein gegenüber der verwendeten Wellenlänge ist – keine weiteren Vereinfachungen vorgenommen wurden. Somit werden im Gegensatz zur klassischen Leitungstheorie (TLT) [7] neben dem TEM-Mode auch höhere Feldmoden und vor allem Abstrahleffekte intrinsisch erfasst. Ausgangspunkt ist die parametrisierte Darstellung der einzelnen Drähte des Mehrleitersystems durch einen gemeinsamen Parameter ζ . Die Leitungsgleichungen der TLST in der Potenzial-Strom-Darstellung mit konzentrierten

Quellen an den Leitungsanfängen und konzentrierten Abschlüssen an den Leitungsenden lassen sich wie folgt angeben:

$$\frac{\partial}{\partial \zeta} \begin{bmatrix} \varphi(\zeta, f) \\ \mathbf{i}(\zeta, f) \end{bmatrix} + j\omega \bar{\mathbf{P}}^{*(1)}(\zeta, f) \begin{bmatrix} \varphi(\zeta, f) \\ \mathbf{i}(\zeta, f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Die Potentiale auf den Leitungen werden mit $\varphi(\zeta, f)$ und die Ströme mit $\mathbf{i}(\zeta, f)$ bezeichnet und sind in der TLST orts- und frequenzabhängig. Bei einer Anzahl von N Leitungen im Mehrleitersystem stellen die beiden Größen jeweils N -dimensionale Vektoren dar. Entscheidend für die TLST ist, dass die Parametermatrix $\bar{\mathbf{P}}^{*(1)}(\zeta, f)$ nun ebenfalls orts- und frequenzabhängig ist und die Matrixelemente grundsätzlich komplexwertig sind. Bei N Leitungen ist $\bar{\mathbf{P}}^{*(1)}(\zeta, f)$ eine $(2N \times 2N)$ -Matrix. Die Parametermatrix des TLST Leitungsgleichungssystems wird über einen iterativen Prozess berechnet. Die „nullte“ Iteration ist frequenzunabhängig und stellt die Niederfrequenznäherung dar. Es hat sich gezeigt, dass bei den bisher untersuchten Geometrien [8], [9] bereits nach der „ersten“ Iteration mit $\bar{\mathbf{P}}^{*(1)}$ eine ausreichende Genauigkeit der Potentiale und Ströme erreicht werden kann. Die konzentrierten Quellen und Leitungsabschlüsse werden über die Wahl der Randbedingungen berücksichtigt. Die allgemeine Lösung der TLST Leitungsgleichung (1) lautet:

$$\begin{bmatrix} \varphi(\zeta, f) \\ \mathbf{i}(\zeta, f) \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{\zeta_0}^{\zeta}(-j\omega \bar{\mathbf{P}}^{*(1)}(\zeta, f)) \begin{bmatrix} \varphi(\zeta_0, f) \\ \mathbf{i}(\zeta_0, f) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Der Ausdruck $\mathbf{M}_{\zeta_0}^{\zeta}(\dots)$ beschreibt den sogenannten Matrizzanten [10], der auch als Produkt-Integral bezeichnet wird.

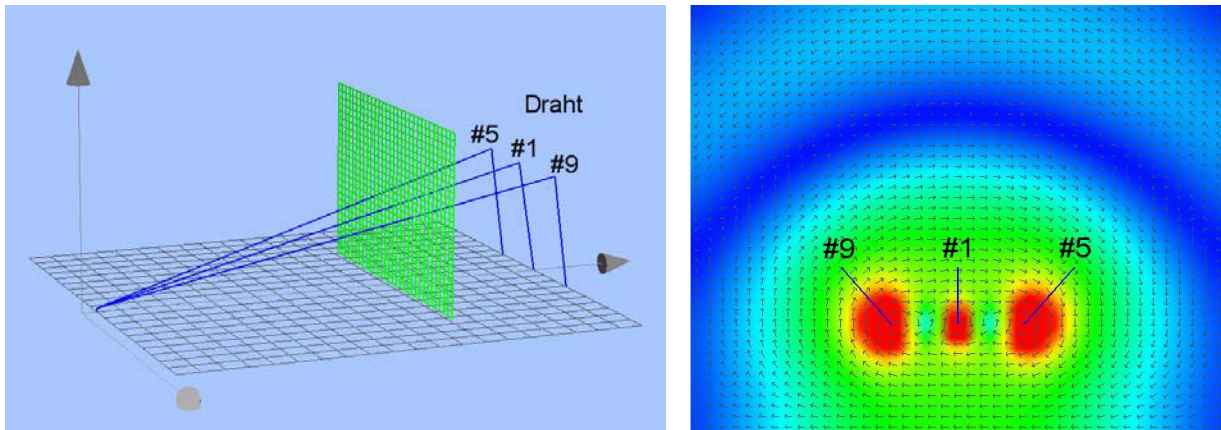


Bild 1: (a) links: TEM-Wellenleiter aus 3 drahtförmigen Leitern; (b) rechts: Magnetisches Feld in der gekennzeichneten Transversalebene des 3-Draht-Modells für eine Frequenz von 500 MHz

2.2 Beispiele für Elemente der Parametermatrix des 3-Draht-Modells

Für die weiteren Untersuchungen wird ein relativ einfaches Mehrleitersystem aus 3 Leitern verwendet, das sich aus den in Bild 1 gezeigten Drähten #1, #5 und #9 zusammensetzt und im Weiteren als 3-Draht-Modell bezeichnet. Da die numerische Umsetzung der TLST keine verzweigten Leitungen zulässt, wird jeder Draht am Anfang mit einer eige-

nen Spannungsquelle (1 V, 150 Ω) gespeist. Dies entspricht einer gemeinsamen Speisung der verbundenen Drähte mit einer Spannungsquelle von 1 V und 50 Ω Innenwiderstand. Bild 2 zeigt ausgewählte Elemente der Parametermatrizen $\bar{\mathbf{P}}^{*(0)}$ und $\bar{\mathbf{P}}^{*(1)}$. $\bar{\mathbf{P}}^{*(0)}$ stellt die zwar ortsabhängige aber frequenzunabhängige Parametermatrix der Niederfrequenznäherung (nullter Iterationsschritt) dar, deren Elemente reellwertig sind. In der Niederfrequenznäherung stellen die Elemente der $\mathbf{P}_{12}^{*(0)}$ -Untermatrix die Induktivitätsbeläge und die Elemente der $\mathbf{P}_{21}^{*(0)}$ -Untermatrix die Kapazitätsbeläge dar. Die symmetrischen Untermatrizen $\mathbf{P}_{11}^{*(0)}$ und $\mathbf{P}_{22}^{*(0)}$ sind wie in der klassischen TLT identisch Null.

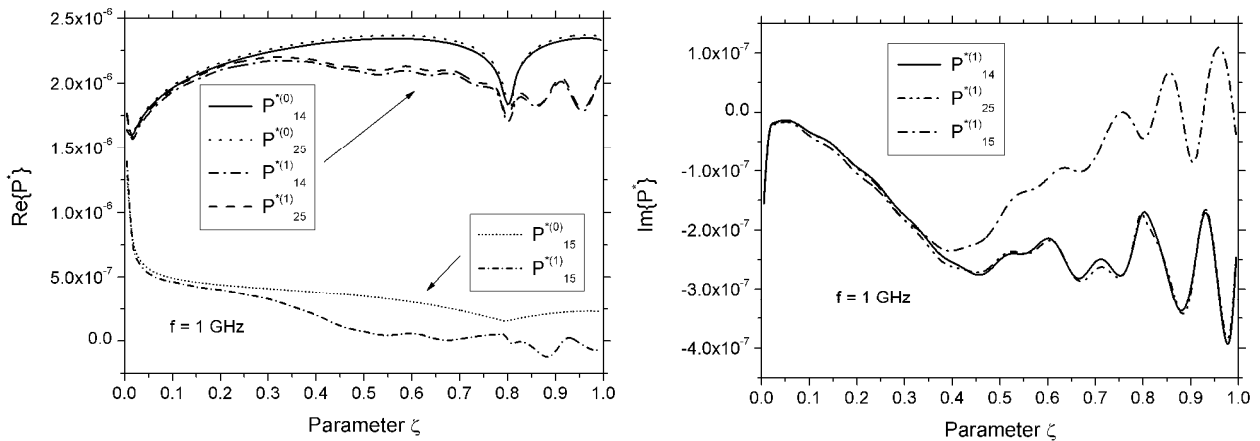


Bild 2: (a) links: Realteile der verallgemeinerten Induktivitätsbeläge (3-Draht-Modell) in nullter und erster Iteration; (b) rechts: Imaginärteile entsprechend

Bei höheren Iterationen kann die Spannung nicht mehr als reine Potenzialdifferenz dargestellt werden, so dass den Parameteren nicht mehr die bekannte physikalische Bedeutung direkt zugeordnet werden kann. Im Bild 2, links, sind die normierten Induktivitätsbeläge des mittleren Drahtes ($P_{14}^{*(0)}$) und des linken Drahtes ($P_{25}^{*(0)}$) gegenüber der Massefläche und der beiden Drähte gegeneinander ($P_{15}^{*(0)}$) dargestellt. Man erkennt sehr gut die Ortsabhängigkeit aufgrund der Ungleichförmigkeit der Leitung. Besonders die Knickstellen führen zu signifikanten Einbrüchen. Geht man von der Niederfrequenznäherung zur vollständigen Lösung nach der ersten Iteration werden die Elemente der Parametermatrix $\bar{\mathbf{P}}^{*(1)}$ komplexwertig und zusätzlich frequenzabhängig. Für den Realteil erkennt man, dass die Maximalwerte über die Leitung kleiner werden und dass im hinteren Bereich (um den oberen Knick) Oszillationen entstehen. Die Imaginärteile der Parameteren, die im klassischen Fall den Induktivitäts- und Kapazitätsbelägen entsprechen, gehen signifikant in die abgestrahlte Leistung P_{rad} [5] des Mehrleitersystems ein.

$$P_{rad} = j \frac{\omega}{4} \int_0^1 \left[\varphi^+ \left(\mathbf{P}_{22}^{*(1)} - \mathbf{P}_{11}^{*(1)+} \right) \mathbf{i} + \mathbf{i}^+ \left(\mathbf{P}_{11}^{*(1)} - \mathbf{P}_{22}^{*(1)+} \right) \varphi + \mathbf{i}^+ \left(\mathbf{P}_{12}^{*(1)} - \mathbf{P}_{12}^{*(1)+} \right) \mathbf{i} + \varphi^+ \left(\mathbf{P}_{21}^{*(1)} - \mathbf{P}_{21}^{*(1)+} \right) \varphi \right] d\zeta \quad (3)$$

Das Zeichen „+“ in (3) bedeutet den/die transponiert und gleichzeitig komplex konjugierten/konjugierte Vektor/Matrix. Obwohl man aus (3) erkennt, dass auch die Real- und Imaginärteile der symmetrischen Untermatrizen $\mathbf{P}_{11}^{*(1)}$ und $\mathbf{P}_{22}^{*(1)}$ zur abgestrahlten Leistung beitragen, kann man die Bereiche hoher Abstrahlung qualitativ am Verlauf der Kur-

ve aus Bild 2, rechts, identifizieren. Die Drähte strahlen überwiegend im hinteren steiler abfallenden Geradenstück und in den Bereichen ausgeprägter Knicke ab.

2.3 Berechnung von Komponenten des elektromagnetischen Feldes

Kennt man die Stromverteilungen $i(\zeta, f)$ auf den Leitungen und die zur Geometrie des Mehrleitersystems gehörenden skalaren Greenschen Funktionen $G_n^s(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$, $n = 1, \dots, N$, lässt sich das magnetische Vektorpotenzial $\mathbf{A}(\mathbf{r})$ berechnen zu:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \mu \sum_{n=1}^N \left[\int_0^1 G_n^s(\mathbf{r}, \mathbf{r}'(\zeta')) \cdot i_n(\zeta') \cdot \mathbf{T}_n(\zeta') d\zeta' \right] \quad (4)$$

Hier wird vorausgesetzt, dass die Leitungen des Mehrleitersystems nach dem gemeinsamen Parameter $\zeta' \in [0,1]$ parametrisiert sind und $\mathbf{T}_n(\zeta')$ den Tangentenvektor an der n -ten Leitung in dem Punkt darstellt, der mit dem Parameter ζ' beschrieben wird. Die skalaren Greenschen Funktionen der Leiter werden bereits bei der iterativen Berechnung der Parametermatrix $\bar{\mathbf{P}}^*$ verwendet. Die aus den Leiterströmen resultierende magnetische Feldstärke ergibt sich schließlich aus der bekannten Beziehung:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A}(\mathbf{r}) \quad (5)$$

3. Kopplung und Abstrahlung bei drahtförmigen TEM-Wellenleitern

Das ungleichförmige Mehrdrahtleitersystem aus Bild 1, links, stellt einen vereinfachten drahtförmigen TEM-Wellenleiter (3-Draht-Modell) dar. Zwischen den in der Praxis gemeinsam gespeisten Drähten treten Kopplungswechselwirkungen und elektromagnetische Abstrahlung auf. Die klassische Leitungstheorie kann zwar Kopplungseffekte zwischen gleichförmig und parallel geführten Drähten beschreiben, versagt aber im Falle der hier vorliegenden ungleichförmigen Mehrfachleiter. Ebenso kann die Abstrahlung mit der klassischen Leitungstheorie nicht behandelt werden. Im Weiteren wird nun gezeigt, dass durch Anwendung der TLST die Kopplungs- und Abstrahleffekte für das betrachtete praktische Beispiel (quantitativ) analysiert werden können.

3.1 Verwendung der vollständigen Lösung der Parametermatrix

Im ersten Schritt werden die Drähte des 3-Draht-Modells einzeln gespeist (1 V, 150 Ω). Die nicht gespeisten Drähte sind im Modell enthalten und am Anfang mit 150 Ω gegen Masse geführt. Am Ende sind alle Drähte kurzgeschlossen. Die Berechnungen der transversalen magnetischen Feldstärke $|H_x|$ erfolgt hier mit der Parametermatrix $\mathbf{P}^{*(1)}$ in der ersten Iteration. Wie in Bild 3, links, zu erkennen ist, stimmen die addierten Teilbeiträge von $|H_x|$ mit dem Verlauf für das gemeinsam gespeiste 3-Draht-Modell überein (Superpositionsprinzip).

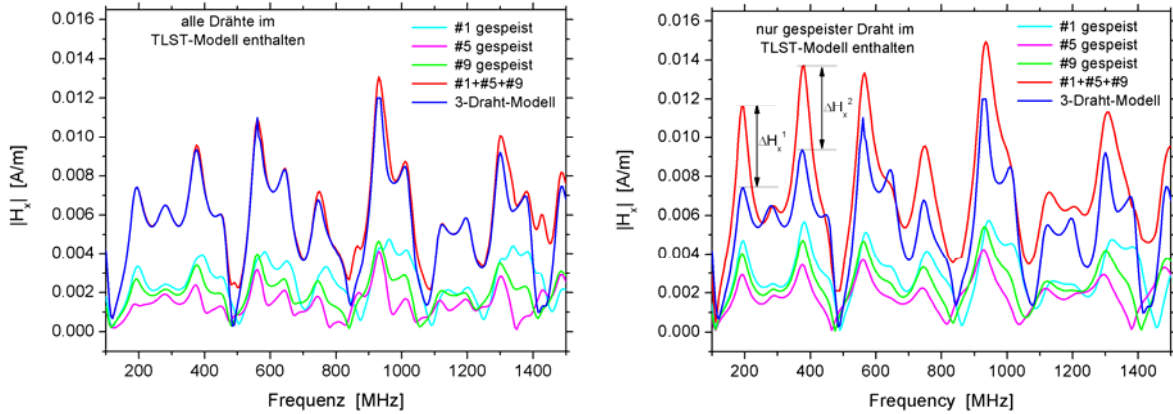


Bild 3: Transversale magnetische Feldkomponenten $|H_x|$ für (a) links, das einzeln gespeiste 3-Draht-Modell und (b) rechts, die einzelnen Drähte ohne der nicht gespeisten Drähte (Verwendung der vollständigen Parametermatrix nach der 1. Iteration)

In Bild 3, rechts, findet die Speisung der einzelnen Drähte ohne die Anwesenheit der nicht gespeisten Drähte im Modell statt. Wie deutlich zu erkennen ist, wird die Summe der Teilbeiträge in den Resonanzpeaks signifikant größer. Eine Wechselwirkung des gespeisten Drahtes mit den nicht gespeisten Drähten war bei dieser Versuchsdurchführung nicht möglich. Die gegenseitige Kopplung der Drähte führt folglich zu einer deutlichen Reduktion der Resonanzerscheinungen in diesem ungleichförmigen Mehrleitersystem.

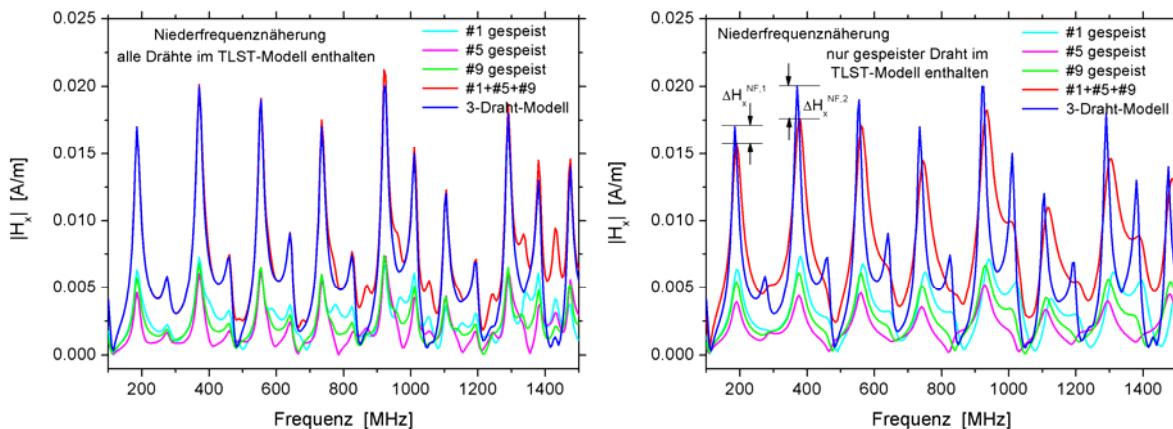


Bild 4: Transversale magnetische Feldkomponenten $|H_x|$ für (a) links, das einzeln gespeiste 3-Draht-Modell und (b) rechts, die einzelnen Drähte ohne der nicht gespeisten Drähte (Verwendung der Parametermatrix in der Niederfrequenznäherung)

3.2 Verwendung der Niederfrequenzlösung der Parametermatrix

Die erste Iteration beschreibt das wahre elektromagnetische Verhalten des betrachteten ungleichförmigen Mehrleitersystems schon recht genau. Die Ergebnisse enthalten sowohl die Abstrahlungs-, als auch die Kopplungseffekte. Hingegen enthalten die Ergebnisse der nullten Iteration mit der Parametermatrix $\bar{\mathbf{P}}^{*(0)}$ der Niederfrequenznäherung zwar Teile der Kopplungswechselwirkung, aber keine Abstrahleffekte. Experimentell kann die Abstrahlung nicht einfach weggelassen bzw. unterdrückt werden, durch Nutzung der Niederfrequenznäherung in der TLST ist es hingegen möglich, die Abstrahleff-

fekte auszublenden. Die Ergebnisse für die transversalen magnetischen Feldstärken aus Bild 4 wurden in äquivalenter Weise zu den Ergebnissen aus Bild 3 erzeugt, nur dass nun die frequenzunabhängige Parametermatrix $\bar{\mathbf{P}}^{*(0)}$ in der Niederfrequenznäherung zur Berechnung der Leiterströme und damit von $|H_x|$ verwendet wurde. Aus Bild 4, links, wird deutlich, dass auch für die Niederfrequenznäherung das Superpositionsprinzip bei der Anwesenheit aller Drähte erfüllt wird. Aus Bild 4, rechts, erkennt man, dass in der Niederfrequenznäherung die Resonanzen für das gemeinsam gespeiste 3-Draht-Modell geringfügig größer sind, als die addierten Teilergebnisse der einzelnen Drähte (ohne der Anwesenheit der nicht gespeisten Drähte). Dieses Ergebnis ist unerwartet, allerdings muss beachtet werden, dass die Berechnungen mit der Parametermatrix $\bar{\mathbf{P}}^{*(0)}$ eine nicht experimentell zugängliche Situation beschreiben.

4. Diskussion der Ergebnisse

Mit den bisherigen Ergebnissen lässt sich nun quantitativ beschreiben, in welchem Maße die physikalischen Effekte der Leitungskopplung und der Abstrahlung zur Reduzierung der Resonanzerscheinungen bei ungleichförmigen Mehrfachleitersystemen beitragen. Bei den Untersuchungen wurden die Leitungen des 3-Draht-Modells bewusst am Ende gegen die leitende Grundfläche kurzgeschlossen, um die entsprechenden Resonanzen anzuregen. Bei der praktischen Verwendung eines drahtförmigen TEM-Wellenleiters als Prüfeinrichtung wird natürlich versucht durch entsprechende Leitungsabschlüsse die Resonanzen a priori zu minimieren.

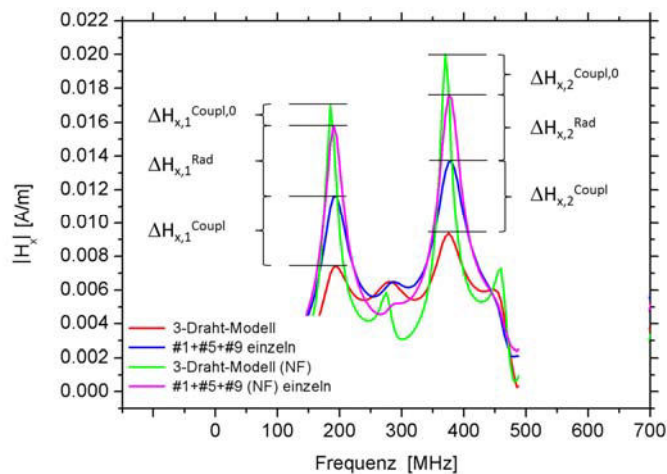


Bild 5: Quantitative Auswertung der Resonanzreduktion durch Kopplungs- und Abstrahlungseffekte beim am Ende kurzgeschlossenen 3-Draht-Modell

Die Ergebnisse für die beiden Resonanzpeaks der transversalen magnetischen Feldstärke $|H_x|$ bei etwa 190 MHz und 375 MHz zeigt Bild 5. ΔH_x^{rad} bezeichnet die Resonanzdämpfung aufgrund der elektromagnetischen Abstrahlung und ergibt sich als Differenz zwischen der Peakhöhe der Niederfrequenzlösung (NF) und der vollständigen Lösung für die einzeln gespeisten Drähte ohne Anwesenheit der nicht gespeisten Drähte. $\Delta H_x^{\text{Coupl}}$ bezeichnet die Resonanzdämpfung aufgrund der (vollständigen) elektromagnetischen Kopplung zwischen den einzelnen Drähten des ungleichförmigen Mehrleitersystems und ergibt sich aus der Differenz zwischen der vollständigen Lösung der einzeln

gespeisten Drähte (ohne Anwesenheit der nichtgespeisten Drähte) und der vollständigen Lösung des gleichzeitig gespeisten 3-Draht-Modells. Denkt man sich den vollständigen Kopplungseffekt zusammengesetzt aus dem Kopplungseffekt des nullten Iterationsschrittes $\Delta H_x^{\text{Coupl},0}$ und dem Anteil aus dem ersten Iterationsschritt $\Delta H_x^{\text{Coupl},1}$, folgt $\Delta H_x^{\text{Coupl},1} = \Delta H_x^{\text{Coupl}} - \Delta H_x^{\text{Coupl},0}$. Im betrachteten Fall ergibt sich die Situation, dass $\Delta H_x^{\text{Coupl},0}$ einen negativen Wert annimmt. Bei einer (theoretischen) Resonanzpeakhöhe von 16 mA/m für das Mehrleitersystem ohne Kopplung und Abstrahlung ergibt sich eine Reduktion der Resonanzpeakhöhe um jeweils etwa 4 mA/m (25%) aufgrund der Kopplungswechselwirkung und der elektromagnetischen Abstrahlung. Dies entspricht einer Gesamtreduktion der – wegen der kurzgeschlossenen Leitungsenden – auftretenden TEM-Mode Resonanzen um etwa 50% aufgrund der Kopplungswechselwirkung und der elektromagnetischen Abstrahlung.

5. Zusammenfassung

Drahtförmige offene TEM-Wellenleiter können als ungleichförmige Mehrleitersysteme aufgefasst werden und daher mit der TLST effizient beschrieben werden. Neben dem TEM-Mode werden auch alle höheren Moden und die elektromagnetische Abstrahlung intrinsisch berücksichtigt. Am Beispiel des 3-Draht-Modells eines drahtförmigen TEM-Wellenleiter wurde gezeigt, dass die Parametermatrix der TLST aus komplexwertigen, orts- und frequenzabhängigen Elementen besteht. Im Wesentlichen beschreiben die Imaginärteile der Parameterelemente die Abstrahlung, die damit auch qualitativ lokalisiert werden kann. Aufgrund der kurzgeschlossenen Leitungsenden kommt es zu Resonanzen des transversalen magnetischen Feldes $|H_x|$ im potenziellen Prüfvolumen des TEM-Wellenleiters. Es konnte gezeigt werden, dass sich Kopplungswechselwirkungen zwischen den einzelnen Drähten und die elektromagnetische Abstrahlung auf die Höhe der Resonanzpeaks von $|H_x|$ auswirken. Diese führen zu einer signifikanten Reduzierung der Resonanzen um etwa 50% bei der untersuchten Resonanzfrequenz von 190 MHz. Die quantitative Bestimmung der Resonanzreduktion wurde durch die Anwendung der TLST auf die einzeln gespeisten Drähte bei Anwesenheit und bei Abwesenheit der jeweils nicht gespeisten Drähte erreicht. Die quantitative Trennung der Anteile für Kopplungswechselwirkung und Abstrahlung konnte durch Anwendung der experimentell nicht zugänglichen Niederfrequenzlösung der Parametermatrix erreicht werden. Die durchgeführten Untersuchungen zeigen, dass die TLST sehr gut geeignet ist drahtförmige TEM-Wellenleiter qualitativ und quantitativ eingehender zu untersuchen und zu charakterisieren.

6. Literaturverzeichnis

- [1] H. Haase and J. Nitsch, "Full-wave transmission-line theory (FWTLT) for the analysis of three dimensional wire-like structures," in Proc. 14th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Zurich, Switzerland, Feb. 2001, pp. 235–240
- [2] H. Haase, J. Nitsch, and T. Steinmetz, "Transmission-Line Super Theory: A new approach to an effective calculation of electromagnetic interactions", The Radio Science Bulletin, vol. 307, pp. 33–60, Dec. 2003
- [3] H. Haase, "Full-wave interactions of nonuniform transmission lines", Dissertation, in Res Electricae Magdeburgenses (MAFO Vol.9), J. Nitsch and Z. Styczynski, Eds., Magdeburg, 2005

- [4] J. Nitsch, F. Gronwald, and G. Wollenberg, “Radiating Nonuniform Transmission-Line Systems and the Partial Element Equivalent Circuit Method”. Chichester, West Sussex, UK: Wiley, 2009
- [5] J. Nitsch and S. Tkachenko, “High-frequency multiconductor transmission-line theory,” *Found. Phys.*, vol. 40, pp. 1231–1252, 2010
- [6] F. Tesche, “The effect of the thin-wire approximation and the source gap model on the high frequency integral equation solution of radiating antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. A-20, no. 2, pp. 210-211, Mar. 1972
- [7] S.A. Schelkunoff, “Transmission Theory of Plane Electromagnetic Waves”, *Proc. I.R.E.*, 25:1457-1492, 1937
- [8] R. Rambousky, J. Nitsch, and H. Garbe, “Analyzing simplified open TEM-waveguides using Transmission-Line Super Theory”, in *Proc. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC Europe 2012, Rome, Italy, Sep. 2012*
- [9] R. Rambousky, J. Nitsch, and H. Garbe, “Application of Transmission-Line Super Theory to multi-wire TEM-waveguide structures”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, PP(99):1-9, 2013
- [10] F. Gantmacher, „The theory of matrices“, Chelsea Publishing Company, New York, 1984

Einfluss elektromagnetisch absorbierender Folien auf Transferpfade in Luftfahrzeugen

M.Sc. Rafael Nunes, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), Institut für Flugsystemtechnik

Dipl.-Ing. Jens Schüür, Technische Universität Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit

1. Einleitung

EMV-Aspekte sind in der Luftfahrt wegen der elektromagnetischen Auswirkungen auf sicherheitskritische Systeme von wesentlicher Bedeutung. Von großem Interesse sind die Beeinflussungen, die durch die zunehmende Nutzung elektronischer Geräte innerhalb des Luftfahrzeuges hervorgerufen werden können. Insbesondere die Navigations- und Kommunikationssysteme (NAV/COM-Systeme), die über empfindliche Antennen verfügen, sind durch ungewollt abgestrahlte Emissionen bedroht. Dabei spielt die Kopplung zwischen den sich in der Kabine befindenden Störquellen und außen montierten Antennen – und somit die Rumpfdämpfung – eine wesentliche Rolle.

Bei der Schirmung von Kabinenfenstern mit leitfähigen Folien stellte sich heraus, dass die Kopplung zu NAV/COM-Systemen im GHz-Bereich um 10 dB abnimmt [1]. Ab ca. 400 MHz verhalten sich Kabinenfenster als relevante Öffnungen in dem ansonsten leitfähigen Flugzeugrumpf [2]. Allerdings hat die Fensterschirmung kaum Einwirkung auf die Kopplung zu NAV/COM-Systemen, die unter 400 MHz operieren. Für diesen Bereich sind die Türen wegen ihrer größeren Abmessungen die wichtigsten Auskoppelstellen [2, 3].

Die Bestuhlung eines Luftfahrzeuges einschließlich seiner Passagiere übt einen dämpfenden Einfluss auf die Wellenausbreitung in der Kabine aus. Im Vergleich zu Messungen in einem unbestuhlten Airbus A320 verringerte sich der Transferpfad zu den VHF-Antennen um etwa 15 dB in einem baugleichen, aber komplett eingerichteten Flugzeug [3]. Simulationen und Messungen zeigen, dass Passagiere die elektromagnetische Energie in der Kabine dämpfen [4-7]. Deshalb kann durch die gezielte Verwendung anderer elektromagnetisch absorbierender Materialien eine Reduktion der Kopplung zu den Flugzeugantennen erzielt werden.

Eine mögliche EMV-Maßnahme ist somit die Integration absorbierender Materialien in die thermoakustische Isolierung des Flugzeuges. Dies wirkt auf den Anteil der von der Störquelle abgestrahlten Energie, die eine Mehrwegeausbreitung in der Kabine aufweist. Die absorbierenden Materialien tragen zur Dämpfung der Wellen bei, bevor diese die Kabine verlassen und in die Flugzeugantennen einkoppeln.

Dieser Beitrag stellt Messungen vor, die mit Absorberfolien unterschiedlicher Anordnung im Forschungsflugzeug ATTAS (einem Kurzstreckenflugzeug VFW 614) des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) durchgeführt wurden. Es wird gezeigt, wie sich die Transferfunktionen zu Flugzeug- und Referenzantennen in unterschiedlichen Fre-

quenzbereichen verändern. Darüber hinaus tragen diese Messungen zum Verständnis der elektromagnetischen Kopplung in Luftfahrzeugen bei.

2. Messaufbau

Der komplexe Transferpfad (Übertragungsfaktor S_{21}) zwischen einer Sendeantenne und verschiedenen Empfangsantennen wird mit einem Netzwerkanalysator gemessen. Die Sendeantenne, eine breitbandige monokonische Antenne, wird von vorne nach hinten im Abstand von jeweils 1 m entlang dem Flugzeuggang verschoben. Um beide Polarisationen gleichzeitig anzuregen, ist die Sendeantenne schräg montiert (45° in der Ebene Flugzeuglänge/Flugzeughöhe, siehe Bild 1b). Tabelle 1 listet die Empfangsantennen und die gemessenen Frequenzbereiche auf. Neben vier Flugzeugantennen stand auch eine Referenzantenne (baugleich zu der Sendeantenne, aber vertikal polarisiert) innerhalb der Kabine als Empfangsantenne. Ein Hochfrequenzrelais vor dem Eingangsport des Netzwerkanalysators ermöglicht das Vermessen aller Empfangsantennen direkt nacheinander, ohne Umbauarbeiten. Der Messaufbau ist in [8] detailliert beschrieben.

Empfangsantenne	Erklärung	gemessener Frequenzbereich	Anzahl gemessener Frequenzpunkte
VHF 1	Very High Frequency (Kommunikation) - Flugzeugantenne	108-152 MHz	253
DME 1	Distance Measuring Equipment - Flugzeugantenne	960-1213 MHz	397
TCAS	Traffic Collision Avoidance System - Flugzeugantenne	1020-1100 MHz	127
Referenzantenne	monokonische Antenne in der Kabine (vertikal polarisiert)	960-1213 MHz	397

Tabelle 1: Empfangsantennen und gemessene Frequenzbereiche

Um verschiedene Teile der Innenkabine auszukleiden, werden metallbeschichtete Absorberfolien mit einem Flächenwiderstand von $100 \Omega/\square$ verwendet. Bei jeder Anordnung von Absorberfolien werden die elektromagnetischen Transferpfade für verschiedene Positionen der Sendeantenne gemessen. Bild 1 zeigt zwei der Messaufbauten. Die genauen Folienkonfigurationen sind im Folgenden aufgelistet:

1. Kabine ohne Folien;
2. Folien an der Kabinendecke und vor dem Druckschott der Kabine;
3. wie bei Punkt 2, mit Folien zusätzlich an den Seitenwänden (inklusive vor den Kabinenfenstern) und an den hinteren Türen (Notausgänge bei der Position 7 m und eine Tür bei der Position 11,5 m);
4. wie bei Punkt 3, mit Folien zusätzlich an den vorderen Türen (Position 2 m);
5. wie bei Punkt 4, mit Folien zusätzlich an den Cockpitfenstern.

Um die Verlässlichkeit der Messergebnisse zu gewährleisten, sind zusätzliche Messungen des Rauschens und des Übersprechens im Messaufbau erforderlich [8]. Da keine signifikanten parasitären Effekte in den Messungen auftreten, sind alle Messdaten uneingeschränkt nutzbar. Die gemessene Dämpfung der Messkabel und des Relais sind aus den Messdaten herausgerechnet.



Bild 1: Absorberfolien a) an der Decke und b) vor dem Druckschott und an den Seitenwänden (inkl. hintere Flugzeugtür und Fenster) mit Sendeantenne im Vordergrund

Das Flugzeug ist innerhalb einer großen Flughalle positioniert. Der Einfluss möglicher Hallenreflexionen kann vernachlässigt werden, da die Flugzeugkabine wie aufgelistet unterschiedlich mit Folie ausgekleidet ist. Damit sind Einflüsse der Halle in allen Messungen vergleichbar und heben sich bei der Auswertung auf.

3. Messergebnisse und Analyse

Bild 2 stellt die Kurven des Transferpfades zwischen der Sendeantenne und der Referenzantenne in der Kabine für drei Folienkonfigurationen dar. Für jede Position der Sendeantenne wird der Transferpfad als das Maximum aller 397 gemessenen Werte (S21) im Frequenzbereich von 960 bis 1213 MHz bestimmt und über die Position der Sendeantenne aufgetragen. Die Grafik überlagert das Bild des Flugzeuges mit der Position der

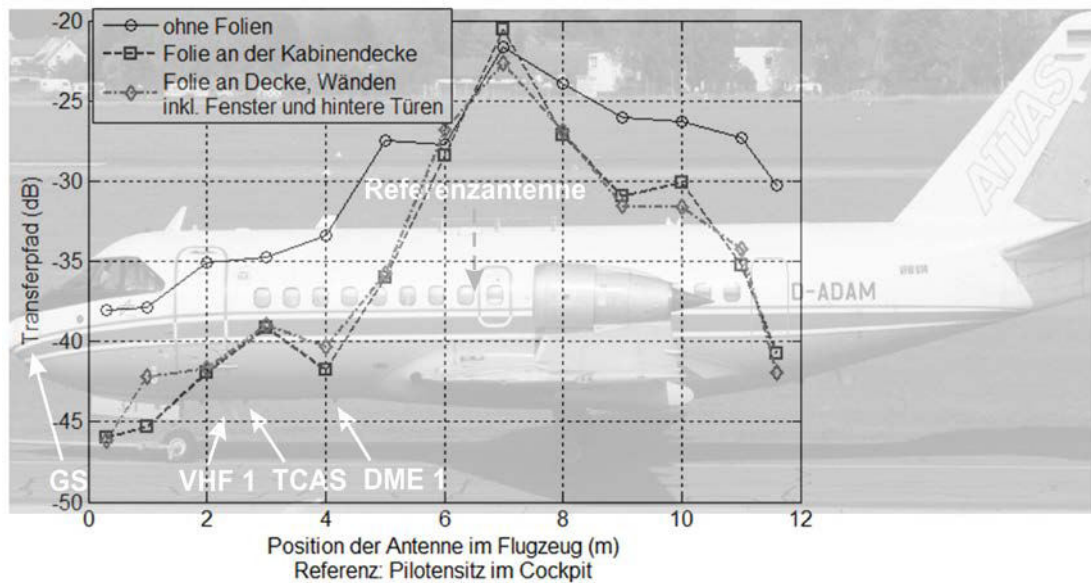


Bild 2: Transferpfad einer Sendeantenne zur Referenzantenne – maximale Werte im Bereich 960-1213 MHz

verschiedenen Antennen. Die Referenzantenne steht an der Position 6,5 m neben dem Mittelgang. Bei nahe beieinander stehender Sende- und Empfangsantenne (Sendeantenne an den Positionen 6 m und 7 m im Mittelgang) ist die Differenz zwischen den Konfigurationen vernachlässigbar. Hier ist der Beitrag der direkten Kopplung zwischen den Antennen dominant und so wirkt die Umgebung wenig auf den gesamten Transferpfad. Erst wenn die Sendeantenne weiter entfernt wird, ist die Mehrwegeausbreitung entscheidend. So bewirken die gedämpften Reflexionen bei den Konfigurationen mit Folien eine Reduktion des Transferpfades. Auffällig ist die Ähnlichkeit der Kurven, die den Konfigurationen mit Folien nur an der Decke und Folien an Decke, Wänden und Fenstern entsprechen. Vermutlich wird die erhöhte Dämpfung bei Reflexionen an ausgekleideten Wänden dadurch kompensiert, dass ein Teil der Energie, der ansonsten die Fenster durchdringen würde, von den Folien in die Kabine zurückreflektiert wird.

Bei der Kopplung zwischen der Sendeantenne und den Flugzeugantennen ist neben der Wellenausbreitung in der Kabine das Entweichen der Energie aus dem Rumpfinnenen wichtig. Bild 3 stellt die Kurven des maximalen Transferpfades zum VHF 1-System des Flugzeuges dar. Die VHF 1-Antenne befindet sich im vorderen Teil des Flugzeuges (ca. bei Position 2,5 m) unter dem Rumpf.

Es ist ersichtlich, dass je dichter die Sendeantenne an dem vorderen Teil der Kabine und dem Cockpit steht, desto weniger die Folien dämpfen. Hierzu gibt es zwei mögliche Erklärungen. Erstens befinden sich insgesamt weniger Absorberfolien in dieser Region im Vergleich zur Mitte und zum hinteren Teil der Kabine. Zweitens steht die Sendeantenne dichter an der VHF 1-Antenne (also wenige Reflexionen in der Kabine bis die Wellen von der VHF 1-Antenne empfangen werden). Bei den anderen Positionen tragen die Folien an der Decke zu einer Reduktion der Kopplung bei (maximale Reduktion von 8 dB bei der Position 6 m). Bei zusätzlich ausgekleideten Türen nimmt der Transferpfad nochmals ab. Das ist insbesondere bei der Position vor den Notausgängen (7 m) zu erkennen.

Im nächsten Schritt werden für alle Messreihen kumulative Verteilungskurven erstellt (Bild 4), wie in [9] gezeigt. Für jede Folienkonfiguration wird eine Kurve dargestellt, der alle gemessenen Frequenzpunkte in allen Positionen der Sendeantenne zu Grunde lie-

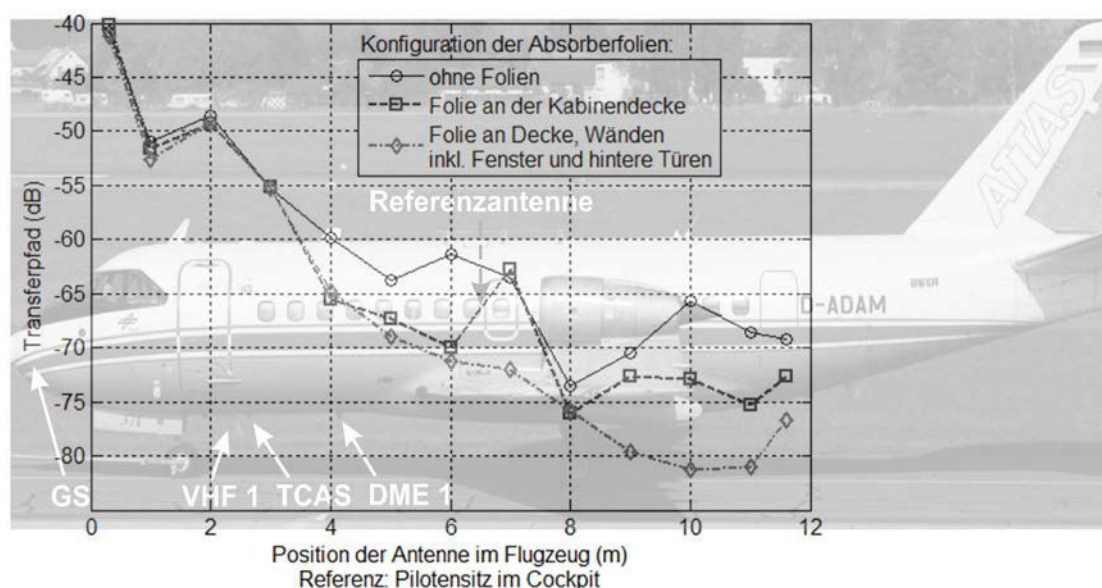


Bild 3: Transferpfad einer Sendeantenne zur VHF 1-Antenne – maximale Werte im Bereich 108-152 MHz

gen. Für die Transferpfadmessungen zum VHF 1-System basiert jede statistische Kurve auf je 253 Frequenzpunkten an 13 Messpositionen (insgesamt 3289 Punkte).

Bild 4 zeigt zwischen 2% und 65% Wahrscheinlichkeit eine Dämpfung von 4 bis zu 6 dB durch die Abdeckung der Decke und von insgesamt 6 bis zu 10 dB mit Folien an Decke, Wänden, Kabinenfenstern und hinteren Türen (die Pfeilen in Bild 4 zeigen eine Dämpfung von ca. 5 dB bzw. 9 dB bei 50% kumulativer Wahrscheinlichkeit). Dies ist vor allem mit den Positionen 4 m-11,5 m der Sendeantenne verbunden. Wenn alle gemessenen Werte durch die statistische Bewertung in Betracht gezogen werden, bleiben die Differenzen zwischen den Kurven konstanter im Vergleich zu Bild 3, in dem nur die maximalen Werte dargestellt werden.

Der obere Teil der statistischen Kurven in Bild 4 entspricht der Region mit der höchsten Kopplung zur VHF 1-Antenne, also dem vorderen Teil der Kabine und dem Cockpit. Weil die Folien laut Bild 3 kaum Auswirkung in diesem Flugzeugbereich haben, liegen die drei Verteilungskurven nahezu gleich für die höheren kumulativen Wahrscheinlichkeiten.

Das Verhalten des Transferpfades zu dem TCAS-System wird in den Bildern 5 und 6 für dieselben Konfigurationen präsentiert. Hier ist der Einfluss der Absorberfolien in einem höheren Frequenzbereich (1020-1100 MHz) zu betrachten.

Für die TCAS-Antenne ist weiterhin festzustellen, dass die Absorberfolien mehr Auswirkung im hinteren Teil des Flugzeuges haben. Während jedoch die Folien im vorderen Teil des Flugzeuges den maximalen Transferpfad zum VHF 1-System kaum beeinflussen, ergibt sich in diesem Bereich eine sichtbare Zusatzdämpfung in der Übertragung zur TCAS-Antenne (Bild 5). Nach der Auskleidung der Kabinenwände ist eine umfassendere Zusatzdämpfung beim TCAS-System als beim VHF 1-System zu erkennen, und zwar für die gesamte Breite von Transferpfadwerten in der statistischen Analyse (Bild 6). Ab ca. 400 MHz [2] nehmen auch die Kabinenfenster die Rolle von Auskoppelstellen ein, und dies sorgt für verteilte Kopplungswege in der Kabine. Mit der dritten Folienkonfiguration werden nicht nur die hinteren Türen als relevante Öffnungen abgedeckt (wie beim VHF 1-System), sondern auch die Kabinenfenster für die Übertragung zur TCAS-Antenne.

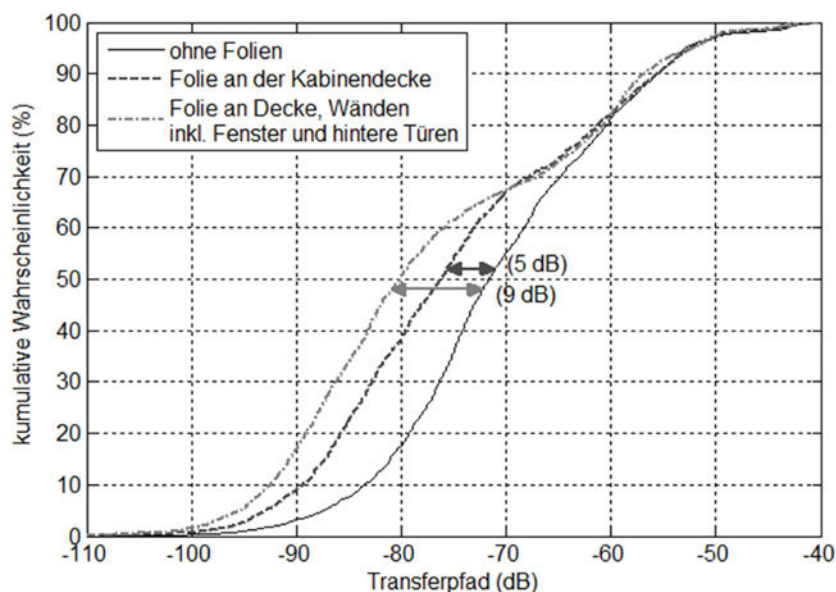


Bild 4: Kumulative Verteilungskurven des Transferpfades zur VHF 1-Antenne (108-152 MHz)

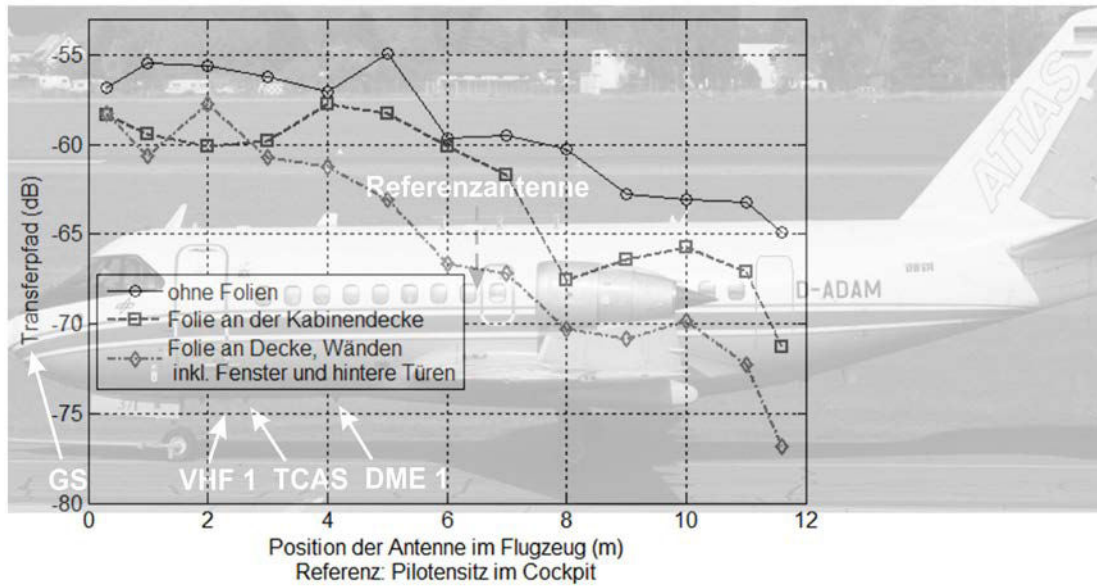


Bild 5: Transferpfad einer Sendeantenne zur TCAS-Antenne – maximale Werte im Bereich 1020-1100 MHz

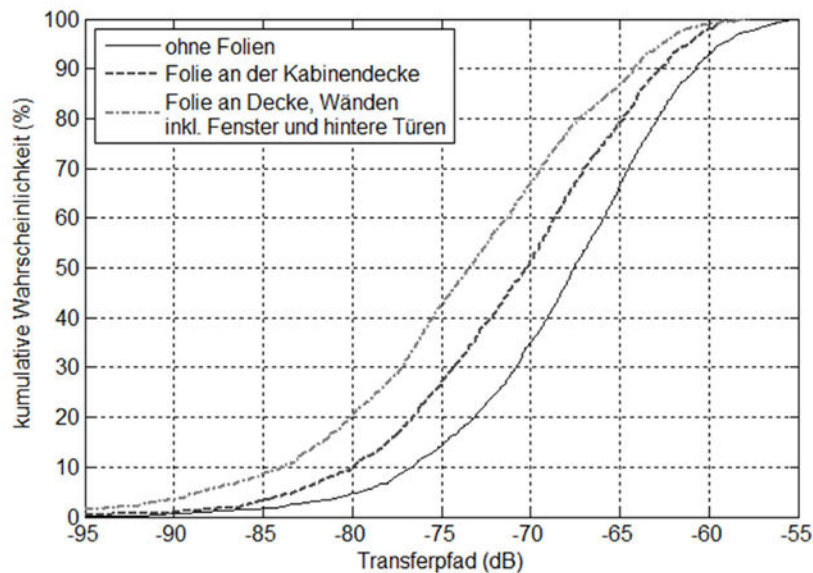


Bild 6: Kumulative Verteilungskurven des Transferpfades zur TCAS-Antenne (1020-1100 MHz)

So ist der Einfluss der Absorberfolien bei dem höheren TCAS-Frequenzbereich (1020-1100 MHz) überall entlang der Flugzeuglänge zu sehen. Trotzdem ist die statistische Reduktion des Transferpfades, die durch die Auskleidung mit Absorberfolien erzielt wird, etwas kleiner bei TCAS als bei VHF 1 (Tabelle 2).

Empfangsantenne	Frequenzbereich	Zusatzdämpfung bei 50% der statistischen Verteilungskurven (im Vergleich mit der Konfiguration ohne Folien)	
		Folien an der Decke	Folien an der Decke und an den Seitenwänden
VHF 1	108-152 MHz	5 dB	9 dB
TCAS	1020-1100 MHz	3 dB	6 dB

Tabelle 2: Zusatzdämpfung bei 50% kumulativer Wahrscheinlichkeit

Im Folgenden wird die Übertragung von dem vorderen Teil des Flugzeuges zur DME 1-Antenne diskutiert. Bild 7 zeigt die Kurven des Transferpfades zur DME 1-Antenne bei weiteren gezielten Versuchen mit den Absorberfolien. Ausgehend von der Konfiguration mit Folien an Decke, Wänden und Fenstern, werden Folien schrittweise an den vorderen Türen und Cockpitfenstern angebracht.

Bei den Positionen in der Passagierkabine (2 m und 3 m) trägt die Auskleidung der Türen wesentlich zur Dämpfung in der Übertragung zur DME1-Antenne bei. Daher wirken die Türen auch bei größeren Frequenzen an der Kopplung nach draußen mit. Die zusätzliche Auskleidung der Cockpitfenster hat an den Positionen 2 m und 3 m kaum Auswirkung. Mit der Sendeantenne im Cockpit hingegen (Positionen 0,3 m und 1 m) koppelt die Energie im Wesentlichen durch die Cockpitfenster in die DME 1-Antenne ein (diese ist ungefähr bei der Position 4 m, unter dem Rumpf).

4. Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird gezeigt, wie absorbierende Materialien in der Kabine eines Kurzstreckenflugzeuges auf den Transferpfad von einer Sendeantenne zu Navigations- und Kommunikationssystemen sowie zu einer Referenzantenne wirken. Aus dem Vergleich von Übertragungsmessungen zwischen zwei gleichen Antennen innerhalb der Flugzeugkabine lässt sich ein Einfluss der Absorberfolien für Entfernungen größer als 1 m gut erkennen.

Die Reduktion des Transferpfades, die durch Absorberfolien bewirkt wird, hängt stark von der Position der Sendeantenne in der Kabine ab. Bei einer alleinigen Auskleidung der Kabinendecke mit Folien nimmt der maximale Transferpfad um maximal 8 dB ab. Im vorderen Teil des Flugzeuges ist diese Reduktion kleiner. Bei 50% kumulativer Wahrscheinlichkeit beträgt die Zusatzdämpfung, die durch Folien an der Decke erzielt wird, 5 dB bei VHF 1 und 3 dB bei TCAS.

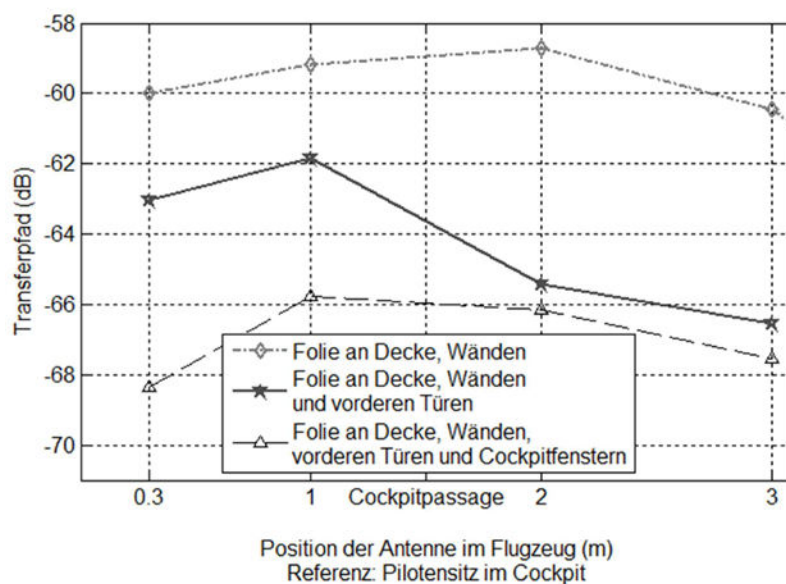


Bild 7: Transferpfad einer Sendeantenne im vorderen Teil des Flugzeuges zur DME 1-Antenne – maximale Werte im Bereich 960-1213 MHz

Bei der zusätzlichen Auskleidung von Auskoppelstellen in der Flugzeughülle (Flugzeugtüren bei tiefen Frequenzen und Kabinenfenstern bei höheren Frequenzen) nimmt der Transferpfad weiter ab. Im Vergleich mit der Konfiguration ohne Folien verringert sich der Transferpfad im mittleren Wahrscheinlichkeitsbereich um 9 dB bei VHF 1 und 6 dB bei TCAS. Die Analyse der Messungen zur DME1-Antenne zeigt, dass die Flugzeugtüren auch im GHz-Bereich bei der Kopplung nach draußen relevant sind. Bei der Ausstrahlung im Cockpit tragen zusätzlich die Cockpitfenster wesentlich zur Kopplung bei.

Die Integration absorbierender Materialien in die Kabinenisolierung wirkt im Wesentlichen auf den Anteil reflektierter Energie in der Kabine. Bei aus Verbundwerkstoffen hergestellten Luftfahrzeugen könnten absorbierende Materialien die Kopplung zu NAV/COM-Systemen noch stärker beeinflussen. Abhängig von der Strukturkomposition des Flugzeugrumpfes könnte die grundsätzliche Abschirmung der Kabine mit zusätzlichen Absorberfolien erhöht werden, wobei die Fenster und Türen als Koppelstellen unverändert erhalten bleiben.

5. Literatur

- [1] M. J. Jafri, J. J. Ely, L. L. Vahala, „Graphical analysis of B-737 airplane pathloss data for GPS and evaluation of coupling mitigation techniques“, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara, USA, Aug. 2004.
- [2] M. Schwark, „Breitbandige Abstrahlungs- und Transferuntersuchungen an Passagierflugzeugen“, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, Shaker Verlag, 2009.
- [3] S. Pötsch, „PED-Problematik und VHF-Übertragungsfunktionen in Passagierflugzeugen“, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, Shaker Verlag, 2004.
- [4] B. Yang, C. R. Birtcher, C. A. Balanis, „The effects of passengers on mutual coupling in a simplified fuselage: simulations and measurements“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 50, Nr. 3, Aug. 2008, S. 751-755.
- [5] M. Jacob, K. L. Chee, I. Schmidt, J. Schüür, W. Fischer, M. Schirrmacher, T. Kürner, „Influence of passengers on the UWB propagation channel within a large wide-bodied aircraft“, European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2009, Berlin, Deutschland, Mär. 2009.
- [6] G. C. R. Melia, I. D. Flintoft, M. P. Robinson, „Absorption cross-section of the human body in a reverberant environment“, EMC Europe 2012, Rom, Italien, Sep. 2012.
- [7] G. C. R. Melia, M. P. Robinson, I. D. Flintoft, A. C. Marvin, J. F. Dawson, „Broadband measurement of absorption cross section of the human body in a reverberation chamber“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (Early Access), DOI 10.1109/TEMC.2013.2248735.
- [8] R. Nunes, J. Schüür, C.-H. Oertel, A. Enders, „Elektromagnetische Transferpfade in Forschungsflugzeugen – zuverlässige und aussagekräftige Messergebnisse in komplexen Systemen“, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Düsseldorf, Deutschland, Feb. 2012.
- [9] R. R. Nunes, J. Schüür, „Statistical investigation of electromagnetic transfer path in research aircraft“, EMC Europe 2012, Rom, Italien, Sep. 2012.

Unempfindliche Elektronik – Erfahrungen aus 100 Flugzeugtests und neue Ideen zum EMV- Nachweis von Passagier-Funkdiensten.

Dr.-Ing.Thiemo Stadler, Airbus, Abteilung, EMV und Blitzschutz
Dr.-Ing. Robert Kebel, Airbus, EMV und Blitzschutz

1. Einleitung

2007 hat Airbus zum ersten Mal eine GSM-Basisstation ("GSM onBoard") in einer Flugzeugkabine in Betrieb genommen. Wenn solche Systeme aktiv sind, können Passagiere ihre Mobiltelefone und PDAs während des Fluges verwenden. Die EMV wurde u. A. durch im Flugzeug durchgeführte Störfestigkeitstests nach EUROCAE ED-130 [1] nachgewiesen. Der weltweite Stand der Standardisierung und insbesondere der Regulierung bevorzugt zur Zeit Tests für den EMV Nachweis. Das ist verständlich, denn als Standards und Regularien entwickelt wurden, gab es sehr wenig Erfahrungswerte aus Tests. Seit 2007 wurden von Airbus viele GSM und ähnliche Systeme installiert und die EMV entsprechend oft durch Tests nachgewiesen. Airbus hat dadurch einen großen Datenbestand der Störfestigkeit von Flugzeugen gegenüber Passagierfunkdiensten aufgebaut. Das Hauptergebnis der vielen Tests ist, dass Flugzeugelektronik unempfindlich gegenüber vom Passagier mitgebrachten elektronischen Geräten ist.

Normung und Regulierung sollte darauf reagieren und Test- und Prüfvorschriften anpassen. Eine generelle Präferenz von Tests gegenüber Analysen ist nicht mehr sinnvoll. Testempfehlungen [1,2] sollten auf mögliche Vereinfachungen überprüft werden. Ein genereller vereinfachter Nachweis für die Nutzung von Kommunikationsstandards mittlerer Leistung ist zu erwägen.

2. Stand der Technik

Manche Passagiere möchten ihre mitgebrachten Kommunikationsgeräte im Flugzeug betreiben. Dazu werden in modernen Flugzeugen teilweise Wi-Fi und/oder Mobilfunk Basisstationen installiert [8]. Die Störfestigkeit von sicherheitsrelevanten Flugzeugsystemen gegenüber den vom Passagier mitgebrachten elektronischen Geräten mit Sendefunktion (T-PED, Transmitting Portable Electronic Device) ist nachzuweisen. Einschlägige Standards sind EUROCAE ED-130[1], RTCA DO-294 [2] und RTCA DO-307 [3]. ED-130 erlaubt für diesen Nachweis Analysen oder Störfestigkeitstests auf Flugzeugen [6].

Störfestigkeit eines Gerätes wird von der verwendeten Technologie, der Umsetzung und den verwendeten Maßnahmen der EMV bestimmt. Es gibt grundlegende Untersuchungen in denen die Störfestigkeit von elektronischen Systemen untersucht wurde [4,5]. Ganz allgemein werden analoge Signale eher gestört als digitale und niedrige Amplituden eher als hohe. In [4] werden die Störschwellen verschiedener Technologien bei direkter Kopplung untersucht, Bild 1 zeigt das Ergebnis. Da hier nur direkte Kopplung geprüft wurde, sind die Ergebnisse hier nur qualitativ von Bedeutung.

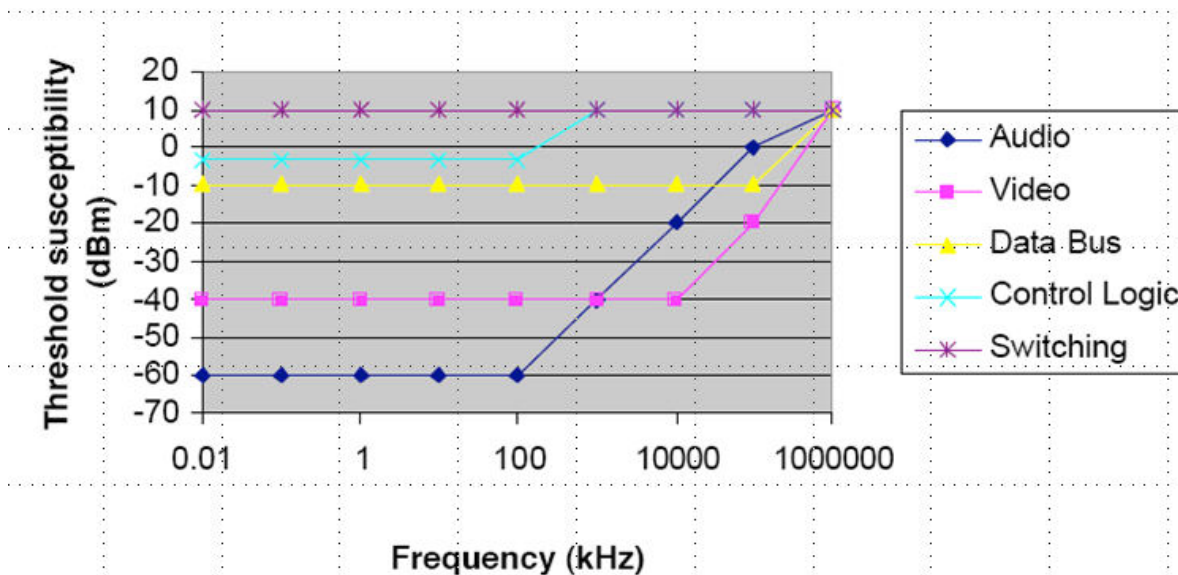


Bild 1: Gemessene Störschwellen von kabelgeführten Signalen in Flugzeugen bei direkter Kopplung (Intel [4])

3. Gegenwärtige Praxis der EMV-Qualifikation von Avionik

Die Gerätequalifikation von Flugzeugelektronik basiert auf dem Standard RTCA DO-160 (EUROCAE ED-14) [9]. Die Störfestigkeitspegel berücksichtigen eine flugzeugexterne HIRF- (high intensity radiated field) Umgebung. Die Signaleigenschaften der HIRF-Qualifikation entsprechen denen von Radaranlagen mit Signalpulsen im Mikrosekundenbereich oder denen von Mittelwellensendern, die mit hoher Leistung arbeiten. Die Wahl des Pegels hängt von der Bedeutung der Gerätefunktion für den Flug und der Einbauposition im Flugzeug ab.

Mit einem definierten flugzeuginternen Transmitterenvironment berücksichtigt Airbus für den A350 XWB deshalb Funkdienste bereits bei der Qualifikation der Avionik. Dieser Abschnitt erläutert die EMV-Eigenschaften der in der Kabine erwarteten Mobilfunksignale (siehe auch [7]).

3.1 EMV-Bewertung der Funksignale von Passagier Funkdiensten

In der Norm EUROCAE ED-130 [1] wurde das Störpotential der Funksignale bewertet. Die Bewertung orientiert sich an einer Darstellung im Zeitbereich. Die EMV-Eigenschaften hängen von den Modulationsverfahren, der Signalfrequenz und der übertragenen Sendeleistung ab. Die Signale werden nach folgenden Kriterien kategorisiert, um daraus Testsignale abzuleiten:

- Änderung der Amplitude
- Signalpegel
- Modulation

3.1.1 Mobilfunksignale mit pulsartiger Modulation, Amplitudenmodulation oder gepulsten Signalen

Zu dieser Kategorie gehören Funkstandards, die den Zugang einzelner mobiler Geräte auf den Funkkanal nach den TDMA (time division multiple access, z.B. GSM, IS-136, PDC, PHS,) oder TDD (time domain duplex, z.B. IEEE 802.11 a,b,g, Bluetooth, ZigBee) Verfahren organisieren, z.B. WLAN. Eine QAM (quadratur amplitude modulation, z.B. i-DEN) führt ebenfalls zu einer Amplitudenänderung.

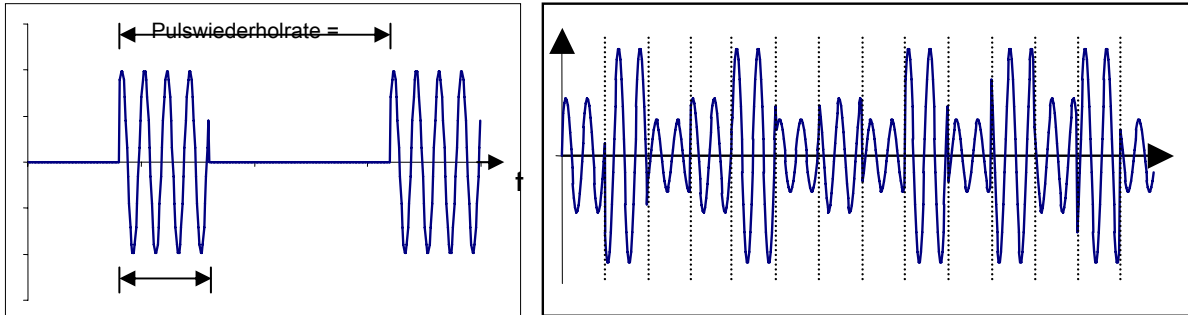


Bild 2: Qualitative Darstellung von Pulsartiger- oder Amplitudenmodulation [1]

3.1.2 Mobilfunksignale mit kontinuierlicher Amplitude

Neben den Funkstandards die eine Pulsmodulation zur Folge haben, gibt es weitere, die den Zugang auf den Sendekanal mit zugewiesenen Codes nach dem CDMA (code division multiple access) Verfahren oder über die Frequenz nach dem FDMA (frequency division multiple access) organisieren. Das Sendeverhalten nach diesen Verfahren ist aus EMV-Sicht kontinuierlich, die Kodierung oder Modulation der Sprache oder der Information erfolgt ohne Änderung der Amplitude. Auch QPSK-Signale zählen zu dieser Kategorie.

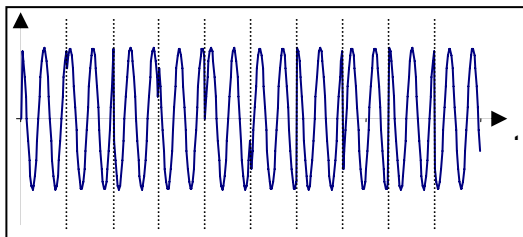


Bild 3: Qualitative Darstellung einer QPSK Modulation [1]

3.2 Resultierende Testsignalformen

3.2.1 Testmodulation

ED-130 leitet aus diesen Überlegungen zwei Testsignalformen (Modulationen) ab. Zum einen deckt ein gepulstes Signal die meisten TDMA-basierten Telefonstandards ab. Auf der anderen Seite kann das Störpotential der phasen- oder frequenzmodulierten Standards durch einen reinen Sinus dargestellt werden. Beide Signale werden als Testsignale zur Störfestigkeitsqualifikation von Avionik gegen Mobilfunksignale empfohlen.

3.2.2 Testpegel

Die zugehörigen Testpegel hängen vom erwarteten Abstand der mobilen Geräte zum Prüfling und ihrer Sendeleistung ab. ED-130 definiert Testpegel in Form von Leistungen, die mit einer Antenne mit niedrigem Gewinn abgestrahlt werden sollen und in deren Nahfeld die Avionik getestet werden soll. Die Testpegel beinhalten eine Marge von 6dB. Die Norm beschreibt auch, wie die Werte in Feldstärken im Fernfeld umgerechnet werden sollen, um einen Test z.B. im EMV Labor durchzuführen. Bild 4 zeigt diese Feldstärken. Es handelt sich um eine Einhüllende, die alle Kommunikationsstandards berücksichtigt.

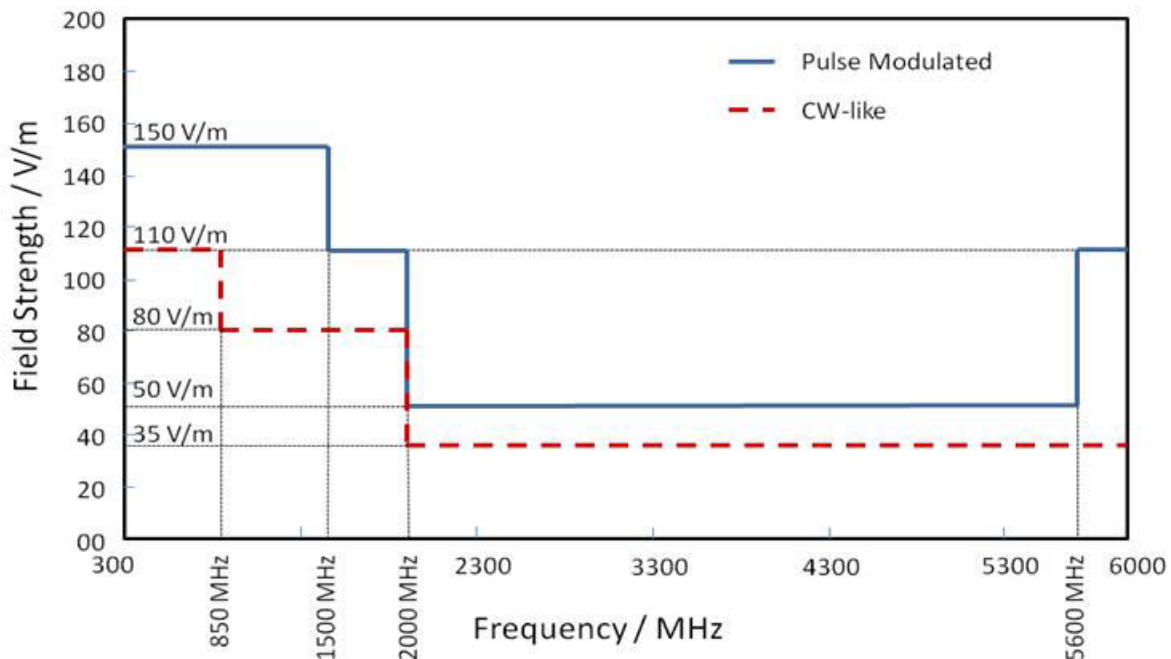


Bild 4: "Internal transmitter environment", umgerechnet in Feldstärken für Labortests, nach [1]

4. Flugzeugtests

Im Flugzeugtest werden grundsätzlich die Leistungspegel im Nahfeld angewendet. Da jedoch ein Flugzeugtest, bei dem alle Geräte einzeln im Nahfeld getestet werden, auf Grund der zu langen Testzeit undurchführbar wäre, definiert die Norm einen Vortest, bei dem an wenigen Testpositionen mit erheblich größerer Leistung getestet wird. Außerdem werden im Flugzeug nur diejenigen Frequenzbereiche getestet, die einem aktuellen Kommunikationsstandard zugeordnet sind. ED-130 [1] nennt die empfohlenen Frequenzbereiche für Flugzeugtests. Bild 5 zeigt die gemessenen Ausgangsleistungen des Verstärkers bei einem Flugzeugtest, die tatsächlich abgestrahlte Leistung ist aber wegen der Kabeldämpfung niedriger.

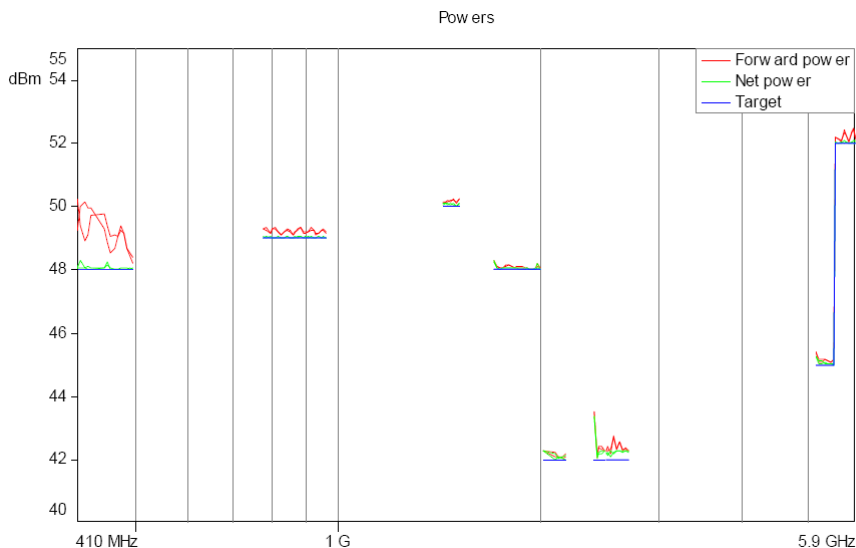


Bild 5: Leistung der Testsignale im Störfestigkeitstest am Verstärkerausgang

Sinn eines Flugzeugtests ist es zu zeigen, dass im Flug keine sicherheitsrelevanten Effekte auftreten, wenn im Flugzeug T-PEDs betrieben werden. Dazu muss zunächst ein flugähnlicher Zustand am Boden hergestellt werden. Das Monitoring des Systems Flugzeug während des Tests ist nicht trivial und muss genau geplant werden. Ein großer Teil des Testaufwands entsteht durch den Herstellung des Testzustands des Flugzeugs und die aufwändige Beobachtung der Systeme. Erfahrungsgemäß dauert der Test zwischen einem und fünf Tage, je nach Größe des Flugzeugs.

Flugtests sind unmöglich, da der Test mit großer Marge, also stark überhöhten Pegeln durchgeführt wird. Um die Sicherheit des Testflugs zu gewährleisten müsste man deshalb vor dem Flugtest einen weiteren Bodentest durchführen, bei dem überhöhter Pegel verwendet werden, die eine hinreichende Marge nachweisen.

5. Ergebnisse der Störfestigkeitstests von Flugzeugen

Für die Zulassung von Mobilfunk Systemen (OMTS, Onboard Mobile Telephony System) hat Airbus viele Flugzeugtests mit Signalen von bis zu 32W in Frequenzbändern zwischen 400MHz und 5,5GHz durchgeführt. Die erzeugten Felder sind weit höher, als sie von Passagiergeräten erzeugt werden können. Für dieses Papier wurden über 80 Tests in der Kabine von Flugzeugen der Airbus Single-Aisle Familie ausgewertet. Es wurden nicht nur Flugzeuge aus aktueller Produktion sondern auch ältere Kundenflugzeuge getestet.

5.1 Effekte

Selbstverständlich ist die Flugsteuerung robust und kann von T-PED Signalen nicht gestört werden.

Unterschiede gibt es in der Störfestigkeit verschiedener getesteter Geräte. In der vorgestellten Untersuchung wird für jede Gerätekategorie eine Ursachenanalyse durchgeführt. Die zu betrachtenden Geräte werden nach Technologie klassifiziert und die Klassen vorgestellt. Hieraus lassen sich grundlegende Erkenntnisse gewinnen.

Es ist zu beachten, dass die Störfestigkeit von Geräten zu allererst durch den Grad der EMV Härtung bestimmt wird. Die hier aufgeführten Effekte sind prinzipielle Betrachtun-

gen, es kann nicht gefolgert werden, dass alle Geräte einer Klasse beeinflusst werden können.

5.1.1 Analoge Audio Übertragung (Mikrophone)

Mikrophone sind prinzipiell die am ehesten beeinflussbaren Geräte sind. Selbstverständlich gibt es Mikrophone, die gut gehärtet sind und deshalb weniger empfindlich sind oder mit den zur Verfügung stehenden Testmitteln gar nicht beeinflusst werden können. Offenbar bilden aber Elektretmikrofone auf Grund ihrer Bauweise eine wahrscheinliche Störquelle: ein sehr kleiner Strom wird von einem Vorverstärker in der Leistung verstärkt. Der Aufwand zur EM-Härtung dieser Mikrophone ist entsprechend hoch. Mikrophone werden in erster Linie durch puls- oder amplitudenmodulierte Signale beeinflusst. Die typische Auswirkung sind Nebengeräusche bei der Audio-Übertragung.

5.1.2 Analog Video

Analoge Videoübertragung findet man in manchen Kameras, in manchen IFE Systemen (in-flight entertainment, Unterhaltungssystem für die Passagiere) und in manchen Röhrenmonitoren. Die mögliche Auswirkung sind Streifen oder ein Flackern des Bildes. Aus der Testfahrung heraus kann man feststellen, dass diese Art der Störquellen schon die Ausnahme sind und deutlich überhöhte Störpegel notwendig sind. Die Effekte sind üblicherweise ohne die im Test verwendete Signalüberhöhung nicht mehr nachweisbar.

5.1.3 Analoge Sensoren

Streng genommen kann man passive Sensoren nicht durch HF-Signale stören. Wenn überhaupt kann nur die Auswerteelektronik gestört werden. Im hier dargestellten Zusammenhang ist diese Unterscheidung aber irrelevant. Bei den Tests wurden vereinzelt analoge Sensoren beeinflusst, z.B. ein Piezo Taster, der eine Funktion im IFE System hatte. Aus EMV Sicht dürfte der Effekt ähnlich dem beim Mikrophon sein. Auch die bei analogen Sensoren beobachteten Effekte sind ohne die im Test verwendete Signalüberhöhung nicht mehr nachweisbar.

5.1.4 Ungeschirmte Geräte

In der Flugzeugkabine finden sich an einigen Stellen Leiterplatten in Kunststoffgehäusen oder integriert in Monitore oder Lining. Diese Geräte haben eines gemeinsam: Sie sind niemals sicherheitsrelevant. Sehr vereinzelt wurden Effekte in diesen Geräten beobachtet, aber auch diese sind ohne die im Test verwendete Signalüberhöhung nicht mehr nachweisbar.

5.2 Bewertung

5.2.1 Flugzeugelektronik ist robust

Die Flugsteuerung moderner Flugzeuge wird von T-PED nicht beeinflusst. Die wenigen Effekte, die beobachtet werden, sind oft im Bereich der Unterhaltung oder in Komfortfunktionen zu finden. Die einzigen Effekte, die wiederholbar auch mit einem einfachen Mobiltelefon zu erreichen sind, sind die Störung von Mikrofonen. Dabei muss das Mikrophon sehr nahe an ein Mobiltelefon gehalten werden. Die Störung ist leicht abzustel-

len, es genügt das Mobiltelefon weiter vom Mikrofon entfernt zu halten. In den einschlägigen Standards und Behördenempfehlungen gibt es eine untere Schranke für die äquivalent isotrop abgestrahlte Leistung von Sendern im Flugzeug, unterhalb der elektromagnetische Kompatibilität vorausgesetzt wird. Wird diese Leistung überschritten, muss wieder das ganze Flugzeug analysiert und/oder getestet werden. Die Ergebnisse der vielen bereits durchgeführten Tests zeigen jedoch, dass es unterschiedliche Störfempfindlichkeit unterschiedlicher Geräteklassen gibt. Für Störquellen mittlerer Leistung wäre es also denkbar die Analyse auf Klassen mittlerer Empfindlichkeit (also Mikrophone) zu beschränken.

5.2.2 Es werden immer die gleichen Effekte beobachtet

Obwohl die getesteten Flugzeuge sich in ihrer Konfiguration sehr stark unterschieden, waren die beobachteten Effekte immer gleich. Aus diesem Grund scheint die von Seiten der Aufsichtsbehörden generelle Präferenz von Tests gegenüber analytischen Nachweisen nicht mehr zeitgemäß.

5.2.3 Die Effekte sind leicht zu finden

Wie oben beschrieben, verursacht die komplexe Flugsteuerung einen hohen Testaufwand. Es ist sehr aufwändig, alles auf mögliche versteckte Fehler zu überwachen. Tatsächlich sind die Effekte aber sehr leicht zu entdecken. Sie machen sich durch Flackern, Blinken, Brummen, Piepen oder direkte Anzeigen bemerkbar.

5.2.4 Es gibt eine prinzipielle Übereinstimmung mit der Untersuchung von Intel

Die analogen Audio- und Videosignale wurden von Intel in [4] als besonders empfindlich dargestellt. Die Erfahrungswerte aus unseren Tests scheinen dies zu bestätigen. Jedoch ist zu berücksichtigen, dass jede Technologie durch Maßnahmen der EMV gegen Störeinflüsse gehärtet werden kann.

6. Empfehlungen

Flugzeugelektronik ist unempfindlich gegenüber vom Passagier mitgebrachten elektronischen Geräten. Flugzeugtests, die in der Industrie mit großem Aufwand durchgeführt werden, haben immer wieder dieses gleiche Ergebnis.

Normung und Regulierung sollte darauf reagieren und Test- und Prüfvorschriften anpassen. Eine generelle Präferenz von Tests gegenüber Analysen ist nicht mehr sinnvoll. Testempfehlungen [1,2] sollten auf mögliche Vereinfachungen überprüft werden. Ein genereller vereinfachter Nachweis für die Nutzung von Kommunikationsstandards mittlerer Leistung ist zu erwägen.

7. Referenzen

- [1] EUROCAE ED-130, Guidance for the Use of Portable Electronic Devices (PEDs) on Board Aircraft, 2006, Malakoff
- [2] RTCA DO-294, Guidance On Allowing Transmitting Portable Electronic Devices (t-peds) On Aircraft, 2008
- [3] RTCA DO-307 (Change 1), Aircraft Design and Certification for Portable Electronic Device (PED) Tolerance, 2008
- [4] Schiffer, Waltho, Safety Evaluation of Bluetooth Class ISM Band Transmitters on board Commercial Aircraft, Revision 2, Intel Mobile Architecture Lab, Technology & Research Labs, 2000
- [5] Nitsch, Susceptibility of Some Electronic Equipment to HPEM Threats, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol 46, No.3, 2004
- [6] Kebel, "Mobilfunk im Flugzeug und die Konsequenzen für die Qualifikation der Avionik", EMV 2006, Düsseldorf
- [7] Kebel, "Mobilfunk im Flugzeug und die elektromagnetische Verträglichkeit", DGLR 2010, Hamburg
- [8] Böhring, GSM On-Board - Overview of the mobile telephony system on Airbus single aisle aircraft, DGLR 2010, Hamburg
- [9] RTCA DO-160, Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, identisch zu EUROCAE ED-14

Mehrwegeausbreitung bei Navigationssystemen¹ – ein universeller Ansatz zur EMV-Analyse mit skalierten Messungen

Dr.-Ing. Robert Geise, Dipl.-Ing. Björn Neubauer, Dipl.-Ing. Georg Zimmer,
Prof. Dr. Achim Enders, Technische Universität Braunschweig, Institut für EMV

1. Einleitung

Für Navigationssysteme bedeutet Mehrwegeausbreitung immer eine Abweichung vom idealen Betriebszustand, die zwangsläufig eine Verfälschung der Navigationsinformation beinhaltet.

Bekannte und relevante Unverträglichkeitsszenarien sind z.B. beim Instrumenten-Lande-System (ILS) durch Reflexionen auf dem Flughafengelände selbst gegeben, wie z.B. durch Gebäude oder insbesondere rollende ("taxiing") Flugzeuge in der Nähe der Landebahnen.

Als aktuelle und vor dem Hintergrund der Energiewende besonders relevante Störszenarien sind für das Drehfunkfeuer (VOR) und Primärradare sich drehende Windräder zu nennen.

Die Problematik der genannten Unverträglichkeitsszenarien besteht darin, dass die Umgebungen (mehrere 10 km) und die Parametervielfalt, in denen entsprechende Untersuchungen angestellt werden müssten, so groß sind, dass unmöglich alle Einflüsse für den Worst-Case-Fall erfasst werden können. Darüber hinaus sind genannte Reflexionsobjekte elektrisch so groß, dass auch heutige Simulationswerkzeuge allenfalls nur Näherungslösungen liefern.

Insbesondere für Szenarien mit drehenden Windrädern, bei denen Dopplerverschiebungen ursächlich für Navigationsfehler sind, gibt es bisher keine verifizierten simulationstechnischen Ansätze, in denen dieser nicht stationäre Fall berücksichtigt werden kann.

Dieser Beitrag beschreibt einen universellen, messtechnisch verifizierten Ansatz, mit dem EMV-Analysen für oben genannte bzw. sogar beliebige Navigationssysteme in einer verkleinerten Messumgebung mit nahezu uneingeschränkter Flexibilität durchgeführt werden können. Die Skalierung beinhaltet dabei nicht nur das Verkleinern der Reflexionsobjekte selbst, sondern vielmehr die Nachbildung der betroffenen Navigationssysteme bei entsprechend höherer Frequenz; im hier beschriebenen Ansatz für das ILS und das Drehfunkfeuer bei 16 GHz. Die ingenieurtechnische Schwierigkeit besteht in der getreuen Nachbildung der Abstrahlcharakteristik und der eigentlichen Navigationsinformation des Originalsystems.

Generelle Überlegungen zur Skalierung von Navigationssystemen

Zunächst sei im Folgenden dargestellt, worin die eigentliche Funktionsweise von Navigationssystemen generell besteht, um daraus einen universellen Ansatz für deren Skalierung abzuleiten. Obwohl die technische Umsetzung von Navigationssystemen - wie z.B. dem Instrumenten-Lande-System (ILS), dem Drehfunkfeuer (VOR), dem Primärradar und auch dem Mikrowellenlandesystem - hinsichtlich Frequenz, Modulationsart, Abstrahlcharakteristik, etc. - grundlegend unterschiedlich ist, ist die gemeinsame Eigen-

¹ Dieses Forschungsvorhaben wird gefördert durch das Ministerium für Bildung und Forschung im Rahmen der Förderinitiative "Validierung des Innovationspotenzials wissenschaftlicher Forschung", FKZ 03V253.

schaft genannter Systeme, dass sie eine räumlich differentielle Ortsinformation zur Verfügung stellen.

Eben diese wird durch Abstrahlcharakteristiken einer Vielzahl von zeitabhängigen Antennenzuständen generiert und weist dabei räumlich differentielle Unterscheidungsmerkmale auf, die im Wesentlichen darin bestehen, dass in verschiedenen Raumrichtungen auch verschiedene Amplituden-, Frequenz-, oder Phaseninformationen messbar sind. Das ILS z.B. enthält die Navigationsinformation der idealen horizontalen und vertikalen Anflugwinkel und stellt diese durch amplitudenmodulierte Gruppenantennen bereit, wobei je nach Abweichung zu den idealen Anflugwinkeln unterschiedliche Amplitudenverhältnisse messbar sind. Die detaillierte Funktionsweise des ILS wird an dieser Stelle nicht beschrieben, stattdessen sei auf [1] und das entsprechende Beispiel in Abschnitt 3 verwiesen. Das Drehfunkfeuer als zweites Beispiel in diesem Beitrag hingegen stellt je nach Winkel zur Nordrichtung eines Empfängers variable Phasenwinkel bereit. Auch bzgl. des Drehfunkfeuers sei für eine genaue Beschreibung seiner Funktionsweise z.B. [2] genannt. Als klassisches, wahrscheinlich anschaulichstes Beispiel ist hier das Primärradar zu nennen, welches durch seine mechanische Drehung zeitabhängige räumlich variierende Abstrahlwinkel mit entsprechender Navigationsinformation generiert.

Für die Skalierung von Navigationssystemen ist es also ausreichend, die eigentliche Navigationsinformation darauf zu reduzieren, welche unterschiedlichen Antennenzustände bzgl. Amplitude, Frequenz bzw. Phase zu unterschiedlichen Zeitpunkten am zeitlich variablen Ort des Empfängers vorliegen. Insbesondere ist man bei der Frage von Mehrwegeausbreitung von Navigationssignalen ohnehin auch nur an der Verfälschung eines differentiellen Navigationssignals interessiert, bei der das Absolutmaß eines Navigationssignals unwesentlich ist.

Prinzipiell ist es technisch auch möglich, bei der Skalierung von Navigationssystemen die jeweilige Modulationsart bzw. die Codierung der Navigationsinformation beizubehalten, d.h., ohne dass oben genannter Abstraktionsschritt vollzogen würde. Dieses Vorgehen stellt einerseits entsprechend hohe technische Anforderungen an die Sende- und Messtechnik bei den deutlich höheren Frequenzen. Andererseits ist ein bereits für ein Navigationssystem validiertes Verfahren mit genannter Abstraktion eine viel universellere Ausgangsbasis, um eben auch andere, bzw. beliebige Navigationssysteme in eine skalierte Messumgebung zu übertragen.

Der wesentliche Ansatz zu einer universellen Skalierung beliebiger Navigationssysteme und deren Beeinträchtigung bei Mehrwegeausbreitung besteht also darin, unterschiedliche zeitabhängige Antennenzustände bzw. Sendesignale unterscheidbar zu machen. Dieses Verfahren wird im Folgenden beschrieben.

2. Hardwarearchitektur und Codierung von Navigationssignalbestandteilen

Ursprüngliche Navigationssysteme sollen in eine universelle Hardwarearchitektur bei entsprechend skalierten höheren Frequenzen überführt werden. In [1] wurde im Kontext des Instrumenten-Lande-Systems ein Skalierungsfaktor von 1:144 ausgewählt. Einerseits sind in diesem Maßstab herkömmliche Modelle unterschiedlicher Flugzeugtypen verfügbar, andererseits sind im skalierten Frequenzbereich um die 16 GHz (für Drehfunkfeuer und ILS) erforderliche HF-Komponenten mit entsprechender Performance wie z.B. Ausgangsleistung verfügbar. Die universelle Hardwarearchitektur sieht dabei zunächst vor, in unterschiedliche Raumrichtungen unterschiedliche Navigationssignalbe-

standteile mit einer unmodulierten festen Trägerfrequenz abstrahlen, die empfangsseitig eindeutig identifizierbar sind, und zwar ohne dass es einer Synchronisation zwischen Sender und Empfänger bedarf. Gerade diese stellt im Bereich des sogenannten Channel-Soundings nicht nur hohe technische Anforderungen, sie führt auch durchaus zu erheblichen Einschränkungen bzgl. der Mobilität des Empfängers. Die Anzahl der unterschiedlichen Raumrichtungen bzw. Sendeantennen eines skalierten Navigationssystems variiert je nachdem, welches reale Navigationssystem nachgebildet werden soll. Der Landekurs eines skalierten ILS lässt sich mit nur zwei Raumrichtungen bzw. Sendeantennen realisieren, während das Drehfunkfeuer eine deutlich größere Anzahl von wenigstens zwölf Antennen wie in dem hier gezeigten VOR-Demonstrator erfordert. Einzelne Navigationssignalbestandteile sollen durch eine Codierung im Zeitbereich kenntlich gemacht werden, so dass eine aufwändige Modulation von Trägersignalen entfallen kann. Die wesentliche Codierungsidee hierbei ist, dass einzelnen Navigationssignalbestandteilen eine charakteristische vorlaufende Sendepause bzw. Sendedauer zugeordnet wird. Eine ausführliche und weitere Beschreibung dieser Idee ist in [3] zu finden. In der Hardwarearchitektur, schematisch dargestellt in Bild 1, wird dabei sichergestellt, dass jeweils nur eine Signalkomponente abgestrahlt wird. Die Ansteuerung der unterschiedlichen Sendeantennen und die Realisierung ihrer charakteristischen Pausendauern werden durch eine Schaltmatrix erzeugt, die aus ggf. mehreren kaskadierten 1 auf 4 Schaltern besteht. Die Pause wird mit einem geschalteten 50 Ω -Abschluss realisiert, um Einschaltvorgänge des Oszillators und damit verbundene unerwünschte Seitenbänder zu verhindern.

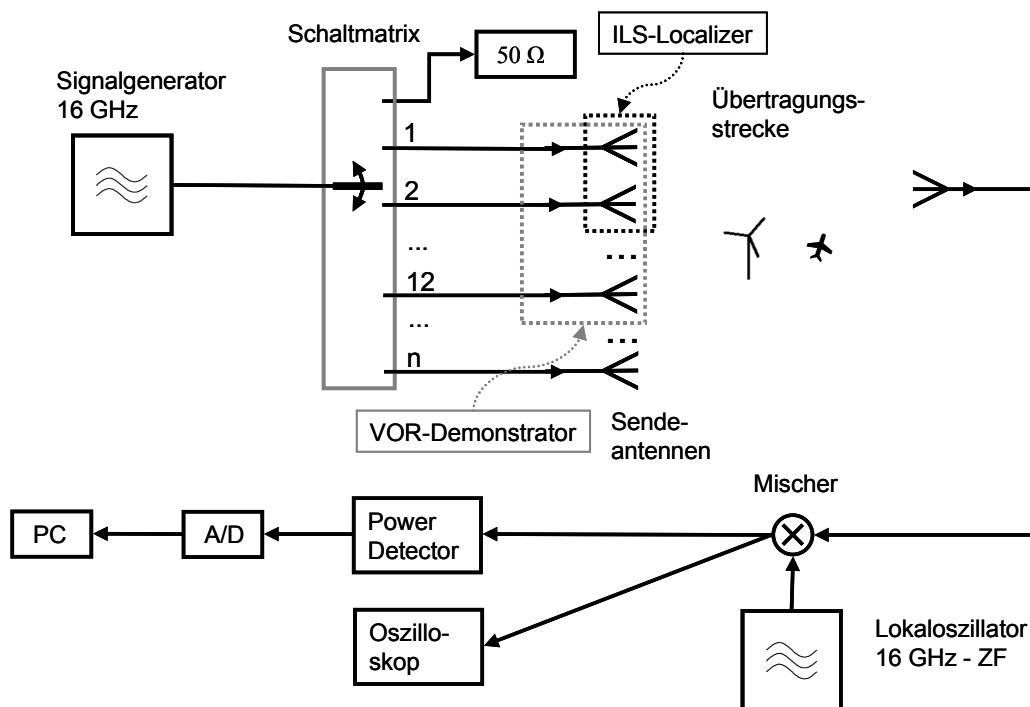


Bild 1: Grundsätzliche Hardwarearchitektur des Senders und des Empfängers. Für den konkreten Messaufbau sind zur Pegelanpassung zusätzliche Verstärker sowie Tief- und Bandpässe zur Filterung zu ergänzen.

Empfangsseitig erfolgt eine Herabmischung auf eine Zwischenfrequenz, die entweder in einem Power Detector (z. B. AD8362 von Analog Devices) oder mit einem Oszilloskop gemessen wird. Dabei eignet sich der Power Detector für schnelle Auswertung von Störungen der Amplitude, während ein Oszilloskop zur Messung von Dopplerverschiebun-

gen verwendet wird. Entsprechend unterschiedlich werden die Zwischenfrequenzen gewählt: Für den hier verwendeten Power Detector beträgt diese 200 MHz, für das Oszilloskop eher kleinere Zwischenfrequenzen wie 100 kHz, um die Zahl der notwendigen Messpunkte zu reduzieren. Die Auswertung und Trennung des Empfangssignals nach Sendeantennen erfolgt in beiden Fällen am Computer. Ein sehr robuster Auswertungscode ist hierfür bereits realisiert worden.

In Bild 1 ist nur der prinzipielle Aufbau dargestellt. Zur Anpassung der Dynamik können sendeseitig noch Verstärker oder empfangsseitig Vorverstärker eingefügt werden. Ergänzend kommen noch Band- und Tiefpässe in Betracht, um den Lokaloszillator des Mixers und Fremdsignale zu unterdrücken.

Bild 2 zeigt eine typische Messkurve eines skalierten Navigationssystems mit zwei Navigationsbestandteilen S1 und S2, wie sie bei einem skalierten ILS-Landekurs verwendet werden.

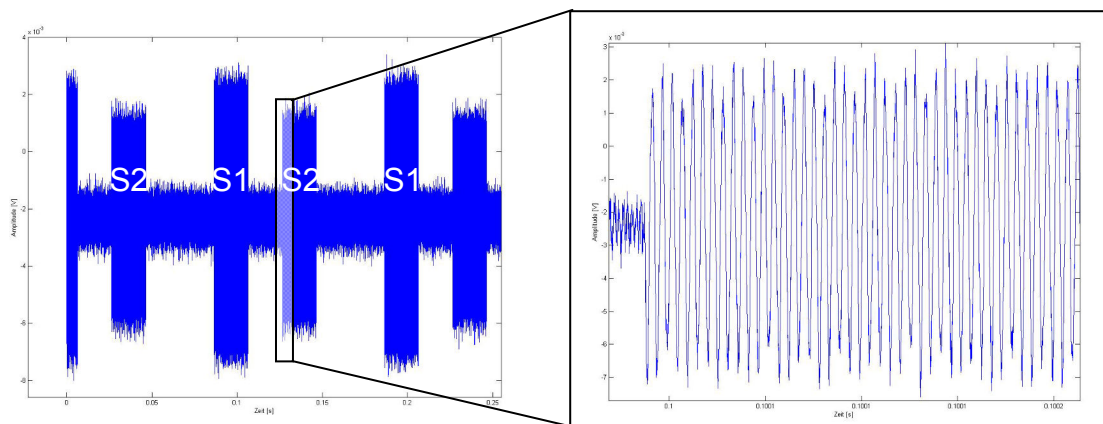


Bild 2: Empfangssignal als Überlagerung von Signalen (S1 und S2). Die unterschiedliche Pausendauer erlaubt die Trennung in die zwei Sendesignale.

Zu erkennen ist, dass sich die Navigationssignalbestandteile allein empfangsseitig durch die charakteristischen Pausendauern unterscheiden. Der Verlauf, lange Pause - Signal - kurze Pause kennzeichnet dabei Signal 1, während kurze Pause - Signal - lange Pause zur Zuordnung zu Signal 2 führen würde. Vergrößert ist zudem die Zwischenfrequenz, die innerhalb eines Sendeblocks sichtbar gemacht ist. Ihre Auswertung gibt Aufschluss über mögliche Dopplerverschiebungen des Übertragungskanals.

3. Skalierung des ILS-Landekurssenders

Das Instrumentenlandesystem besteht aus einem Signal für den Gleitwinkel (Glide Slope) und einem für den horizontalen Winkel zur Landebahn (Localizer). Letzterer, welcher durch Reflexionen an Flugzeugen auf Taxiways gestört werden kann, sendet ein Trägersignal um 110 MHz (skaliert ~ 16 GHz), welches mit 90 Hz und mit 150 Hz mit einer Gruppenantenne räumlich amplitudenmoduliert wird. In einem Versatzwinkel von etwa $\pm 1-2^\circ$ zur Landebahn hat jeweils eine der beiden Komponenten ihr Maximum, wobei entlang der Landebahnmitte beide Seitenbänder der Amplitudenmodulation gleich sind. Die differentielle Ortsinformation, die mit einem skalierten ILS nachzubilden ist, besteht also in der Differenz der beiden Seitenband-Amplituden (sogenanntes **ddm**=difference in **d**epth of **m**odulation), die über ein Trägersignal abgestrahlt werden. Dieses Träger-

signal, multipliziert mit den zwei unterschiedlichen Seitenbandcharakteristika, wird in o.a. Hardwarearchitektur umgesetzt, wobei die Abstrahlung dieser beiden Navigationssignalbestandteile mit einem geschlitzten Hohlleiter erfolgt. Ganz entscheidend ist hierbei, dass die individuelle Abstrahlcharakteristik des zu skalierenden ILS beibehalten bleibt. Da bei so großen Reflexionsobjekten wie Flugzeugen keine Fernfeldbedingungen vorliegen, hängt das Streuverhalten maßgeblich vom sogenannten Antennenabdruck auf dem Objekt ab, der sich deutlich vom ebenen Welleneinfall unterscheidet. Dieser Antennenabdruck wird übrigens nach Kenntnis der Autoren bei keinem derzeitigen Simulationsmodell berücksichtigt.

Die beiden Navigationssignalbestandteile S1 und S2 werden von unterschiedlichen Seiten in den Hohlleiter gespeist. Die Sendefrequenz wird dabei so gewählt, dass die Wellenlänge im Hohlleiter geringfügig kleiner als der Abstand der Hohlleiterelemente zueinander ist. Die Elemente weisen deshalb als phasengesteuerte Gruppenantenne einen Phasenversatz in ihrer Anregung auf, mit dem die Hauptabstrahlrichtung geringfügig variiert werden kann. Bei Änderung der Einspeisungsseite des Hohlleiters kehrt sich dieser Phasenversatz und auch der Abstrahlwinkel um. Damit stellt der Hohlleiter für jede Einspeiserichtung unterschiedliche Antennenzustände mit unterschiedlichen Abstrahlrichtungen dar.

Die Antennensynthese für ein vorgegebenes Antennendiagramm stellt prinzipiell eine diskrete inverse Fouriertransformation dar, die z.B. in [4] nachgeschlagen werden kann. Diese setzt allerdings immer voraus, dass die Einzelstrahler einer Gruppenantenne voneinander ideal entkoppelt sind. Je größer die Einzelstrahler untereinander verkoppeln, desto schlechter wird das Synthese-Ergebnis sein. Um hier aufwändige Kalibrierverfahren für inverse, schlecht konditionierte Probleme solcher Verkopplungen zu vermeiden, sind die Einzelstrahlelemente des Hohlleiters nur als schwach auskoppelnd ausgelegt, was in einer hervorragenden Design-Synthese-Qualität resultiert.

Ein weiterer Vorteil eines Hohlleiters gegenüber elektronisch gesteuerten Gruppenantennen ist, dass die Speisung der Einzelemente bereits durch die Grundmode des Hohlleiters erfolgt. Die ausführliche Beschreibung eines modularen geschlitzten Hohlleiters ist [5] zu entnehmen. Folgende Abbildung zeigt, wie gut das Pattern eines ursprünglichen ILS mit dem modularen Hohlleitersystem bei einer skalierten Frequenz von 16 GHz nachgebildet werden kann.

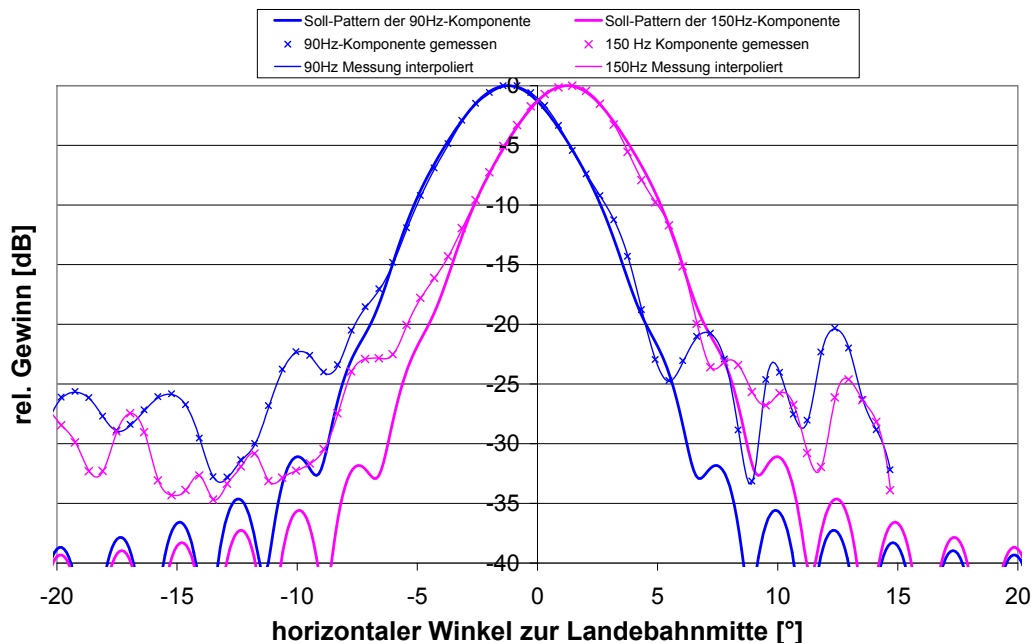


Bild 3: Vergleich zwischen zu synthetisierenden und gemessenem Antennenpattern

3.1 Untersuchung des Einflusses von Störobjekten auf das ILS

Flugzeuge nahe der Landebahn führen zu Mehrwegeausbreitung des ILS-Landekurs-Senders. Dabei wird das Sendesignal an den Störobjekten gestreut, und es kommt im Empfänger zur Überlagerung zwischen dem direkten und dem gestreuten Signalpfad. Der dreidimensionale Landeanflug wird in einer im Maßstab 1:144 skalierten Flughafenumgebung dabei durch einen Messwagen realisiert, der autonom auf Kunststoffschienen fährt, wie Bild 4 zeigt. Dabei bewegt sich der vertikal verfahrbare Empfänger auf einem vorgegebenen Gleitwegwinkel von $2,5^\circ$ nach unten.

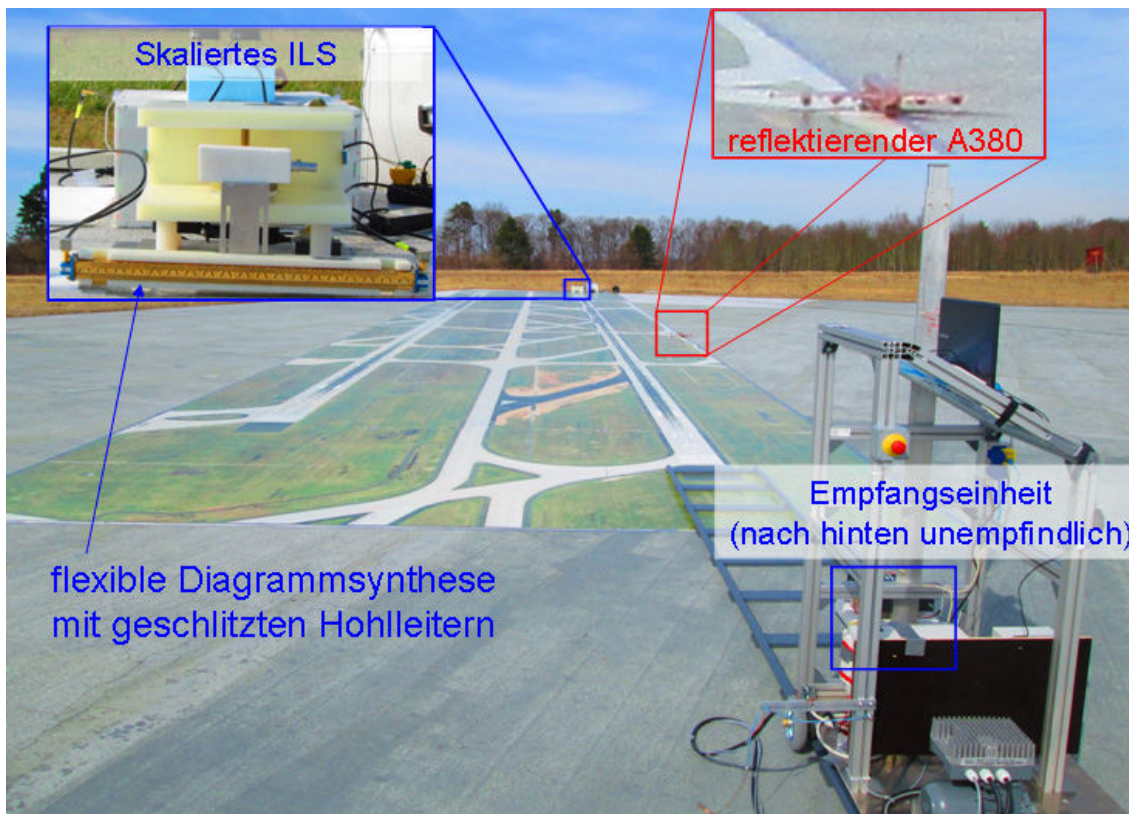


Bild 4: Skalierte Flughafenumgebung für Störszenarien des Instrumenten-Lande-Systems auf dem Freifeldgelände der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, Braunschweig

Durch das Bilden der Differenz der gemessenen Werte einer Fahrt mit Störobjekt zu Werten einer Fahrt ohne Störobjekt werden die Einflüsse der Messumgebung herauskalibriert. Bilder 5 und 6 zeigen Messbeispiele für den Einfluss eines A380 sowie von zwei metallischen Kugeln mit 15 cm und 50 cm Durchmesser. Kugeln stellen dabei ideale Validierungsobjekte dar, einerseits weil ihr Streuverhalten vollständig analytisch exakt berechnet werden kann, und andererseits, weil bei Validierungsszenarien die Freiheitsgrade der Verdrehung des Objektes aufgrund der Kugelsymmetrie entfallen.

In beiden Abbildungen bedeutet 0 dB einen idealen unverfälschten Landekurs. Eingezeichnet sind zudem die CATI und CATIII-Toleranzgrenzen für Landekursverfälschungen nach ICAO. Bzgl. der Äquivalenz der Größen dB und des Instrumenten-Landestroms sei auf [1] verwiesen. Es zeigt sich in beiden Fällen das charakteristische oszillierende Verhalten durch die wechselweise konstruktive und destruktive Überlagerung zwischen direktem und gestreutem Pfad. Die Oszillationsgeschwindigkeit steigt bei Annäherung an, da der Längenunterschied der beiden Pfade sich dann schneller ändert. Die Größe des Objektes hat auch maßgeblichen Einfluss: Die große Kugel hat mehr Störpotential als die kleine und der A380.

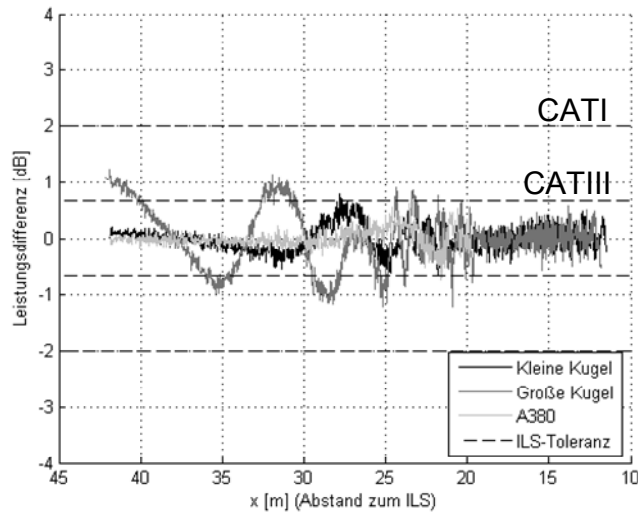


Bild 5: Messung einer skalierten Bewegung des Empfängers auf der Landebahn mit konstanter Höhe. Störobjekte befinden sich 20,2 m vom ILS und 0,64 m von der Landebahnmitte entfernt.

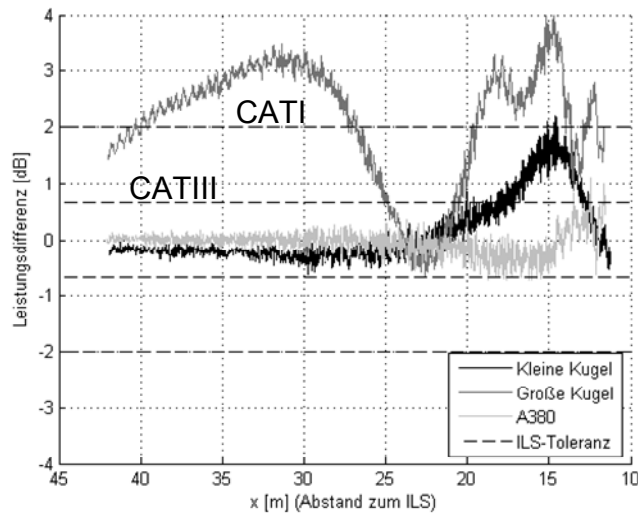


Bild 6: Messung einer skalierten Bewegung des Empfängers auf der Landebahn mit konstanter Höhe. Störobjekte befinden sich 8,9 m vom ILS und 0,31 m von der Landebahnmitte entfernt.

4. Skaliertes Drehfunkfeuer und der Einfluss von Windenergieanlagen

Das Drehfunkfeuer (VOR) setzt sich aus den Signalen von zwei Antennen zusammen. Eine Mittelantenne sendet ein als Referenz dienendes amplitudenmoduliertes Signal. Die zweite, bei konstanter Frequenz betriebene rotiert um die Mittlere. Elektronisches Schalten von Antennen auf einem Ring realisiert hierbei den Kreisumlauf der äußeren Antenne. Ein Flugzeug empfängt bedingt durch die Dopplerverschiebung der rotierenden Antenne ein frequenzmoduliertes Signal. Abhängig vom Winkel zu magnetisch Nord ergibt sich für das Flugzeug eine charakteristische Phasendifferenz zwischen dem umlaufenden und dem Mittelsignal. Diese Phasendifferenz ist gleich dem Winkel der Flugzeugposition bezüglich magnetisch Nord relativ zum Drehfunkfeuer. Durch Reflexionen an Windenergieanlagen (WEA) kann es zu Verfälschungen des frequenzmodulierten Navigationssignals kommen, da die Rotorblätter selbst aufgrund ihrer Bewegung zu Dopplerverschiebungen führen können.

Ein solches Szenario, Verfälschungen des VOR-Signals durch drehende WEA, wurde mit genanntem Skalierungsprinzip ebenfalls im Maßstab 1:144 in einem Demonstrator umgesetzt. Die rotierende Antenne (bzw. ihre Zustände) sind bei dem in Bild 7 gezeigten VOR-Demonstrator mit 12 räumlich rekonfigurierbaren Patchantennen realisiert. Weiterhin ist ein Messbeispiel für eine räumlich differentielle Betrachtung der Navigationssignalbestandteile - in diesem repräsentiert durch zwei Antennenzustände bzw. Sendeantennen - dargestellt. Deutlich ist ein Dopplerspektrum zu erkennen, ausgehend von der Antenne, die zum Windrad hin abstrahlt. Dieses ergibt sich durch unterschiedliche Breiten und Absolutgeschwindigkeiten des Rotorblattes entlang seines Radius. Ein solches Dopplerspektrum ist im direkten Ausbreitungspfad nicht zu beobachten. Der gestreute Ausbreitungspfad über die WEA enthält auch nicht frequenzverschobene Signalanteile, die sich z.B. auf den statischen Mast der WEA zurückführen lassen.

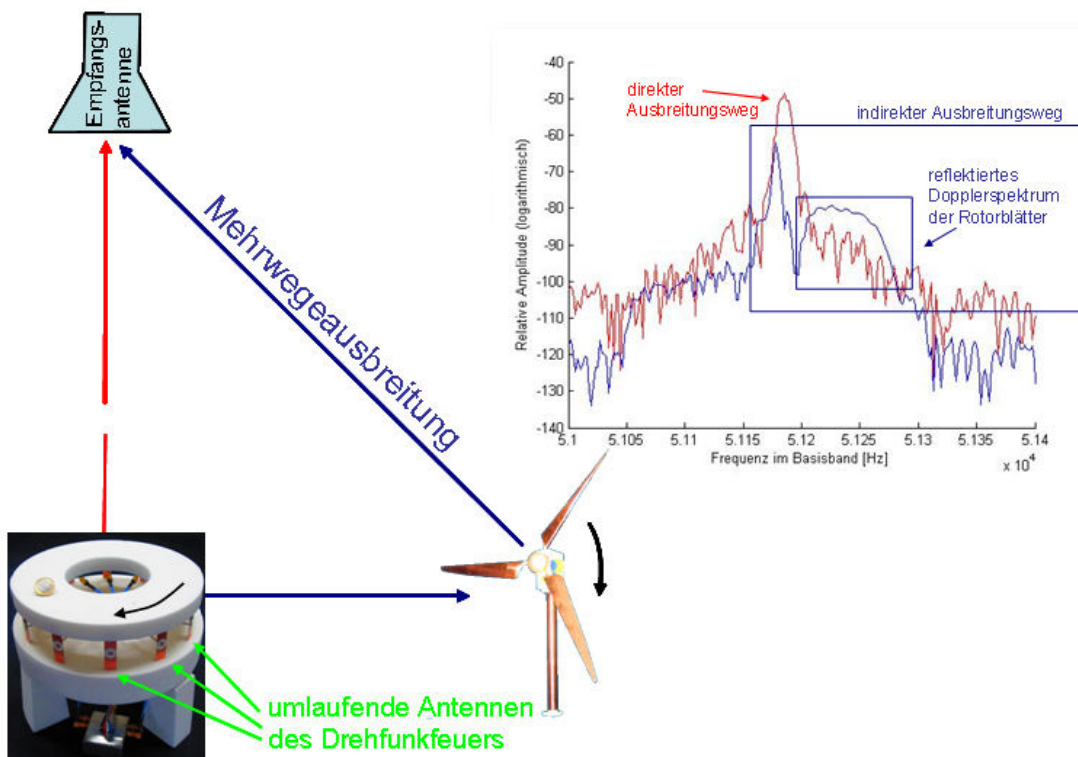


Bild 7: Skaliertes Drehfunkfeuer und gemessenes räumlich differentielles Dopplerspektrum

Anhand der Beispiele Drehfunkfeuer und ILS wurde der generelle Ansatz zur Skalierung von Navigationssystemen aufgezeigt. Dieser wäre z.B. auch für Mehrwegeausbreitung von differentiellem GPS, ebenfalls bei Frequenzen um die 110 MHz, anwendbar.

Literaturangaben

- [1] *Skalierte Messungen zu bistatischen Radarquerschnitten und Landekursverfälschungen des ILS*, Robert Geise, ISBN 978-3-86955-570-6, Cuvillier Verlag Göttingen 2010.
- [2] *Funkortungs- und Funknavigationsanlagen*, Werner Mansfeld, ISBN 3778522027, Hüthig (1994).
- [3] *Verfahren zur Nachbildung beliebiger Navigationssignale zur Untersuchung komplexer Mehrwegeausbreitung*, Deutsche Patentanmeldung Nr. 10 2011 054 093.8, PCT-Anmeldung EP2012/069190. Erfinder: Robert Geise, Achim Enders, Anmelderin: Technische Universität Braunschweig.
- [4] *Antenna Theory, Analysis and Design*, C.A. Balanis, ISBN 0-471-59268-4, S. 349-352.
- [5] *Verfahren und Anordnung zum Modellieren von Antennenabstrahlcharakteristiken*, Deutsche Patentanmeldung Nr. 10 2011 001 569.8, PCT-Anmeldung EP2012/055098, Erfinder: Robert Geise, Achim Enders, Anmelderin: Technische Universität Braunschweig.

Zuverlässige Datenübertragung in maritimer Umgebung unter besonderer Berücksichtigung der EMV

Helge Fielitz, Jan Luiken ter Haseborg, Technische Universität Hamburg-Harburg, Institut für Messtechnik

1. Einleitung

An Bord von Schiffen befindet sich eine Vielzahl unterschiedlicher Funkssysteme. Hierbei sind insbesondere die Radaranlagen zu nennen, da sie Hochfrequenzpulse im Kilowattbereich abstrahlen. Weitere Systeme sind z.B. UKW Seefunk, AIS, Satellitenkommunikationseinrichtungen, Wetterfax, Handsprechfunkgeräte (Walkie-Talkies) etc. Bei Kreuzfahrtschiffen kommen für den Passagierkomfort weitere Systeme wie GSM-Basisstationen und WLAN-Zugangspunkte zum Einsatz. Zusätzlich befindet sich eine erhebliche Anzahl an Mobiltelefonen an Bord, die neben der Mobilfunkanbindung fast alle mit Bluetooth- und WLAN- Funkssystemen ausgestattet sind. Diese Vielzahl an Hochfrequenzsystemen auf engem Raum stellt besondere Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit der Anlagen.

Durch diese große Anzahl an Sendegeräten auf engem Raum ergeben sich besondere Herausforderungen für die elektromagnetische Verträglichkeit der schiffsinternen Baugruppen.

Die für den Schiffsbetrieb benötigten Sendeanlagen nutzen gesetzlich zugewiesene und geschützte Frequenzbereiche, die Koexistenz mit anderen installierten Systemen ist gewährleistet [3]. Für zusätzlich installierte drahtlose Systeme gilt diese Koexistenzbetrachtung jedoch nicht, insbesondere wenn sie Frequenzen oberhalb von 2 GHz nutzen. Die in diesem Bereich relevante Norm IEC 60945, in der die maximale elektromagnetische Abstrahlung festgelegt wird, ist aktuell nur bis 2 GHz definiert. Bei höheren Frequenzen ist kein Grenzwert für die Abstrahlung definiert, es muss in diesem Bereich daher mit Störungen gerechnet werden [6].

In Bild 1 wird ein typisches Spektrum auf der Brücke eines modernen Kreuzfahrtschiffes dargestellt. Um kurzzeitig auftretende Signale, z.B. Radarpulse, zu messen, wird im Max-Hold-Modus mit einer Summationszeit > 1 Minute gemessen.

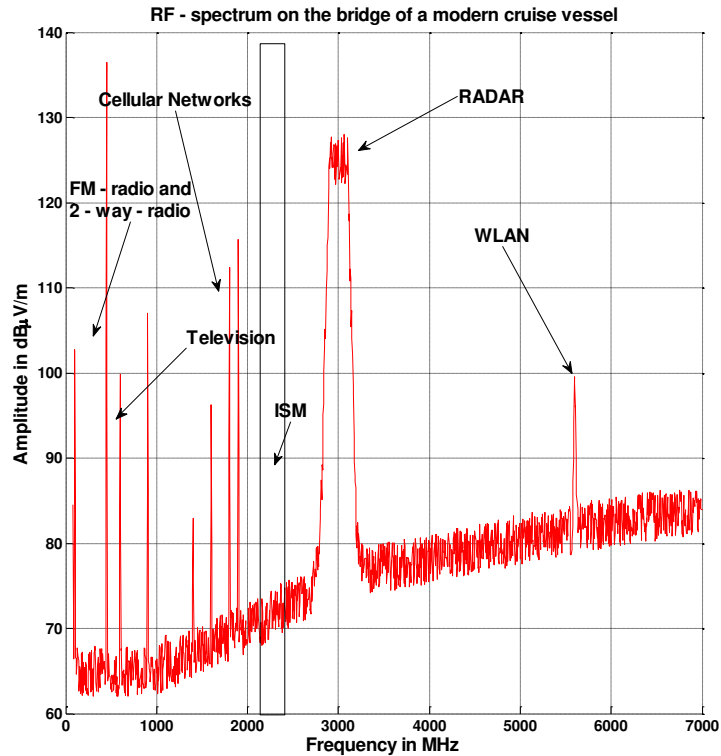


Bild 1: Frequenzspektrum aufgenommen auf der Brücke eines Kreuzfahrtschiffes

Die gemessenen Signale lassen sich aufgrund der Herkunft in zwei Gruppen einteilen:

- 1) Signale die durch Systeme an Bord erzeugt werden: Hierzu gehören Funkgeräte im VHF- und UHF-Bereich, Radarsysteme, Mobiltelefon-Basisstationen, Störungen durch die Bordelektronik und weitere Quellen
- 2) Signale von externen Quellen: Im Spektrum sind deutlich die an Land installierten Radio- und Fernsehsender zu erkennen. Ebenfalls sieht man die starken Signale der an Land befindlichen Mobilfunk-Basisstationen.

Ein Funkkanal beeinflusst das übertragene Signal abhängig von der Umgebung. Neben der frequenz- und entfernungsabhängigen Dämpfung wird das Signal durch Rauschen, Störungen durch andere Funksysteme, Phasendrehungen, Mehrwegeausbreitung und Auslöschung beeinflusst. Diese Effekte können zu Fehlern bzw. zu einem Ausfall der Übertragung führen.

Störungen durch andere Funksysteme lassen sich durch eine exklusive Nutzung eines Frequenzbereiches und der Nutzung von steilflankigen Filtern im Empfänger minimieren. Phasendrehungen, Mehrwegeausbreitung und Auslöschungen werden durch eine exklusive Frequenznutzung nicht beeinflusst, diese Effekte sind laufzeit- und frequenzabhängig.

Ein Ansatz für eine hochverfügbare Datenübertragung kann daher die gleichzeitige Nutzung unterschiedlicher Frequenzen sein. Frequenzabhängige Beeinflussungen

(Auslöschungen etc.) lassen sich durch dieses Verfahren minimieren. Zusätzlich bietet diese Verfahren gute Störfestigkeit gegen schmalbandige Störquellen, z.B. andere Datenübertragungssysteme, da die gestörte Frequenz ausgeblendet werden kann. Das Funksystem wählt automatisch andere, störrärmere Übertragungskanäle im Frequenzband. Ein bekannter Vertreter dieser Kategorie ist z.B. Bluetooth. Dabei wird ein Frequenzsprungverfahren genutzt, bei dem bis zu 1600 Mal pro Sekunde ein Frequenzwechsel durchgeführt wird. Dafür stehen insgesamt 79 Frequenzen im 1 – MHz - Abstand zu Verfügung. Zusätzlich werden belegte Frequenzen erkannt und für die weitere Datenübertragung nicht mehr verwendet [7]. Durch die spektrale Aufweitung der übertragenen Informationen ist im Gegensatz zu Einzelfrequenzsystemen eine erhöhte Bandbreite für die Übertragung notwendig. Gegen breitbandige Störer, die den kompletten verwendeten Frequenzbereich abdecken, ist dieses System hingegen nicht geschützt [4].

Eine weitere Möglichkeit besteht in der Ausnutzung der unterschiedlichen Ausbreitungswege, hervorgerufen durch Mehrwegereflexionen. Bei diesem sogenannten Diversity - Verfahren werden mehrere Empfangsantennen in einem festen Abstand zueinander positioniert. Der Empfänger wählt selbsttätig die Antenne mit dem stärksten Signal aus. Als Entscheidungskriterium kann hierbei z.B. die Feldstärke oder das Signal-zu-Rausch-Verhältnis dienen. Diese Möglichkeit bietet gewissen Schutz gegen Signalauslöschungen durch destruktive Interferenz von Mehrwegesignalen. Eine Störquelle im Nahbereich, die von allen Empfangsantennen aufgenommen wird, kann jedoch durch diese Anordnung nicht ausgeblendet werden.

Wird bei den potentiellen Störquellen von kurzen, pulsformigen Störungen ausgegangen, kann eine zeitlich versetzte Mehrfachübertragung zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der Übertragung beitragen. Im Empfänger werden beide Datenpakete zwischengespeichert, analysiert und nur das fehlerfreie wird zur weiteren Verarbeitung freigegeben.

Da in vielen Fällen bei der Dimensionierung von zusätzlichen Funkstrecken die Minimierung von Folgekosten gefordert ist, bieten sich die lizenzfreien ISM-Bänder als Übertragungsmedium an [2]. Das Problem der Störvermeidung einer Übertragung ist dabei besonders wichtig, da das Funksystem mit vielen anderen in dem Frequenzbereich angesiedelten Diensten in Koexistenz tritt. Eine exklusive, ungestörte Frequenznutzung kann daher nicht gewährleistet werden. Einige konkurrierende Funkdienste, z.B. analoge Videoübertragungen mit mehreren MHz Bandbreite, können als Breitbandstörer das Frequenzband in ihrem Umfeld komplett blockieren [4].

Wird statt eines Frequenzbereiches zur Datenübertragung mehrere weit auseinander liegende Bereiche genutzt, ergeben sich Vorteile:

Breitbandstörer wirken nur noch auf einen Kanal des Funksystems. Ist der Frequenzabstand zwischen den Übertragungskanälen größer als die Bandbreite der Störung, ist zumindest ein Übertragungsweg unbeeinflusst. Auslöschungen durch Mehrwegeausbreitung treten bei den Übertragungswegen unabhängig voneinander auf, ein gleichzeitiges Minimum lässt sich durch geschickte Frequenzwahl vermeiden. Ist der Frequenzabstand zwischen den Übertragungskanälen hinreichend groß, reichen einfache Eingangsfiler vor den Empfängern, um eine gegenseitige Desensibilisierung durch das Sendesignal zu verhindern. Werden die beiden

Frequenzen zusätzlich nicht als Vielfache voneinander gewählt, haben eventuell vorhandene Oberwellen des jeweils anderen Systems keinen Einfluss auf die Empfindlichkeit der Eingangsstufe des Empfängers.

In Europa werden die Forderungen nach großem Frequenzabstand und lizenzfreier Nutzung vom Frequenzpaar 868 MHz und 2,4 GHz erfüllt. Für beide Frequenzbereiche sind kostengünstige Funkmodule industriell verfügbar. Ein weiterer Vorteil liegt dabei bei der Nutzung von Bluetooth im 2,4 - GHz – ISM - Band: Durch das verwendete adaptive Frequenzsprungverfahren ist diese Übertragung deutlich robuster gegenüber Störungen als schmalbandige auf einen Kanal festgelegte Übertragungsverfahren.

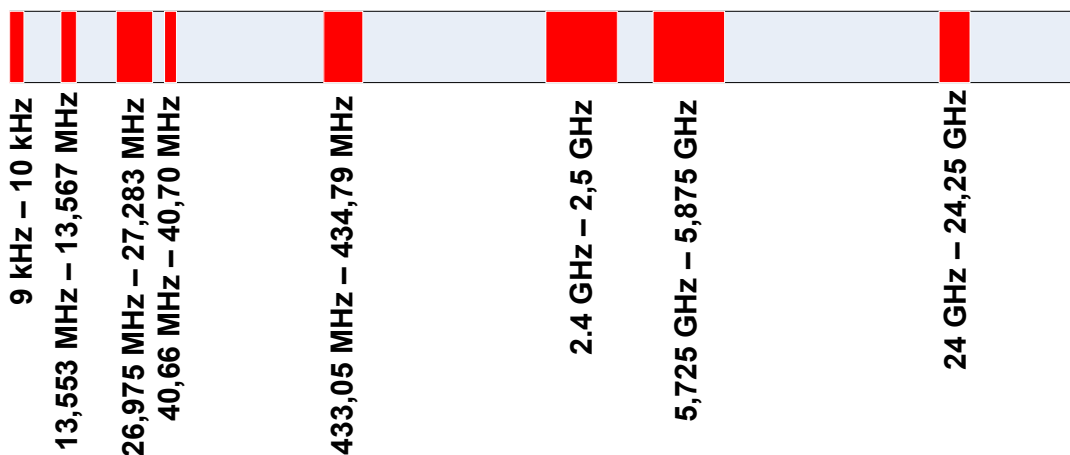


Bild 2: ISM Frequenzbereiche in Europa

Eine Sonderrolle nehmen die Frequenzen im Bereich 863 MHz bis 870 MHz ein. Sie zählen nicht zu den ISM-Frequenzen, dürfen jedoch in Deutschland unter ähnlichen Bedingungen wie der ISM-Bereich genutzt werden. Im Frequenzband von 869,40 MHz bis 869,65 MHz ist dabei eine maximale Sendeleistung von 500 mW ERP zugelassen [1].

Bei der Untersuchung der Frequenzbelegung auf einem modernen Kreuzfahrtschiff, vgl. Bild 1, wurde festgestellt, dass die Frequenzbereiche bei 869 MHz und 2,4 GHz nahezu unbelegt sind, d.h. es finden dort zur Zeit der Messung keine Aussendungen statt. Trotzdem ist insbesondere im 2,4 - GHz – Band von einer Nutzung z.B. durch WLAN oder Bluetooth von Mobiltelefonen der Besatzung und der Passagiere auszugehen. Diese Tatsache muss bei der Konzeption des Übertragungssystems berücksichtigt werden.

Um eventuell auftretende konstruktive und destruktive Interferenzen der Funksignale durch Mehrwegeausbreitung abschätzen zu können, wird die Funkübertragung mittels Matlab simuliert. Dabei werden folgende Annahmen getroffen:

Zwischen Sender und Empfänger befindet sich eine direkte Sichtverbindung. Es gibt einen dominierenden Reflexionspfad, hervorgerufen durch den Boden oder die Wasseroberfläche. Das direkte und das reflektierte Signal überlagern sich, was zu ortsabhängiger konstruktiver und destruktiver Interferenz führt. Die Simulation wird

für die Anfangs- und Endfrequenz des Bluetooth-Funksystems und für eine Festfrequenz von 869 MHz durchgeführt.

Beide Antennen befinden sich in einer Höhe von 40 m über dem Boden, die Sendeleistung beträgt 20 dBm, abgestrahlt über einen Dipol mit 0 dB Gewinn bezogen auf einen Dipol. Die Empfängerempfindlichkeit beträgt -90 dBm. Der Empfänger nutzt eine identische Antenne wie der Sender. Durch Kabel und Steckverbinder im Signalweg kommen zusätzlich 5 dB Verluste hinzu. Die maximale Streckendämpfung, bei der eine Übertragung noch möglich ist, errechnet sich über folgende Formel:

$$P_{TX} + G_{RXAnt} + G_{TXAnt} - d_{Stecker} + E_{Empfänger} = d_{Strecke}$$

P_{TX} : Sendeleistung in dBm

G_{RXAnt} : Gewinn der Empfangsantenne

G_{TXAnt} : Gewinn der Sendeantenne

$d_{Stecker}$: Verluste in Kabeln und Steckverbindern

$E_{Empfänger}$: Empfängerempfindlichkeit

$d_{Strecke}$: maximal zulässige Streckendämpfung

In dem simulierten Beispiel darf die maximale Streckendämpfung demnach 105 dB betragen.

Zusätzlich wird die entfernungsabhängige Freifelddämpfung als Referenzwert mit Hilfe der Formel 1 berechnet [5]:

$$L_F = 20 \log(f) + 20 \log(d) - 20 \log\left(\frac{c}{4\pi}\right) \quad [1]$$

L_F ist der errechnete Pfadverlust in dB, f die Sendefrequenz, d die Entfernung zwischen Sender und Empfänger und c ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit, hier die Lichtgeschwindigkeit.

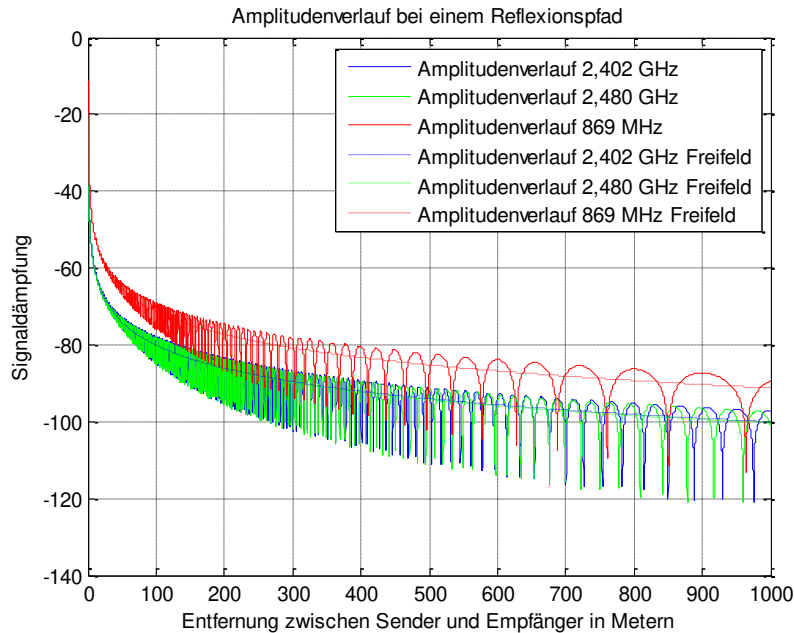


Bild 3: Simulation der Minima und Maxima einer Funkübertragung mit zwei Frequenzbereichen

Die Ausbildung von Signalminima und Signalmaxima aufgrund der Überlagerung des direkten und des reflektierten Signals am Empfänger ist zu erkennen. Diese Signaleinbrüche sind bis zu 20 dB unterhalb des Wertes der errechneten Freifelddämpfung. Die Minima und Maxima für die unterschiedlichen Frequenzen treten an verschiedenen Orten auf.

Ab einer Entfernung von 300 m wird die durch die Parameter der Funkstrecke festgelegte zulässige Dämpfung von 105 dB in den Minima unterschritten. Ab dieser Entfernung ist mit einem positionsabhängigen Ausfall der Datenübertragung des 2,4 - GHz – Systems zu rechnen. Durch die geringere Streckendämpfung bei 869 MHz tritt dieser Effekt bei der Frequenz erst ab einer Entfernung von ca. 500 m zwischen Sender und Empfänger auf. Durch eine Kombination beider Funkssysteme lässt sich die Reichweite auf über 1000 m ausdehnen, da die räumlichen Positionen der Minima beider Funkssysteme nicht zusammenfallen.

2. Praktische Realisierung

Es soll für eine Schiffsüberführung von der Werft zur Nordsee für navigatorische Zwecke eine zuverlässige und redundante Datenübertragung zwischen ortsfesten Landstationen und einer mobilen Schiffstation realisiert werden. Über diese Verbindung sollen Wetterinformationen im NMEA-Datenformat übertragen und in das eigens für die Schiffsüberführung installierte Conning-Display eingespeist werden. Für das redundante Übertragungssystem werden Funkmodule eingesetzt, die jeweils das Frequenzband im Bereich 869 MHz und 2,4 GHz nutzen.

Das System besteht aus zwei Einheiten, einer Landstation, die NMEA-Daten aussendet, und einer Schiffstation zum Empfang der Informationen. Die Landstation

sendet auf beiden Frequenzbändern gleichzeitig identische Datentelegramme. Die mobile Schiffsstation empfängt beide Datenströme. Eine Auswahlbaugruppe wählt dabei selbsttätig das Signal mit der geringsten Fehlerrate aus und leitet es an die Schiffsautomatisierung weiter. Durch dieses Verfahren findet trotz Ausfall eines Übertragungsweges eine unterbrechungsfreie Datenübertragung statt. Von einer gleichzeitigen Störung der beiden genutzten Frequenzbereiche (869 MHz und 2,4 GHz) wird bei der Auslegung des Systems nicht ausgegangen. Die übertragenen NMEA-Telegramme besitzen zur Fehlererkennung eine Prüfsumme am Ende des Datensatzes. Falls es trotz der redundanten Übertragung zu Fehlern kommt, werden diese im Empfangsgerät erkannt und das Telegramm wird verworfen.

Als Beispiel sind die grundlegenden Daten zweier Module für 2,4 GHz und 869 MHz beschrieben [8] [9]:

	Modul 1	Modul 2
Frequenzbereich	2,402 GHz – 2,480 GHz	869,525 MHz
Übertragungsverfahren, Modulation	GFSK mit Frequenzsprungverfahren, Auswahl aus 79 Frequenzen nach dem Bluetooth-Standard	Frequenzumtastung, feste Trägerfrequenz
Reichweite unter optimalen Bedingungen (Freifeld) laut Datenblatt	1500	> 2000 m
Fehlererkennung / Fehlerkorrektur	Vorhanden, automatische Wiederaussendung fehlerhafter Datenpakete	Fehlererkennung über Prüfsumme vorhanden, fehlerhafte Datenpakete werden verworfen
Sendeleistung	20 dBm	27 dBm
Empfängerempfindlichkeit	-90 dBm	-90 dbm
Selbsttätiges Ausweichen bei Störung einer Frequenz	Ja	Nein

Tabelle 1: Grundlegende Parameter der verwendeten Funkmodule

Bei einer räumlich dichten Anordnung mehrerer Sender muss insbesondere die elektromagnetische Verträglichkeit der Systeme betrachtet werden. Die hohen Feldstärken der Sendeantennen können zu ungewollter Einstrahlung in andere Schaltungsteile führen. Im Falle eines kombinierten Sender-Empfängers kann Hochfrequenzenergie über den Antenneneingang in den Empfänger einkoppeln, was zu einer unerwünschten Desensibilisierung der Schaltung führen kann. Die hier gewählten Frequenzbereiche liegen mindestens 1,53 GHz auseinander. Dadurch ist davon auszugehen, dass auch einfache Filter im Empfängerzweig das Sendesignal des jeweils anderen Systems hinreichend dämpfen und es somit den Empfänger nicht desensibilisiert.

Desweiteren wird die gegenseitige Beeinflussung der Funksysteme durch Oberwellen betrachtet. Da sich in den 2,4 GHz – Bereich jedoch keine Vielfachen von 869 MHz befinden, befinden sich die Oberwellen des Senders außerhalb des genutzten Frequenzbereiches.

Für die beiden verwendeten Frequenzbereiche soll jeweils eine Antenne verwendet werden. Aufgrund baulicher Einschränkungen werden beide Antennen räumlich dicht beieinander auf einem Antennenträger montiert. Für das 2,4 GHz – Band soll eine gestockte Dipolantenne verwendet werden, für 869 MHz wird eine Groundplane-Antenne genutzt. Beide Antennen verhalten sich in horizontaler Ebene als Rundstrahler. Mittels Simulation wird die gegenseitige Beeinflussung der Antennen und die Veränderung des Antennendiagramms betrachtet.

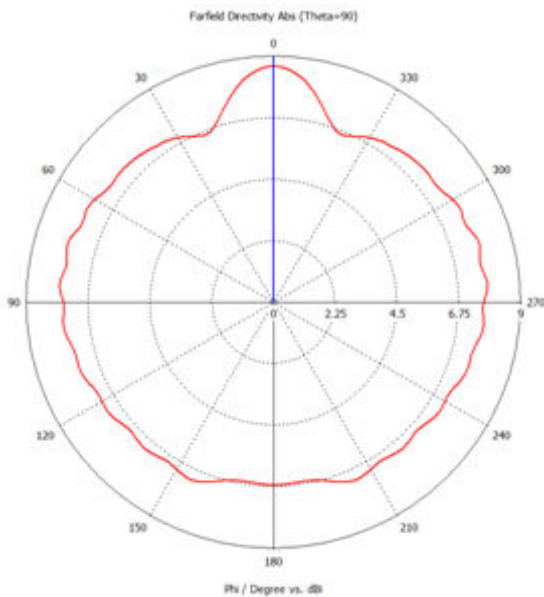


Bild 4: Simulation des horizontalen Antennendiagramms im Fernfeld der gestockten Dipolantenne bei 2,4 GHz mit einer 60 cm entfernten Groundplane - Antenne, die Groundplane - Antenne befindet sich in der 180° - Position

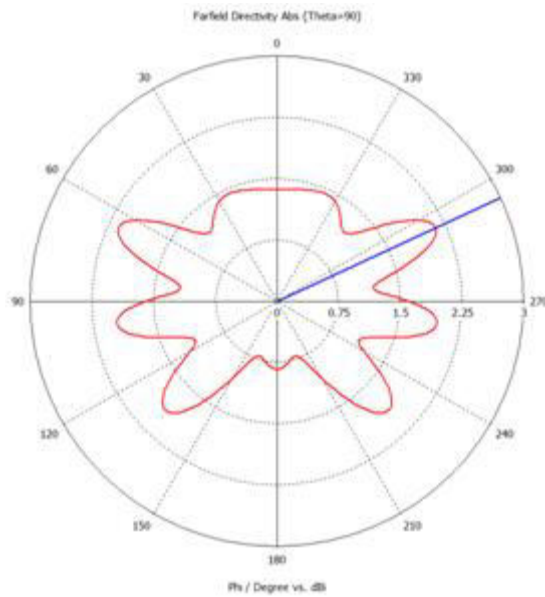


Bild 5: Simulation des horizontalen Antennendiagramms der Groundplane-Antenne bei 869 MHz mit einer 60 cm entfernten gestockten Dipolantenne, die Dipolantenne befindet sich bei 0°

Wie die Simulation zeigt, beeinflusst die jeweils andere Antenne das Richtdiagramm der sendenden Antenne. Die absolute Änderung im Fernfeld der 2,4 – GHz - Antenne beträgt jedoch weniger als 2 dB. Die absolute Änderung im Fernfeld der Groundplane – Antenne beträgt weniger als 1 dB. Die Abstrahlung in horizontaler Richtung kann daher als dem Rundstrahlverhalten angenähert betrachtet werden.

Zur einfachen Wartung ist das System in funktionale Baugruppen aufgeteilt, die auf einer gemeinsamen Tragschiene montiert werden. Jede Baugruppe ist mit einem eigenen Spannungsregler ausgestattet, um gegenseitige Beeinflussungen über die Stromversorgung zu vermeiden. Ein wasserdichtes Kunststoffgehäuse sorgt für Wetterschutz, die Spannungsversorgung erfolgt über ein externes Netzgerät.

3. Zusammenfassung

Durch die Vielzahl von Sendeanlagen und die ausgedehnten metallischen Flächen handelt es sich bei Schiffen um komplexe elektromagnetische Umgebungen. Die Anzahl und Art der potentiellen Störquellen ist nur begrenzt vorhersagbar, da z.B. im Fall von Kreuzfahrtschiffen die Passagiere eine Vielzahl elektronischer Systeme (Telefone, Laptops etc.) mitbringen, deren Ort und Betriebsdauer variieren kann. In dieser komplexen Umgebung ist eine zuverlässige und ausfallsichere Kommunikationslösung mit Landstationen im Nahbereich gefordert. Zur Minimierung der Kosten wird dabei auf kostenfrei nutzbare ISM-Bänder zurückgegriffen, die mit anderen Funkdiensten konkurrierend geteilt werden müssen.

In dieser Veröffentlichung werden die Auswirkungen der Störungen betrachtet und eine einfache Mehrwegeausbreitungsumgebung simuliert. Aufgrund dieser Betrachtungen wird ein System projiziert, das simultan zwei unterschiedliche Frequenzbereiche zur Datenübertragung verwendet. Durch dieses Verfahren können die Auswirkungen von elektromagnetischen Störungen auf das System minimiert werden. Durch die unterschiedlichen Frequenzen variieren die Interferenzmuster der Mehrwegeausbreitung. Somit ist gewährleistet, dass sich mindestens eine Funkübertragungsstrecke nicht in einer Zone mit destruktiver Interferenz befindet und daher die Übertragung aufrechterhalten werden kann.

Das vorgestellte System wird praktisch aufgebaut und im Rahmen einer Schiffsüberführung auf der Ems zur Übermittlung von Wetterdaten erfolgreich eingesetzt.

Literatur:

- [1] Bundesnetzagentur Vfg 43/2012: Allgemeinzuteilung von Frequenzen zur Nutzung durch Funkanwendungen mit geringer Reichweite für nicht näher spezifizierte Anwendungen; Non-specific Short Range Devices (SRD), Bundesnetzagentur Vfg 43/2012
- [2] Bundesnetzagentur, Vfg 76/2003: Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen
- [3]: Pilsak, T., ter Haseborg, J.: "EMC investigations of narrowband and broadband interferences of 2.4-GHz-WLAN applicationson cruise and container vessels" 19th International Wrocklaw symposium and exhibition on electromagnetic compatibility, Wrocklaw, 11-13 June,2008
- [4] Fielitz, H., ter Haseborg, J.: "On How to Measure the Interference of Multiple Wireless Transmission Systems Using a Well Defined Environment" International Rome symposium and exhibition on electromagnetic compatibility, Rome, 17-21 September, 2012
- [5] T.S. Rappaport: "Wireless communications", Prentice-Hall, 1996

- [6] IEC 60945, „Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems – General requirements – Methods of testing and required test results”
- [7] Sauter, Martin: “Grundkurs mobile Kommunikationssysteme. Von UMTS und HSDPA, GSM und GPRS zu Wireless LAN und Bluetooth Piconetzen.“, Vieweg & Sohn, 2008
- [8] BlueMod+C11/g2 Data sheet, Release r02, Stollmann E+V GmbH, abgerufen am 1.10.2013
- [9] ARF54 UART TTL modules, Adeunis Wireless products & solutions, abgerufen am 1.10.2013

Erweitertes Ortungsverfahren von netzperiodischen Störquellen auf der Grundlage nichtlinearer Signalauswertung als Hilfe bei Kommunikationsstörungen im Smart Grid

Dipl.-Ing. Martin Frey, ARGE Rundfunk-Betriebstechnik, Nürnberg, Sachgebiet EMV

1. Neuer Ansatz zur Ortung von EMV-Störquellen in ungerichteten Netzwerken

Üblicherweise werden bei der Ortung von Störquellen in ungerichteten Leitungsnetzwerken wie z.B. dem Stromnetz im Gegensatz zu Datennetzwerken, markante Merkmale von Störsignalen mit bekannten Mustern von typischen Störquellen verglichen und der vermutete Ort der Störquelle durch Korrelation des Ortes mit der Intensität der Merkmalsausprägung abgeleitet. Vielfach werden bei der Merkmalsgewinnung lineare Verfahren wie z.B. die Fouriertransformation oder solche der beschreibenden Statistik, wie z.B. Mittelwerte oder Varianzanalyse angewandt. Bei Störquellen, die sich im deterministischen Chaos befinden eignen sich nichtlineare Signalauswertungen besser. Bei der minimal-invasiven Methode zur Lokalisierung von Schaltnetzteilen mit schadhaftem Zwischenkreiskondensator in hochverfügbaren Anlagen kam z.B. die Methode der approxiierten Entropie zum Einsatz. [1]

Objekt der hier vorgestellten Ortungsmethode sind EMV-Störquellen mit Störsignalmustern gemäß folgender Charakteristik:

- stationäres Verhalten,
- Periodizität und starre Kopplung (Synchronität) mit der Netzfrequenz,
- komplexer Signalverlauf,
- betrachteter Signalfrequenzbereich zwischen 3 und 150 kHz.

Ein solches Verhalten ergibt sich z.B. bei Schaltnetzteilen mit Stromspitzenwertregelung mit defektem Zwischenkreiskondensator. In diesem Fall erzeugt das Schaltnetzteil transiente Ströme um den Spannungsnulldurchgang. Ähnlich verhalten sich auch manche aktiven Filter zur Leistungsfaktor-Korrektur im Leerlauf. Beobachtet wurden aber auch Schaltnetzteile, deren Filter im Spannungsmaximum in Resonanz geraten. Die Resonanzfrequenz liegt weit unterhalb 150 kHz. Daher erfahren diese Störströme im Netz kaum Dämpfung durch Funkentstörfilter der angeschlossenen Geräte.

Die transienten Störströme pathologischer Schaltnetzteile entstehen durch das nichtlineare Zusammenwirken der Bestandteile des Schaltreglers unterhalb des energetischen Fließgleichgewichtes. Dadurch verliert sein Betriebszyklus im Phasenraum den quasi-reversiblen Charakter und gerät auf den Weg ins deterministische Chaos. Die Betriebstrajektorien nehmen immer komplexere Strukturen an, die sich in der Form des abnehmenden Eingangstroms zum Schaltregler niederschlagen. Der Vorgang wiederholt sich wegen des defekten Zwischenkreiskondensators in jeder Netzhalbschwingung mit Variationen, die von den jeweils geltenden Betriebsbedingungen zu Beginn der kriti-

schen Betriebsphase abhängen. Dennoch handelt es sich dabei um einen ergodischen Prozess mit konstanter Spektralverteilung des Störsignals.

In diesem Beitrag wird ein Ortungsverfahren vorgestellt, das auf der Basis der Informationstheorie arbeitet und statistische Zusammenhänge bei der Ausbreitung von Störsignalen in Netzwerken aufdeckt. Nach einer physikalischen Begründung wird der Algorithmus zur Bestimmung der kausalen Beziehung zwischen von der Störquelle beeinflussten Signalen im Netzwerk skizziert. Zur Validierung wurde ein Experimentiernetz mit zwei bekannten Störquellen aufgebaut. Zuletzt wird ein Ausblick auf eine mögliche technische Anwendung bei der Diagnose von Kommunikationsstörungen auf PLC-Strecken in einem Smart Grid gegeben.

2. Thermodynamisches Verständnis von elektromagnetischen Emissionen beim Betrieb elektrischer Geräte

Die Theorie der Thermodynamik liefert ein generelles Erklärungsmodell für derartiges Störverhalten [2]. Jedes in seinem Arbeitspunkt bestimmungsgemäß funktionierende elektrische Gerät befindet sich weit entfernt vom thermischen Gleichgewicht. Die über das Stromnetz zugeführte Energie deckt die thermischen Verluste und die Umwandlung der elektrischen Energie. Zur Aufrechterhaltung der internen Funktionen muss das offene System Energie in Form von Entropie an die Umgebung abgeben. Der elektromagnetische Anteil im radiofrequenten Bereich wird durch EMV-Maßnahmen auf ein zulässiges Maß begrenzt.

Unterschreitet der dem Gerät zugeführte Energiestrom eine durch die interne Regelung vorgegebene untere Grenze, strebt das System einem Betriebszustand zu, der dem thermischen Gleichgewicht zumindest nahekommt. Das Gerät baut überschüssige Energie ab und setzt sie in Form deutlich höherer Entropie in die Umgebung frei. Dadurch lässt sich ein solches Gerät in einem derartigen Zustandsübergang durch die Messung der Entropie in seiner Umgebung detektieren und unter bestimmten Bedingungen auch lokalisieren.

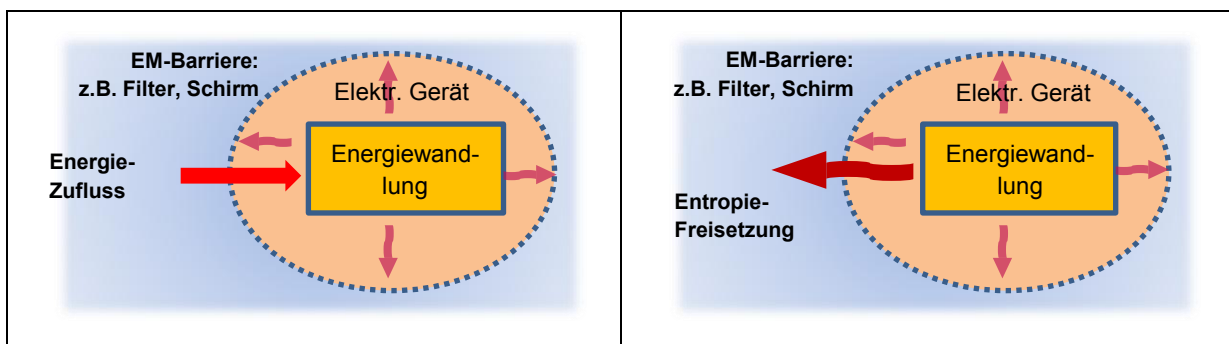


Bild 1: Offenes System im Fließgleichgewicht (links), offenes System auf dem Weg ins thermische Gleichgewicht (rechts): Entropiefluss als Mittel zur Störquellenortung

3. Informationstheoretische Methoden zur Detektion und Ortung von EMV-Störquellen

Im konventionellen EMV-Störmodell steht die physikalische Wirkung der elektromagnetischen Wechselwirkung der Störquelle bzw. der Störsenke mit der Umgebung im Vordergrund. In einem informationstheoretischen Modell spielt die physikalische Realität der von der Störquelle ausgehenden Energie keine Rolle. Die Wechselwirkung der von der Störquelle ausgehenden Energie (Entropie) selbst wird zur Ursache für Informationsflüsse. Daher kann man die Störquelle selbst als Informationsquelle betrachten. Von ihr gehen Informationsflüsse in die Umgebung. Das Aufspüren kausaler Zusammenhänge z.B. in einem Leitungsnetz wie dem elektrischen Stromnetz öffnet einen Weg zur Ortung der Störquelle. [4]

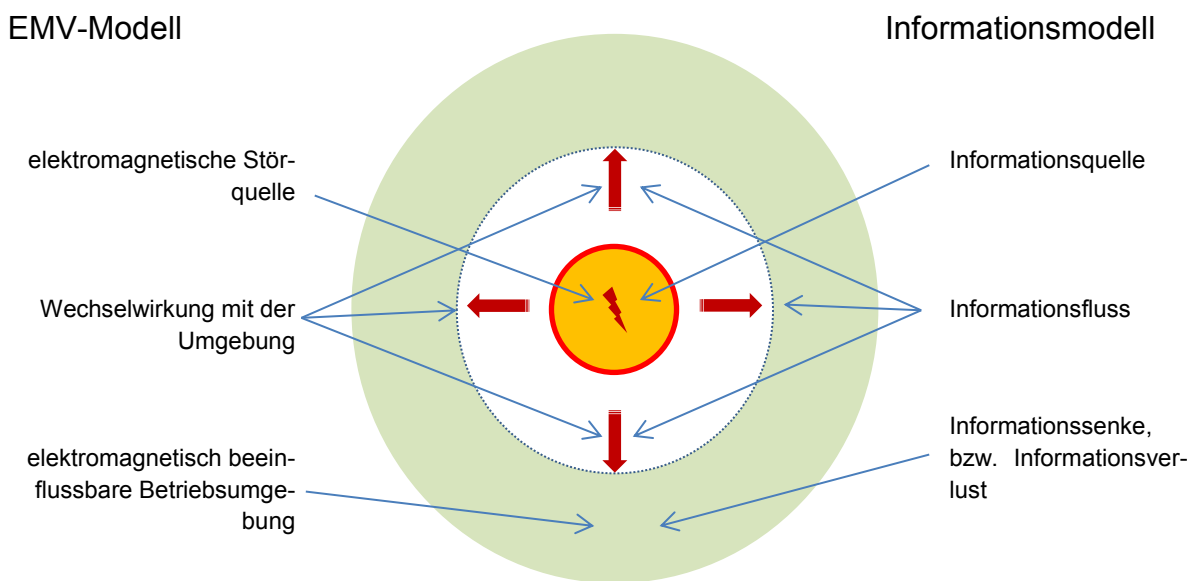


Bild 2: Analogie zwischen EMV- und Informationsmodell

Die als Informationsquellen erscheinenden EMV-Störquellen lassen sich anhand des von ihnen ausgehenden Informationsflusses aufspüren. In einem Netzwerk mit diskreten Signalpfaden, wie z.B. einem Stromnetz weisen alle Flussrichtungen von der Quelle weg und auf eine Senke hin. Netzknoten mit einer Mischung aus ankommenden und abgehenden Flussrichtungen wirken als Transitstellen. Um Stärke und Richtung eines Informationsflusses bestimmen zu können, müssen z.B. in einem Netzwerk zeitlich und örtlich korrelierende Zustandsfolgen an den Netzknotenpunkten bekannt sein.

3.1 Wie wird die Information gewonnen?

Die Information wird durch Abtastung und Digitalisierung mit geeigneten Analog-Digital-Umsetzern aus den statistischen Abhängigkeiten der einzelnen Abtastwerte bzw. Signalsequenzen im selben Signal zueinander oder zwischen zwei Signalen ermittelt. Die Grundlage dazu bildet die Definition des Informationsflusses beim dynamischen Übergang von einer Signalsequenz zur zeitlich darauf folgenden. Diese leitet sich von der

Definition des Informationsgehaltes I_μ eines Symbols μ als Logarithmus über den Kehrwert der Auftretswahrscheinlichkeit p_μ in einer Symbolreihe ab.

$$I_\mu = \log\left(\frac{1}{p_\mu}\right)$$

Für den Informationsfluss wird nicht die Häufigkeit von Abtastwerten eines Signals ausgewertet, sondern die Übergangswahrscheinlichkeit von einer mehrgliedrigen Sequenz zur nächsten. Dies lässt sich in einem Markowmodell für das zu analysierende Signal abbilden. Ein Markowmodell stellt die diskreten Signalzustände (Abtastwerte) und die Übergangswahrscheinlichkeiten basierend ausschließlich aus der unmittelbaren Vergangenheit dar. Die Übergangswahrscheinlichkeit wird durch die relative Häufigkeit angenähert, mit der ein bestimmter Sequenzübergang eintritt. Eine Sequenz gilt als Verbundereignis der einzelnen Signalwerte.

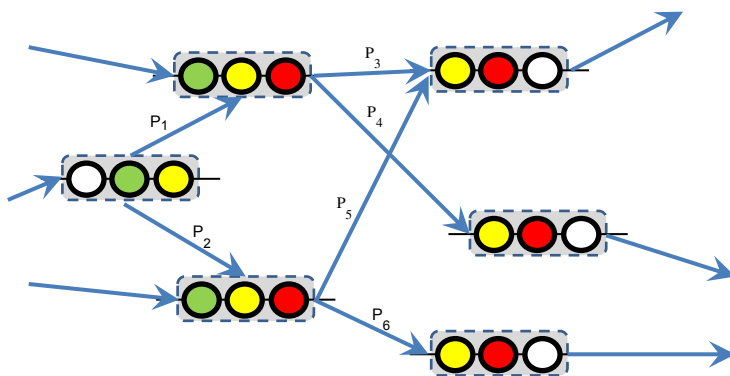


Bild 3: Ausschnitt aus einem Markowmodell mit dreigliedrigen Signalsequenzen

Die relative Häufigkeit eines Verbundereignisses lässt sich durch Abzählen in einem Ereignisraum bestimmen. Die Dimension des Ereignisraumes richtet sich nach Länge der Sequenz und ihrer Vorgeschichte, die als bekannt vorausgesetzt wird. Um den statistischen Einfluss von Messrauschen und Rundungsfehlern zu unterdrücken, wird um den Ort für das zu analysierende Referenzereignis eine Hyperkugel gelegt und alle Verbundereignisse der kompletten Signalreihen x und y gezählt, die in diese Kugel fallen. Als Ergebnis liegen nun ebenso viele Werte an angenäherten Übergangswahrscheinlichkeiten vor, wie jedes analysierte Sensorsignal Abtastwerte besitzt.

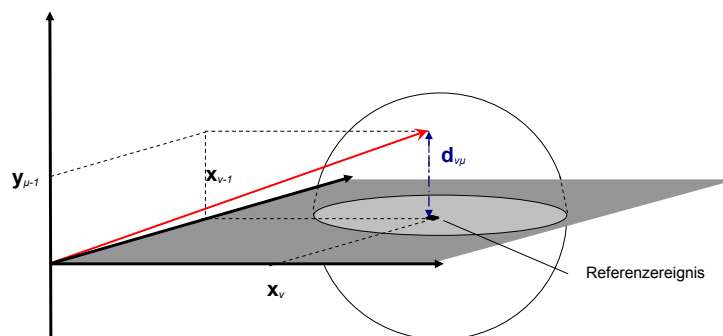


Bild 4: Beispiel für einen dreidimensionalen Ereignisraum mit eingetragener Hyperkugel mit den Signalzuständen \mathbf{x}_v , \mathbf{x}_{v-1} und $\mathbf{y}_{\mu-1}$ mit $\mathbf{d}_{\nu\mu}$ als Abstand zum Referenzereignis

3.2 Kausalität als Grundlage der Störquellenortung

Für die Störquellenortung in einem Netzwerk müssen mehrere Sensorsignale möglichst aus der näheren Umgebung der Störquelle auf Anzeichen für die Existenz einer zu suchenden Störquelle untersucht werden. Anzeichen für die Existenz instabiler leistungselektronischer Geräte sind regelmäßige Muster der freigesetzten Entropie. Die Entropie der instabilen Leistungselektronik schlägt sich in einem hohen Komplexitätsgrad in den Sensorsignalen nieder. Die hohe Komplexität im Signalverlauf bewirkt eine größere „räumliche“ Verteilung der Verbundereignisse im Ereignisraum. Daraus resultiert eine geringe Übergangswahrscheinlichkeit und somit ein hoher Informationsfluss von den als bekannt vorausgesetzten Signalsequenzen zum neuen. Dies bedeutet, dass in den Informationsflussverläufen der Sensorsignale jene Abschnitte mit höheren Werten dem eingangs beschriebenen Störmuster entsprechen. Im Falle des Schaltnetzteils mit defektem Zwischenkreiskondensator können diese Abschnitte den Spannungsnulldurchgängen der 50-Hz-Netzwechselfspannung zugeordnet werden. Bei anderen Störquellen mag dies für die Spannungsmaxima vorliegen, wie in Abschnitt 4 gezeigt wird. Bei der Suche nach solchen Störquellen interessiert nur die statistische Abhängigkeit zwischen Sensorsignalen in den ausgesuchten Zeitabschnitten, die dem Störmuster der Quelle entsprechen.

Da die Ortung auf der Bewertung der statistischen Kausalität der unterschiedlichen Sensorsignale zueinander beruht, muss der kausale Zusammenhang zwischen den Sensorsignalen aus den Informationsflüssen ermittelt werden. Die Kausalität besitzt eine Wirkintensität und eine Wirkrichtung. Diese berechnet sich in Anlehnung an die Definition der Transferentropie nach T. Schreiber aus dem Vergleich der statistischen Abhängigkeit der Informationsflüsse für beide Wirkrichtungen zwischen den beiden untersuchten Signalen [4]. Dabei geht man von der Vermutung eines kausalen Zusammenhangs zwischen zwei Signalen aus, wenn sich der Informationsfluss (IF) für einen Zustandsübergang in einem Signal durch Einbeziehung von Zuständen im zweiten Signal vermindern lässt. Richtung und Stärke der Kausalität ergeben sich aus dem Kehrwert der Differenz beider Informationsflüsse.

$$\text{Kausalität } x \rightarrow y = \frac{1}{\text{IF}_x - \text{IF}_y};$$

$\text{IF}_x = \sum_{n \in K} \log\left(\frac{p(x_n | x_{n-1}, y_{n-1})}{p(x_n | x_{n-1})}\right)$; mit $p(x_n | x_{n-1}, y_{n-1})$ als bedingter Wahrscheinlichkeit für das Ereignis x_n im Signal x , wenn die unmittelbaren Vorgänger x_{n-1} von Signal x und y_{n-1} von Signal y bekannt sind.

$\text{IF}_y = \sum_{n \in K} \log\left(\frac{p(y_n | y_{n-1}, x_{n-1})}{p(y_n | y_{n-1})}\right)$; analog zu IF_x

mit $K \in \text{relevante Abschnitte für Störmuster}$

Aus den Kausalitätswerten für jede Zweierkombination ergibt sich eine quadratische, diagonalsymmetrische Kausalitätsmatrix mit Nullen als Diagonale. Die Symmetrie ergibt sich aus der Identität der Wirkintensität zwischen zwei Signalkombinationen mit inversem Vorzeichen, aus dem die Wirkrichtung hervorgeht.

Signale	S1	S2	...	Sn
S1	0	K12	...	K1n
S2	-K12	0	...	K2n
...
Sn	-K1n	-K2n	...	0

Bild 5: Kausalitätsmatrix mit Kausalitätswerten K_{nm}

Aus der Kausalitätsmatrix lassen sich nun die wechselseitigen Abhängigkeiten der Sensorsignale in einem Netzwerk in Bezug auf die verschiedenen Störsignalmuster ablesen. Zunächst werden nur die Kausalitätsbeziehungen ausgewertet, für die eine galvanische Verbindung im Netzwerk vorliegt. Der Sensor in unmittelbarer Nähe einer Störquelle fällt durch ausschließlich positive Kausalitätswerte für die realen galvanischen Verbindungen im Spaltenvektor der Kausalitätsmatrix auf. Mit der Kenntnis des Sensorstandortes im Netzwerk ist auch das Netzwerksegment markiert, in dem die Störquelle zu suchen ist. Damit ist die gestellte Aufgabe der Störquellenortung erfüllt.

Aus der Matrix lassen sich aber auch die ausgesprochenen Störsignalsenken identifizieren. Sie lässt sich anhand der ausschließlich negativen Kausalitätswerte erkennen. Außerdem ist es möglich, die Reichweite einer Störquelle im Netzwerk darzustellen. Dies erfolgt über die Auswertung aller Kausalitätsbeziehungen, unabhängig von einer unmittelbaren galvanischen Verbindung.

4. Validierung an einem Experimentiernetzwerk

Der zuvor beschriebene Algorithmus wurde an einem Experimentiernetzwerk mit 9 verzweigten Stromkreisen und zwei bekannten Störquellen überprüft. Bei der ersten Störquelle handelt es sich um ein aktives Oberschwingungsfilter, das im Leerlauf in jedem Spannungsnulldurchgang Störpulse erzeugt. Sein Störmuster ähnelt also dem von Schaltnetzteilen mit defektem Zwischenkreiskondensator, was auf einen instabilen Betrieb im Bereich der Spannungsnulldurchgänge hinweist. Die zweite Störquelle stellt ein modernes Labornetzteil mit aktivem Leistungsfaktorkorrektor dar. Dies zeigt im Leerlauf ein von der ersten Störquelle verschiedenes Muster. Es erzeugt in den Spannungsmaxima Störströme, die sich möglicherweise mit einer Filterresonanz bei Leerlauf erklären lassen. Aufbau des einphasigen Niederspannungsnetzwerks und seine Belastung geht aus Bild 6 hervor.

Jeder Netzwerkzweig wurde mit einem Sensor überwacht, wie er auch bei der eingangs erwähnten minimal-invasiven Lokalisierung pathologischer Schaltnetzteile eingesetzt wurde. Der Stromsensor ist mit einem Hochpass versehen, der den Grundschwingungsstrom und seine Harmonischen bis etwa 3 kHz bedämpft. Die Messung der Netzspan-

nung wird zur nachträglichen Signalsynchronisation benötigt. Über eine LAN-Schnittstelle werden die Messwerte an einen Hostrechner zur späteren Weiterverarbeitung übermittelt.

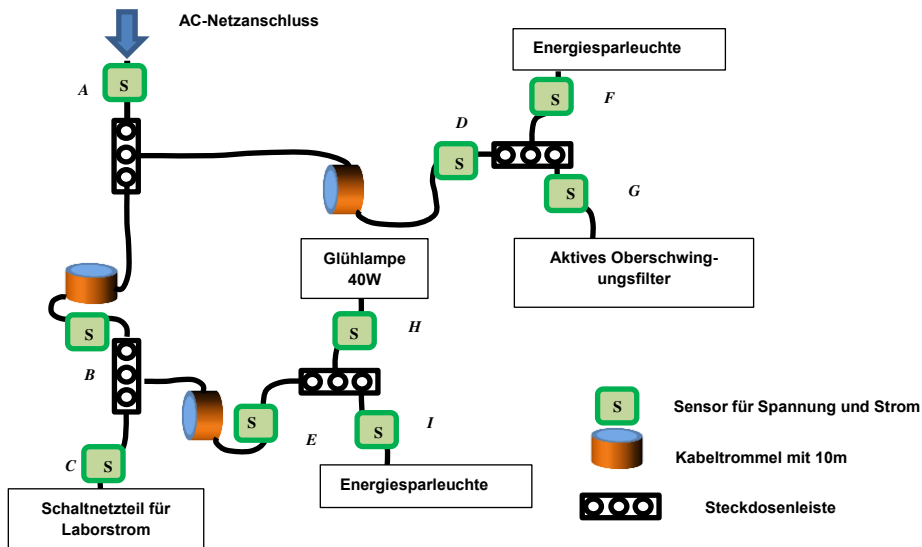


Bild 6: Experimentiernetzwerk

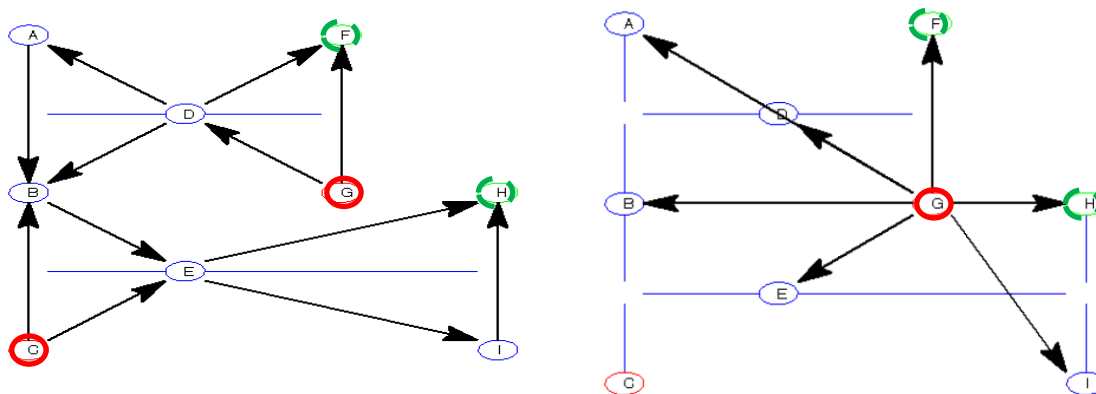


Bild 7: Kausalitätsbeziehungen zwischen den Sensorsignalen im Experimentiernetz

Die beiden Störquellen werden vom in MATLAB programmierten Algorithmus identifiziert und der zugehörige Sensorstandort in der Netzkarte markiert. Die Wirkpfeile gehen von beiden Störquellen aus. Daneben existieren offenbar zwei ebenfalls markierte Störsignalsenken, die mit gestrichelten Kreisen umrandet sind. Die Reichweite der Störwirkung von Störquelle im Stromkreis hinter Sensor G wird im rechten Diagramm dargestellt. Die Wirkung des instabilen aktiven Oberschwingungsfilters ist praktisch im gesamten Netzwerk nachweisbar.

5. Zusammenfassung und Ausblick

5.1 Welchen Vorteil bietet die informationstheoretische Betrachtungsweise eines EMV-Störphänomens?

1. Identifizierung von Störquellen ohne tiefere Kenntnis der physikalischen Parameter des signalerzeugenden Prozesses; (modellunabhängiger Algorithmus)
2. Lokalisierung von Störquellen in einer vorgegebenen Betriebsumgebung ohne tiefere Kenntnis der physikalischen Parameter der Umgebungsstruktur;
3. Diagnose von Anlagen bis auf Geräteebene; [3]

5.2 Entwurf einer Anwendung bei der Diagnose von Kommunikationsstörungen auf PLC-Verbindungen im Smart Grid

Gemäß dem politischen Willen, Kernkraftwerke bis 2022 zu ersetzen und den Anteil von Großkraftwerken mit fossiler Energienutzung zugunsten regenerativer Stromerzeugung aus Sonne, Wind und Biomasse zurückzudrängen, kann dies nur gelingen, wenn das elektrische Energieversorgungsnetz zunehmend über intelligente Kommunikationsstrukturen bis in die letzten Netzausläufer verfügt. Die dafür geeigneten Technologien befinden sich von einigen Pilotprojekten abgesehen noch in der Entwicklung. Wissenschaftlichen Studien zufolge gilt der Datenverkehr über Stromleitungen mit sogenannten PLC-Modems als ernstzunehmende Alternative [5]. Für Managementaufgaben mit relativ geringem Datenverkehr wie z.B. Smart Metering eignet sich Schmalband-PLC im Frequenzbereich zwischen 3 und 148,5 kHz.

Für die meisten elektrischen Geräte existieren in diesem Frequenzbereich keine EMV-Grenzwerte für die Störaussendung. Dies bedeutet, dass die im Abschnitt 2 erwähnte elektromagnetische Barriere erst ab 150 kHz wirkt. Insbesondere leistungselektronische Anlagen mit Strömen von mehr als 100 A je Phase benutzen Taktfrequenzen weit unter 100 kHz und können u.U. die PLC-Kommunikation stören. Daneben kann es bei i.a. unauffälligen Geräten, wie z.B. Schaltnetzteilen oder Leuchten-Vorschaltgeräten u.ä. auch durch Alterungserscheinungen mit teilweisen Bauteilausfällen zu Störungen kommen. In diesen Fällen kann eine schleichende Verschlechterung der Kommunikationsqualität beobachtet werden. Hier stellt das vorgestellte Verfahren eine intelligente Netz-Diagnosefunktion zur Verfügung, mit deren Hilfe die Ursache für die möglicherweise anfangs noch sporadischen Kommunikationsausfälle gefunden und beseitigt werden kann.

6. Literatur

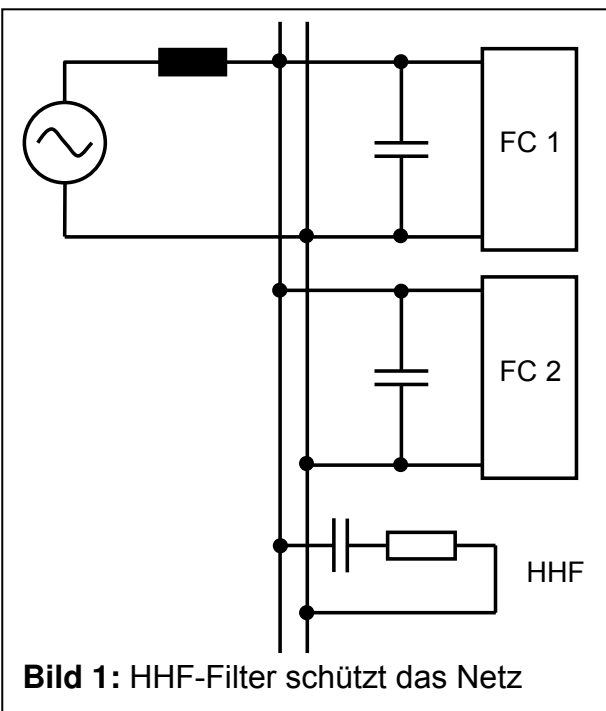
- [1] M.Frey: Minima-invasive Methode zur Lokalisierung von Schaltnetzteilen mit schadhaftem Zwischenkreis-Kondensator in hochverfügbaren Anlagen, VDE Verlag, EMV 2012
- [2] D. Kondepudi, I. Prigogine: Modern Thermodynamics: From Heat Engines to Dissipative Structures, John Wiley & Sons 2007
- [3] M. Bauer, J.W. Cox, M.H. Caveness, J.J. Downs, N.F. Thornhill: Finding the Direction of Disturbance Propagation in a Chemical Process Using Transfer Entropy, IEEE Transactions on Control Systems, Vol. 15, No. 1, Januar 2007
- [4] T. Schreiber: Measuring information transfer, Phys. Rev. Lett., vol. 85, pp. 461-464, 2000
- [5] S. Galli, A. Scaglione, Z. Wang: For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid, arXiv:1010.1973v2 [cs.NI] 12 Jan 2011

Filter gegen die Netzstörungen durch Leistungselektronik und Funkentstörkondensatoren im Bereich 2-9 kHz

Prof.Dr.-Ing. Manfred Fender, Hochschule RheinMain, FBE

1. Einleitung und Übersicht

Der wachsende Einsatz von Elektronik in Industrie, Büro Haushalt usw. wie z.B. Frequenzumrichter, PC, Energiesparlampen, ... belastet das Netz immer mehr mit hochfrequenten Strömen, verzerrt die Spannung und führt zu Störungen, Schäden und Produktionsausfällen. Da die Netztransformatoren aus Kostengründen nicht beliebig groß sein können und die Kabelquerschnitte auch nicht, ist die Netzimpedanz nicht beliebig klein und es verursachen die sprungartigen und pulsartigen Stromanteile eine verzerrte Netzspannung. Bisher gibt es nur im Bereich bis 2,5kHz, also bis zur Ordnungszahl 50 Normgrenzwerte. Für $2\text{kHz} < f < 9\text{kHz}$ liegen erste Entwürfe für Normgrenzwerte vor. Im Bereich $9\text{kHz} < f < 150\text{kHz}$ soll die Normungsarbeit jetzt beginnen. Im Bereich $f \geq 2\text{kHz}$ sind schon jetzt Projektierungsmethoden und Maßnahmen gegen Störungen dringlich erforderlich.



Im Bereich bis etwa 20kHz stören die Funkentstörkondensatoren, die für den Bereich oberhalb von 30kHz unerlässlich sind. Man kann dies durch einfaches Abschalten beweisen, aber dies kann keine Dauerlösung sein. Das traditionelle Bild von einer aus L und R bestehenden Ersatzschaltung für die Netzimpedanz entspricht oft nicht der Realität. Die Kapazitäten aller Funkentstörmittel liegen in einem Netz parallel (s.Bild 1), addieren sich und bilden einen Schwingkreis mit der Transformatorstreuinduktivität mit Eigenfrequenzen im Bereich von etwa 1 bis 20kHz. Einzelne große Umrichter stoßen diese Schwingkreise an und bauen hohe Störpegel auf. Aber auch die Vielzahl von

ungesteuerten B2- und B6-Gleichrichtern regt Schwingungen an, weil die Dioden in den Gleichrichtern gleichzeitig kommutieren, also synchron arbeiten. Als Gegenmaßnahme wurde ein passives HHF-Filter entwickelt und erprobt (s.Bild 1), das nur bei höheren Frequenzen dämpft und so seine Verlustleistung klein hält. Es liegt parallel am Netz und lässt sich nachträglich leicht anschließen mit geringem Platzbedarf.

2. Ursachen für Störungen durch Kondensatoren

Wenn Leistungselektronik im Netz ist, werden Blindstromkompensationskondensatoren in der Regel entweder ganz aus dem Netz entfernt oder in verdrosselter Ausführung mit einem vor das C geschaltetem L benutzt. Dies ist mit Funkentstörkondensatoren nicht praktikabel. Ihr Widerstand $X_C=1/(C*2*\pi*f)$ ist bei hohen Frequenzen sehr niederohmig und bildet mit der Transformatorinduktivität einen Schwingkreis, der oft mit der Resonanz über 1 kHz liegt und Spannungsanhebungen ergeben kann. Für Berechnungen sollte man die einfache Darstellung des Netzes in Bild 1 als eine Spannungsquelle mit induktivem Innenwiderstand auf Drehstrom erweitern wie in Bild 2. Dieses Bild zeigt als Ausschnitt die Lastseite des schematic-Schaltbildes für die PSpice-Simulationssoftware. Aus Platzgründen fehlt das Modell des Dyn5-Transformators, das für Drehstrom-Oberschwingungen eine höhere Netzimpedanz berücksichtigt als für die Nullsysteme, die phasengleich in allen drei Strängen zu finden sind und keine 120° Verschiebung aufweisen. Auch der Schaltungsteil zum Generieren von einer Netzvorbelastung bzw. einer verzerrten Mittelspannung auf der Transformatoreingangsseite fehlt. Um das Bild nicht zu überfrachten, sind keine B2-Gleichrichter dargestellt, sondern nur ein Frequenzumrichter mit ungesteuertem B6-Gleichrichter, seine Funkentstörung Cx1, LE, Cx2 und Cy und das HHF-Filter CF und RF. Lk1PAR berücksichtigt eine netzseitige Drossel.

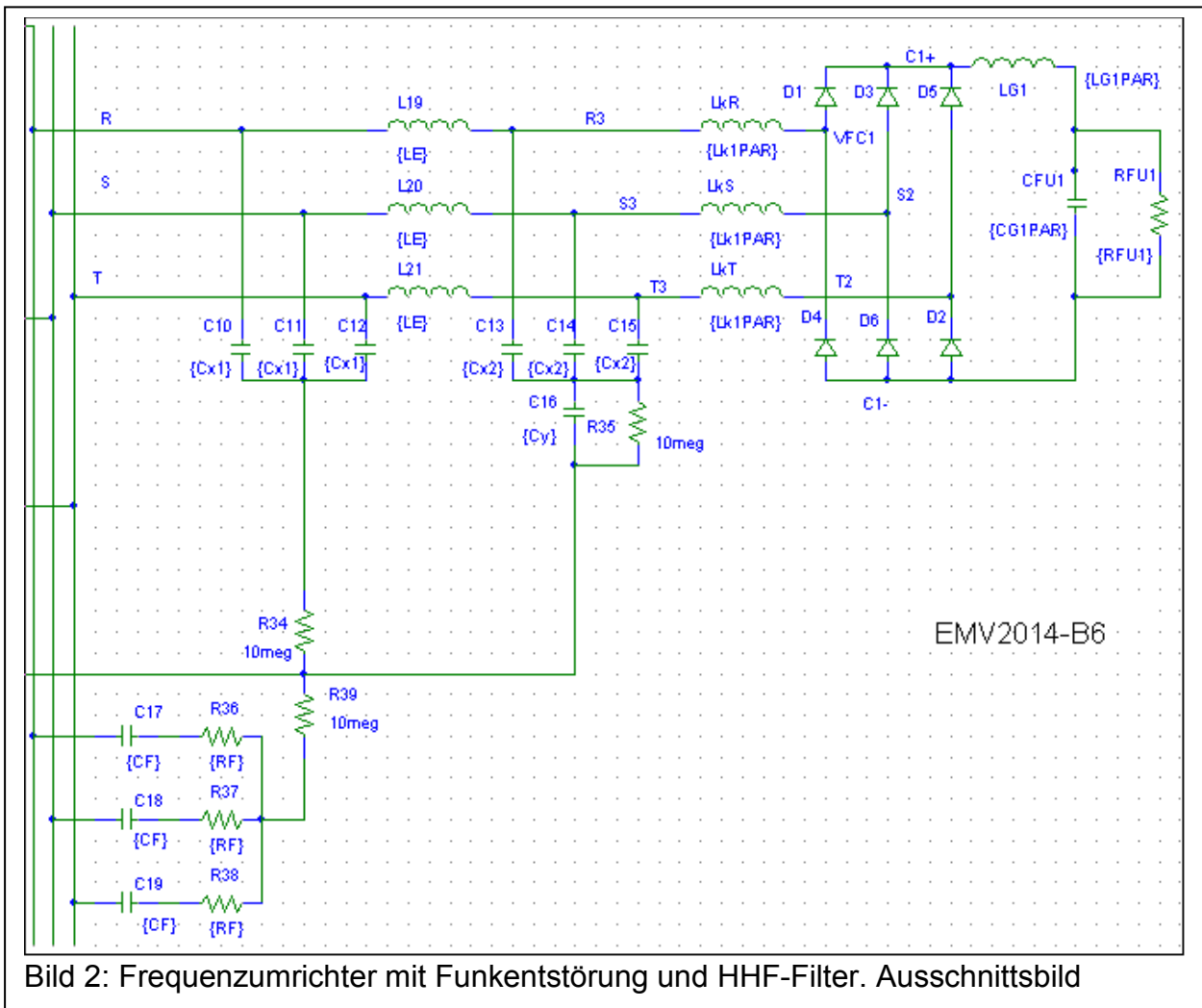


Bild 2: Frequenzumrichter mit Funkentstörung und HHF-Filter. Ausschnittsbild

Durch den Schaltzustand der Gleichrichter sind die großen Speicherkondensatoren des Umrichters entweder mit einer Phase verbunden oder abgetrennt. Solche raschen Änderungen wären theoretisch mit der Laplace-Transformation oder anderen Methoden berechenbar, aber diese mathematischen Lösungen gelten jeweils nur für wenige μs bis zum nächsten Schalten eines Halbleiters und dem Ändern der Koeffizienten und der Randbedingungen der Differentialgleichungen. Mit einer auf wissenschaftlicher Basis arbeitenden Software wie z.B. PSpice wird eine geschlossene Betrachtung möglich. Dazu zeigt Bild 2 ein für Drehstrom entworfenes Modell. Die Software ermittelt selbst die Halbleiterschaltzustände und schaltet zwischen den Differentialgleichungen um. Dank der Simulationssoftware kann man eine rein sinusförmige Spannungsquelle vorgeben und wird nicht von ständig schwankenden Netzvorbelastungen oder Spannungsasymmetrien, verursacht durch andere Verbraucher, irritiert. Auch lassen sich Transformatorgröße, Leitungsinduktivitäten, Funkentstörkondensatoren usw. leicht ändern für parametrische Betrachtungen usw.

Das Ergebnis der Simulationsrechnung in Bild 3 gilt für einen 1MVA-Transformator mit $u_k=6\%$, unendlich großer Kurzschlußleistung des Mittelspannungsnetzes, 400V/50Hz und 300kW Umrichterleistung durch ungesteuerten B6-Gleichrichter mit 5% Glättungsinduktivität vor dem 28700 μF -Zwischenkreiskondensator. Das Lk1PAR zur Berücksichtigung einer netzseitigen Kommutierungsinduktivität oder Leitungsinduktivität erhielt den Wert Null. Für die netzseitigen Funkentstörkondensatoren Cx1 wurden 23,5 μF eingesetzt und für die lastseitigen Cx2 auch 23,5 μF . Diese Werte stammen aus der Hochrechnung von 96A-Netzfiltern zu denen ein großer Hersteller mir dankenswerterweise Cx1=Cx2=4,7 μF nannte. Da mit 96A ein Umrichter mit bis zu 60kW betreibbar ist, setzte ich für 300kW dann 5 Stück pro Phase zu je 4,7 μF oder 23,5 μF voraus. Das entspricht 5 parallelen Umrichter für je 60kW, die alle mit Nennleistung laufen und gleichzeitig kommutieren. Die Funkentstörinduktivität LE=0,3 μH ist vernachlässigbar.

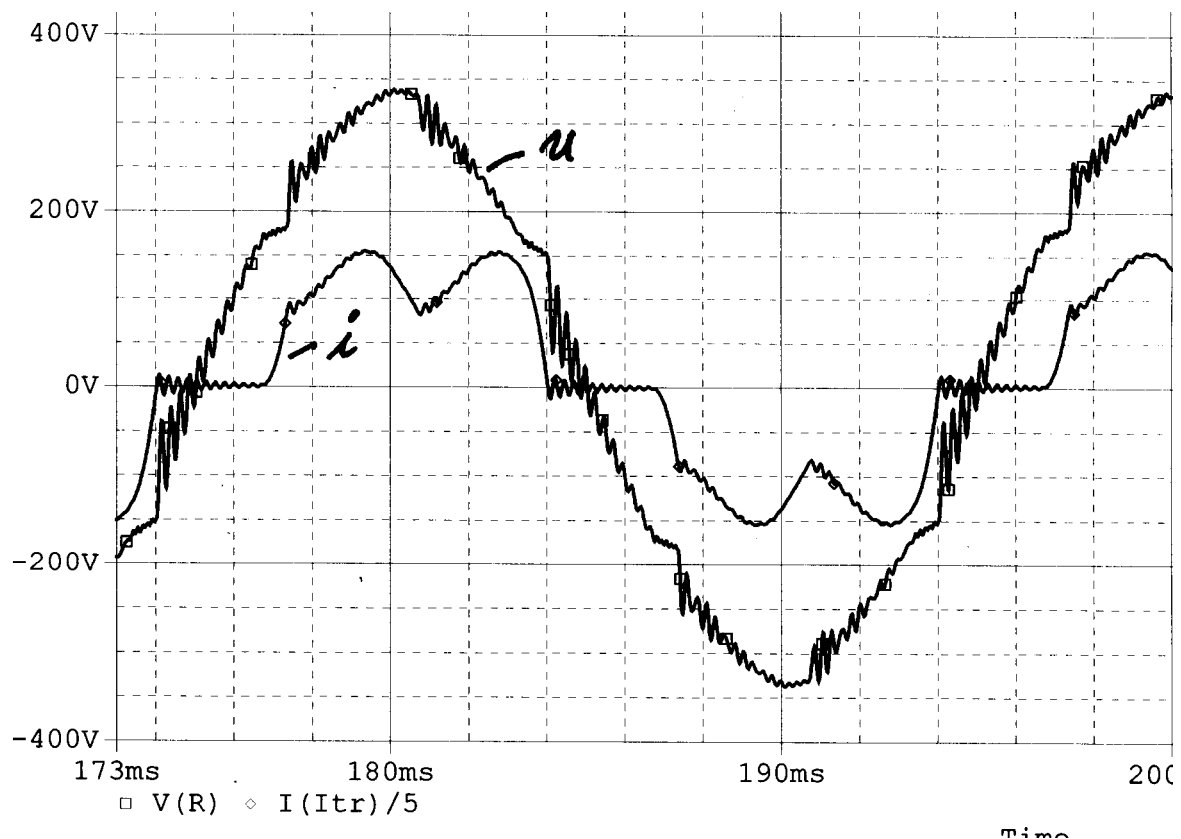


Bild 3: Sternpunktspannung $V(R)$ und Transformatorstrom $I(Itr)$ ohne HHF-Filter.

Mit Hilfe von PSpice wurde das HHF-Filter (RF und CF in Bild 2) entwickelt, das nur bei hohen Frequenzen wirkt und die Störspannung ohne nennenswerte Verlustleistung um ein Vielfaches auf ein vertretbares Maß dämpft. Hierzu weist Bild 4 im Vergleich zu Bild 3 keine hochfrequente Schwingung auf, die von Kommutierungseinbrüchen angestoßen wird. Während die Form des Transformatorstromes wenig vom HHF-Filter geändert wird und das Filter den THDi-Wert von 32,66% (Bild 3) auf 33,35% anhebt (Bild 4) geht der Oberschwingungsgehalt der Spannung von 6,47% ohne HHF (Bild 3) auf 4,94% mit HHF zurück (Bild 4). Der THD-Wert ist berechnet für $1 < n < 100$). Das zum Ergebnis in Bild 4 gehörende HHF-Filter hat $CF=160\mu F$.

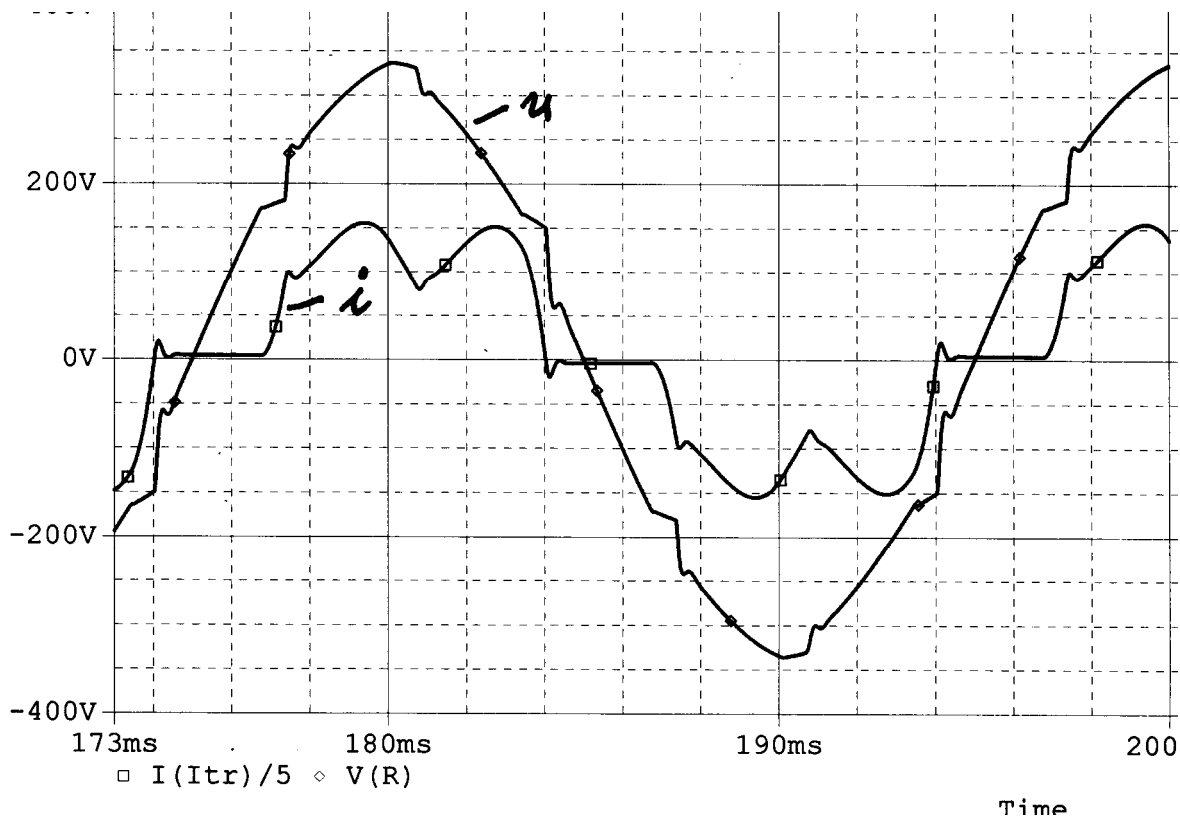


Bild 4: Sternpunktspannung $V(R)$ und Transformatorstrom $I(Itr)$ mit HHF-Filter. Simulationsrechnung

3. Messung an ungesteuerten Gleichrichtern

Bei Messungen an ungesteuerten Gleichrichtern mit Zwischenkreiskondensator zeigen sich immer Schwingungen im Anschluß von den Kommutierungseinbrüchen wie im Bild 5. Dabei ist die Ausschwingzeit sehr unterschiedlich. Dafür sind die Dämpfung im Transformator und die Dämpfung durch andere Netzlasten maßgebend und kaum vorhersehbar. Glühlampen und andere ohmsche Lasten reduzieren die Schwingungen. Zu Energiesparlampen und insbesondere zu LED-Lampen mit kapazitiven Vorschaltgeräten kann man Katastrophen erwarten. Wenn im Netz wirklich alle Kapazitäten und auch die Funkentstörungen weggeschaltet sein sollten, verschwindet diese Schwingung. Bei den Transformatoren sind einfache Bauformen mit massivem rechteckförmiger Sekundärwicklung sicherlich höher und besser in der Dämpfung als Litzenwicklung und Folienwicklung. Der ohmsche Wicklungswiderstand ist bei hohen Frequenzen nebensächlich. Entscheidend sind die Streufelder in der Wicklung.

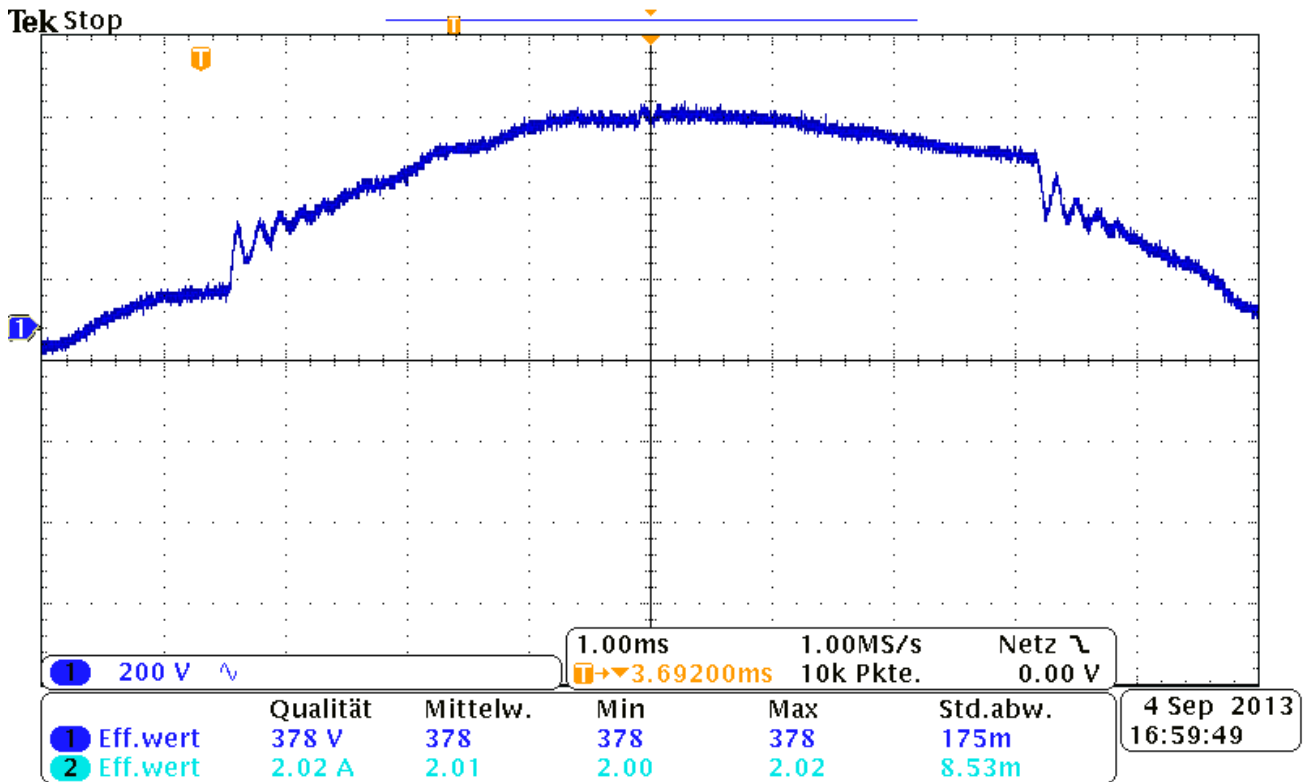


Bild 5: Verkettete Spannung (400V/50Hz) eines 250kVA-Transformators ($u_k=6\%$) belastet mit 130kW Frequenzumrichter. 200V/div und 1ms/div. Quellenangabe: Fa.Danfoss

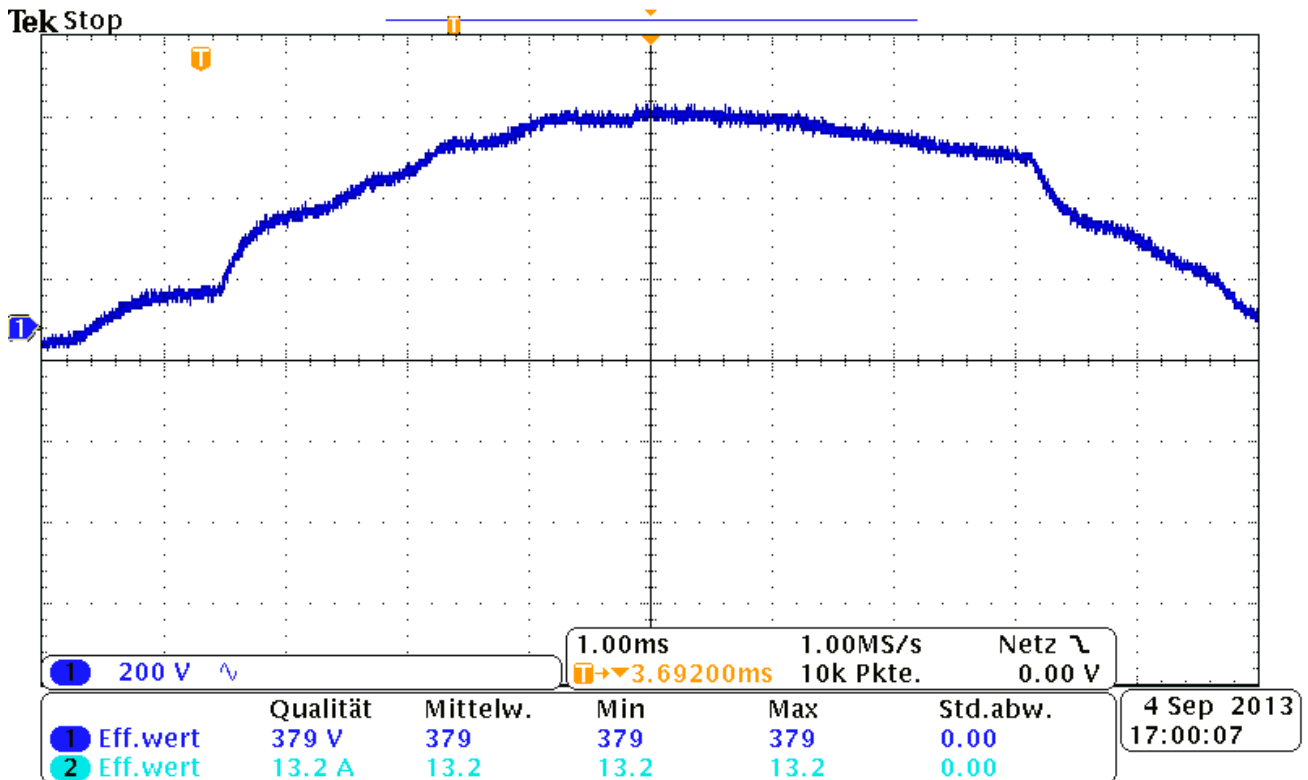


Bild 6: Wie Bild 5, jedoch mit 160 μ F-HHF-Fiter. Quellenangabe: Fa.Danfoss

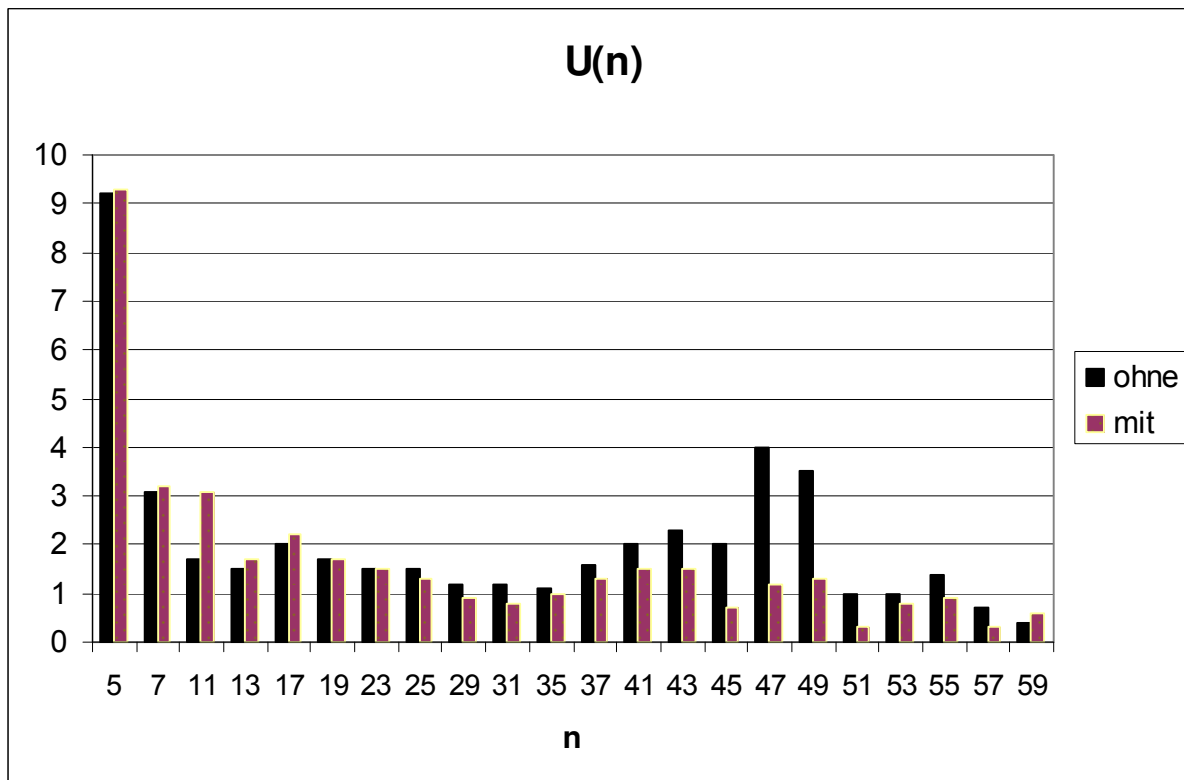


Bild 7: Oberschwingungsamplituden in V der 230V-Netzspannung zu Bild 5 und 6 ohne und mit HHF-Filter. Quellenangabe: Fa.Danfoss

Die ohne HHF-Filter gemessenen Amplituden der Spannungsüberschwingungen an einem serienmäßigen Frequenzumrichter in Bild 7 kennzeichnet eine Resonanzüberhöhung bei hohen Frequenzen. Mit 4V oder $4V/230V=1,74\%$ ist diese besonders stark bei $n=47$ oder $f=2350\text{Hz}$. Das HHF-Filter dämpft diese durch Funkentstörmittel bedingten hochfrequenten Schwingungen stark (Bild 7). Die für den MHz-Bereich konzipierten Funkentstörkondensatoren stören bei kleinen Frequenzen ($f \leq 20\text{kHz}$). Dies passiert in ähnlicher Weise auch bei den für $f \geq 1,5\text{kHz}$ ausgelegten HHF-Filtern bei kleinen Frequenzen wie 250Hz bis 1kHz. Die Anhebung der Störpegel durch das HHF-Filter ist in diesem Bereich aber sehr gering wie es das Meßbeispiel in Bild 7 zeigt. Während bei hohen Frequenzen das CF im HHF-Filter einen Kurzschluß darstellt ($X=1/(\omega C)$) und fast rein ohmsch über RF gedämpft wird, hat man bei niedrigen Frequenzen einen durch RF mehr oder weniger gedämpften Kondensator vor sich, der mit der Transformatorstreuinduktivität einen Sperr-Schwingkreis bildet.

Weiterhin fiel auf, daß in Resonanznähe Amplituden mit durch 3 teilbarer Ordnungszahl auftreten und dies sowohl bei Messungen als auch bei Simulationsrechnungen. Geradzahlige Oberschwingungen zeigen sich auch. Beide Tatsachen scheinen gegen die Theorie zu verstoßen, aber man muß sich vor Augen halten, daß der Spannungssprung, der gegen Ende der Diodenkommutierung auftritt (s. Bild 3 und 4), alle Frequenzen enthält und mit denen schwingt dann auch der aus Transformatorstreuinduktivität und Funkentstörkapazität bestehende Schwingkreis.

4. Messung an aktiven Gleichrichtern

Um die Probleme im Bereich bis 2,5kHz zu lösen, entwickelte man aktive Gleichrichter, die fast alle Oberschwingungsströme bis 2,5kHz vermeiden, aber oberhalb davon mit ihrer Taktfrequenz das Netz um so mehr belasten. Während der ungesteuerte Gleichrichter in vielen Fällen ohne Kommutierungsinduktivität am Netz betrieben werden kann, ist dies mit dem gesteuerten Gleichrichter und auch mit dem aktiven Gleichrichter wegen der Kommutierungseinbrüche der Spannung nicht mehr möglich, da Netzspannungskurzschlüsse auftreten würde. Um den so entstehenden Taktfrequenz-Strom für das Netz klein zu halten, schaltet man oft noch ein LC-Filter vor die Einrichtung und kommt so insgesamt zu einem LCL-Filter. Bei ungeeigneter Filterauslegung löst man mit diesem Weg nicht die EMV-Probleme, sondern verlagert sie nur von $f < 2,5\text{kHz}$ in den Bereich $2,5\text{kHz} < f < 20\text{kHz}$.

Die Betrachtung der Frequenzabhängigkeit der Netzimpedanz muß man für aktive Gleichrichter auf höhere Frequenzen erweitern. Für eine allgemein übliche Berechnung setzt man den Oberschwingungsstrom mit gegebener Frequenz und Amplitude als gegeben voraus und berechnet dazu den Spannungsabfall an der Netzimpedanz. Diese Methode liefert oft unbrauchbare Ergebnisse, weil die LCL-Filter die Netzimpedanz stark ändern und hin und wieder Resonanzüberhöhungen auftreten, die von weiteren im Netz arbeitenden Umrichtern stammen können. Es kann passieren, dass der Umrichter der Fa. A das LCL-Filter des Umrichters der Fa. B durch Resonanz zerstört. Hier könnte ein HHF-Filter Abhilfe schaffen, weil es die Oberschwingungen der Netzspannung beseitigt und damit eine Kopplung von Gerät zu Gerät verhindert.

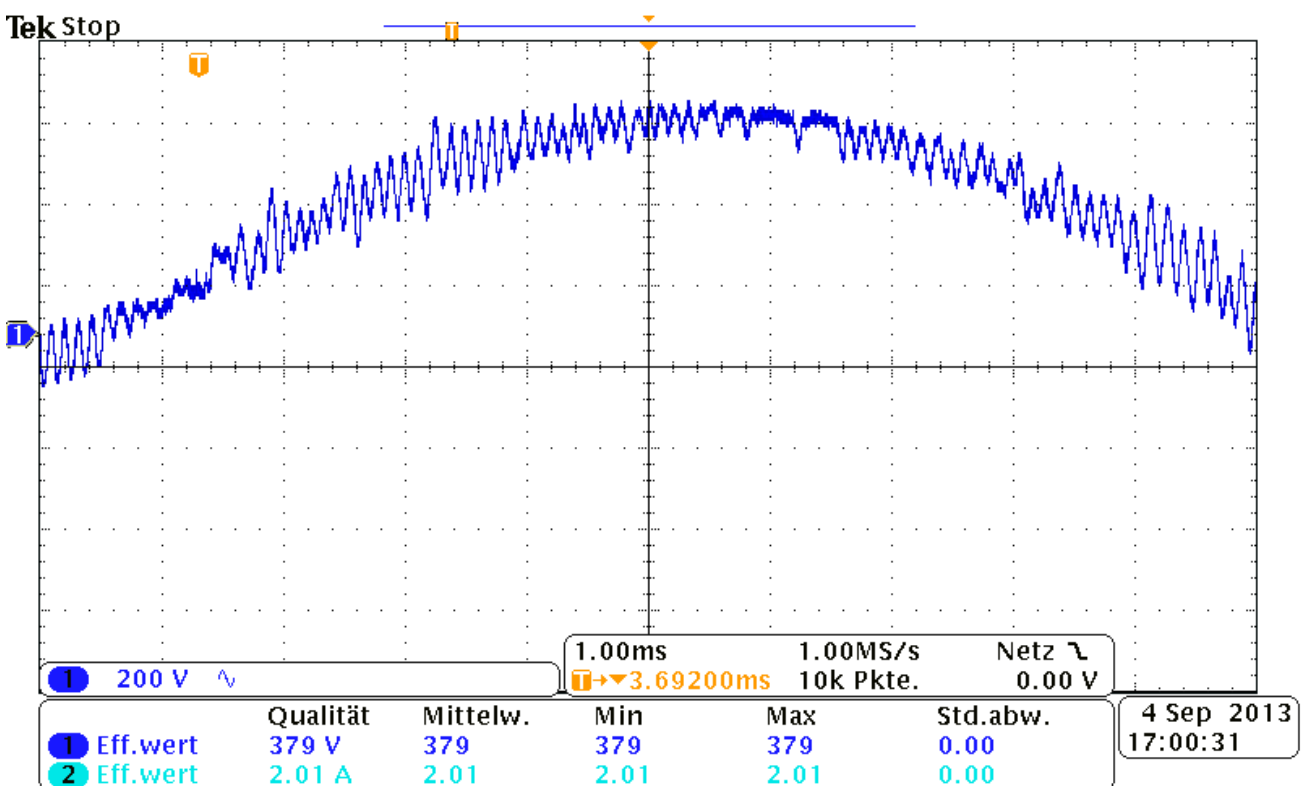


Bild 8: Verkettete Spannung (400V/50Hz) eines 250kVA-Transformators ($u_k=6\%$) belastet mit 130kW Frequenzumrichter mit aktivem Gleichrichter. 200V/div und 1ms/div. Quellenangabe: Fa.Danfoss

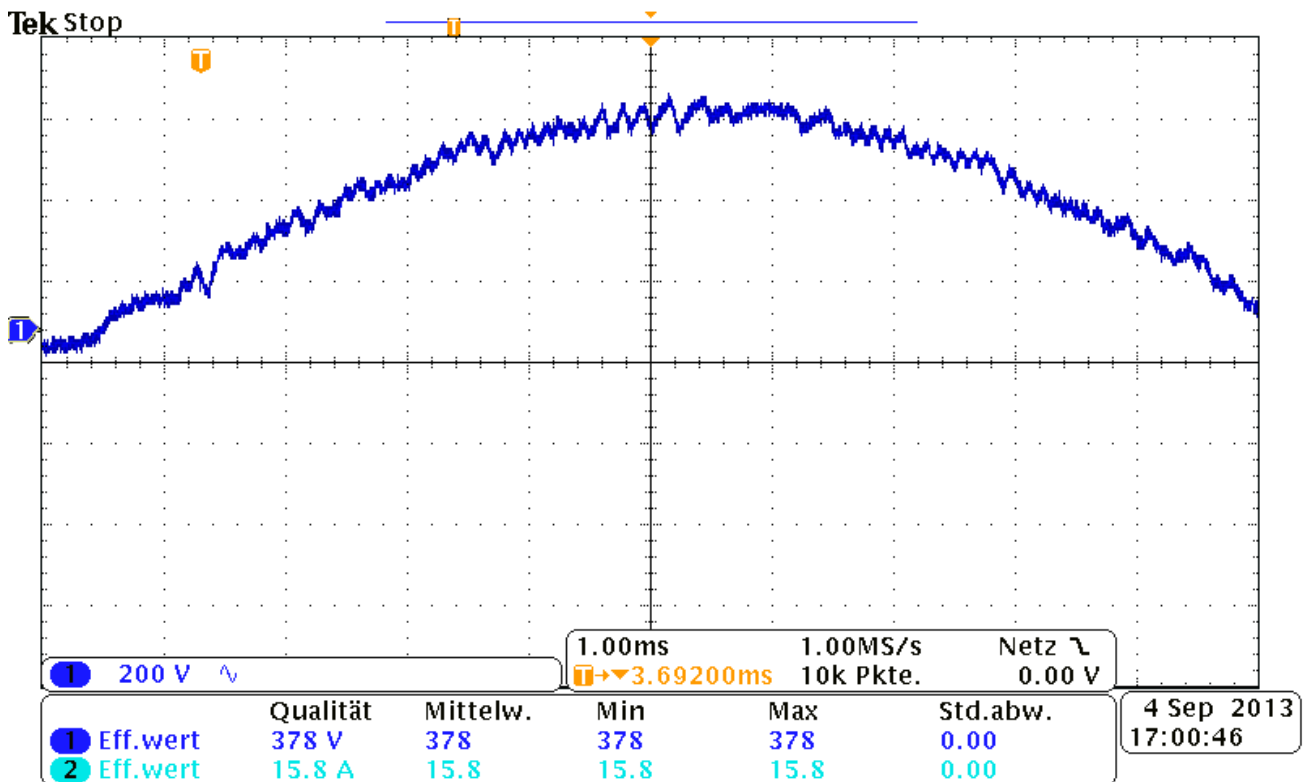


Bild 9: Wie Bild 8, jedoch mit HHF-Filter. Quellenangabe: Fa.Danfoss

Ein Vergleich von Bild 8 und 9 offenbart die dämpfende Wirkung des HHF-Filters.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Hier wurde ein passives HHF-Filter vorgestellt, das Störspannungen im Netz eines Transformators im Bereich oberhalb von etwa 2kHz reduziert. Als eigentliche Störquellen sind Geräte der Leistungselektronik zu sehen. Funkentstörkondensatoren verstärken diese Störspannungen weil zusammen mit der Transformatorinduktivität ein Schwingkreis entsteht mit Resonanz im Bereich von etwa 2 bis 20kHz. Wie schon 1994 an einem 400kW-I-Umrichter festgestellt, kann man die Funkentstörkondensatoren nicht dauerhaft abklemmen um eine Anlage wieder funktionstüchtig zu machen. Wenn beispielsweise die Störspannung eine SPS-Steuerung außer Betrieb setzt und die gesamte Anlage stoppt, ist guter Rat teuer. Versuchsweise wurde ein dem HHF-Filter entsprechendes RC-Filter angeschlossen. Das beseitigte zwar nicht die Kommutierungseinbrüche, aber die Überschwingungen zu Beginn und am Ende der Kommutierungen und ermöglichte so einen ungestörten Betrieb. HHF-Filter der Fa.Danfoss sind ohne Umschaltungen universell für Frequenzumrichter ohne und mit aktiven Gleichrichtern einsetzbar. Die Stückzahl der verkauften HHF-Filter ist noch überschaubar und es wird auch keineswegs zu jedem größeren Umrichter gleich ein HHF-Filter mitgeliefert. Erst wenn man bei Messungen Störpegelüberschreitungen bemerkt oder wenn Betriebsstörungen auftreten, kann man ohne viel Aufwand im Nachhinein ein HHF-Filter irgendwo an die Sammelschiene anschließen. Wenn ein Filter nicht reicht oder wenn es im HHF zur Stromüberlastung kommt, kann man einfach ein weiteres Filter parallel dazu anschließen.

Optimierte Auslegung von induktiven Bauelementen für EMV - Filter in mobilen Anwendungen

Tobias Kut¹, Arno Lücken², Stefan Dickmann¹, Detlef Schulz²

¹Grundlagen der Elektrotechnik, ²Elektrische Energiesysteme
Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg
Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg

1 Abstract

Für die Automobil- und Luftfahrttechnik ist die Volumen- und Gewichtsminimierung von induktiven Bauelementen bei leistungselektronischen Systemen von großer Bedeutung. Bei der Auslegung sind diese Komponenten, insbesondere die Gleichtakt- und Speicherdrossel, jeweils Schlüsselbauteile. In diesem Beitrag werden daher verschiedene Kernmaterialien hinsichtlich ihrer unterschiedlichen Eigenschaften, wie Frequenzverhalten, Sättigungsflussdichte und Leistungsgewicht in Theorie und Praxis diskutiert. Basierend auf diesen Ergebnissen werden unterschiedliche DC/DC - Wandler sowie Filtertopologien aufgebaut, vermessen und hinsichtlich ihrer Gewichtseinsparungen gegenübergestellt.

2 Einführung

Die zunehmenden Störungen, z.B. infolge der Elektromobilität im Automobilsektor [1] oder der Umsetzung des „More - Electric - Aircraft“ - Konzepts in der Luftfahrt [2], müssen unter Zuhilfenahme von EMV - Filtern unter normativ festgelegte Grenzwerte bedämpft werden. Entscheidend ist hierbei die optimale Auslegung der induktiven Filterelemente, insbesondere der Gleichtakt-drossel für die EMV. Heutige Lösungen sind oftmals überdimensioniert, weil sie im Entwicklungsprozess erst sehr spät Berücksichtigung finden und somit nicht bestmöglich auf das jeweilige System ausgelegt werden können [3, 4].

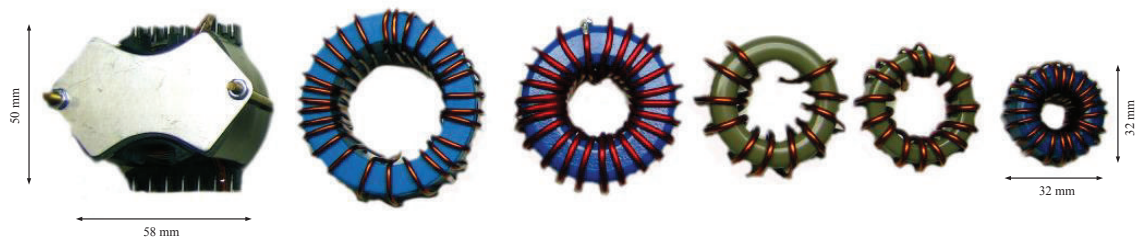


Bild 1: Übersicht verschiedener Kernmaterialien zur Verwendung als Speicherdrossel sowie als EMV - Filterelement.

In Hinblick auf mobile Anwendungen sind hierzu in den letzten Jahren verschiedene neue Kernmaterialien am Markt verfügbar geworden (Bild 1). Für leistungselektronische Systeme im Bereich von 10 kW elektrischer Leistung und einer Störunterdrückung im leitungsgeführten Frequenzbereich von 9 kHz – 30 MHz lassen sich hier zum Teil deutliche Gewichtsvorteile durch den Einsatz dieser – bei gleicher Leistungsfähigkeit – erzielen. Hierbei ist deutlich der Trend hin zu kleineren und leichteren Materialien sichtbar. Durch

die stetig steigenden Taktfrequenzen (100 kHz – 300 kHz) der eingesetzten Halbleiter können diese Betrachtungen ebenso für die notwendigen Speicherdrosseln von Gleichspannungswandlern angewendet werden.

3 Allgemeiner Materialüberblick

Grundsätzlich können für die hier beschriebene Anwendung drei Hauptgruppen von Kernen klassifiziert werden. Die Gruppe der Mangan-Zink-Ferrite sowie Nickel-Kupfer-Zink-Verbindungen sind die in der Vergangenheit häufig eingesetzten Materialien. Diese werden aufgrund ihrer relativ geringen Leistungsdichte zumindest in dieser Leistungsklasse für mobile Applikationen immer weniger verwendet. Die beiden anderen Gruppen (Eisenpulverkerne und amorphe/nanokristalline Strukturen) zeichnen sich dadurch aus, dass sie den für Speicherdrosseln nötigen Luftspalt als verteilten Luftspalt aufgrund der Materialstruktur bereitstellen. Dies erklärt auch die im Gegensatz zu den Ferriten erhöhte Sättigungsflussdichte von bis zu 2 T im Vergleich zu 0,5 T. Des Weiteren sind Unterschiede in der zu verwendenden Frequenz sowie der effektiven Permeabilität sichtbar. In Bild 2 ist hierzu die Permeabilität über der Frequenz und in Bild 3 über der Sättigungsflussdichte für verschiedene Materialien dargestellt [5]. Die höchste Permeabilität findet sich

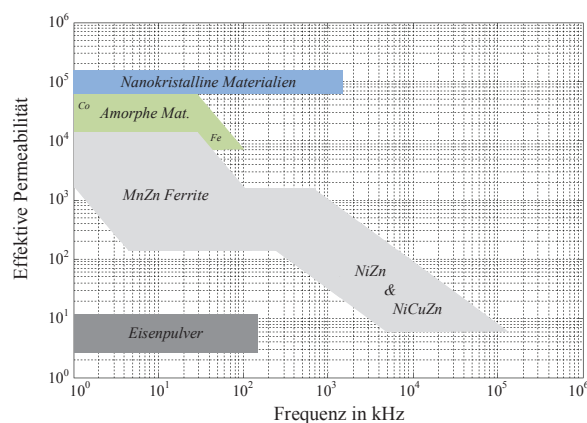


Bild 2: Effektive Permeabilität über der Frequenz.

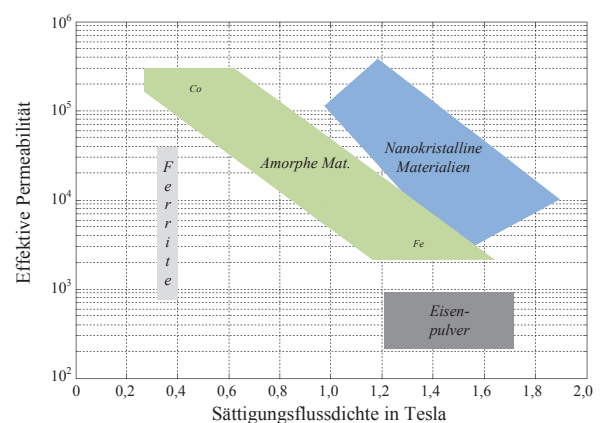


Bild 3: Effektive Permeabilität über der Sättigungsflussdichte.

für amorphe bzw. nanokristalline Kerne. Jedoch sind diese zwar für hohe Sättigungsflussdichten zugelassen, haben aber einen relativ geringen Einsatzbereich in der Frequenz. Für EMV - Filter sind diese nach heutigem Stand der Technik bis zu einigen MHz einsetzbar - siehe Kapitel 5. Für Speicherdrosseln sind die hohen Sättigungsflussdichten vorteilhaft. Die beiden anderen Kernvarianten definieren die jeweiligen Grenzen in den dargestellten Bildern. Eisenpulverkerne zeichnen sich durch eine hohe Sättigungsflussdichte aus, haben aber relativ geringe Permeabilitätswerte, sodass zum Erreichen der Induktivität mehr Windungen auf den Kern gewickelt werden müssen. Im Vergleich dazu die Ferrite, die über einen breiten Frequenzbereich eingesetzt werden können, aber geringe Werte in der Sättigungsflussdichte aufweisen und somit gerade in Hinblick auf hohe Ströme von einigen zehn Ampere in die Sättigung geraten können. Zukünftig werden die Bereiche der amorphen und nanokristallinen Kernmaterialien aufgrund ihrer Legierungsstruktur weiter stark ansteigen und bilden das Material der Wahl bei zukünftigen Speicherdrosseln sowie EMV - Filtern. Wünschenswert sind hier hohe Impedanzen über einen breiten Frequenzbereich sowie hohe Werte für die Sättigungsflussdichte. Hinsicht-

lich der Gewichts- und Volumenminimierung sind hierzu Einsparungen im Bereich von 20 % – 70 % möglich.

4 Theorie

Neben dem Trend hin zu leichteren Kernmaterialien beim Design von Speicherdrosseln und EMV - Filterkomponenten werden auch die Schaltfrequenzen der Halbleiter von leistungselektronischen Systemen erhöht. Dadurch können die Induktivitäten im Wert verringert werden und sparen somit Gewicht ein. Beispielhaft ist diese Abhängigkeit von der Frequenz in Bild 4 nach (1) für einen Gleichspannungswandler mit einer Eingangsspannung von $U_{\text{Ein}} = 80 \text{ V}$, einer Ausgangsspannung von $U_{\text{Aus}} = 270 \text{ V}$ und einer maximalen Stromwelligkeit von $\Delta I_{\text{pp}} = 5 \text{ A}$ gezeigt [6].

$$L = \frac{U_{\text{Ein}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{Ein}}}{U_{\text{Aus}}}\right)}{f \cdot \Delta I_{\text{pp}}} \quad (1)$$

Mit der Nutzung neuer Materialien lässt sich diese Gewichtsminimierung noch weiter un-

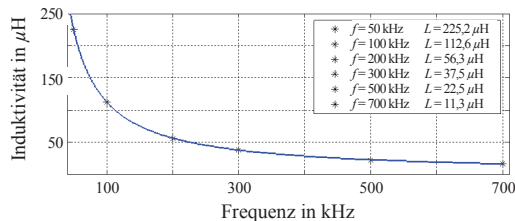


Bild 4: Induktivitätskennlinie über der Frequenz für einen Gleichspannungswandler.

terstützen. Wie eingangs erwähnt, ist es jedoch wichtig, dass bei der Auslegung die maximal zulässige Sättigungsflussdichte nicht überschritten wird. Ziel dieses Absatzes ist es, ein Vorgehen zu beschreiben, welche Größen bei der Auslegung unterschiedlicher Kerne berücksichtigt werden sollten. Ausgehend von der allgemein bekannten Hysteresekurve

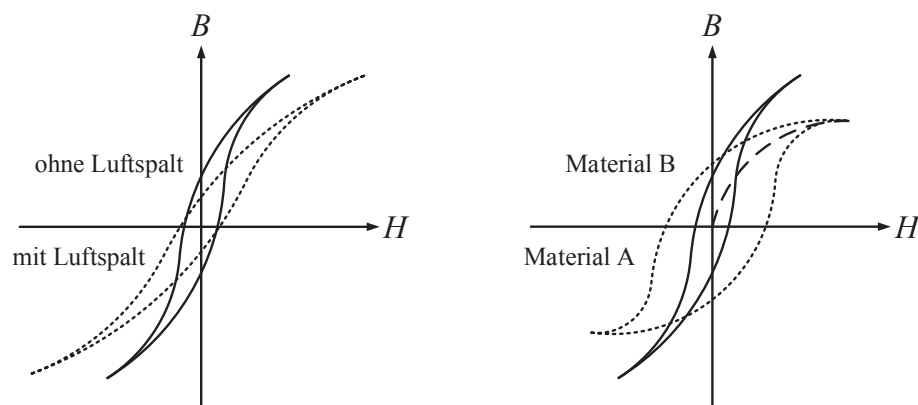


Bild 5: Vergleich von Hysteresekurven mit und ohne Luftspalt (links) sowie für verschiedene Materialien (rechts).

(Bild 5 (links) mit/ohne Luftspalt und Bild 5 (rechts) für unterschiedliche Kernmaterialien) gelten nachfolgende Definitionen: initiale oder relative Permeabilität $\lim_{\Delta H \rightarrow 0} \mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H}$

als Verhältnis der Flussdichteänderung ΔB zur Feldstärkeänderung ΔH bei sehr kleinen Wechselfeldern (Neukurve) mit der Magnetfeldkonstanten als Proportionalitätsfaktor μ_0 [7]. Diese dient als Hauptunterscheidungsmerkmal bei unterschiedlichen Materialien und gilt für geschlossene magnetische Kurven. Des Weiteren die effektive Permeabilität $\mu_{\text{Eff.}} = \frac{\mu_i}{1 + \mu_i \cdot l_{\text{Luft}} / l_{\text{Material}}}$, die den Umstand des benötigten Luftspalts mitberücksichtigt und als Näherung für einen Luftspalt l_{Luft} , der viel kleiner als die effektive Magnetfeldlänge l_{Material} ist, angegeben werden kann. Aufgrund von $\mu_{\text{Material}} \gg \mu_{\text{Luft}}$ kann hier das materialabhängige μ_i als μ_{Material} gesetzt werden. Mit diesen Vorüberlegungen kann ausgehend vom Durchflutungsgesetz und der allgemeinen Beziehung von magnetischer Feldstärke zur Flussdichte (2) angegeben werden – N ist die Windungszahl und $\hat{I}_{\text{Max.}}$ der maximal auftretende Strom. Mit der Einführung der effektiven magnetischen Querschnittsfläche $A_{\text{Eff.}}$ und der minimalen magnetischen Querschnittsfläche $A_{\text{Min.}}$ ergibt sich (3) zur Grenzwertabschätzung der magnetischen Flussdichte.

$$B = \frac{N \hat{I}_{\text{Max.}}}{\frac{l_{\text{Material}}}{\mu_0 \mu_{\text{Material}}} + \frac{l_{\text{Luft}}}{\mu_0}} \quad (2)$$

$$B_{\text{Max.}} = \frac{N \hat{I}_{\text{max.}}}{\frac{l_{\text{Material}}}{\mu_0 \mu_{\text{Material}}} + \frac{l_{\text{Luft}}}{\mu_0}} \cdot \frac{A_{\text{Eff.}}}{A_{\text{Min.}}} \quad (3)$$

Diese Angaben sind mitunter nur für die älteren PM - Kerne (Ferrite) im Datenblatt ersichtlich, denn durch die verteilten Luftspalte und die Ringbandstruktur entfallen diese Beziehungen. Für diese Materialien kann jedoch der Induktivitätsfaktor A_L benutzt werden, der die mechanischen und magnetischen Eigenschaften in einem Wert zusammenfasst und von allen Herstellern angegeben wird. Letztendlich kann durch Einsetzen in (2) die Sättigungsflussdichte durch (4) in Abhängigkeit der Materialquerschnittsfläche A_{Material} angegeben werden.

$$B_{\text{Max.}} = \frac{N \hat{I}_{\text{Max.}} \cdot A_L}{A_{\text{Material}}} \quad (4)$$

Neben der Beachtung der Sättigungsflussdichte ist das Impedanzverhalten im Speziellen für EMV - Filter von besonderer Bedeutung. Mit dem Ziel einer größtmöglichen Emissionsdämpfung über einen breiten Frequenzbereich können die induktiven Bauelemente je nach Filterart in Gleich- und Gegentaktimpedanz aufgeteilt werden [10]. Im Allgemeinen ist die zu Beginn angesprochene Permeabilität, die großen Einfluss auf die Impedanz hat, für hohe Frequenzen komplex und beinhaltet alle Arten von möglichen Verlusten der Induktivitäten. Diese werden durch den imaginären Anteil mitberücksichtigt. Die komplexe Serienpermeabilität ist demzufolge definiert als $\mu_{\text{Ser.}} = \mu'_{\text{Ser.}} - j\mu''_{\text{Ser.}} = \mu_0 (\mu'_{\text{RL}} - j\mu''_{\text{RR}})$ mit μ'_{RL} als relative Permeabilität der Induktivität und μ''_{RR} als relative Permeabilität des Widerstands. Die Impedanz errechnet sich demnach durch (5). Diese Terme können der Einfachheit halber in einen materialabhängigen Serienwiderstand, der sich proportional zur Frequenz sowie als eine Art Bandpass-Filter verhält und eine Serieninduktivität mit Tiefpassfilterverhalten zusammengefasst werden (Bild 6).

$$\underline{Z} = j\omega L = j\omega \underbrace{\frac{\mu_0 \mu'_{\text{RL}} A_{\text{Material}} N^2}{l_{\text{Material}}}}_{L_{\text{Ser.}}} + \omega \underbrace{\frac{\mu_0 \mu''_{\text{RR}} A_{\text{Material}} N^2}{l_{\text{Material}}}}_{R_{\text{Material}}} \quad (5)$$

Die Beschreibung der komplexen Permeabilität als materialabhängige Größe sowie die möglichen parasitären Eigenschaften (Bild 7) der Induktivität kennzeichnen ihr Impedanzverhalten [8, 9]. Dies wird an verschiedenen Kernmaterialien im nächsten Abschnitt demonstriert.

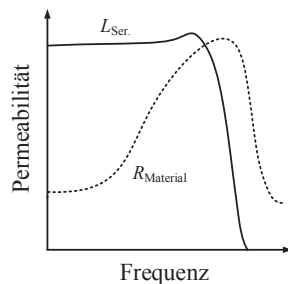


Bild 6: Komplexe Permeabilität über der Frequenz.

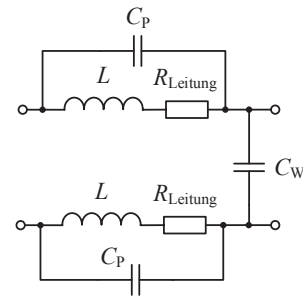


Bild 7: Ersatzschaltbild einer Gleich-takt-drossel.

5 Ausmessen ausgewählter Induktivitäten

Mit diesen Grundlagen wurde für einen Gleichspannungswandler in Interleaved - Struktur jeweils eine Speicherdrossel für 100 kHz und 300 kHz Schaltfrequenz und den in (1) definierten Spannungen sowie einem maximal auftretenden Strom von ca. 35 A ausgelegt. Die Induktivitätswerte wurden über dem Strom aufgetragen und sind in Bild 8 und 9 dargestellt. Deutlich sichtbar sind die Unterschiede im abfallenden Verhalten.

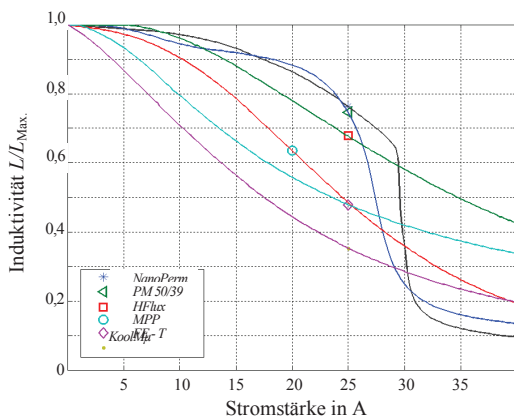


Bild 8: Kernmaterialien bei $f = 100$ kHz.

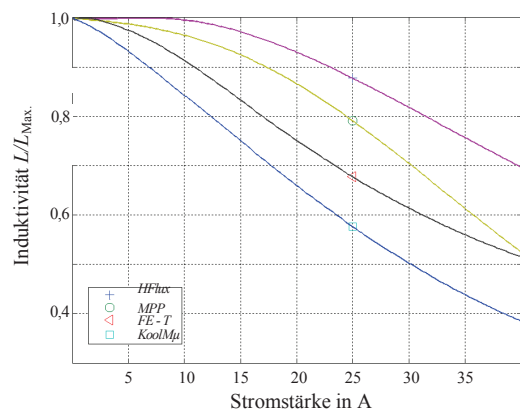


Bild 9: Kernmaterialien bei $f = 300$ kHz.

Materialien mit sichtbarem Luftspalt (NanoPerm, PM) weisen ein konstanteres Verhalten am Anfang auf, fallen aber anschließend stark ab, sodass dort eine gewisse Reserve bei der Auslegung eingeplant werden sollte. Kerne mit einem verteilten Luftspalt zeichnen sich hingegen durch einen stetig abfallenden Verlauf aus. Der Leichteste ist hierbei der KoolM μ mit knapp 200 g. Der PM - Kern ist der Schwerste mit knapp 270 g (Referenzgewicht). Hieraus ergeben sich für 100 kHz Einsparungen aufgrund der Kernwahl von knapp 25 %. Bei 300 kHz wiegt der KoolM μ 175 g, was eine Einsparung von knapp 35 % zum Referenzgewicht hervorruft. Eine weitere Erhöhung der Frequenz geht mit steigenden Anforderungen an das Kühlsystem und die Wahl der jeweiligen Halbleiter einher. Im Vergleich der Sättigungsflussdichte von $B = 0,45$ T für 25 A für den PM - Kern ($B_{Max.} = 0,5$ T)

bei 100 kHz und $B = 1,06 \text{ T}$ bzw. $B = 0,58 \text{ T}$ für die unterschiedlichen Frequenzen beim KoolM μ -Kern ($B_{\text{Max.}} = 1,2 \text{ T}$) wird ersichtlich, dass dieser noch weit höhere Ströme führen kann und dadurch im Vergleich zu der Referenz weitere Gewichtsvorteile von ca. 30 % generiert. Mit dieser Messung wird deutlich, dass durch die Erhöhung der Taktfrequenz und durch die richtige Wahl des Kernmaterials Einsparungen von 65 % möglich sind. Jedoch sollte darauf geachtet werden, dass durch den geänderten Verlauf des Induktionsverhaltens die Sättigung anders beachtet werden muss. Hierbei haben sich für diese Art der Anwendung Werte von 60 % – 70 % der Nenninduktivität als ausreichend erwiesen. Neben der Beachtung der maximal auftretenden Flussdichte ist gerade für die Auslegung von EMV - Filtern das angesprochene Impedanzverhalten über der Frequenz von Bedeutung. Neue Materialien können hierbei einen Beitrag zur Gewichts- und Volumenreduzierung leisten. Wie bereits in Bild 2 gezeigt, sind diese Kernmaterialien jedoch stark frequenzabhängig und wirken sich somit entweder positiv oder negativ auf die geforderte möglichst hohe Impedanz aus. Ein Überblick dieser Thematik ist in Bild 10 dargestellt. Dort ist das Impedanzverhalten verschiedener Kernmaterialien über einer

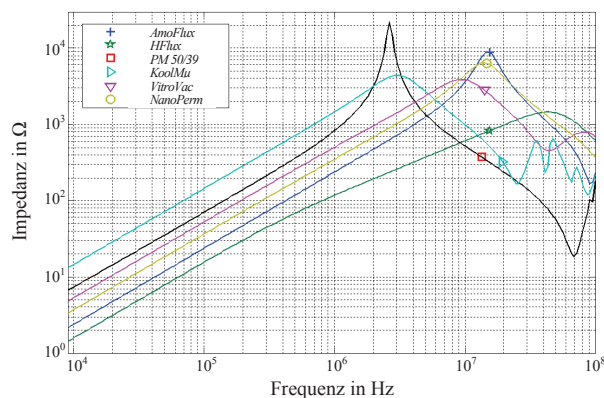


Bild 10: Übersicht des Impedanzverhaltens über der Frequenz für verschiedene Kernmaterialien.

Frequenz von 9 kHz – 100 MHz aufgetragen. Deutlich sichtbar sind die Unterschiede im Verhalten der einzelnen Kernvarianten, sodass nicht jedes Material – zumindest aus Sicht der EMV - Anwendung – als Filterkomponente genutzt werden kann. Als Referenzbeispiel für typische Filterkernmaterialien in diesem hier dargestellten Anwendungsfall sind die beiden Materialien VitroVac und NanoPerm genannt. Anhand derer Beispiele kann abgeschätzt werden, welche Charakteristik ein Material aufweisen müsste, sodass es für Filteranwendungen verwendet werden könnte. Das hierfür eingesetzte AmoFlux verhält sich dabei ähnlich wie die beiden Referenzmuster. Die anderen Varianten weichen von diesem Muster doch etwas stärker ab, sodass ein Einsatz als alleiniges Filterbauelement nicht empfohlen werden kann. Jedoch können diese Kerne als Unterstützung (Reihenschaltung) sowie zur Impedanzerhöhung verschiedener Frequenzbereiche durchaus Verwendung finden. Das angesprochene AmoFlux verhält sich von der Sättigungsflussdichte ähnlich wie die Kerne aus MPP - sowie KoolM μ - Materialien. Die Vorteile der Gewichtsminimierung bei gleichbleibendem Einsatzszenario kommen bei diesen Kernen besonders deutlich zum Tragen, denn das Gewicht des VitroVac beträgt 201 g, das des NanoPerm - Kerns 146 g und das Gewicht des AmoFlux beträgt nur rund 100 g. Hierdurch wird deutlich, dass sich durch die richtige Wahl des Kernmaterials für den spezifizierten Frequenzbereich circa 50 % Gewicht einsparen lassen.

6 Anwendungsbeispiel

Nachdem gezeigt wurde, dass sich durch neuere Kernmaterialien das Gewicht sowohl bei der Speicherdrossel als auch bei den verwendeten induktiven Bauelementen von EMV - Filtern einsparen lässt, soll dieser Sachverhalt an dem bereits angesprochenen Anwendungsfall demonstriert werden [10]. In Bild 11 und 12 sind die unterschiedlichen Gewichte eines 10 kW - DC/DC - Wandlers gegenübergestellt. Durch den Wechsel von PM 50/39 Kernen hin zu neueren HFlux - Materialien lassen sich circa 300 g oder aber 15 % Gewicht einsparen. Durch eine weitere Erhöhung der Taktfrequenz von 100 kHz auf 300 kHz bei

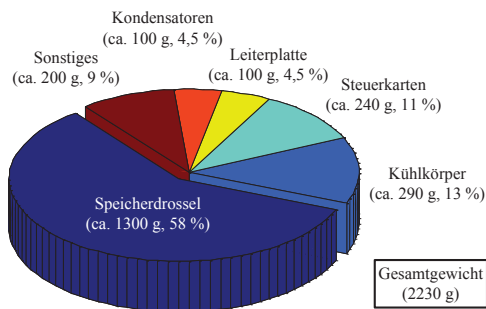


Bild 11: Gewichtsverteilung mit PM 50/39 Induktivitäten.

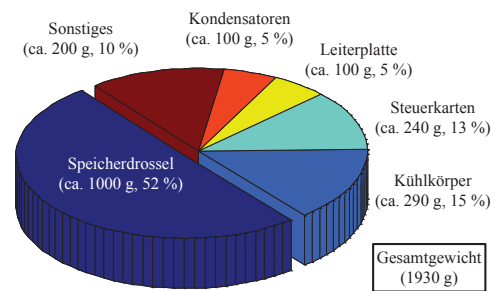


Bild 12: Gewichtsverteilung mit HFlux Induktivitäten.

gleichbleibenden äußeren Betriebsbedingungen lässt sich das Gewicht der HFlux - Kerne durch Reduzierung der Kerngeometrie sowie der Bewicklung um weitere 500 g oder aber 35 % reduzieren. Das Kühlkonzept muss dahingehend nicht erweitert werden, weil es im Vorhinein auf diese Frequenz ausgelegt wurde. In Bild 13 sowie 14 sind zwei 3D - Modelle von EMV - Filtern für diese Anwendung dargestellt. Anhand dieser Modelle werden ebenfalls Gewichtsabschätzungen durchgeführt und für die Ein- und Ausgangsseite mitberücksichtigt. Als Referenz dient hier ein herkömmliches Filter mit einem VitroVac - Kern. Dieser wurde im zweiten Filter durch einen AmoFlux - Kern ersetzt. Die Gewichte ergeben sich hier zu 381 g bzw. 270 g. Als Gesamtergebnis kann festgehalten werden, dass sich das Gewicht (Wandler + Ein- und Ausgangsfilter) von 2992 g auf 1970 g senken lässt und somit durch neue Kernmaterialien rund 35 % Gewicht eingespart werden kann. Die Leistungsdichte erhöht sich dadurch von 3,3 kW/kg auf 5,1 kW/kg.

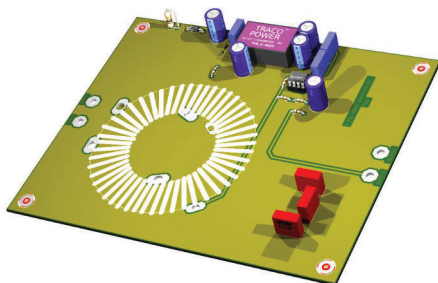


Bild 13: EMV - Filter mit VitroVac-Kerngeometrien.

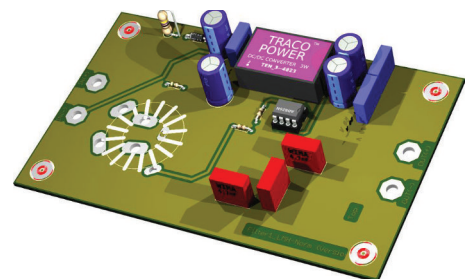


Bild 14: EMV - Filter mit AmoFlux-Kerngeometrien.

7 Zusammenfassung

Dieser Beitrag zeigt die Gewichtseinsparungen bei der Verwendung von neuen Kernmaterialien für die Auslegung von Speicherdrosseln und EMV - Filtern für Gleichspannungswandler. Diese Minimierung ist gerade bei mobilen Anwendungsszenarien von Vorteil. Um dieses Ziel zu erreichen, wurden verschiedene Materialien hinsichtlich ihrer Sättigungsflussdichte und ihres Impedanzverhaltens verglichen und dahingehend bewertet, welche Kernvarianten für welche Einsatzszenarien vielversprechend sind. Dies wurde an einem Anwendungsbeispiel in Form von Gewichtseinsparungen sowohl des Wandlers als auch der Filter demonstriert. Weiterhin kann dieser Ansatz dazu benutzt werden, über das Gebiet der DC/DC - Wandler hinaus Induktivitäten auszulegen und den Gewichtsvorteil neuartiger Materialien für mobile Systeme auszunutzen.

Literatur

- [1] J.-R. K. Kuvedu-Libla, „Design Limitations of Powertrain Electronics – Automotive EMC Challenges“, Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium on, pp.121-126, 2009
- [2] A. McLoughlin, „More electric – Ready for take off?“, Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, pp. 1-7, 2009
- [3] B. Chand, T. Kut und S. Dickmann, „Optimal Design of Active EMC Filters“, Adv. Radio Sci., Vol. 11, pp. 243 - 249, doi:10.5194/ars-11-243 - 2013, 2013
- [4] T. Kut, B. Chand, A. Lücken, S. Dickmann und D. Schulz, „EMC Studies on Systems with Hybrid Filter Circuits for Modern Aircraft Applications“, Adv. Radio Sci., Vol. 11, pp. 237 - 242, doi:10.5194/ars-11-237-2013, 2013
- [5] A. Roc'h und F. B. J. Leferink, „Analysis of Common Mode Inductors and Optimization Aspects“, Power Electronics and Power Systems. Electromagnetic Interference Issues. Bentham Science Publishers, Australien, pp. 3-37. ISBN 978-1-60805-240-0, 2012
- [6] U. Schlienz, „Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV“, Vieweg Praxiswissen: Energietechnik, Vieweg + Teubner Verlag, ISBN 978-3-83480-239-2, 2007
- [7] Epcos AG, „Ferrites and Accessories: General Definitions“, Technische Dokumentation, 2006
- [8] M. K. Kazimierczuk, „High-Frequency Magnetic Components“, John Wiley & Sons, ISBN 978-1-11996-491-9, 2011
- [9] E. C. Snelling, „Soft ferrites: Properties and Applications“, 2nd ed., London Butterworths, 1988
- [10] T. Kut, A. Lücken, S. Dickmann und D. Schulz, „Design von Gleich- und Gegen-taktfiltern unter Berücksichtigung der Ein- und Ausgangsimpedanzen für Gleichspannungswandler im HVDC-Netz“, 61. Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress, urn:nbn:de:101:1-201211021656, Berlin, 2012

Verbesserung der EMV mittels verlustbehafteter Bauelemente und Strukturen

Prof. Dr.-Ing. Matthias Hampe, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Fakultät Elektrotechnik, Professur für Elektromagnetische Verträglichkeit,
 Prof. Dr.-Ing. Karl-Dieter Tieste, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Fakultät Elektrotechnik, Professur für Leistungselektronik und elektrische Antriebe

1. Einleitung

In der Praxis stellt sich bei der Schaltungsanalyse häufig heraus, dass vorgeschriebene Grenzwerte der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) aufgrund schmalbandiger Störungen nicht eingehalten werden. Resonanzeffekte sind in vielen Fällen die Ursache der Grenzwertüberschreitungen.

Um die leitungsgebundene Störaussendung zu vermindern, finden oft Filterstrukturen Anwendung. So werden z.B. beim Sperrwandler-Schaltnetzteil nach Bild 1 entkoppelnde Impedanzen wie stromkompensierte Drosseln im Zusammenspiel mit X-Kondensatoren am Netzeingang eingesetzt. Ein wesentliches Ziel besteht darin, mit möglichst wenigen Filterkomponenten platzsparend und kostengünstig die vorgeschriebenen Grenzwerte einzuhalten. Ab einer bestimmten Frequenz allerdings wirken induktive Bauteile auch kapazitiv und Kapazitäten induktiv [1]. Demzufolge kann im Prinzip jedes Bauelement mit jedem anderen in Resonanz treten und die EMV der Schaltung tatsächlich deutlich verschlechtert werden.

Aktuelle Arbeiten zu diesem Thema jedoch zeigen, dass sich diese Resonanzen durch Einbringen verlustbehafteter Bauelemente und Strukturen vermeiden lassen [1] – [5]. Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, dieses Vorgehen an einfachen Beispielen zu verdeutlichen und ein für die Praxis verwertbares Vorgehen zu skizzieren.

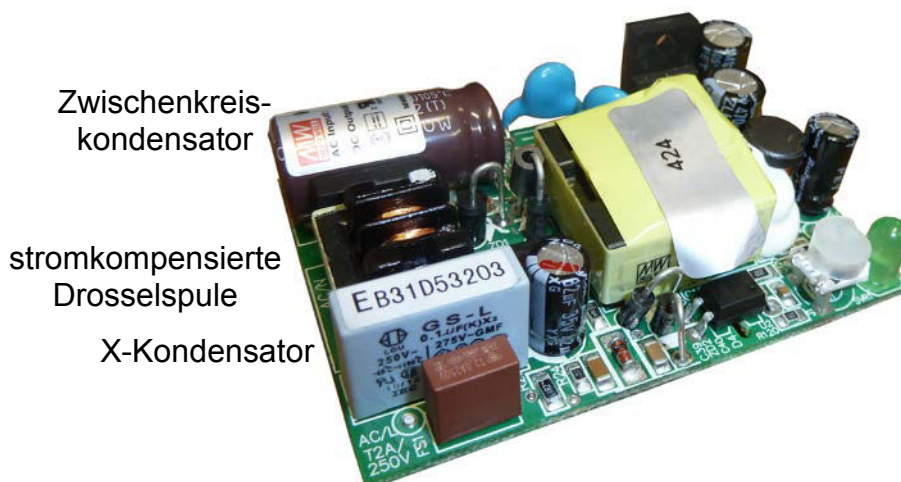


Bild 1: Sperrwandler-Schaltnetzteil mit Filterkomponenten am Netzeingang.

2. Vermeidung unerwünschter Resonanzen

Das vorgeschlagene Vorgehen zur Vermeidung unerwünschter Resonanzen lässt sich bereits verstehen, wenn nach Bild 2 eine Schaltung aus einem Serienschwingkreis und einem Parallelschwingkreis betrachtet wird.

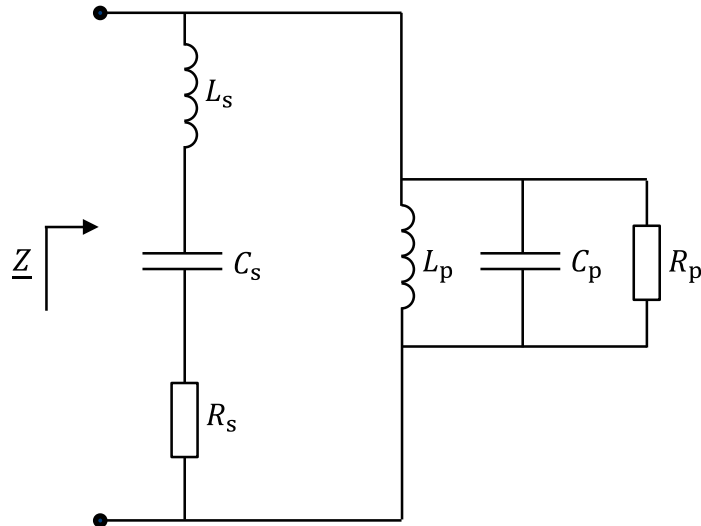


Bild 2: Untersuchte Schaltung bestehend aus einem Serien- und einem Parallelschwingkreis.

Neben der Serien- und Parallelresonanz der jeweiligen Schwingkreise selbst können zudem weitere Resonanzen auftreten. In Bild 3 wird dies für einen konkreten Testfall verdeutlicht. Insgesamt sind drei Resonanzen zu erkennen: eine Resonanz zwischen der Induktivität L_p und der Kapazität C_s bei ca. 9 MHz, außerdem die Serienresonanz bei ca. 16 MHz und schließlich die Resonanz zwischen L_s und C_p bei ca. 60 MHz.

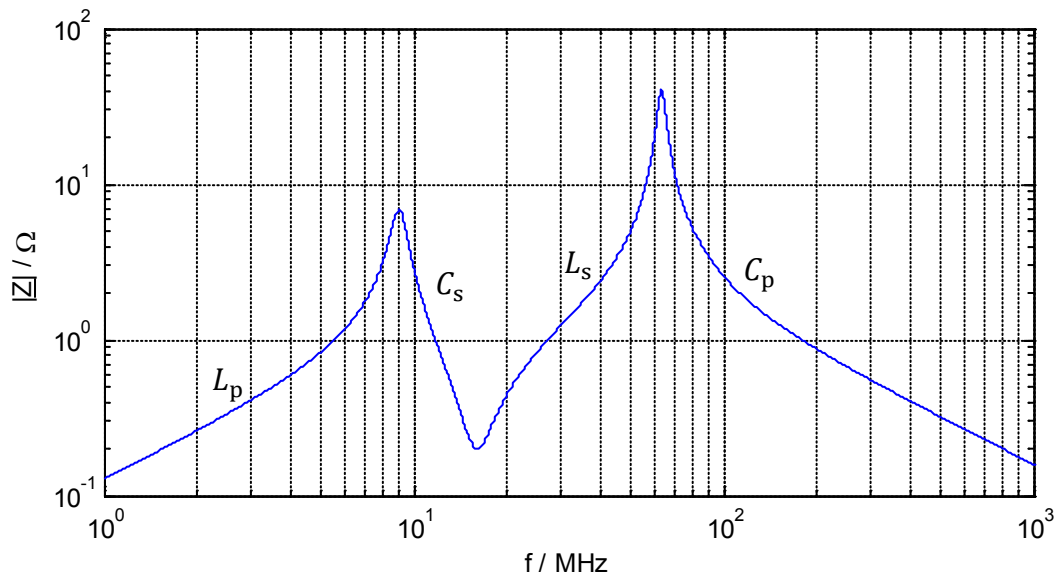


Bild 3: Betrag der Eingangsimpedanz $|Z|$ über der Frequenz f für die untersuchte Schaltung aus Bild 2 für die Bauteilwerte $L_s = 10$ nH, $C_s = 10$ nF, $R_s = 0,2$ Ω , $L_p = 20$ nH, $C_p = 1$ nF, $R_p = 100$ Ω . Zusätzlich sind die Bauteile angegeben, die für den jeweiligen Frequenzbereich maßgeblich die Impedanz bestimmen.

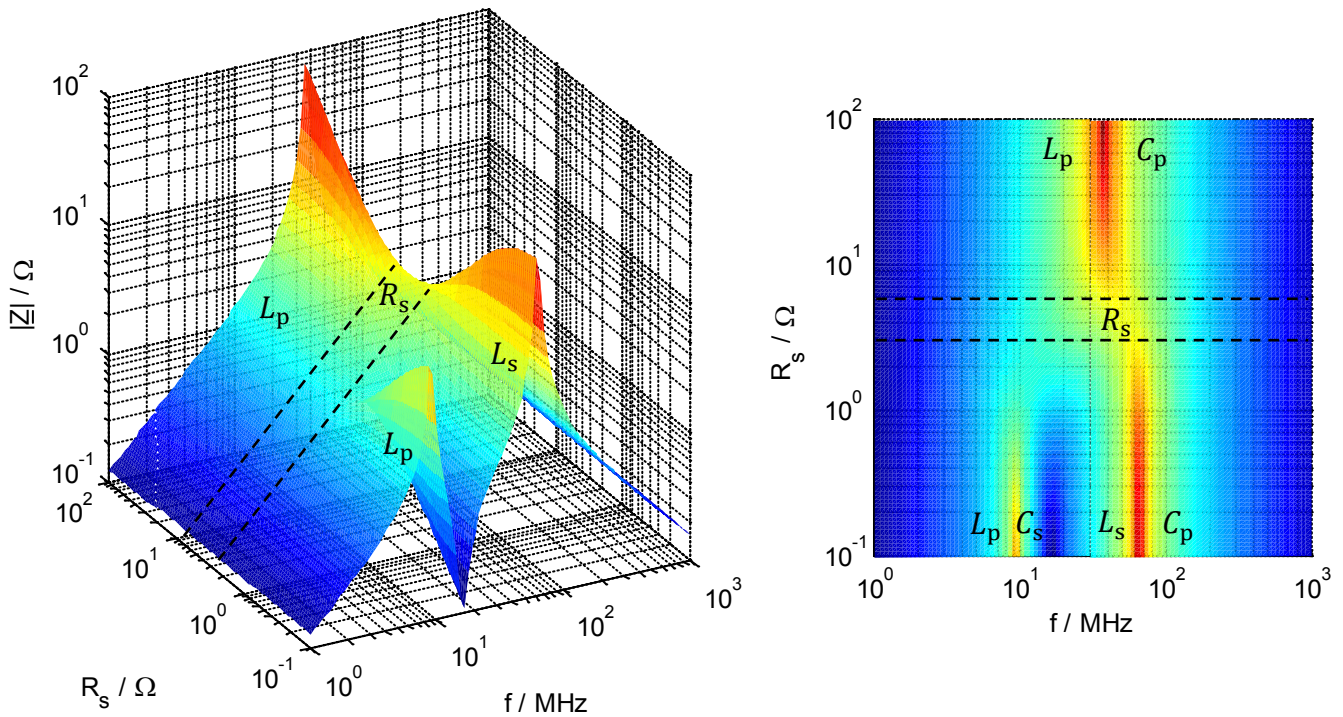


Bild 4: Betrag der Eingangsimpedanz $|Z|$ über der Frequenz f für die Schaltung aus Bild 2 mit einer Variation des Widerstandswertes für R_s mit $0,1 \Omega \leq R_s \leq 100 \Omega$. Alle übrigen Bauteilwerte sind unverändert $L_s = 10 \text{ nH}$, $C_s = 10 \text{ nF}$, $L_p = 20 \text{ nH}$, $C_p = 1 \text{ nF}$, $R_p = 100 \Omega$. Erneut sind die maßgeblichen Bauteile für den jeweiligen Frequenzbereich angegeben.

Bild 4 zeigt den frequenzabhängigen Betrag der Eingangsimpedanz $|Z|$, wobei jedoch zusätzlich eine Variation des Widerstandswertes für R_s durchgeführt wurde. Wie klar zu erkennen ist, können alle ausgeprägten Resonanzen durch eine geeignete Wahl des Widerstandes R_s vermieden werden. Dieser darf weder zu klein noch zu hoch gewählt werden, ein Wert von $R_s = 4,5 \Omega$ führt nach Bild 5 zu einem guten Ergebnis.

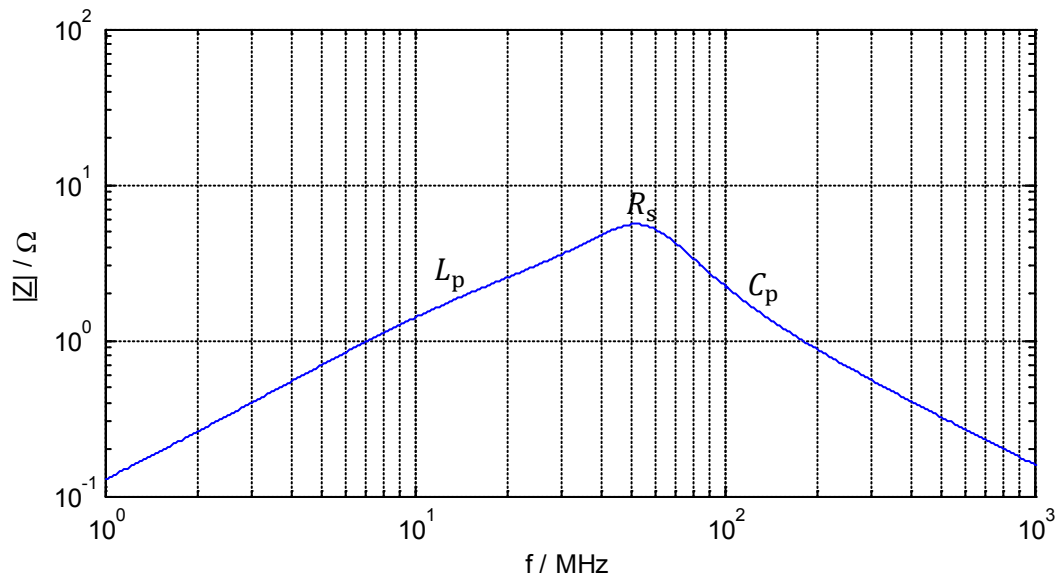


Bild 5: Betrag der Eingangsimpedanz $|Z|$ über der Frequenz f für die Bauteilwerte aus Bild 4 mit einem erhöhten Widerstandswert $R_s = 4,5 \Omega$, wodurch keine ausgeprägte Resonanz mehr zu beobachten ist.

3. Elektrische Tilger – verlustbehaftete Bauelemente und Strukturen

Die zuvor gewonnenen Kenntnisse über Schwingkreise und deren Resonanzen lassen sich nun zielführend nutzen, um Maßnahmen zur Verbesserung der EMV resonanter Strukturen generell abzuleiten. Im Wesentlichen haben all diese Maßnahmen zum Ziel, Resonanzen durch zusätzliches Einbringen von verlustbehafteten Bauelementen oder Strukturen zu vermindern. Diese lassen sich auch als elektrische Tilger bezeichnen.

Eine grundlegende Arbeit hierzu stammt von Herrn Dr. Neibig aus dem Jahr 2004 [2]. In diesem Konferenzbeitrag wurde anschaulich durch Messung und Simulation erläutert, wie sich Resonanzen in durchgehenden Versorgungslagen durch geeignet gewählte Kondensatoren reduzieren lassen. Folgende drei Auslegungsregeln sind zu beachten, die vergleichbar sind mit denen mechanischer Tilger [3]:

1. Der Kondensator sollte auf der Leiterplatte möglichst in einem Extremum der zu bedämpfenden Resonanz angebracht sein.
2. Die Eigenresonanzfrequenz des Kondensators stimmt mit der zu bedämpfenden Resonanzfrequenz überein.
3. Der Kondensator weist hinreichend hohe Verluste auf, die einen definierten Wert jedoch nicht übersteigen.

Aufbauend hierauf wurden in weiteren Arbeiten quantitative Formeln für die richtige Wahl der Kondensatorverluste abgeleitet [4], [5]. Bei der Schaltung aus Bild 2 ergibt eine Rechnung die untere Grenze für den Serienwiderstand zu

$$R_s \geq \max \left[\sqrt{\frac{L_s}{2C_p}}, \sqrt{\frac{L_p}{2C_s}} \right]. \quad (1)$$

In der Praxis weisen die verfügbaren Kondensatoren häufig unzureichende Verluste auf. Eine Lösung besteht nach Bild 6 darin, in Serie zu dem Kondensator einen zusätzlichen Widerstand anzubringen. Nachteilig hierbei sind allerdings Aufwand und Kosten.

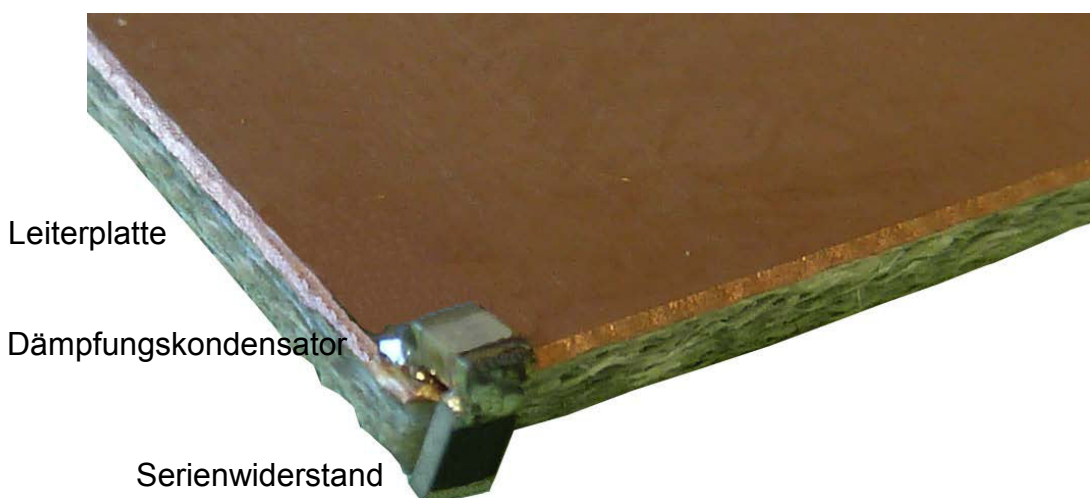


Bild 6: Dämpfungskondensator angebracht an einer Leiterplatte mit zusätzlichem Serienwiderstand.

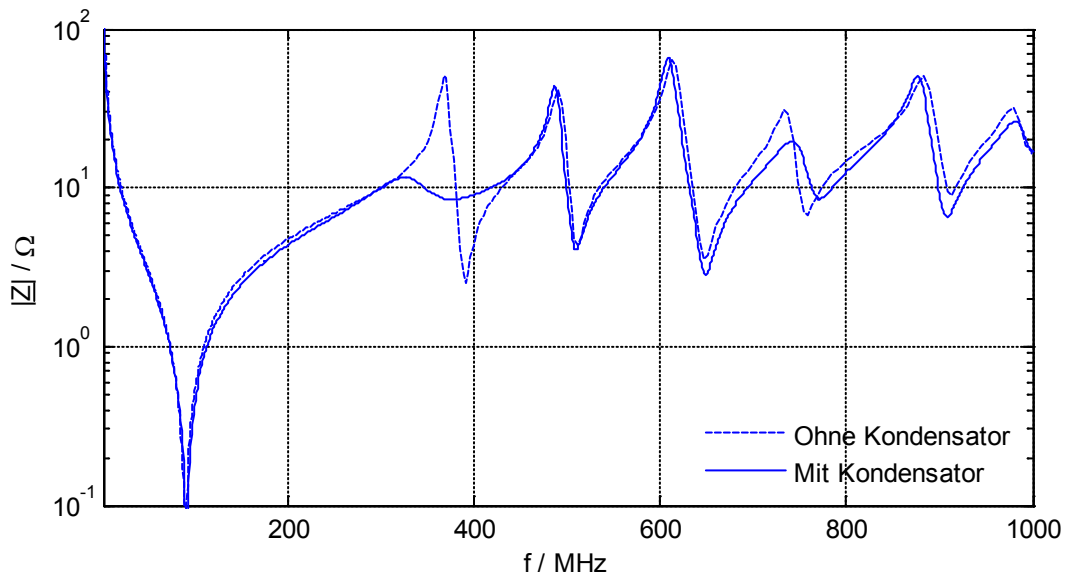


Bild 7: Gemessene Eingangsimpedanz $|Z|$ einer Leiterplatte. Die erste kritische Resonanz der Leiterplatte bei $f_{10} = 370$ MHz wurde bedämpft durch einen Kondensator mit $C_s = 47,0$ pF, $R_s = 4,7$ Ω , $L_s = 3,2$ nH [5].

In Bild 7 ist die gemessene Eingangsimpedanz durchgehender Versorgungslagen mit und ohne Dämpfungskondensator dargestellt [2], [4], [5]. Durch gezielte Auslegung des Kondensators, also insbesondere Anpassung der Eigenresonanzfrequenz und Erhöhen des Serienwiderstandswerts, konnte die kritische Resonanz bei $f_{10} = 370$ MHz deutlich vermindert werden.

Eine weitere interessante Verwendung verlustbehafteter Strukturen liegt in der kürzlich vorgeschlagenen Reduktion von Gleichtaktströmen mittels Hohlraumresonatoren [6]. Den Simulationsaufbau zeigt Bild 8. Auf einer Massefläche ist ein Testobjekt über eine Leitung mit einer Quelle verbunden. Auf der Leitung ist an einem ausgewählten Ort ein Hohlraumresonator mit definierten Verlusten angebracht. Im einfachsten Fall besteht der Hohlraumresonator dabei lediglich aus einem geraden Schlitz umgeben von leitendem Material. Kompaktere Resonatoren lassen sich durch eine kapazitive Weitung am Ende des Schlitzes realisieren. Insbesondere durch ein geeignet gewähltes Füllmaterial des Tilgers werden schließlich die für die Dämpfung erforderlichen Verluste erzielt.

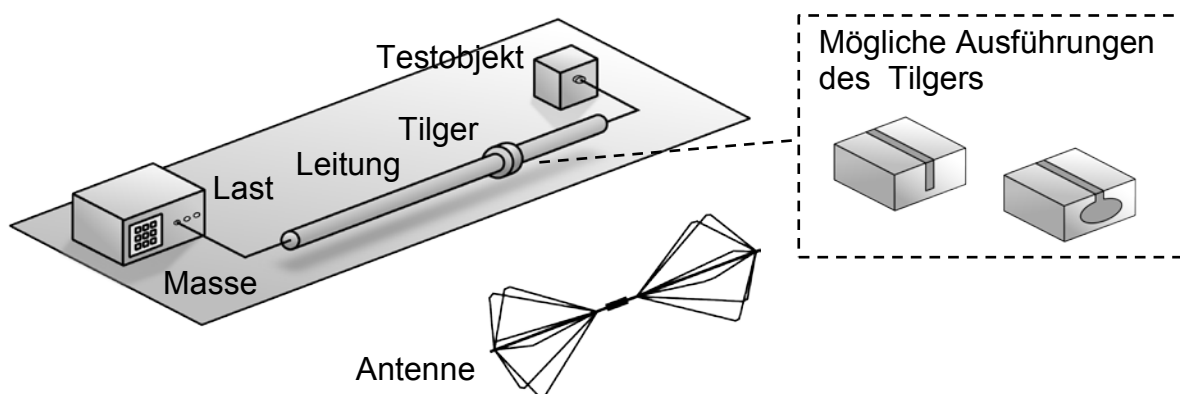


Bild 8: Simulationsanordnung nach CISPR 25 für gestrahlte Emissionen mit einer Antenne und einem Testobjekt verbunden über eine Leitung mit einer Last. Ein verlustbehafteter Hohlraumresonator ist zur Bedämpfung möglicher Gleichtaktströme außen an der Leitung angebracht [6].

Maximaler Gewinn

$$G_{\max} = 7,9 \text{ dBi}$$

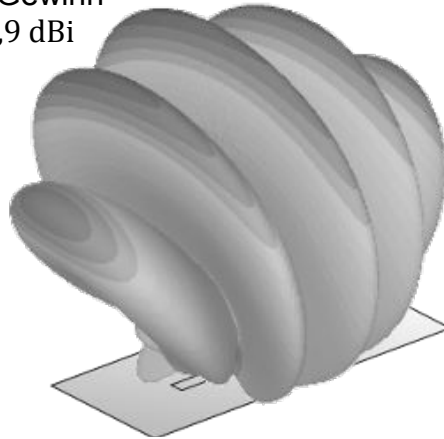


Bild 9: Simulierter Gewinn der Testanordnung nach Bild 8 ohne verlustbehafteten Dämpfungsresonator bei der Frequenz $f = 750 \text{ MHz}$. Klar zu erkennen sind die fünf Vorzugsrichtungen der Abstrahlung mit dem Maximalwert $G_{\max} = 7,9 \text{ dBi}$ senkrecht zur Massefläche [6].

Den simulierten Gewinn der Testanordnung zeigt Bild 9. Bei der betrachteten Frequenz bildet sich eine stehende Welle mit fünf Strommaxima aus. Die Ladungsbeschleunigung in jedem dieser Maxima bedingt letztlich die Abstrahlung elektromagnetischer Energie. Der maximale Gewinn $G_{\max} = 7,9 \text{ dBi}$ ergibt sich dabei senkrecht zur Massefläche.

Durch geeignetes Anbringen eines einzelnen verlustbehafteten Hohlraumresonators in einem Strommaximum verringert sich die Abstrahlung deutlich. Nach Bild 10 ergibt sich nun im Frequenzbereich um $f = 750 \text{ MHz}$ herum ein maximaler Gewinn $G_{\max} = 2,2 \text{ dBi}$. Der Resonator wurde dabei so dimensioniert, dass er ebenfalls bei der betrachteten Frequenz in Resonanz gerät. Die optimalen Verluste nach Gleichung 1 wurden simulativ durch Variation des Verlustfaktors im Füllmaterial bestimmt [6]. Für die Praxis kritisch anzumerken bleibt hier, dass eine solche freie Änderung des Verlustfaktors tatsächlich nicht beliebig möglich sein wird.

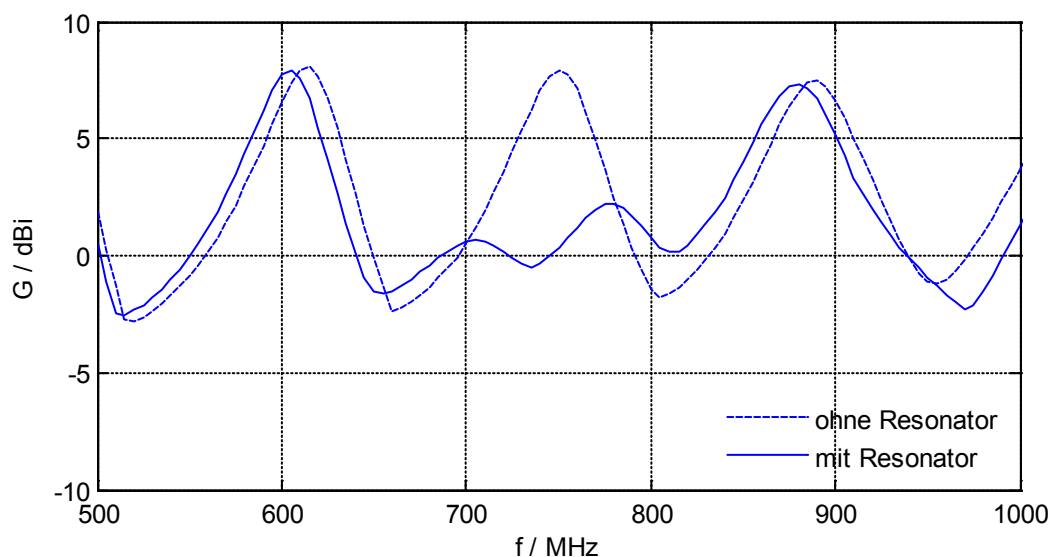


Bild 10: Simulierter maximaler Gewinn der Testanordnung nach Bild 8 mit und ohne Hohlraumresonator auf der Leitung. Mit dem für die Frequenz $f = 750 \text{ MHz}$ optimierten Tilger lässt sich der Gewinn deutlich reduzieren auf $G_{\max} = 2,2 \text{ dBi}$ [6].

4. Mehrzieloptimierung

Für die Praxis relevant ist abschließend auch die Frage, ob weitere wichtige Zielgrößen einer Schaltung durch die zusätzlichen Verluste beeinträchtigt werden. Insbesondere bei leistungselektronischen Schaltungen wie dem Schaltnetzteil nach Bild 1 kommen dem Wirkungsgrad und den Kosten eine herausragende Bedeutung zu. Eine abschließende Antwort auf die Frage, welche Verluste in einer solchen Schaltung noch zulässig sind, ist letztlich abhängig vom jeweiligen Entscheider.

Das Vorgehen bei der Entscheidungsfindung ist dargestellt in Bild 11. Zunächst einmal sind alle relevanten Varianten einer Schaltung sowie deren Kennzahlen zu ermitteln. Der Einfachheit halber werden hier nur zwei Zielgrößen betrachtet, die Verlustleistung P und die Kosten K . Ein höherer EMV-Aufwand schlägt sich annahmegemäß in höheren Kosten nieder. Im betrachteten Beispiel sind vier Varianten dargestellt.

In einem ersten Schritt werden alle dominierten Schaltungen eliminiert, man erhält als Ergebnis die Pareto-Kurve mit allen effizienten Schaltungen. Im Idealfall lässt sich nun eine Nutzenfunktion des Entscheiders angeben, bei der die vorhandenen Zielgrößen für jede Variante in einen einzigen Nutzenwert umgerechnet werden. Anschließend wählt man genau die Variante, die den Nutzen maximiert. Das vorgestellte Vorgehen wird in der Literatur als Pareto-Optimierung bezeichnet [7]. Lassen sich die Ausprägungen der Zielgrößen noch recht gut bestimmen, bereitet die Angabe der Nutzenfunktion in der Praxis häufig die größten Schwierigkeiten. Eine Optimierung ist insbesondere dann nicht durchführbar, wenn zugleich ein möglichst hoher Wirkungsgrad sowie möglichst geringe Kosten gefordert werden [7].

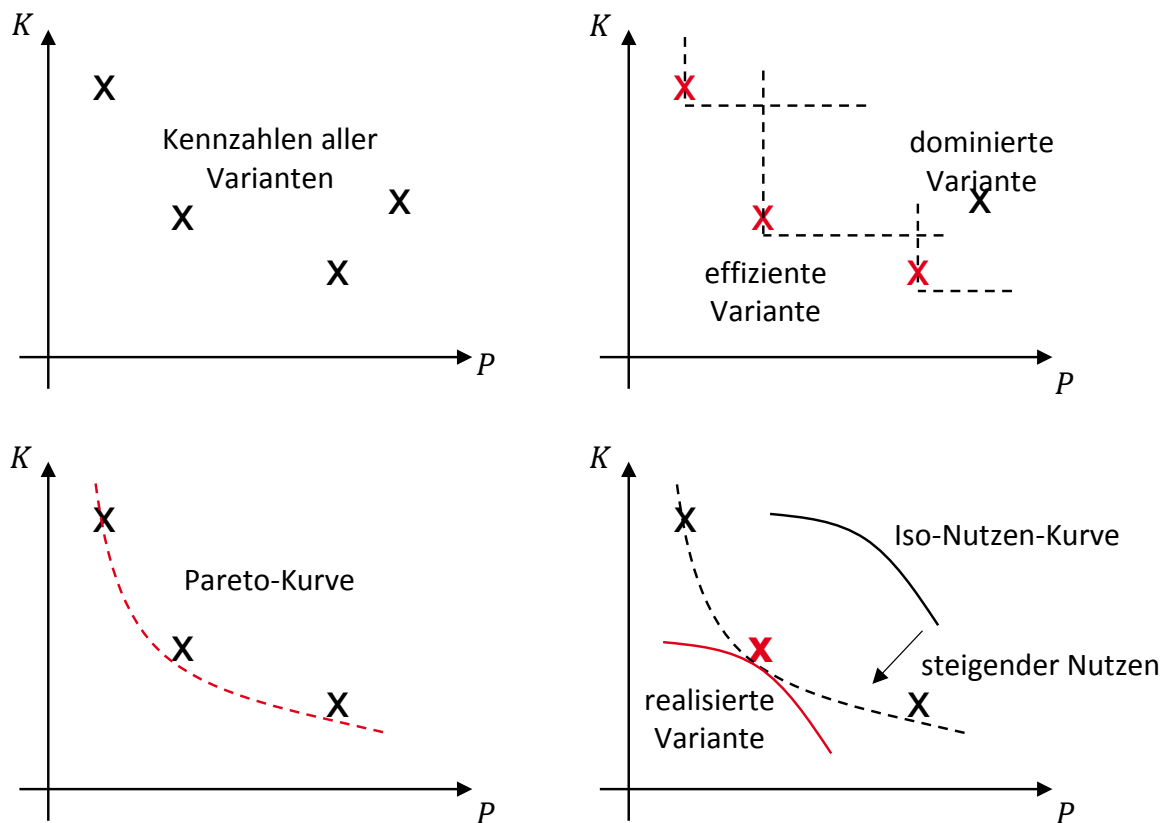


Bild 11: Pareto-Optimierung bezüglich der Verlustleistung P und der Kosten K einer Schaltung.

5. Zusammenfassung

In der Praxis werden Grenzwerte der EMV häufig aufgrund unerwünschter Resonanzen nicht eingehalten. Tatsächlich können sogar Komponenten, die zur Verbesserung der EMV angebracht werden, die EMV verschlechtern – es kommt nicht selten vor, dass diese mit weiteren Bauteilen in Resonanz geraten. Das wohl wichtigste Beispiel ist in diesem Zusammenhang der Abblockkondensator.

Anhand einer einfachen Schaltung wurde im Rahmen dieser Arbeit gezeigt, dass sich diese unerwünschten Resonanzen durch gezieltes Erhöhen der Verluste vollständig vermeiden oder zumindest verringern lassen. Hier lässt sich letztlich von elektrischen Tilgern sprechen, die in den vergangenen Jahren bereits bei einigen praxisrelevanten Beispielen erfolgreich verwendet wurden. In dieser Arbeit wurde insbesondere auf die Bedämpfung von Resonanzen auf Leiterplatten und Leitungen eingegangen.

Abschließend wurde die Frage erörtert, inwiefern weitere wichtige Zielgrößen einer Schaltung durch die zusätzlichen Verluste unzulässig beeinträchtigt werden. Die Antwort auf diese Frage ist tatsächlich abhängig vom jeweiligen Entscheider und dessen Nutzen. Die aus der Wirtschaftslehre entlehnte Pareto-Optimierung, mit der sich bei Kenntnis von Kennzahlen und Nutzenfunktion die zu realisierende Schaltung bestimmen lässt, wurde am Beispiel eines Schaltnetzteils kurz vorgestellt.

Literaturverzeichnis

- [1] J. Franz, *EMV Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*, 5. Auflage, Springer Vieweg, 2013.
- [2] U. Neibig, *Neuartiges Verfahren zur Dämpfung von Hohlraumresonanzen in mehrlagigen Leiterplatten*, EMV Düsseldorf 2004, S. 369 – 376.
- [3] H. Irretier, *Grundlagen der Schwingungstechnik 2*, 1. Auflage, Springer Vieweg, 2001.
- [4] M. Hampe und S. Dickmann, *Damping of Cavity-Mode Resonances in PCB Power-Bus Structures using Discrete Capacitors*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., 2005, S. 880 – 888.
- [5] M. Hampe, *Analyse und Optimierung des Spannungsversorgungssystems mehrlagiger Leiterplatten*, Dissertation, Hamburg, 2006.
- [6] M. Hampe, *Damping of Common Mode Currents using Dissipative Resonant Cavities*, EMC Europe 2012, Rom, 2012, S. 1 – 6.
- [7] P. M. Pardalos, A. Migdalas, L. Pitsoulis, *Pareto Optimality, Game Theory and Equilibria*, 1. Auflage, Springer, 2008.

Niederfrequente magnetische Störfelder: Beispiele, Messung, Maßnahmen

Dr. Stefan Hiebel, Sekels GmbH, Magnetische Abschirmungen,
Dr. Denis Filistovich, Sekels GmbH, Messtechnik,
Michael Kühn, AUDI AG, Entwicklung EMV,
Dr. Thomas Weber, TÜV Nord CERT GmbH, EMV Services

1. Typische Abschirmprobleme

Bei magnetischen Abschirmungen geht es entweder darum, empfindliche Geräte oder auch Personen vor niederfrequenten Magnetfeldern zu schützen (Abschirmung der Störquelle), oder die durch technische Geräte entstehenden Magnetfelder an ihrer Ausbreitung nach außen zu hindern (Abschirmung der Störquelle). „Niederfrequent“ bezeichnet in diesem Zusammenhang typischerweise den Frequenzbereich von 0 bis zu einigen kHz.

Zumeist ist eine Abschirmung der Störquelle vorzuziehen, da die dort auftretenden Störfelder bereits durch den Abstand zur Störquelle reduziert sind. Zudem sind senkennahe Abschirmungen oft kleiner ausführbar und mit sinkender Größe einer magnetischen Abschirmung steigt ihre Wirksamkeit und ihre Empfindlichkeit gegen magnetische Sättigung des Abschirmmaterials sinkt.

Häufig anzutreffende Situationen, die magnetische Abschirmmaßnahmen erfordern, sind z. B. wissenschaftliche Versuchsaufbauten, medizintechnische Geräte, empfindliche elektronische Komponenten in Maschinen, Fahr- und Flugzeugen, aber auch der Aufenthaltsbereich von Personen in der näheren Umgebung technischer Anlagen, insbesondere dort, wo große elektrische Ströme fließen.

2. Bestehende Grenzwerte

Zur Bewertung der zulässigen Magnetfeldamplituden, denen Personen ausgesetzt werden dürfen, existieren verschiedene Richtlinien (Bild 1). Eine Gemeinsamkeit ist die unterschiedliche Gewichtung verschiedener Frequenzbereiche. Zudem sind häufig die zulässigen Belastungen während beruflicher Tätigkeit höher als für die „Allgemeinheit“.

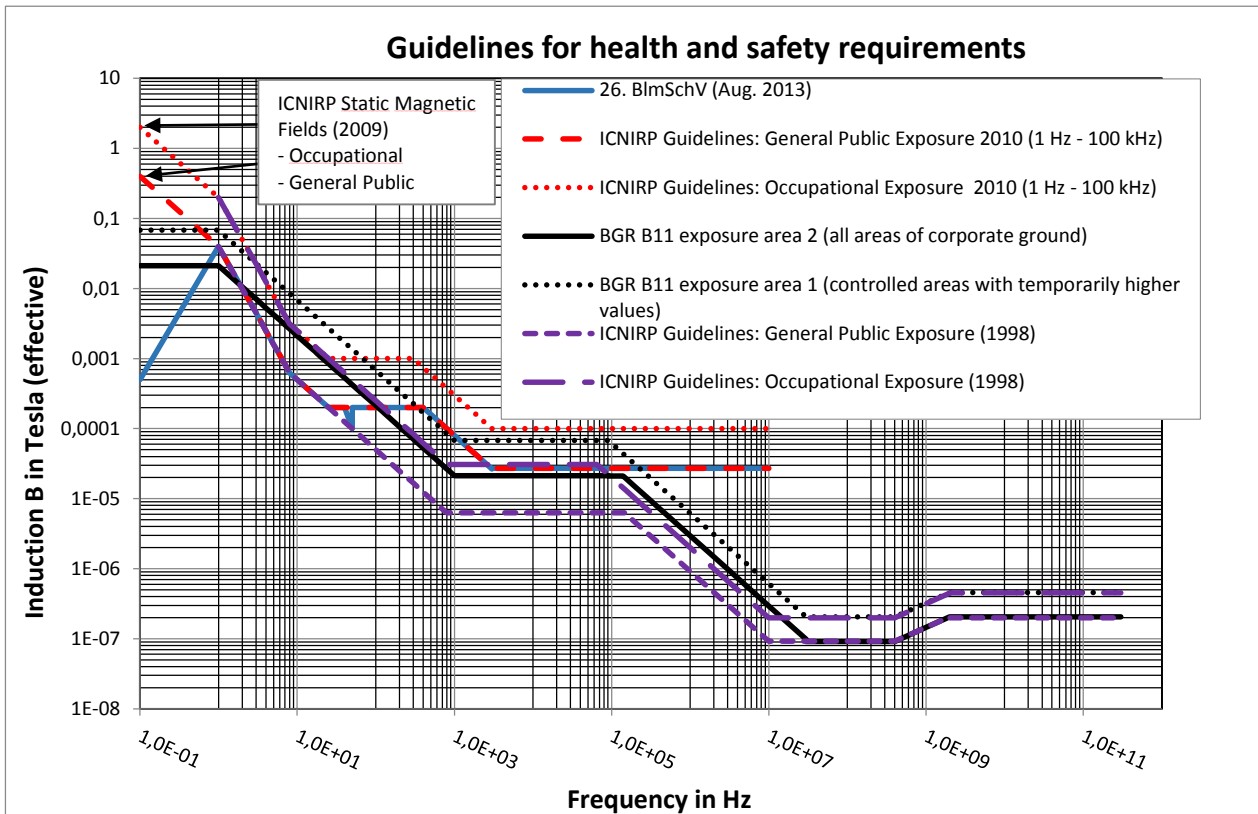


Bild 1: Richtlinien für die zulässige Magnetfeldexposition von Personen (hier betrachtet: der Frequenzbereich von 0 bis ca. 300 kHz)

Maßgebend ist die 26. BImSchV in der aktuellen Fassung vom 21. August 2013. Diese gilt für ortsfeste Hochfrequenzanlagen (9 kHz-300 GHz), Niederfrequenzanlagen (zur Umspannung und Fortleitung von Elektrizität mit einer Nennspannung von 1000 V) sowie Gleichstromanlagen mit einer Spannung von 2000 V und mehr. Interessanterweise gilt gemäß der Norm im Bereich von 25-400 Hz ein Grenzwert von 200 μT , bei genau 50 Hz jedoch ein Wert von 100 μT . Wobei diese Norm Werte für die „Allgemeinheit“ bzw. den öffentlichen Raum festlegt und als Verordnung in Deutschland rechtgültig ist. Die ICNIRP-Guideline gilt als eine Grundlage der 26. BImSchV, nennt aber durchgängig ohne Ausnahme einen Wert von 200 μT im Bereich von 25-400 Hz. Für Betriebsgelände bzw. den Arbeitnehmerschutz gilt zudem die BGV B11 der Berufsgenossenschaft BG E-TEM (Energie Textil Elektro Medienerzeugnisse), ursprünglich von 2001, damals noch BGFE. Betrachtet man den Expositionsbereich 2 so gilt hier ein Grenzwert für 50 Hz von 424 μT . Diese Vorschrift ist in Deutschland für Betriebsgelände bzw. Arbeitgeber bindend. Besondere Regelungen gelten für Personen mit Herzschrittmachern oder anderen aktiven oder passiven Körperhilfen.

Insgesamt ergibt sich also ein geregeltes, aber doch im Detail zu betrachtendes Vorschriftenwerk, das selbstverständlich auch die Frequenzbereiche außerhalb der eigentlichen Netzfrequenz erfasst.

Zugleich findet zu dem Thema schon seit Jahren eine lebhaft Diskussion statt, welche Grenzwerte zu Grunde gelegt werden sollten (s. hierzu z. B. emf-Portal.de, ein Projekt

des Instituts für Arbeits- und Sozialmedizin der RWTH Aachen). Dadurch ergibt sich neben der messtechnischen und lösungsorientierten Fragestellung auch eine politisch-gesellschaftliche Dimension.

Im technischen Bereich ergeben sich die zulässigen Grenzwerte selbstverständlich aus den sehr unterschiedlichen technischen Anforderungen der zu schützenden Geräte.

3. Qualifizierung von Abschirmmaterialien

Bei der Bewertung von Abschirmmaterialien ist grundsätzlich zu unterscheiden zwischen weichmagnetischen Werkstoffen, die niederfrequente Magnetfelder nach dem Prinzip der Flussumleitung „abschirmen“ und elektrisch leitfähigen Abschirmmaterialien, die in Wechselfeldern durch die induktive Erzeugung von Wirbelströmen elektromagnetische Felder aufbauen, die nach Lenzscher Regel ihrer Ursache entgegen gerichtet sind. Weichmagnetische Werkstoffe sind meist auch elektrisch leitfähig, so dass bei diesen Materialien in niederfrequenten Wechselfeldern beide Abschirmmechanismen gleichzeitig wirken. Dagegen sind die besten elektrischen Leiter unmagnetisch, so dass Abschirmungen z. B. aus Al oder Cu bei magnetischen Gleichfeldern bis ca. 50 Hz wirkungslos sind.

3.1 Bestimmung der elektromagnetischen Schirmdämpfung

In diesem Kapitel werden die Beschreibung eines analytischen Modells für die Berechnung der elektromagnetischen Schirmdämpfung im Fernfeld sowie die notwendige Modifikation für den Nahfeldbereich für mehrschichtige Materialien behandelt und durch Messungen validiert.

3.1.1 Berechnung mittels analytischer Modelle

In [1] ist ein Modell für die Berechnung der Schirmdämpfung eines Parallelplattenschirms angegeben (siehe Bild 2). Der Parallelplattenschirm besteht aus zwei unendlich ausgedehnten Platten, auf welche eine ebene Welle (TEM-Mode) trifft. Die Schirmdämpfung wird mit einer Kettenmatrixmethode im geometrischen Zentrum, also in der Mitte zwischen den Platten, berechnet. Eine einzelne Matrix ist als Vierpol zu verstehen, welcher die Durchlass- und Reflektionsfaktoren für jeden Materialübergang und jedes Material beinhaltet. Die Kettenmatrizen können für mehrschichtige Materialien beliebig erweitert werden, beispielsweise für heterogene Schirmstrukturen.

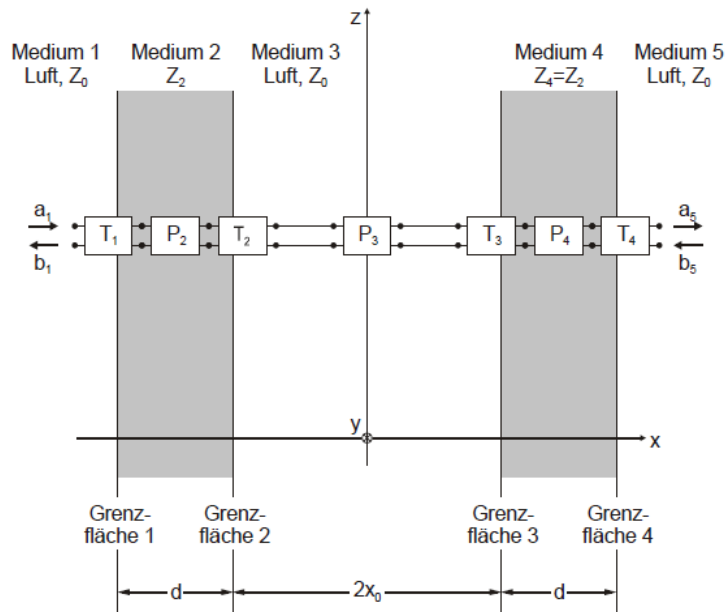


Bild 2: Erweitertes Impedanzkonzept von Schelkunoff (Kettenmatrixmethode) nach [1]

Für die Bestimmung der Schirmdämpfung von mehrschichtigen Materialproben (z. B. beschichtetes Polyamid 6 mit Kupfer beidseitig) muss das Modell angepasst werden:

- Schirmdämpfung hinter dem Schirm
- Lösung für den Nahfeldbereich

Aufgrund der einfachen Struktur der aneinander geschalteten Vierpole ist es relativ einfach, die Schirmgröße hinter dem Schirm zu bestimmen. Die Parameter a_1 und a_5 bezeichnen die hinlaufenden Wellen und b_1 und b_5 die rücklaufenden Wellen. Für das folgende Beispiel ($n = 2$ Schichten Kupferfolie und $m = 1$ Schicht Polyamid) in Abbildung 3 nimmt die Gleichung folgende Form an:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = [T_1] \cdot [P_2] \cdot [T_2] \cdot [P_3] \cdot [T_3] \cdot [P_4] \cdot [T_4] \cdot \begin{bmatrix} a_5 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

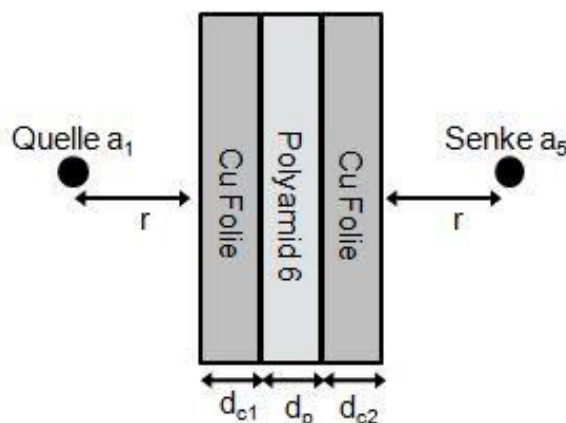


Bild 3: Beispiel für die Kettenmatrixmethode (Nahfeldlösung) an einem mehrschichtigen Material

Aufgrund der nicht auftretenden Reflektionen hinter dem Schirm ist der Parameter $b_5 = 0$.

Die Schirmdämpfung (Verhältnis Eingangs- zu Ausgangsgröße) hinter dem Schirm berechnet sich dann zu:

$$a = \frac{a_1}{a_5}$$

Die Lösung für den Nahfeldbereich kann nach genauer Betrachtung der Transmissionsmatrix $[T_1]$ bzw. der Durchlass (d_{11})- und Reflektionsfaktoren (r_{11}) implementiert werden. Es kann durch Substitution des Freiraumwellenwiderstands (Z_0) mit der Impedanz eines kapazitiven (Z_C) oder hier: induktiven Feldes (Z_L) die Nahfeldlösung erreicht werden:

$$[T_i] = \frac{1}{d_{p,i}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & r_{p,i} \\ r_{p,i} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad [P_i] = \begin{bmatrix} e^{k_w \cdot d_i} & 0 \\ 0 & e^{-k_w \cdot d_i} \end{bmatrix}$$

$$\text{mit:} \quad d_{p,i} = \frac{2Z_{L,C}}{Z_{L,C} + Z_M} \quad \text{und} \quad r_{p,i} = \frac{Z_{L,C} - Z_M}{Z_{L,C} + Z_M}$$

$$\text{sowie} \quad Z_C = \frac{Z_0 \cdot \lambda}{2\pi \cdot r}, \quad Z_L = \frac{2\pi \cdot Z_0 \cdot r}{\lambda},$$

$$Z_0 = \mu_0 c = 377 \, \Omega \quad \text{und} \quad Z_M = \sqrt{\frac{i\omega\mu}{\sigma + i\omega\varepsilon}}$$

Dies wird im Folgenden als Kettenmatrixmethode-Nahfeldlösung bezeichnet.

3.1.2 Messung an Materialproben

Die Messung der Schirmdämpfung wurde an einem eigens angefertigtem Materialmuster durchgeführt, welches aus einem Polyamid 6 (Dicke: 2 mm) besteht und mit Kupferfolie (Dicke: $\sim 30 \, \mu\text{m}$) beidseitig beklebt wurde. Der Messaufbau ist in Bild 4 dargestellt und bereits in [2] für die Messung der Schirmdämpfung von Karbonfaserverstärktem Kunststoff (CFK) verwendet worden.

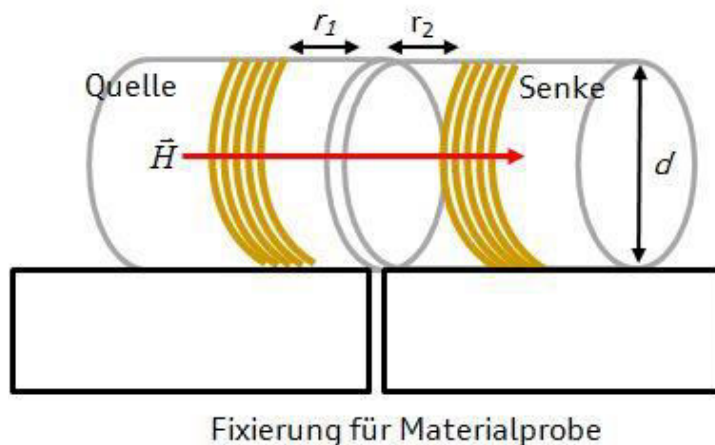


Bild 4: Messaufbau für die Bestimmung der magnetischen Schirmdämpfung von Materialproben

Es wurden zwei Spulen (Quelle, Senke) mit $N = 5$ Wicklungen, $r = 0,0375$ m Spulenradius und $d = 0,085$ m Abstand von Spule zu Spule auf ein Kunststoffrohr gewickelt, welche durch die Materialprobe separiert werden können. Die Schirmdämpfung a ergibt sich dann aus dem Verhältnis der induzierten Spannungen in der Senke ohne ($U_{\text{ind,max}}$) und mit Materialprobe ($U_{\text{ind,sample}}$): $a = 20 \log(U_{\text{ind,max}}/U_{\text{ind,sample}})$.

Die Materialprobe wurde mit ausreichender Fläche (Fläche $a \cdot b$ mit: $a = b = 0,4$ m) gewählt, damit das magnetische Streufeld (Feld außerhalb der Materialprobe) die Messung nicht verfälscht. Der Frequenzbereich, in dem die Messungen durchgeführt wurden, ist: $500 \text{ Hz} < f < 300 \text{ kHz}$.

Das Messergebnis bzw. der Vergleich mit der Kettenmatrixmethode-Nahfeldlösung ist in Bild 5 angegeben.

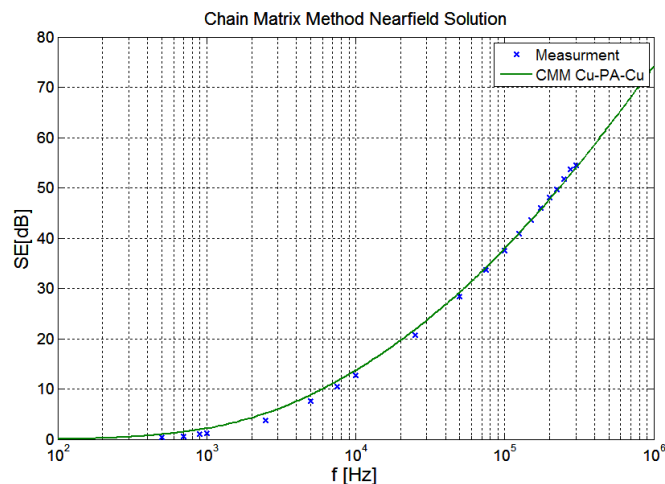


Bild 5: Messergebnis Schirmdämpfung und Vergleich mit Kettenmatrixmethode-Nahfeldlösung

Die Grafik zeigt eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Kettenmatrixmethode-Nahfeldlösung. Die größte Abweichung beträgt ca. 1,5 dB bei 2,5 kHz. Dieser Ansatz ist also zielführend für die Bestimmung der elektromagnetischen Schirmdämpfung im Nahfeld von geschichteten Materialien. Das Modell kann aufgrund des einfachen Aufbaus (Kettenmatrixmethode, Verschaltung von Vierpolen) problemlos erweitert werden.

3.2 Messung weichmagnetischer Eigenschaften

Die weichmagnetischen Eigenschaften eines Materials lassen sich anhand von in Jochsystemen eingespannten Probestücken oder durch Primär- und Sekundärwicklung ringförmiger Materialproben als Transformatorenkerne bestimmen. Entscheidend für die Abschirmwirkung gegen niederfrequente Magnetfelder sind der frequenzabhängige Verlauf der magnetischen Permeabilität μ_r als Funktion der magnetischen Erregung H sowie die Sättigungspolarisation J_s des Materials. Für Abschirmzwecke weniger wichtig ist die Koerzitivfeldstärke H_c des Materials.

Allerdings hängt die Wirksamkeit einer magnetischen Abschirmung zusätzlich stark von der Geometrie des Problems ab, so dass die Angabe einer Abschirmeigenschaft als reine Materialgröße im Gegensatz zu den in Kap. 3.1 beschriebenen Leitfähigkeitsschirmen

nicht sinnvoll ist. Zur Vorhersage der Abschirmwirkung können die Ergebnisse weichmagnetischer Messungen dagegen z. B. als Eingabeparameter in Simulationsprogrammen verwendet werden.

4. Quantitative Bewertung von Abschirmmaßnahmen

Da die analytische Berechnung magnetischer Abschirmfaktoren nur für sehr einfache Geometrien möglich ist, bleiben bei realen Problemen oft nur experimentelle oder numerische Methoden, um die Wirksamkeit einer Abschirmmaßnahme vorherzusagen bzw. die Auslegung von Abschirmsystemen zu optimieren.

4.1 Abschirmmessungen in definierten Störfeldern

Die Messung niederfrequenter magnetischer Abschirmfaktoren lokaler Abschirmungen erfolgt zumeist wie in Bild 6 dargestellt in einem Helmholtz-Spulenpaar. Das Verhältnis aus den Feldamplituden ohne (B_{out}) und mit der Abschirmung (B_{in}) an demselben Ort bestimmt den Schirmfaktor $S = 10^{a/20}$ (a : Schirmdämpfung in dB).

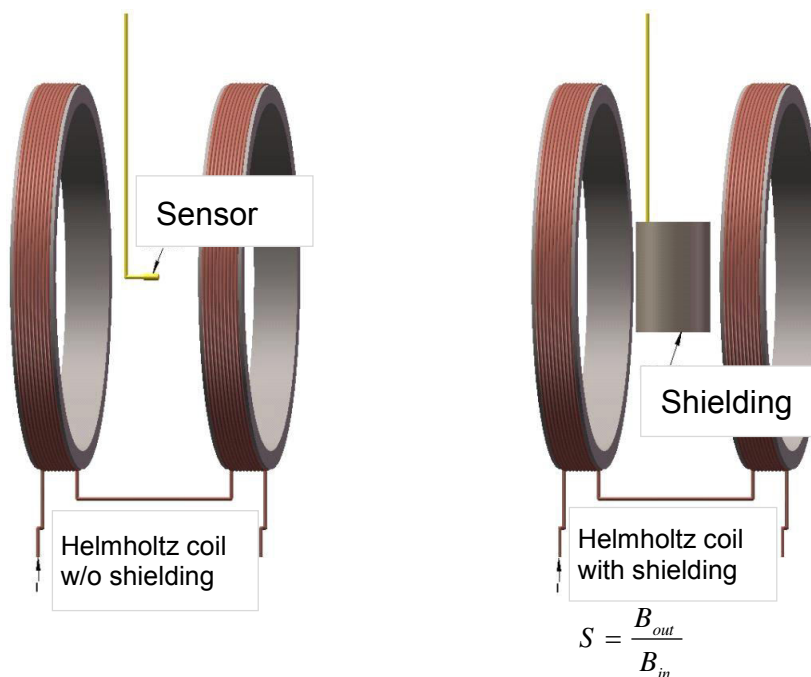


Bild 6: Prinzip einer Schirmfaktormessung

4.2 Vergleich mit der Finite-Elemente-Methode (FEM)

Da bei magnetischen Abschirmproblemen die Berücksichtigung wichtiger Parameter wie z. B. weichmagnetischer Eigenschaften oder Fertigungstoleranzen in FEM-Simulationsprogrammen oft nur ansatzweise möglich ist, können schon bei einfachen Geometrien Diskrepanzen zu realen Messergebnissen auftreten. Bild 7 zeigt dies für den Fall eines rotationssymmetrischen Zylinders aus 1 mm-MUMETALL® mit einem Durchmesser von 200 mm und einer Länge von 300 mm. Ohne die abnehmbaren Deckel besteht eine sehr

gute Übereinstimmung zwischen FEM-Berechnung und Messung (links). Allein durch Hinzufügen der beiden Deckel entsteht jedoch eine deutliche Abweichung der Simulationsrechnung von den Messergebnissen (rechts).

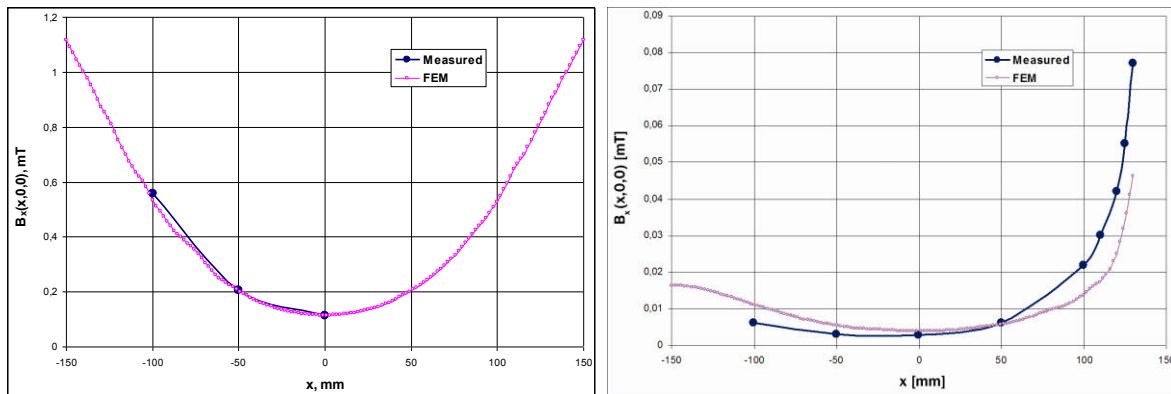


Bild 7: Vergleich einer FEM-Berechnung des magnetischen Abschirmfaktors mit der ortsabhängigen Messung an einem um die x -Achse rotationsymmetrischen Zylinder ohne (links) und mit Deckeln (rechts; Deckelöffnung \varnothing 20 mm bei $x = 150$ mm)

4.3 Störfeldmessungen vor Ort

Um gezielte Abschirmmaßnahmen gegen niederfrequente Wechselfelder ergreifen zu können, ist es wichtig, die einzelnen Frequenzkomponenten zur Bestimmung der Feldrichtung voneinander getrennt und zeitlich lückenlos zu analysieren. Die aufgezeichneten Messdaten sollten frei von der gemäß Bild 1 nach Frequenzbeiträgen gewichteten Gesamtbewertung der Störumgebung betrachtet werden können. Abbildung 8 zeigt ein Messsystem, das diese Anforderungen erfüllt.



Bild 8: Messsystem für Störfeldmessungen mittels 3D-Searchcoils

Literaturverzeichnis

[1] Wolfesperger, H. A. (Hrsg.), *Elektromagnetische Schirmung*, 2. Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008

[2] Kühn, M., John, W., Weigel, R., *Bestimmung der Schirmdämpfung von isotropen und anisotropen Materialien auf Basis von Messungen und analytischen Modellen*, 5. GMM Fachtagung Automotive meets Electronics, Dortmund, 2014

Verfahren zur korrekten messtechnischen Bestimmung der Hochfrequenzexposition in der Umgebung von LTE-Basisstationen

Prof. Dr.-Ing. Matthias Wuschek, Technische Hochschule Deggendorf
Dr.-Ing. Christian Bornkessel, IMST GmbH Kamp-Lintfort, Prüfzentrum

1 Einleitung

Die Bestimmung der hochfrequenten Immissionen in der Umgebung von LTE-Basisstationen stellt eine neue Herausforderung an die Feldstärkemesstechnik dar.

Nach der in Deutschland relevanten Verordnung über elektromagnetische Felder (26. BImSchV) [1] müssen die Grenzwerte von ortsfesten Sendeanlagen bei höchster betrieblicher Auslastung der Sendeanlage eingehalten werden. Somit sind bei der Immissionsmessung Methodiken zur Hochrechnung der ermittelten Momentanimmission auf den Zustand bei maximalem Sendebetrieb anzuwenden. Diese beruhen auf einer Identifizierung und Messung derjenigen Signale und Kanäle, die unabhängig vom aktuellen Verkehrsaufkommen mit konstanter Leistung gesendet werden und keinen Leistungsregelungsmechanismen unterliegen. Aus der Immission dieser Signale kann unter Kenntnis des Verhältnisses von maximaler Sendeleistung der Anlage zur Sendeleistung dieser Signale zuverlässig auf die Immission bei maximaler Anlagenauslastung extrapoliert werden. Details zur grundsätzlichen Messtechnik von LTE-Immissionen können [2], [3] und [4] entnommen werden.

Für die Messung von LTE-Immissionen (FDD-Mode) kann als kostengünstige Variante auf frequenzselektive Verfahren zurückgegriffen werden, die auch mit herkömmlichen Spektrumanalysatoren durchführbar sind [5], allerdings - wie in diesem Beitrag noch gezeigt wird - bezüglich der Hochrechnung auf maximale Anlagenauslastung sehr leicht zu Fehlbewertungen führen können, wenn die genaue Konfiguration der vermessenen LTE-Anlagen nicht korrekt berücksichtigt wird. In [5], aber auch in der aktuellen Normung [6] wird dieser Problematik bisher wenig Beachtung geschenkt.

Mit codeselektiven Verfahren wird die Immission von LTE-Anlagen basisstations- bzw. sektorspezifisch erfasst. Diese Messung ist bezüglich der Hochrechnung auf maximale Anlagenauslastung deutlich unproblematischer, zudem liefert sie ein detaillierteres Bild der herrschenden Immission, da die am Messort vorhandenen Funksignale - im Gegensatz zur frequenzselektiven Messung - mittels Auswertung ihrer individuellen Codierung zellspezifisch aufgelöst werden können. Für codeselektive Messungen sind allerdings besondere Messgeräte notwendig, z.B. klassische Spektrumanalysatoren, die einen speziellen codeselektiven Erfassungsmodus für LTE-Signale besitzen.

Im Folgenden soll zum einen näher erläutert werden, wie bei den beiden möglichen Messverfahren aus den Anzeigewerten des Messgerätes auf die Immission bei höchster Anlagenauslastung hochgerechnet werden kann und welche Anlagenparameter dazu bekannt sein müssen. Außerdem werden die Ergebnisse von Erprobungsmessungen

vorgestellt, welche die erreichbare Genauigkeit und Reproduzierbarkeit derartiger Messungen dokumentieren sollen.

2 Abstrahlung der für die Messung relevanten Signale durch die Basisstationsantennen

Bei LTE-Basisstationen werden die Signale P-SS (Primary Synchronization Signal), S-SS (Secondary Synchronization Signal), RS (Reference Signal) und der Kanal PBCH (Physical Broadcast Channel) permanent mit konstanter und von der derzeitigen Verkehrslast unabhängiger Leistung gesendet. Sie sind daher als Basis für eine Extrapolation auf maximale Anlagenauslastung geeignet. P-SS, S-SS und PBCH belegen eine Bandbreite von ca. 1 MHz in der Kanalmitte unabhängig von der Bandbreite des gesamten LTE-Signals, die RS-Signale sind hingegen gleichmäßig über das gesamte Signalspektrum verteilt.

Beim frequenzselektiven Verfahren wird mit einem herkömmlichen Spektrumanalysator die Immission im Zentrum des Spektrums (verursacht durch P-SS, S-SS bzw. PBCH) mittels einer Kanalleistungsmessung (Messung eines Bandes von etwa ± 500 kHz um die Mittenfrequenz des LTE-Kanals) bestimmt. Dieser Messwert wird als Basis für die darauffolgende Extrapolation auf maximale Anlagenauslastung verwendet.

Beim codeselektiven Verfahren wird der Pegel des RS-Signals jeder Zelle getrennt erfasst, da dieses Signal zellspezifisch codiert ist. Die Hochrechnung erfolgt dann mit Hilfe des Verhältnisses aus eingestellter Leistung (ERPE-Wert) des RS-Signals und maximal möglichen Sendeleistung der LTE-Zelle.

Zur Steigerung der Datenrate und der spektralen Effizienz werden bei LTE meist MIMO-Antennentechniken eingesetzt. Derzeit wird standardmäßig für den Downlink eine Konfiguration aus zwei Sendantennen als Basis verwendet (2-Antennen-MIMO). Als Sendantennen werden dabei gewöhnlich konventionelle, bereits von GSM und UMTS her bekannte Sektorantennen mit zwei um 90 Grad verdrehten Dipolgruppen ($\pm 45^\circ$) eingesetzt. Jede der beiden Antennenpolarisationen ist an einen eigenen Sender angeschlossen, so dass die gesamte abgestrahlte Leistung (z.B. 2 x 20 W) doppelt so groß ist, wie bei Verwendung eines einkanaligen Systems mit nur einer Antennenpolarisation. Es ist also sicherzustellen, dass die Immissionen beider Kanäle erfasst werden (RS 0 bzw. RS 1; siehe Bild 1) bzw. bei Messung nur eines der beiden Kanäle mittels eines geeigneten Faktors die Immission des zweiten Kanals geeignet berücksichtigt wird, ansonsten wird die reale Immission unterbewertet.

Die Synchronisationssignale P-SS und S-SS können hingegen auf verschiedene Weise von den beiden MIMO-Antennensystemen abgestrahlt werden. Je nach Konfiguration der vom Betreiber eingesetzten Systemtechnik wurden bisher sowohl die alternierende als auch die gleichzeitige Abstrahlung der Synchronisationssignale über die beiden Antennenpolarisationen beobachtet. Bei gleichzeitiger Abstrahlung über beide Antennensysteme und Verwendung der heute sehr häufig eingesetzten isotropen Messantennen wird sowohl bei der codeselektiven, als auch bei der frequenzselektiven Messung automatisch die Summenfeldstärke und somit auch die Summenleistung beider Kanäle ermittelt. Werden die Synchronisationssignale hingegen alternierend über beide Anten-

nensysteme abgestrahlt, kann auch eine isotrope Antenne immer nur die Feldstärke von einem der beiden Kanäle erfassen. Das Messergebnis unterschlägt somit den zweiten Kanal. Dies ist dann mit einem geeigneten Korrekturfaktor (+3 dB) zu berücksichtigen.

Battery: 14.12.12		GPS: 14:11:54		51°28'51.7" N Ant: 6°32'40.0" E Cable:		3AX 0.4-6G SrvTbt: SRM 1.5 m Stnd:		Mofu-Betr ICNIRP GP	
Table View									
Index	Cell ID	No. Ant	Max (PSS)	Max (SSS)	Max (RS 0)	Max (RS 1)			
1	262	2	89.86 dBµV/m	89.24 dBµV/m	89.74 dBµV/m	90.13 dBµV/m			
2	263	2	90.12 dBµV/m	89.59 dBµV/m	90.33 dBµV/m	90.98 dBµV/m			
Total			92.60 dBµV/m	91.94 dBµV/m	93.06 dBµV/m	92.47 dBµV/m			
Analog			103.35 dBµV/m						
Isotropic									
LTE									
Fcent: 806 MHz		CBW: 1.4 MHz		Sweep Time: 677 ms		Progress: <input type="checkbox"/>			
MR: 141 dBµV/m		Extr. Fact.:		Off Noise Suppr.:		Off No. of Runs: 58			
		Cell Sync.:		Sync. CP Length:		Normal AVG: 4 <input type="checkbox"/>			

Bild 1: Ergebnis der codeselektiven Messung eines LTE-800-Signals (2 Funkzellen wurden erfasst)

Die Information, ob die Synch-Abstrahlung alternierend oder gleichzeitig über beide Antennensysteme erfolgt, muss beim Betreiber erfragt werden. Alternativ kann auch eine Messung der Synchronisationssignale im Zeitbereich ("Zero Span"), unter Verwendung einer einachsigen Messantenne (z.B. LogPer) erfolgen. Je nach Art der Abstrahlung ergibt sich ein unterschiedliches Amplitudenmuster für die alle 5 ms vom Antennensystem abgestrahlten Synchronisationssignale (Bild 2)

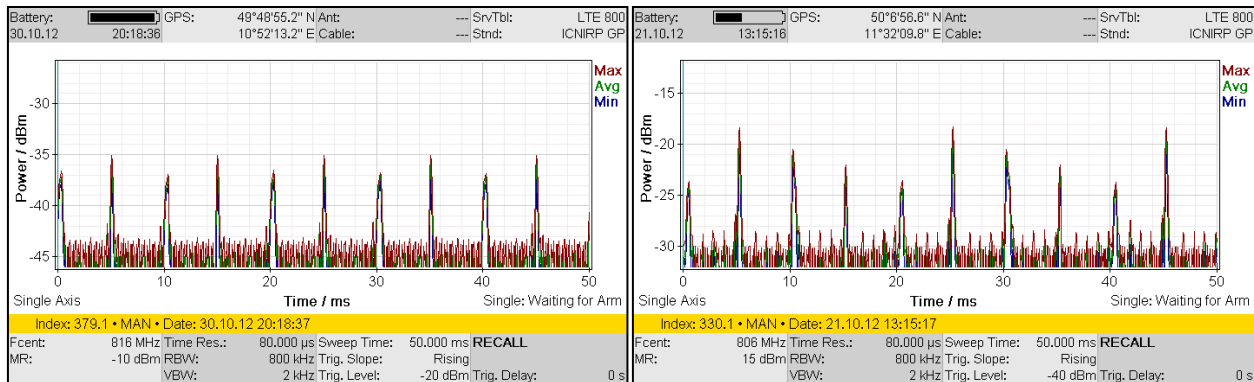


Bild 2: Messung der Synchronisationssignale eines LTE-800-Signals im Zeitbereich (links: Synch-Abstrahlung alternierend; rechts: Synch-Abstrahlung gleichzeitig über beide Antennensysteme)

Bei einer Abstrahlung der Synchronisationssignale alternierend über beide räumlich orthogonalen Antennensysteme ergeben sich je nach Polarisationsausrichtung der einachsigen Messantenne Impulsfolgen, die abwechselnd unterschiedliche Größe besitzen (Nur bei optimaler Ausrichtung der Messantenne kann der Pegelunterschied zwischen zwei aufeinander folgenden Impulsen verschwinden).

Werden die Synchronisationssignale hingegen gleichzeitig über beide Antennen abgestrahlt, so beobachtet man bei den derzeit betriebenen Systemen eine Folge von Synchronisationsimpulsen, die typisch mehr als zwei verschiedene Pegelwerte aufweisen. Dies rührt daher, weil die Pegel (und auch die Phasenlagen) der über die beiden Antennen abgestrahlten Synchronisationsimpulse sich je nach Parametereinstellung in der Anlage in einer gewissen Regelmäßigkeit verändern.

Ein zweites Problem, das sich aus der Abstrahlung der Synchronisationssignale ergeben kann, rührt von der Tatsache her, dass die Subträger, welche die Synchronisationssignale tragen, im Vergleich zur durchschnittlichen Leistung aller Subträger pegelmäßig angehoben ("geboostet") sein können. Wird diese Tatsache bei der Extrapolation der Messergebnisse auf maximale Anlagenauslastung nicht berücksichtigt, d.h. wird angenommen, dass die Synchronisationssignale pegelmäßig nicht angehoben sind, ergibt sich eine Überbewertung der maximalen Immission um den Faktor, um den die Synchronisationssignale in Wahrheit angehoben sind. Will man diesen Fehler korrigieren, ist der zunächst für den Fall von ungeboosteten Synchronisationssignalen gewählte Extrapolationsfaktor entsprechend zu verringern.

3 Korrekte Extrapolation der Ergebnisse einer frequenzselektiven Messung auf maximale Anlagenauslastung

Berücksichtigt man nicht nur die grundsätzliche Vorgehensweise bei der Immissionsbestimmung von LTE-Signalen, sondern auch die oben erläuterten besonderen Eigenschaften der für die Hochrechnung relevanten Signale, so ist eine vollständige Hochrechnung des Ergebnisses einer frequenzselektiven Messung wie in Tabelle 1 dargestellt durchzuführen.

Anzeige Messgerät (Beispiel)	130 dB μ V/m	Kanalleistungsmessung ("Level Recorder") des zentralen Teils des Signalspektrums (RBW = 800 kHz, VBW = 2 kHz; [3])
Extrapolation auf volle Signalbandbreite (B = 9 MHz)	+10,7 dB	Signalbandbreite / äquivalente Rauschbandbreite des für die Messung verwendeten ZF-Filters (768 kHz; [3])
Abstrahlung der Synchronisationssignale über die MIMO-Antennen	+3 dB	Hier: Synchronisationssignale alternierend abgestrahlt: +3 dB; sonst: +0 dB
Synchronisationssignale geboostet?	-3 dB	Subtrahiere den Faktor, um den die Synchronisationssignale geboostet sind (Hier: Synchronisationssignale um 3 dB geboostet)
Auf maximale Leistung extrapoliertes Messwert	140,7 dBμV/m	

Tabelle 1: Hochrechnung des Ergebnisses einer frequenzselektiven Messung auf maximale Anlagenauslastung

In Tabelle 1 wird beispielhaft die Messung und Hochrechnung eines LTE-Signals mit einer Bandbreite von 9 MHz (die Synchronisationssignale sind um 3 dB geboostet und werden alternierend von den beiden MIMO-Antennen abgestrahlt) bei Verwendung des Feldanalysators SRM-3006 von Narda beschrieben. Bei Verwendung anderer Messgeräte (z.B. herkömmliche Spektrumanalysatoren) ändert sich die Tabelle prinzipiell nicht, allerdings kann sich ein etwas anderer Extrapolationsfaktor auf die volle Signalbandbreite ergeben [3].

Der Extrapolationsfaktor auf volle Signalbandbreite lässt sich ohne zusätzliche Mithilfe der Anlagenbetreiber ermitteln, da die Signalbandbreite auch durch eine spektrale Messung vor Ort bestimmt werden kann. Die Art der Abstrahlung der Synchronisationssignale durch die MIMO-Antennen hingegen ist bereits deutlich schwieriger durch Messung zu bestimmen (siehe Bild 2). Insbesondere bei Anlagen mit starker Verkehrsauslastung sind die Synchronisationsimpulse nicht mehr so deutlich sichtbar, wie es in Bild 2 der Fall ist.

Die Information, ob und um wie viel die Synchronisationssignale gegenüber der durchschnittlichen Leistung der Subträger geboostet sind, kann hingegen nur vom Betreiber geliefert werden.

Wird das Abstrahlverhalten der Synchronisationssignale bei der Hochrechnung einer spektralen Messung falsch bewertet, so kann sich in obigem (realistischen) Beispiel im schlimmsten Fall eine Fehlbewertung der Immission um bis zu 6 dB ergeben.

4 Korrekte Extrapolation der Ergebnisse einer codeselektiven Messung auf maximale Anlagenauslastung

Wie bereits erwähnt, können als Basis für die Hochrechnung auf maximale Anlagenauslastung auch Ergebnisse einer codeselektiven Erfassung verwendet werden. Prinzipiell stehen hierzu die Resultate der Messung der Synchronisationssignale (P-SS und S-SS), sowie die Ergebnisse der Messung der von jeder der MIMO-Antennen abgestrahlten Referenzsignale (RS 0, RS 1) zur Verfügung. Zweckmäßigerweise wird man jedoch die RS-Signale als Basis für die Extrapolation den Synchronisationssignalen bevorzugen, denn dadurch kann man der im vorherigen Kapitel bereits erläuterten Unsicherheit bezüglich der Frage aus dem Weg gehen, ob die Synchronisationssignale alternierend oder gleichzeitig von den MIMO-Antennen abgestrahlt werden. Bei den RS-Signalen liefern die codeselektiven Messsysteme automatisch für jeden MIMO-Pfad einen eigenen Messwert für das korrespondierende RS-Signal (siehe Bild 1). Somit ist eine Unterbewertung der Immission aufgrund der Vernachlässigung eines MIMO-Kanals bei einer Auswertung der RS-Signale ausgeschlossen.

Die vollständige Hochrechnung des Ergebnisses einer codeselektiven Messung ist in Tabelle 2 dargestellt. Dabei wird hier wieder beispielhaft die Messung und Hochrechnung eines 9-MHz-LTE-Signals beschrieben. Der Extrapolationsfaktor entspricht bei gleichmäßiger Verteilung der gesamten Signalleistung auf alle Subträger der Gesamtzahl der Subträger im Signal (600 bei $B = 9$ MHz bzw. 1.200 bei $B = 18$ MHz). Sind die RS-Signale jedoch geboostet (üblich ist aktuell ein Boostfaktor von 3 dB), verringert sich der Extrapolationsfaktor auf die Hälfte (-3 dB).

Anzeige Messgerät	110 dBµV/m (RS 0) 110 dBµV/m (RS 1)	Messwerte für RS 0 und RS 1 müssen nicht genau gleich sein!
Hochrechnung auf volle Sendeleistung	+27,8 dB	B = 9 MHz: Extrapolationsfaktor = 600 (27,8 dB); (typisch für beide RS-Signale gleich)
Auf maximale Leistung extrapoliertes Messwert	140,8 dBµV/m	

Tabelle 2: Hochrechnung des Ergebnisses einer codeselektiven Messung auf maximale Anlagen- auslastung

Für eine absolut zuverlässige Immissionsbewertung ist also auch bei der codeselektiven Messung die Mithilfe des Betreibers notwendig. Allerdings muss er nur den Leistungs- wert nennen, auf den die RS-Signale eingestellt sind. Eine Auskunft bezüglich der Ab- strahlungsart der Synchronisationssignale hingegen ist nicht erforderlich.

Auch wenn bei der codeselektiven Messung der RS-Signale die relative Messdynamik oft nicht an die der codeselektiven Messung von UMTS-Signalen heranreicht [2], kann man zusammenfassend festhalten, dass bezüglich des Aufwandes und der möglichen Fehlerquellen eine Hochrechnung, basierend auf den Ergebnissen einer codeselektiven Messung die eindeutig zuverlässigere und unkritischere Alternative darstellt und daher die codeselektive Erfassung als das bevorzugte Verfahren im Bereich der Immissions- bestimmung bei LTE-Basisstationssignalen angesehen werden kann.

5 Messbeispiele

5.1 Szenario 1: Standort mit zwei LTE-800-Betreibern

In der Umgebung eines LTE-Basisstationsstandortes, an dem zwei Netzbetreiber jeweils aus drei Sektorantennen LTE-800-Signale abstrahlen, wurden an Punkten mit direkter Sichtverbindung zu den Antennen vergleichende Immissionsmessungen (codeselektive Messung der RS-Signale bzw. frequenzselektive Erfassung) durchgeführt. Die Immissi- onen wurden sowohl mit einer isotropen als auch mit einer einachsigen (LogPer) Anten- ne erfasst. Abgestrahlt wurden die Synchronisationssignale bei Anlage 1 alternierend, bei Anlage 2 gleichzeitig über beide MIMO-Antennen.

Tabelle 3 zeigt den mittleren Unterschied der hochgerechneten Ergebnisse für die bei- den Messverfahren bei Verwendung der beiden Antennentypen. Dabei wird auch zwi- schen den Anlagen der beiden Betreiber unterschieden.

Erfassungsart	Anlage 1: Isotrop / einachsig	Anlage 2: Isotrop / einachsig
Frequenzselektiv	1,4 dB	3,0 dB
Codeselektiv	-0,2 dB	1,1 dB

Tabelle 3: Mittlerer Unterschied der hochgerechneten Immissionswerte bei Messung mit isotroper bzw. einachsiger Antenne in dB

Die codeselektive Erfassung der RS-Signale liefert bei beiden Anlagen Unterschiede für die beiden Antennentypen in der Größenordnung von maximal etwa 1 dB. Bei frequenzselektiver Messung der Synchronisationssignale ergeben sich hingegen deutlichere Unterschiede zwischen den beiden Antennen, insbesondere bei Anlage 2. Bei dieser werden die Synchronisationssignale gleichzeitig über beide Antennen abgestrahlt, so dass die isotrope Antenne eine echte Komponenten-Summation der beiden gleichzeitig abgestrahlten Signale durchführen kann, die einachsige Antenne hingegen erfasst je nach Ausrichtung immer nur das Feldstärkemaximum einer der beiden Kanäle. Diese Tatsache wurde in der Auswertung nicht mit einem Korrekturfaktor kompensiert, daher ist ein Unterschied in den Ergebnissen beider Antennen nicht verwunderlich.

Vergleicht man die an den Messpunkten ermittelten absoluten Ergebnisse, so ergibt sich ein mittlerer Unterschiedsfaktor der Ergebnisse beider Messverfahren (frequenzselektiv / codeselektiv) von 1,0 dB (Varianz: 0,7 dB). Bei korrekter Hochrechnung liefern also beide Messverfahren hier eine gute Übereinstimmung bei den extrapolierten Immissionswerten.

5.2 Szenario 2: Dachstandort mit einer LTE-1800-Anlage

In der Umgebung eines Dachstandortes, an dem ein Netzbetreiber drei Sektorantennen für LTE-1800-Signale betreibt, wurden an Punkten mit direkter Sichtverbindung zu den Antennen vergleichende Immissionsmessungen (isotrope Antenne) durchgeführt. Um die Wiederholbarkeit der Messungen näher zu studieren, wurden die Messungen an zwei aufeinanderfolgenden Tagen mit vergleichbaren Wetterbedingungen (sonnig, trocken) insgesamt viermal vom selben Personal mit identischem Messgerät und unveränderten Geräteeinstellungen durchgeführt (jeweils vormittags und nachmittags). Tabelle 4 zeigt die Resultate der vier Messungen als auf maximale Anlagenauslastung hochgerechnete prozentuale Grenzwertausschöpfung bezüglich der elektrischen Feldstärke

Messung Nr.	Messpunkt 1	Messpunkt 2	Messpunkt 3	Messpunkt 4
1	2,77 %	0,88 %	1,33 %	3,30 %
2	2,55 %	0,96 %	1,19 %	2,64 %
3	2,84 %	0,86 %	1,27 %	3,22 %
4	2,68 %	0,78 %	1,32 %	3,19 %
Mittelwert (leistungsbezogen)	2,71 %	0,87 %	1,28 %	3,10 %
Spannweite (Max / Min in dB)	0,94 dB	1,80 dB	0,97 dB	1,94 dB

Tabelle 4: Hochgerechnete Immissionswerte (prozentuale Grenzwertausschöpfung bezüglich der elektrischen Feldstärke nach 26. BImSchV) bei viermaliger codeselektiver Messung mit isotroper Antenne

Die Spannweite der vier Messungen liegt also an den vier untersuchten Punkten in der Größenordnung von etwa 1 bis 2 dB, die Wiederholbarkeit der Messungen ist somit unter vergleichbaren Wetterbedingungen als gut zu bezeichnen.

Zusätzlich wurden die Immissionen auch mit der frequenzselektiven Methode erfasst und auf maximale Sendeleistung hochgerechnet. Der mittlere Unterschiedsfaktor der

Ergebnisse beider Messverfahren (frequenzselektiv / codeselektiv) ergab sich zu 1,5 dB (Varianz: 0,64 dB). Bei korrekter Hochrechnung liefern also auch hier beide Messverfahren eine gute Übereinstimmung bei den extrapolierten Immissionswerten.

6 Zusammenfassung

Der Beitrag fasst die Ergebnisse von Untersuchungen zur Messung der Exposition, verursacht durch LTE-Basisstationen, sowie zur Hochrechnung der Messergebnisse auf maximale Anlagenauslastung zusammen. Die durchgeführten Untersuchungen führten zu folgenden wichtigen Ergebnissen:

- Code- und frequenzselektive Verfahren liefern bei gleichen Randbedingungen gut übereinstimmende und reproduzierbare Messergebnisse und sind daher für Immissionsmessungen an LTE-Basisstationen grundsätzlich geeignet.
- Das codeselektive Verfahren ist in Bezug auf die Hochrechnung auf maximale Anlagenauslastung sehr unkompliziert. Daher kann dieses Verfahren als das zu präferierende Referenzverfahren bezeichnet werden.
- Das frequenzselektive Verfahren benötigt zur korrekten Durchführung - insbesondere bei der Hochrechnung auf maximale Anlagenauslastung - deutlich mehr Kenntnis über wichtige Anlagenparameter, die teilweise nur vom Betreiber geliefert werden können. Bei Nichtberücksichtigung dieser Parameter kann es zu einer deutlichen Fehlbewertung der hochgerechneten Immission kommen.

7 Literaturhinweise

- [1] **26. BImSchV**, Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV), BGBl. Jg. 2013 Teil I Nr. 50, 21.08.2013.
- [2] **Chr. Bornkessel, M. Schubert, M. Wuschek**, "Bestimmung der Exposition der allgemeinen Bevölkerung durch neue Mobilfunktechniken". Studie im Auftrag des Bundesamtes für Strahlenschutz; http://www.emf-forschungsprogramm.de/akt_emf_forschung.html/dosi_HF_004.html
- [3] **M. Wuschek, Chr. Bornkessel**, "Bestimmung der Immissionen von LTE-Basisstationen", Leitfaden zur praktischen Durchführung von Immissionsmessungen; <https://www.th-deg.de/de/fakultaeten/etmt/kontakt-und-personal/professoren/200-fakultaet-et-mt/allgemein6/3311-download-aktueller-publikationen>
- [4] **F. Pythoud, B. Mühlemann**, "Measurement Method for LTE Base Stations", Swiss Federal Office of Metrology METAS, Bern, 05/2012; www.metas.ch/2012-218-808.
- [5] **L. Verloock et al.**, "Low-Cost Extrapolation Method for Maximal LTE Radio Base Station Exposure Estimation: Test and Validation", Rad. Prot. Dosimetry 155(1); pp 11-15 (2012).
- [6] **EN 50492**, Basic Standard for the in-situ Measurement of Electromagnetic Field Strength related to Human Exposure in the Vicinity of Base Stations, Final Draft for Annex L (FDD LTE measurements), 09/2013.

Bestimmung der Exposition der Bevölkerung durch LTE- und TETRA BOS-Mobilfunkanlagen

Dr. Christian Bornkessel, IMST GmbH Kamp-Lintfort, Prüfzentrum

Markus Schubert, IMST GmbH Kamp-Lintfort, Prüfzentrum

Prof. Dr. Matthias Wuschek, Technische Hochschule Deggendorf

1 Einleitung

LTE (Long Term Evolution) ist eine neue Mobilfunktechnologie. Im Vergleich zur Vorgängertechnologie UMTS zeichnet sie sich durch höhere Datenraten und kürzere Latenzzeiten aus. Bei einer Bandbreite von 20 MHz sollen maximale Datenraten von 100 MBit/s im Downlink erreicht werden. Damit ist die Hauptanwendung der neuen Technik der mobile Breitbandzugang zu Telekommunikationsdiensten.

Bei LTE können flexible Kanalbandbreiten von 1,4 MHz bis 20 MHz genutzt werden. Im Jahr 2010 hat bei der Bundesnetzagentur eine Versteigerung von Frequenzen in den Bereichen 800 MHz, 1,8 GHz, 2 GHz und 2,6 GHz für den „drahtlosen Netzzugang zum Angebot von Telekommunikationsdiensten“ stattgefunden. Obwohl die Ausschreibung technologieneutral formuliert war, wird derzeit LTE in den Frequenzbereichen 800 MHz (Digitale Dividende 1), 1,8 GHz und 2,6 GHz aufgebaut und betrieben. Die aktuell verfügbaren Netze laufen im FDD-Modus; prinzipiell kann die Trennung von Up- und Downlink in den Frequenzbändern bei 2 GHz und 2,6 GHz jedoch auch mit TDD erfolgen.

Als Codierungsverfahren wird im Downlink OFDMA verwendet. Hierbei wird die gesamte Trägerbandbreite in viele Unterträger mit einem Trägerabstand von 15 kHz aufgespalten. Jeder Unterträger wird dann mit QPSK, 16-QAM oder 64-QAM moduliert.

Für die deutschen Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BOS) wird seit einigen Jahren für ihre nichtöffentliche Kommunikation ein digitales Funknetz nach dem TETRA-Standard aufgebaut (TETRA BOS). Das Kernnetz mit seinen 64 Standorten steht derzeit bereits voll funktionsfähig zur Verfügung. Nach Angaben der BDBOS sind von den geplanten ca. 4.500 Basisstationen an rund 4.300 Standorten bereits etwa 4.000 aufgebaut. Mit Stand Oktober 2013 bedeutet dies eine Funkabdeckung von rund 87 Prozent des deutschen Territoriums.

Dem digitalen BOS-Netz steht in Deutschland der Frequenzbereich 380-385 MHz (Uplink) bzw. 390-395 MHz (Downlink) zur Verfügung. Bei einer Kanalbandbreite von 25 kHz können somit 200 Duplexkanäle genutzt werden. TETRA nutzt ähnlich wie GSM TDMA als Vielfachzugriffsverfahren, allerdings werden nur vier Zeitschlitze je Rahmen verwendet. Als Modulationsverfahren kommt $\pi/4$ -DQPSK zum Einsatz.

Zum Betrieb von LTE und TETRA BOS sind ein Netz aus Basisstationen, die eine bestimmte Fläche versorgen, sowie entsprechende Endgeräte notwendig. Da über die mit den Basisstationen verbundenen elektromagnetischen Expositionen bislang noch wenig Informationen vorlagen, hat das Bundesamt für Strahlenschutz ein Forschungsprojekt „Bestimmung der Exposition der allgemeinen Bevölkerung durch neue Mobilfunktechniken“ initiiert, in dem entsprechende messtechnische Expositionsuntersuchungen durchgeführt wurden. Die Ergebnisse dieses Projektes werden nachfolgend vorgestellt.

2 Messverfahren

Nach der in Deutschland relevanten Verordnung über elektromagnetische Felder (26. BImSchV) [1] müssen die Grenzwerte von ortsfesten Sendeanlagen bei höchster betrieblicher Auslastung der Sendeanlage eingehalten werden. Somit sind bei der Immissionsmessung Methodiken zur Hochrechnung der ermittelten Momentanimmision auf den Zustand bei maximalem Sendebetrieb anzuwenden. Diese beruhen auf einer Identifizierung und Messung derjenigen Signale und Kanäle, die unabhängig vom aktuellen Verkehrsaufkommen mit konstanter Leistung gesendet werden und keinen Leistungsregelungsmechanismen unterliegen. Aus der Immission dieser Signale kann unter Kenntnis des Verhältnisses von maximaler Sendeleistung der Station zur Sendeleistung dieser Signale zuverlässig auf die Immission bei maximaler Anlagenauslastung extrapoliert werden.

Die Messung von LTE-Immissionen kann prinzipiell frequenzselektiv und codeselektiv erfolgen. Während die frequenzselektive Messung mit üblichen Spektrumanalysatoren durchgeführt werden kann, sind für die codeselektive Messung spezielle Messgeräte erforderlich.

Bei LTE-Basisstationen werden die Signale P-SS (Primary Synchronisation Signal), S-SS (Secondary Synchronisation Signal), RS (Reference Signal) und der Kanal PBCH (Physical Broadcast Channel) permanent mit konstanter und von der derzeitigen Verkehrslast unabhängiger Leistung gesendet. P-SS, S-SS und PBCH belegen eine Bandbreite von ca. 1 MHz in der Kanalmitte unabhängig von der Bandbreite des gesamten LTE-Signals. Mit einem Spektrumanalysator wird frequenzselektiv die Immission bei der Mittenfrequenz des LTE-Kanals mit einer Auflösebandbreite von 1 MHz gemessen. Die gemessenen Immissionen werden dann mit Hilfe der Leistungskonfiguration der LTE-Station (EPRE Einstellungen, Energy per Resource Element) und der maximalen Signalbandbreite auf die Immission bei maximaler Anlagenauslastung extrapoliert.

Mit codeselektiven Verfahren wird die Immission der LTE-Basisstation basisstations- bzw. sektorspezifisch erfasst. Damit können die Probleme von frequenzselektiven Messungen umgangen werden, die die Immissionsbeiträge verschiedener Sektoren bzw. Basisstationen (Zellen) aufgrund des Gleichwellennetzes nicht separieren können. Mit dem codeselektiven Verfahren werden die Signale P-SS, S-SS und RS jeder Zelle getrennt erfasst, da diese Signale zellspezifisch codiert sind. Die Hochrechnung erfolgt dann mit Hilfe des Verhältnisses von EPRE des gemessenen Signals zur maximal möglichen Sendeleistung der LTE-Zelle.

Es existieren derzeit zwei codeselektive EMF-Messgeräte auf dem Markt. Diese wurden innerhalb des Projektes miteinander und im Vergleich zu frequenzselektiven Verfahren unter Labor- und Feldbedingungen ausführlich getestet. Dabei wurden folgende Ergebnisse festgestellt:

Code- und frequenzselektive Verfahren liefern bei gleichen Randbedingungen übereinstimmende und reproduzierbare Messergebnisse und sind daher für Immissionsmessungen an LTE-Basisstationen grundsätzlich geeignet. Während frequenzselektive Verfahren in Abhängigkeit der Konfiguration der Synchronisierungssignale potenziell die auf maximale Anlagenauslastung extrapolierte Immission überschätzen können, haben codeselektive Verfahren vor allem bei erhöhter Verkehrsauslastung der Basisstation die Problematik einer begrenzten relativen Dynamik: Sofern am Messpunkt das Signal einer

Zelle stark dominiert, werden unter Umständen die Immissionen der anderen Zellen des gleichen Standortes oder umliegender Standorte nicht mehr erfasst.

Bei TETRA BOS-Basisstationen gibt es einen Kanal, der ständig konstant mit maximaler Leistung sendet und bei dem alle Zeitschlitze belegt sind, auch wenn gerade keine Verbindung über diesen Kanal abgewickelt wird. Dieser Kanal ist der MCCH (Main Control Channel); er dient u.a. als Referenzsignal für Zellwahl und Handover und bestimmt durch sein permanentes Vorhandensein die minimal in einer Funkzelle mögliche Immission. Mit einer frequenzselektiven Messung wird die Immission des MCCH ermittelt, wobei hier ähnlich wie bei LTE aufgrund des digitalen Modulationsverfahrens und der deswegen schwankenden Hüllkurve des Signals die Verwendung des RMS-Detektors obligatorisch ist. Als Auflöseseitenbreite sollte 30 kHz verwendet werden. Die für den MCCH gemessene Immission wird dann mit der Anzahl der maximal möglichen Kanäle pro Funkzelle linear hochgerechnet.

3 LTE- und TETRA BOS-Immissionen

Nachfolgend werden die Ergebnisse der Messungen und die Analyse der Immissionen an verschiedenen LTE und TETRA BOS-Stationen vorgestellt. Bei den untersuchten Anlagenkonfigurationen wurde Wert auf eine möglichst breite Vielfalt unterschiedlicher Szenarien gelegt. Insgesamt wurde die Immission an 257 Messpunkten (LTE: 177, TETRA BOS: 80) in der Umgebung von 16 Standorten (LTE: 11, TETRA BOS: 5) untersucht. Neben nach systematischen Gesichtspunkten ausgewählten Messpunkten wurde die Immission auch an zufällig verteilten Messpunkten bestimmt.

3.1 Messergebnisse

3.1.1 LTE-Immissionen

Die größte festgestellte LTE-Immission beträgt 7,28 % vom Feldstärkegrenzwert, die geringste ist 0,002 %. Die Spannweite der Immission ist sehr groß, sie beträgt über alle Messpunkte mehr als 70 dB. Der durchschnittliche Expositionswert ist mit 1,79 % deutlich größer als der Medianwert von 0,70 % und weist auf eine unsymmetrische Verteilung der Immissionswerte hin. Dies wird aus folgendem Verteilungsdiagramm für alle LTE-Messpunkte deutlich. Die Balken zeigen an, wie viele Messpunkte in eine bestimmte Grenzwertklasse fallen. Bild 1 zeigt deutlich, dass der überwiegende Teil der Messergebnisse bei weniger als 1 % vom Feldstärkegrenzwert liegt. Zu höheren Grenzwertklassen fällt die Anzahl der zugehörigen Messpunkte sehr schnell ab.

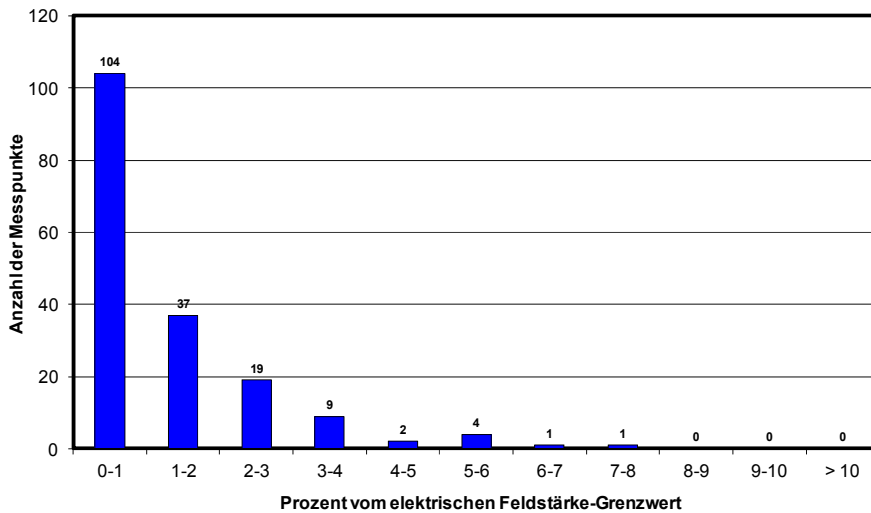


Bild 1: Verteilung der LTE-Messergebnisse in Grenzwertklassen

3.1.2 TETRA BOS-Immissionen

Die größte festgestellte TETRA BOS-Immission beträgt 4,63 % vom Feldstärkegrenzwert, die geringste ist 0,03 Prozent. Die Spannweite der Immission ist sehr groß, sie beträgt über alle Messpunkte fast 44 dB. Auch hier ist der durchschnittliche Expositionswert mit 1,45 % deutlich größer als der Medianwert von 0,46 % und weist auf eine un-symmetrische Verteilung der Immissionswerte hin. Dies wird aus folgendem Verteilungsdiagramm für alle TETRA BOS-Messpunkte deutlich. Die Balken zeigen an, wie viele Messpunkte in eine bestimmte Grenzwertklasse fallen.

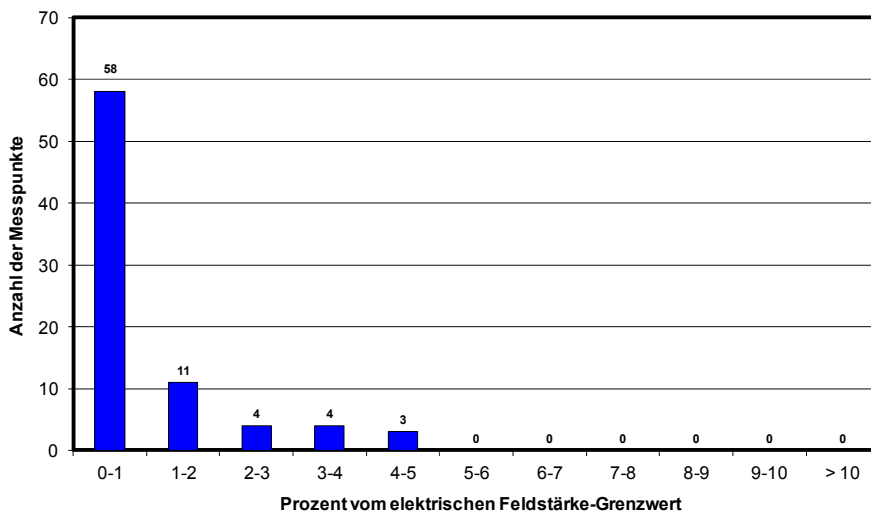


Bild 2: Verteilung der TETRA BOS-Messergebnisse in Grenzwertklassen

Bild 2 zeigt deutlich, dass der überwiegende Teil der Messergebnisse bei weniger als 1 % vom Feldstärkegrenzwert liegt. Zu höheren Grenzwertklassen fällt die Anzahl der zugehörigen Messpunkte sehr schnell ab.

3.2 Analyse der LTE- und TETRA BOS-Immissionen

Für die Größe und Verteilung der LTE- und TETRA BOS-Immissionen sind unterschiedliche Einflussfaktoren wie der (laterale) Abstand zur Sendeanlage, der relative Höhenunterschied vom Messpunkt (MP) zur Sendeanlage und die Sichtverhältnisse (freie Sicht oder Sicht durch Hindernisse verdeckt) relevant und werden daher im Folgenden untersucht. Da sich die identifizierten Gesetzmäßigkeiten von LTE und TETRA BOS-Immissionen gleichen, werden nur die Ergebnisse für die LTE-Immissionen vorgestellt.

3.2.1 Abstandsabhängigkeit

Das folgende Bild zeigt die Immission aller Outdoor-Messpunkte mit Sichtverbindung zur Antenne zusammen mit deren Abstand zur LTE-Sendeanlage.

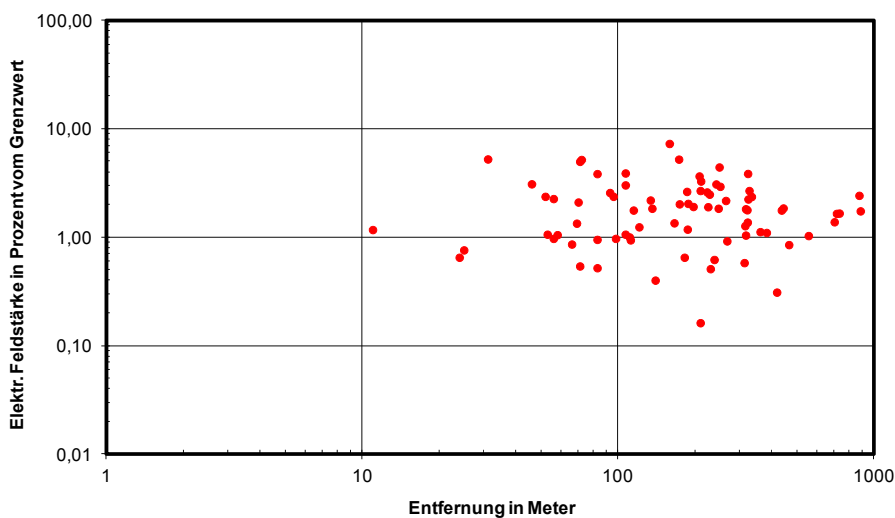


Bild 3: LTE-Immission als Funktion des lateralen Abstands für die 78 Outdoor-Messpunkte mit Sichtverbindung zur LTE-Antenne

Als Ergebnis wird deutlich, dass es im unmittelbaren Umfeld der Sendeanlage (Entfernungen bis ca. einige hundert Meter) offenbar nicht gerechtfertigt ist, den Abstand als maßgebliches Kriterium für die Beurteilung der Immissionsgröße zu verwenden. Bei geringen Abständen werden nicht die höchsten Immissionen erreicht. Die höchsten Immissionen der Messreihe finden sich vielmehr bei Abständen von um oder über 100 Meter von der Anlage. Ab etwa 150 Meter ist zwar eine gewisse Abnahme der Immission mit dem Abstand erkennbar, für eine bestimmte Entfernung beträgt die Spannweite der Immission jedoch teilweise bis zu etwa 30 dB. Die Ursache für dieses Verhalten liegt in dem Umstand begründet, dass es sich bei LTE-Antennen nicht um isotrope (d.h. in alle Richtungen gleichmäßig abstrahlende) Antennen handelt, sondern um Richtantennen, die ihre Energie speziell in bestimmte Raumrichtungen verteilen. Somit befinden sich nahe an der Anlage gelegene Messpunkte oft im so genannten „Nahbereichsschatten“, wohingegen Punkte, die in Bereichen der Hauptstrahlrichtung liegen, eine höhere Immission erfahren.

3.2.2 Vertikalwinkel

In folgendem Bild ist für alle Messpunkte mit Sicht zu den LTE-Sendeantennen die Immission als Funktion des Vertikalwinkels dargestellt. Der Vertikalwinkel ist derjenige Winkel, unter dem man vom Messpunkt aus die Sendeanlage sieht. Geringe Vertikalwinkel bedeuten, dass der Messpunkt sehr weit von der Antenne entfernt ist oder sich Messpunkt und Antenne auf nahezu derselben Höhe befinden. Bei großem Vertikalwinkel besteht zwischen Messpunkt und Sendeanlage eine geringe Entfernung und ein großer Höhenunterschied.

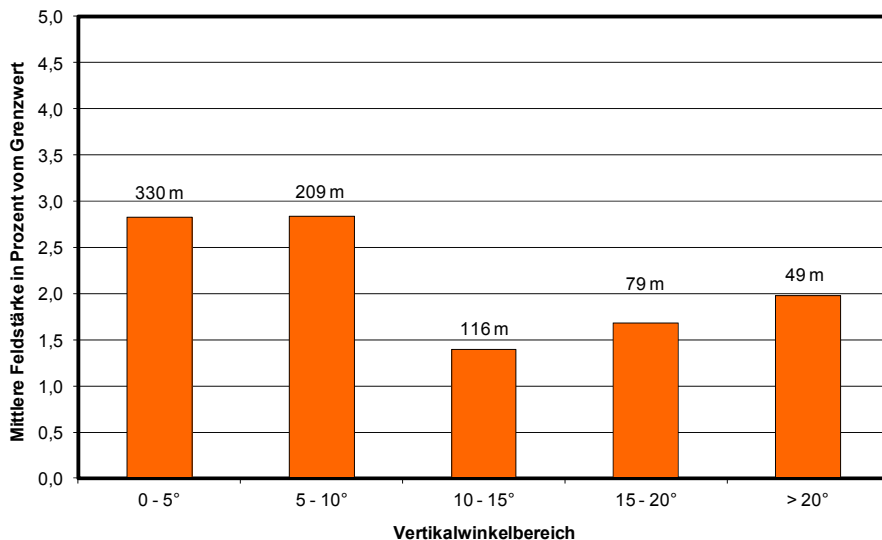


Bild 4: Immission als Funktion des Vertikalwinkels an allen Messpunkten mit Sicht. Über den Balken ist die mittlere Entfernung der Messpunkte zur LTE-Sendeanlage beim jeweiligen Vertikalwinkelbereich angegeben

In Bild 4 ist die Immission für LTE jeweils *gemittelt* über verschiedene Vertikalwinkelbereiche angegeben. Über den Balken ist die mittlere Entfernung der Messpunkte zur Sendeanlage (lateraler Abstand) beim jeweiligen Vertikalwinkelbereich angegeben. Es ist zu erkennen, dass im hier betrachteten Entfernungsbereich an Messpunkten mit Vertikalwinkeln im Bereich typischer Downtiltwinkel (d.h. etwa 0 bis 8°) trotz im Mittel größerer Messpunktabstände (!) höhere Messwerte auftreten, als an Punkten mit größerem Vertikalwinkel. Damit zeigt sich, dass im Gegensatz zum Abstand der Vertikalwinkel ein wichtiger Einflussfaktor für die Immission ist.

3.2.3 Sichtverhältnisse

Im Bild 5 ist die entfernungsabhängige Immission als Funktion der Sichtverbindung zur LTE-Anlage dargestellt.

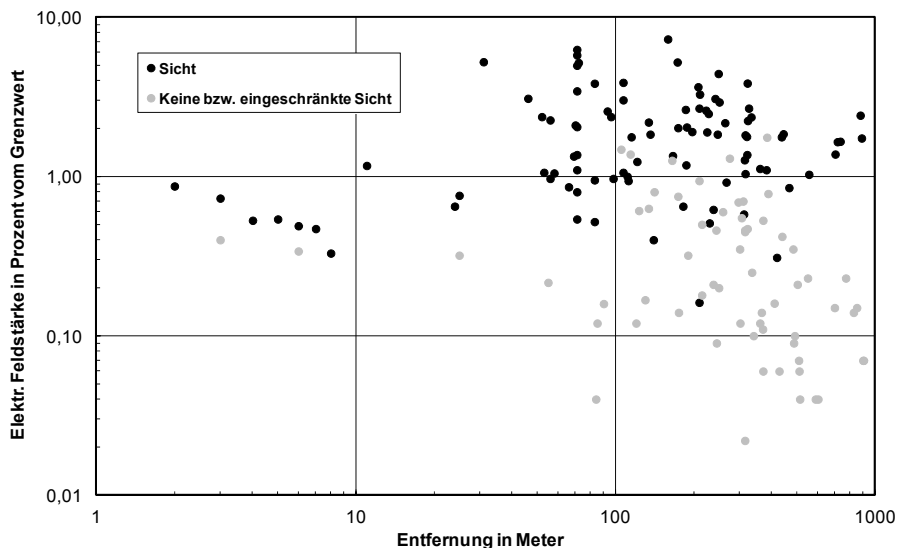


Bild 5: LTE-Immission als Funktion der Sichtverhältnisse

Durch das obige Bild wird deutlich, dass Hindernisse im Ausbreitungsweg zwischen Basisstationsantenne und Messpunkt, wie z.B. Gebäude oder auch Bäume, zu einer Abschwächung der Signale und somit zu einer Verringerung der Immission führen. Der abschattende Effekt führt bei den in Bild 5 gezeigten Messpunkten zu einem Unterschied von etwa 18,2 dB, um den die LTE-Immission bei Messpunkten mit eingeschränkter bzw. fehlender Sichtverbindung geringer ist als bei Messpunkten mit Sichtverbindung.

3.2.4 Fazit

Die Analyse der Immissionen in der Umgebung von LTE-Basisstationen hat gezeigt, dass der Abstand im unmittelbaren Umfeld der jeweiligen Anlage (bis zu einigen hundert Meter, abhängig von Montagehöhe und Downtilt) offenbar als Maß zur Abschätzung der entstehenden LTE -Immission wenig geeignet ist. Grund dafür ist, dass in diesem Entfernungsbereich die Immission einen unregelmäßigen Charakter aufweist.

Einen deutlichen Einfluss üben hingegen die Sichtverhältnisse aus: Objekte wie Gebäude, aber auch Bäume und Sträucher zwischen Messpunkt und Sendeanlage haben einen dämpfenden Einfluss, der sich erheblich in den Messergebnissen widerspiegelt.

Der Einfluss des Vertikalwinkels ist ebenfalls deutlich nachweisbar: Messpunkte, die in oder nahe der vertikalen Hauptstrahlrichtung liegen, erfahren eine größere Immission als Messpunkte außerhalb der Hauptstrahlrichtung.

Die hier dokumentierten Gesetzmäßigkeiten der Analyse von LTE-Immissionen wurden auch bei der Verteilung von TETRA BOS-Immissionen festgestellt.

3.3 Vergleich der Immissionen zu anderen Funkdiensten

LTE- und TETRA BOS-Basisstationen werden primär an schon vorhandenen Mobilfunkstandorten errichtet. Die durch die dort bereits bestehenden GSM- und/oder UMTS-Anlagen verursachten Mobilfunkimmissionen wurden bei den Messreihen mit erfasst. Hierbei hat sich gezeigt, dass sich über alle systematisch ausgewählten Messpunkte gemittelt ein Zuwachs von 37 % bei LTE und 47 % bei TETRA BOS (Median bezüglich

der Ausschöpfung des Leistungsflussdichte-Grenzwertes) bezogen auf die vom selben Standort verursachten GSM- und UMTS-Immissionen ergibt. An mehreren Szenarien wurde - zusätzlich zur LTE- bzw. TETRA BOS-Immission - auch die gesamte Hochfrequenzimmission im Frequenzbereich von 100 kHz bis 3 GHz bestimmt. Im Mittel über alle Punkte ergab sich für die LTE-Immissionen leistungsbezogen ein Anteil von 22 % und für die TETRA BOS-Immissionen ein Anteil von 30 % an der gesamten grenzwertbezogenen Hochfrequenzimmission.

4 Zusammenfassung

Der Beitrag fasst die Ergebnisse eines Forschungsprojektes für das Bundesamt für Strahlenschutz zur messtechnischen Analyse von Immissionen im Umfeld von LTE- und TETRA BOS-Basisstationen zusammen.

LTE-Messungen an 102 systematisch und 75 zufällig ausgewählten Messpunkten ergaben auf maximale Anlagenauslastung extrapolierte Immissionen zwischen 0,002 und 7,28 % der Feldstärkegrenzwerte der 26. BImSchV (Median 0,70 %). Die TETRA BOS-Messungen an 40 systematisch und 40 zufällig ausgewählten Messpunkten ergaben extrapolierte Immissionen zwischen 0,03 und 4,63 % des Feldstärkegrenzwertes (Median 0,46 %). LTE- und TETRA BOS-Immissionen sind von ihrer Größenordnung und ihrer örtlichen Verteilung vergleichbar zu den Immissionen durch GSM- und UMTS-Mobilfunkanlagen.

Als Fazit lässt sich feststellen, dass mit den Basisstationen der neuen Mobilfunktechniken LTE und TETRA BOS eine Immissionszunahme für die Bevölkerung verbunden ist; die Gesamtimmission durch Sendeanlagen bewegt sich aber nach wie vor auf sehr geringem Niveau (Median kleiner als 2 % des Feldstärkegrenzwertes). An den untersuchten Mobilfunkanlagen ergab sich bei maximaler Anlagenauslastung im Mittel ein leistungsbezogener Zuwachs der Mobilfunkimmissionen von 37 % durch LTE bzw. 47 % durch TETRA BOS.

Die Projektergebnisse sind im Detail unter [2] dokumentiert.

5 Danksagung

Das hier beschriebene Vorhaben wurde vom Bundesamt für Strahlenschutz (BfS) und dem Ministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit (BMU) gefördert.

6 Literaturhinweise

[1] 26. BImSchV, Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV), BGBl. Jg. 2013 Teil I Nr. 50, 21.08.2013.

[2] Bestimmung der Exposition der allgemeinen Bevölkerung durch neue Mobilfunktechniken. Studie im Auftrag des Bundesamtes für Strahlenschutz;
http://www.emf-forschungsprogramm.de/akt_emf_forschung.html/dosi_HF_004.html

Messungen und Simulation zur EMV und zum HF-Strahlenschutz auf einem Marineschiff

Dipl.-Ing. (FH) Holger Arends, ThyssenKrupp Marine Systems, TWF
Dr.-Ing. Harm-Friedrich Harms, ThyssenKrupp Marine Systems, TWF
Dipl.-Ing. (FH) Thorsten Büscher, ThyssenKrupp Marine Systems, TWF

1. Funktionsnachweis EMV auf Marineschiffen

Auf modernen Marineschiffen gibt es besondere Anforderungen bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit. Aufgrund der Vielzahl an leistungsstarken Sendern im Frequenzbereich von 1 MHz – 18 GHz sowie der Integration von hochsensibler Sensorik, ist die fehlerfreie Zusammenarbeit der Systeme wichtiger denn je. Zur Sicherstellung werden schon im Vorfeld vertraglich Grenzwerte für Systeme mit Unterauftragnehmern spezifiziert, wodurch eine potentielle Beeinflussung der Systeme zueinander verringert werden soll.

Um dem Kunden gegenüber wiederum die vertraglich zugesicherten Grenzwerte zu bestätigen, wird ein sogenannter Funktionsnachweis (FN-EMV) zum Ende der Bauphase, jedoch vor Abgabe des Schiffes, durchgeführt. Dieser Funktionsnachweis wird vor allem durch die folgenden Prüfpunkte charakterisiert:

1. Ermittlung von Störspannungen an Betriebsempfangsantennenanlagen
2. Simultanbetrieb / Zuschaltprüfung
3. Ermittlung von Feldstärken an Oberdeck

Durch die funktionelle Demonstration der zuvor genannten Prüfpunkte soll die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems garantiert werden. Während die Prüfpunkte 1 bis 3 ausschließlich die Leistungsfähigkeit des Schiffes in Bezug auf elektromagnetische Verträglichkeit sowie Funkempfangsqualität beschreiben, wird durch die Ermittlung von Feldstärken an Oberdeck ebenfalls eine Gefährdungsbeurteilung für Mensch und Munition an Oberdeck durchgeführt. Die Prüfpunkte werden bei deutschen Marineaufträgen typischerweise mit Unterstützung der WTD71 (Wehrtechnischen Dienststelle), im Rahmen von messtechnischen Verifikationen, durchgeführt.

2. Vorabsimulation

Um die vertraglich spezifizierten und zugesicherten Grenzwerte beim Funktionsnachweis einhalten zu können, werden schon während der Designphase umfangreiche numerische Simulationen durchgeführt. Die Ergebnisse der Simulationen haben gravierenden Einfluss auf die Antennen- sowie Sensorpositionierung. Folglich gibt es für die entsprechenden Prüfpunkte des Funktionsnachweises EMV auch Simulationsmöglichkeiten zur Abschätzung von potentiellen Beeinflussen und/oder Grenzwertüberschreitungen.

2.1 Störspannungen an den Betriebsempfangsantennenanlagen

Der Funkempfang kann durch eigens vom Schiff erzeugte Störungen deutlich in seiner Empfindlichkeit gemindert werden, daher existieren unter anderem Grenzwerte bezüglich der Störspannungen an Betriebsempfangsantennenanlagen gemäß Verteidigungsgeräte-Norm VG 95 370 Teile 16 und 26. Da die Störspannung an den Empfangsantennen stark von der direkten elektromagnetischen Umgebung selbiger abhängig ist und nicht jedes an Oberdeck positionierte Gerät auch den militärischen Anforderungen bezüglich der Störaussendung genügt, gilt es schon in der Antennen-/Sensorpositionierungsphase eine entsprechende Abschätzung zur möglichen Störspannung an der Empfangsantenne zu treffen.

Die Störspannung an Empfangsantennen lässt sich über numerische Verfahren unter Berücksichtigung eines numerischen Modells sowie zusätzlicher Annahmen aus den entsprechenden Normen bestimmen. Eine Methodik zur Bestimmung der Störspannung an Betriebsempfangsantennenanlagen kann dem Manuskript von Herrn Dr.-Ing. Harms „Ermittlung der Störspannung an HF-Antennen unter Einsatz der MoM“ entnommen werden.

2.2 Simultanbetrieb / Zuschaltprüfung

Da kein spezielles numerisches Verfahren zur Simulation des Simultanbetriebs existiert, wird in der Konstruktionsphase des Schiffes eine Beeinflussungsmatrix über den gesamten System- und Frequenzbereich des Schiffes generiert. Diese Beeinflussungsmatrix beinhaltet eine Aufstellung aller Störquellen (Transmitter) sowie Störseifen (insbesondere Sensorik und Empfangsantennen). Durch Definition aller Störquellen sowie Störseifen in einem numerischen Modell kann eine Berechnung der Feldstärken an den jeweiligen Störseifen durch Rechenmethoden wie die Momentenmethode (MoM), Multi-level Fast Multipol Methode (MLFMM) oder auch durch Anwendung von Fernfeldformeln erfolgen.

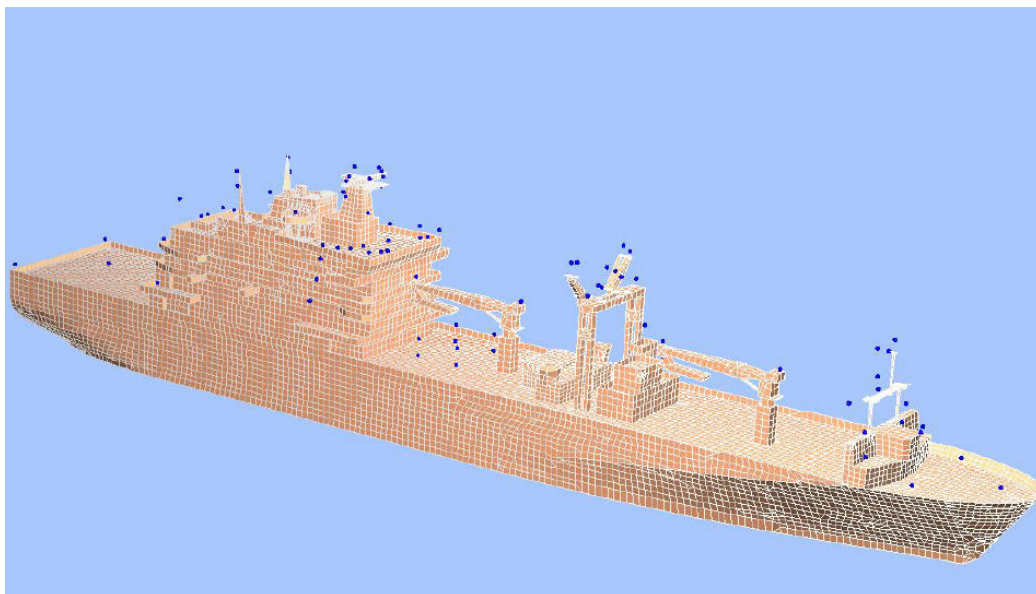


Bild 1: Beispiel zur Definition der Störseifen (Sensorik) an Oberdeck

		Störsenke																		
		1 System 1	2 System 2	3 System 3	4 System 4	5 System 5	6 System 6	7 System 7	8 System 8	9 System 9	System 10	System 11	System 12	System 13	System 14	System 15	System 16	System 17	System 18	System 19
Störquelle		1 System 1	2 System 2	3 System 3	4 System 4	5 System 5	6 System 6	7 System 7	8 System 8	9 System 9	System 10	System 11	System 12	System 13	System 14	System 15	System 16	System 17	System 18	System 19
1	System 1	-	27	27	31	23	6	5	39	2	11	52	4	57	88	34	66	23	23	12
2	System 2	22	-	10	122	73	18	-	23	12	12	312	11	25	5	229	128	18	34	54
3	System 3	213	33	-	123	22	12	36	-	36	177	44	54	24	113	106	159	4	20	55
4	System 4	33	66	30	-	26	7	78	32	234	198	44	22	69	44	68	103	7	14	45
5	System 5	44	8	7	5	-	4	54	63	28	55	21	21	79	159	14	28	2	2	85
6	System 6	3	4	4	4	4	-	5	6	34	4	7	9	45	10	5	5	4	4	4
7	System 7	4	4	4	5	5	4	-	6	9	444	8	11	10	73	5	5	4	34	3
8	System 8	5	3	87	5	5	5	9	-	5	22	4	5	5	5	22	21	5	5	6
9	System 9	7	7	3	56	56	5	9	4	-	66	4	5	5	5	21	22	5	5	7
10	System 10	4	3	3	10	10	10	6	7	4	-	3	4	4	4	5	5	55	14	4
11	System 11	4	2	3	15	15	10	5	8	4	12	-	67	4	4	5	5	14	12	4
12	System 12	11	2	2	4	5	6	9	12	15	21	15	-	17	20	11	11	7	7	2
13	System 13	1	9	9	7	7	7	10	13	20	11	17	24	-	49	10	10	7	7	20
14	System 14	7	6	6	43	51	19	11	6	7	29	7	7	8	-	10	10	19	27	5
15	System 15	2	3	10	15	4	14	25	12	15	18	13	14	15	15	-	68	14	5	15
16	System 16	39	12	12	10	5	10	5	17	6	32	22	12	23	28	15	-	10	10	6
17	System 17	30	24	24	150	153	101	48	5	5	64	28	30	31	30	42	42	-	130	30
18	System 18	67	34	34	32	32	32	43	47	12	2	67	12	116	81	44	47	32	-	77
19	System 19	43	28	312	43	43	42	34	12	45	44	37	41	46	44	33	92	42	42	-
20	System 20	45	27	5	19	19	66	5	9	40	4	56	65	67	46	26	26	19	19	53

Bild 2: Beispiel einer Beeinflussungsmatrix mit eingetragenen Feldstärken sowie farblicher Kennzeichnung potentieller Beeinflussungen

2.3 Ermittlung von Feldstärken an Oberdeck

Die Ermittlung von Feldstärken an Oberdeck ist notwendig zur Erfüllung der Berufsgenossenschaftlichen Vorschriften / Regeln BGV B11 / BGR B11 zur Gefährdungsbeurteilung des Bordpersonals (HF-Strahlenschutz). Hinzu kommt die Bewertung der Gefährdung von Munition und Treibstoff durch elektromagnetische Exposition an Oberdeck. Die numerische Ermittlung dieser Gefährdungsbereiche lässt sich durch simple Definition von Feldpunktarealen in verschiedenen Höhenschnitten realisieren. Durch serielle Speisung aller Sendeantennen im numerischen Modell lassen sich Einzelfeldstärken für alle Höhenschnitte über den relevanten Frequenzbereich generieren. Die Beurteilung der Feldstärken wird wiederum durch die in BGV B11 / BGR B11 beschriebenen, frequenzabhängigen Grenzwerte sowie die Aufenthaltsdauer vorgenommen.

2.4 Unsicherheiten bei der Definition der Simulationsparameter

Für die Simulationsfälle 2.2 sowie 2.3 gibt es konkrete Unsicherheiten, was die Parameter der numerischen Simulation anbelangt. Diese Unsicherheiten werden weniger durch das numerische Modell selbst geprägt, als vielmehr durch die parametrische Gestaltung der Störquellen.

Je nach Auslegung des Worst-Case-Szenarios sind verschiedene Ansätze zu den Sendeparametern der Störquellen sowie deren Bewertung am Ort der Störsenke vorstellbar:

1. **Ausschließliche Abschätzung** der Feldstärken am Ort der Störsenke durch Fernfeldformeln im Freifeld ohne Berücksichtigung von metallischen Strukturen.

2. **Numerische Simulation** der Feldstärken am Ort der Störsenke bzw. im Oberdecksbereich unter Berücksichtigung eines ausreichenden Modells, dabei:
 - a. Berechnung der Feldstärke unter Berücksichtigung der maximalen Sendeleistung der Störquelle ohne Anpassverluste durch Anpassnetzwerke oder „Antenna Tuning Units“ (ATUs) (Simulation mit Nennleistung).
 - b. Berechnung der Feldstärke gemäß a. Berücksichtigung der Mehrfachexposition bei zeitgleichem Betrieb mehrerer Sendeantennen mit der gleichen Frequenz.
 - c. Berechnung der Feldstärke a. Berücksichtigung der Mehrfachexposition bei zeitgleichem Betrieb mehrerer Sendantennen mit der jeweiligen „worst-case“ Frequenz (jeweils höchste Einzelfeldstärke in Relation zum Grenzwert).

Erkennbar ist, dass die Feldstärken am Ort der Störsenke bzw. im Oberdecksbereich durch die entsprechenden Simulationsparameter der Staffelung nach deutlich in ihrer Intensität steigen.

2.5 Auswirkungen auf die Gefährdungsbereiche/Gerätepositionierung

Diese Simulationsannahmen führen einerseits nicht nur dazu, dass die Bordpersonal- bzw. Munitionsgefährdungsbereiche großzügig an Oberdeck ausgedehnt werden müssen, sondern andererseits auch dazu, dass das Oberdecksequipment in Form von Sensoren und Empfangsantennen den Simulationsergebnissen nach außerhalb der Störfestigkeitsspezifikationen betrieben werden muss. Bereits während der Konstruktionsphase werden daher häufig Umpositionierungen von Sensoren und Antennen vorgenommen, da unter Berücksichtigung der Simulationsergebnisse kein fehlerfreier, störungsfreier Betrieb gewährleistet werden kann.

Durch die immer weiter steigende Anzahl an hochsensibler Sensorik und aktiver Empfangsantennensysteme geraten die Konstrukteure durch diesen Umstand immer häufiger an die Grenzen der Positionierungsmöglichkeiten im Oberdecksbereich.

Zusätzlich muss die Marine durch die großflächigen Einschränkungen von begehbaren Bereichen immer häufiger auf organisatorische Maßnahmen zurückgreifen, um bei entsprechenden Manövern notwendiges Personal an Oberdeck bereitstellen zu können, zugleich allerdings auch den nötigen Funkverkehr und Überwachungsaufgaben sicherstellen.

3. Verifikation der Simulationsergebnisse

Nach Durchführung der Simulationen während der Konstruktionsphase sowie dem frühzeitigen Aufzeigen von Gefährdungsbereichen im Oberdecksbereich findet typischerweise im Anschluss im Rahmen des Funktionsnachweises EMV eine stichpunktartige Verifikation der zuvor aufgezeigten Gefährdungsbereiche statt. Da bei der messtechni-

schen Ermittlung der Feldstärken ebenfalls eine Aufnahme der hin- sowie rückfließenden Leistung zu der jeweils in Betrieb befindlichen Sendeantenne dokumentiert wird, kann im Nachhinein nicht nur eine Kontrolle der bereits zuvor ermittelten Gefährdungsbereiche erfolgen, sondern ebenfalls eine frequenz-/punktgenaue Verifikation der numerisch ermittelten Feldstärken.

Wie bereits in Kapitel 2.4 aufgeführt gibt es zahlreiche Ansätze, die zur numerischen Ermittlung von Gefährdungsbereichen vorstellbar sind. Da es sich bei der Festlegung von Gefährdungsbereichen ebenfalls lediglich um eine Berechnung von Feldstärken handelt, können somit auch Rückschlüsse auf die Bewertung von Störsenken wie Sensoren und deren Störfestigkeiten gezogen werden.

Durch die detaillierte Verifikation der Simulationen durch Messungen kann zukünftig eventuell ein optimierter Simulationsansatz zur Positionierung von Oberdecksequipment gefunden und damit die schwierige Aufgabe der konstruktiven Positionierung von Sensoren erleichtert werden.

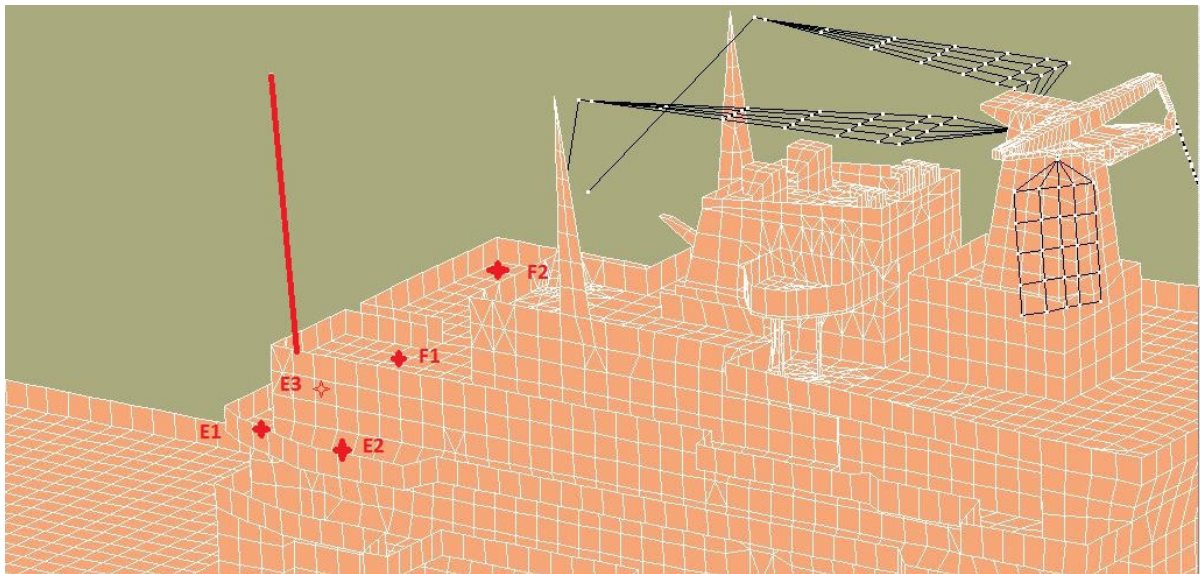
4. Verifikation am Beispiel Einsatzgruppenversorger 2. Los

Der Einsatzgruppenversorger, kurz EGV 2. Los, soll aufgrund der umfangreich durchgeführten Simulationen als Basis für die Verifikation der Gefährdungsbereiche und damit einhergehend der Feldstärken an Oberdeck dienen. Zur Ermittlung der Personengefährdungsbereiche wurden während der Konstruktionsphase decksübergreifend ca. 5500 Feldaufpunkte im Raster von einem Quadratmeter auf dem numerischen Modell des EGVs erzeugt. Im Anschluss wurde seriell jede Sendeantenne mit maximaler Leistung betrieben und die auf den Grenzwert bezogene, maximale Feldstärke sowie die zugehörige Frequenz in einer Datenbank verzeichnet. Abschließend fand eine Addition der jeweils durch den entsprechenden Sender erzeugten, höchsten Feldstärke eines Feldaufpunktes statt, um die Mehrfachexposition zu berücksichtigen. Diese Methode entspricht dem Worst-Case-Szenario zur Ermittlung von Gefährdungsbereichen an Oberdeck.

Die Verifikation der numerisch ermittelten Gefährdungsbereiche wurde stichprobenartig an 24 Messpunkten und unterschiedlichen Frequenzen durch geeignetes Mess-equipment an Oberdeck durchgeführt. Die hierbei verwendeten Messfrequenzen waren bereits Bestandteil der zuvor durchgeführten Simulationsdurchläufe. Die Feldstärken wurden für jede einzelne Sendeantenne am Messpunkt aufgezeichnet und die hin- sowie rücklaufende Leistung dokumentiert.

Der vollständige Vergleich aller Feldstärken lässt sich im Rahmen dieser Ausarbeitung nicht aufführen, daher wurde ein vereinfachter Auszug der Feldstärken an verschiedenen Messpunkten (decksweise) für die Gegenüberstellung gewählt. Um die Verifikation auf unterschiedliche Sendeantennensysteme zu erweitern, wurden zudem Stab- wie auch Breitbandantennensysteme sendetechnisch betrieben und im Rahmen der Verifikation herangezogen.

4.1 Verifikation am Beispiel der achteren Stabantenne E-/F-Deck



Messpunkt-Nr.	x	y	z	Frequenz / MHz	Simuliert mit Nennleistung (V/m)	Gemessen auf Nennleistung normiert (V/m)
E1	25	-7	20,9	2,00	47	15
				8,19	19	12
				27,40	4	34
E2	29	-8	20,9	2,00	37	55
				8,19	13	13
				27,40	12	21
E3	25	-2	20,9	2,00	16	5
				8,19	9	6
				27,40	21	6
F1	30	-4	23,7	2,00	120	42
				8,19	17	11
				27,40	20	17
F2	27	6	23,7	2,00	11	8
				8,19	19	17
				27,40	9	6

Bild 3: Verifikation der Feldstärken für die achtere Stabantenne (modifiziert aus Geheimhaltungsgründen)

Erkennbar ist, dass durch die in Kapitel 2.4 vorgestellte Methode „2.a – maximale Sendeleistung ohne Anpassverluste – keine Mehrfachexposition“ (Simuliert mit Nennleistung) keinesfalls ein Worst-Case-Szenario bezüglich der Definition von Gefährdungsbereichen abgedeckt werden kann. Nach Normierung der entsprechend gemessenen Feldstärken auf die Nennleistung des Senders und damit einhergehend dem Abgleich mit den Simulationsparametern, ist für den konkreten Fall der Stabantenne faktisch eine Unsicherheit in der Bewertung von 20% feststellbar. Addiert man zusätzlich die Feldstärken, die von ihrer Intensität sehr dicht zusammen liegen, erhöht sich diese Unsi-

cherheit auf ca. 40% bezogen auf alle verglichenen Frequenzen eines Messpunktes. Um eine Abschätzung darüber vorzunehmen, inwieweit es zu einer Resonanzverschiebung der höchsten Feldstärke über den Frequenzbereich kommt, wurde eine zusätzliche Analyse für den Messpunkt mit der höchsten Abweichung (hier: E1) vorgenommen. Für diesen Vergleich wurden die insgesamt 130 simulierten Frequenzen im Frequenzbereich 1,5 MHz bis 30 MHz mit den 13 fest vorgegebenen und verwendeten Prüffrequenzen verglichen.

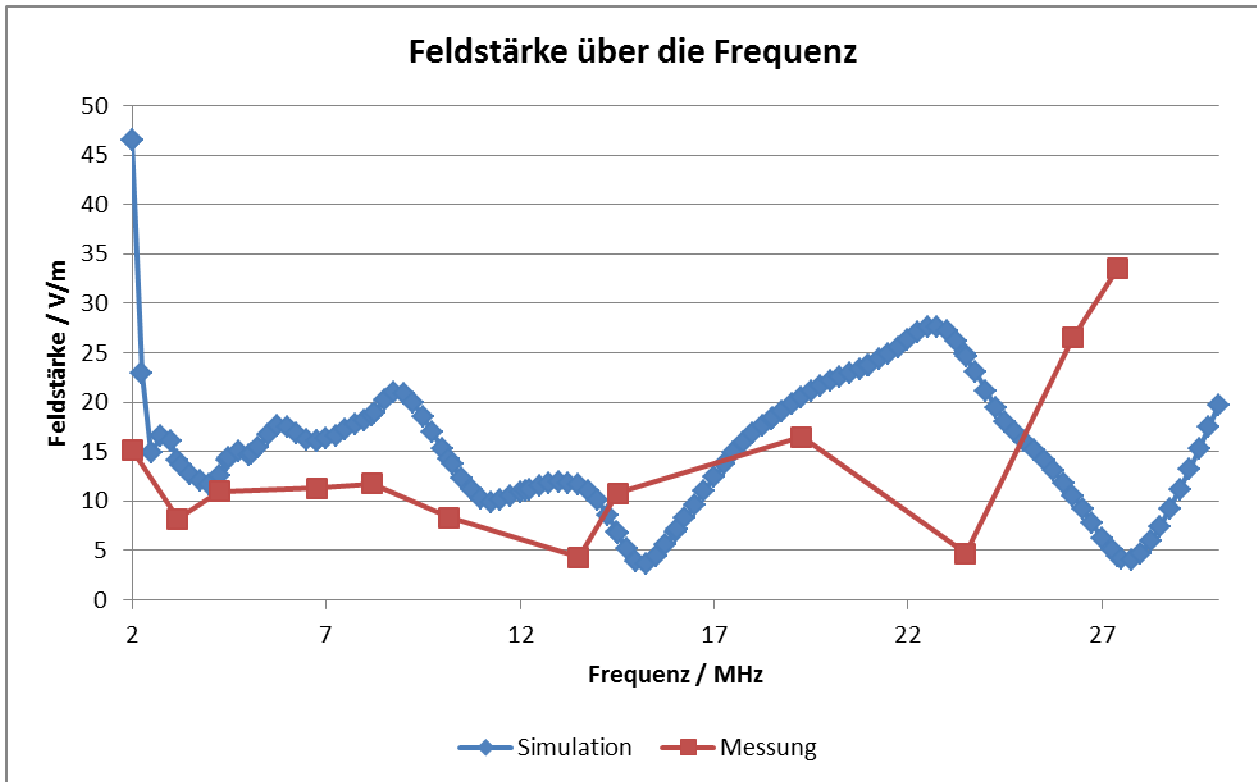


Bild 4: Feldstärkeverlauf am Messpunkt E1 über die Frequenz bei Betrieb der Stabantenne (modifiziert)

Der Feldstärkevergleich über die Frequenz zeigt keine auffälligen Ähnlichkeiten zwischen den simulierten sowie gemessenen Feldstärken. Eine eventuelle Verschiebung der höchsten Feldstärke über den Frequenzbereich ist nicht eindeutig feststellbar. Das hier dargestellte Verhalten ergibt sich nicht nur ausschließlich für die Betrachtung von Stabantennen, sondern kann ebenfalls bei den Breitbandantennensystemen beobachtet werden.

Schlussendlich muss jedoch zur abschließenden Bewertung und Beurteilung eine systematische, detaillierte Gegenüberstellung aller Messpunkte und Frequenzen zwischen Simulation und Messung sowie eine statistische Auswertung über die Intensitäten und Überschreitungen der Feldstärken erfolgen.

5. Fazit bezüglich der Personengefährdungsbereiche

Dennoch konnte durch die Verifikation der Messpunkte mit den Simulationsergebnissen festgestellt werden, dass es zu einer guten Übereinstimmung zwischen den numerisch sowie messtechnisch ermittelten Gesamtgefährdungsbereichen kommt.

Die Ursache hierfür liegt in der frequenzmäßig fein „abgescannten“ numerischen Ermittlung der Feldstärken. Statistisch fällt auf, dass bei dem direkten Vergleich bezüglich der höchsten Feldstärke zwar nicht die identische Frequenz getroffen wird, der numerische Prüfpunkt jedoch an mindestens einer weiteren Scanfrequenz den Expositionsgrenzwert zum Personenschutz überschreitet.

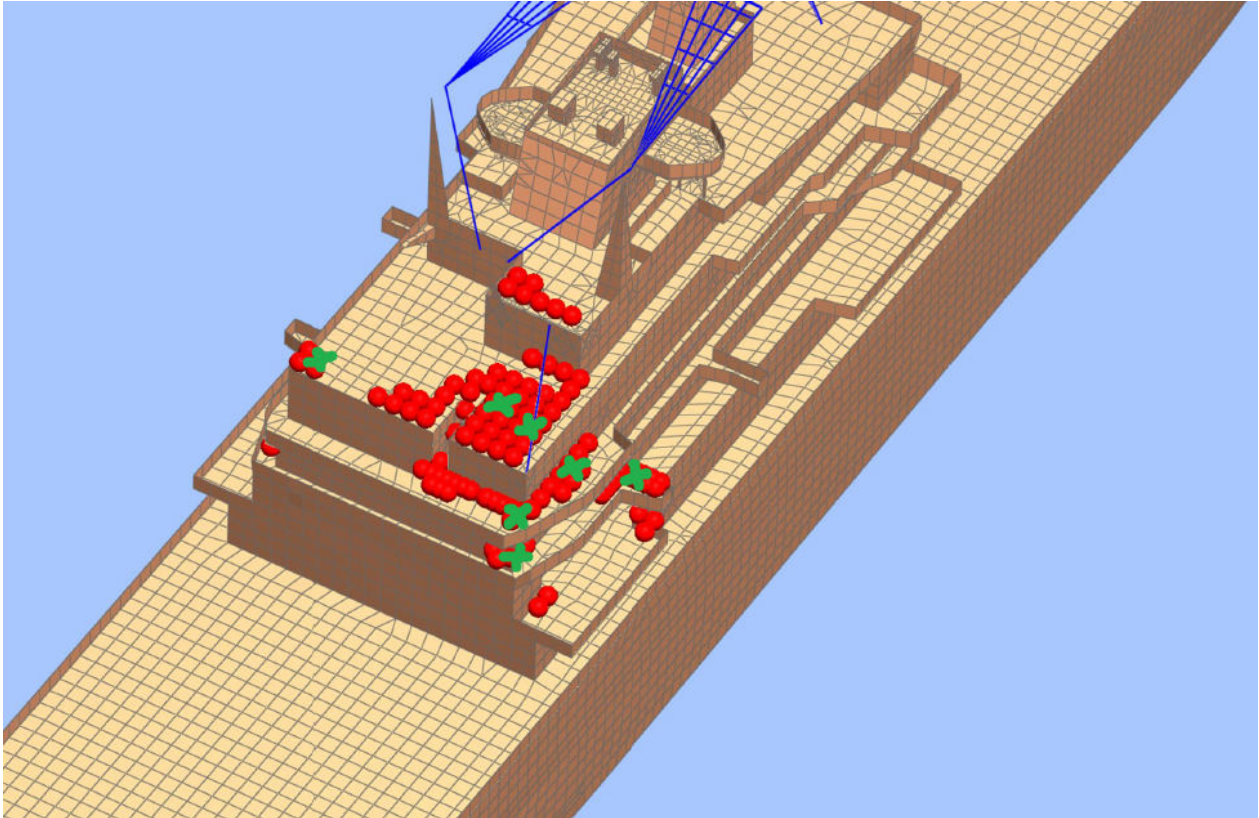


Bild 5: Verifikation der Gefährdungsbereiche am Beispiel achtere Stabantenne

In Bild 3 dargestellt sind die numerisch ermittelten Gefährdungsbereiche gemäß BGV B11 / BGR B11, hervorgerufen durch den Sendebetrieb der achteren Stabantenne. Die grünen Kreuze stellen dabei bestätigte, messtechnisch ermittelte Überschreitungen dar. Erkennbar ist hier die gute Übereinstimmung zwischen den numerisch ermittelten sowie messtechnisch verifizierten Gefährdungsbereichen, auch wenn, wie zuvor dargestellt, der Feldstärkevergleich der Einzelfrequenzen deutliche Unterschiede aufzeigt.

Um allen Anforderungen des Personenschutzes weiterhin gerecht zu werden, sollte zudem die Mehrfachexposition zur Feldstärkeermittlung an einem Standort Berücksichtigung finden.

Durch die Auswertung der Messpunkte kann jedoch ebenfalls festgehalten werden, dass für die Gerätepositionierung an Oberdeck keine Erleichterung stattfinden werden kann. Die Positionierung von Sensoren und Antennen sollte daher auch zukünftig unter Annahme der maximalen Leistung ohne Anpassverluste gemäß Kapitel 2.4 geschehen, um bereits im Vorfeld mögliche Beeinflussungen zwischen Oberdecksequipment zu vermeiden und damit den vertraglich spezifizierten Grenzwerten zu genügen.

Verbesserung der Korrelation zwischen dem BCI- und dem Antennenprüfverfahren für Kfz-Komponenten durch Anpassung von Verstärkerleistung und Position der BCI-Zange

Dipl.-Ing. Seyyed Ali Hassanpour Razavi, Technische Universität Dortmund
 M.Sc. Sergey Miropolsky, Technische Universität Dortmund
 Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

1 Einleitung

Die Störfestigkeit von Kfz-Systemen kann anhand von verschiedenen Verfahren nach ISO 11452 analysiert werden. Für eine Freigabepfung wird häufig eine Antennenprüfung in einer elektromagnetisch abgeschirmten Messumgebung ohne Reflexionen gefordert (ALSE) [1]. Die hohen Kosten für die Anschaffung und der Platzbedarf eines Absorberraums sind bei diesem Prüfverfahren problematisch. Alternativ ist die Stromeinspeisung (BCI) [2] ein gerne verwendetes Kfz-Prüfverfahren, bei dem die Störung mittels eines HF-Transformators induktiv in den Kabelbaum eingekoppelt wird. Die Stromzange fungiert als Primärwicklung und die zu testende Leitung als Sekundärwicklung. Der Hauptvorteil des BCI-Verfahrens gegenüber der Feldeinkopplung in der Absorberkabine ist der geringere Aufwand. Damit können Systementwickler die Auswirkungen von Störungen auf ein System und die relative Störfestigkeit von verschiedenen Designs einfacher während der Entwicklung untersuchen und bewerten [3]. Die Vergleichbarkeit zwischen dem Antennenprüfverfahren und dem BCI-Verfahren wird in verschiedenen Veröffentlichungen diskutiert [4] [5]. Leider ist die Korrelation bei Anwendung nach Norm oft gering. Dieser Beitrag zeigt eine Möglichkeit, die Korrelation erheblich zu verbessern. Dies geschieht durch eine frequenzabhängige Anpassung der Position der BCI-Zange und der eingespeisten Leistung. In theoretischen Analysen werden Verfahren für die Positionierung der BCI-Zange und zur Bestimmung der einzukoppelnden Leistung erarbeitet. Ziel ist es immer, Ströme in den Leitungsabschlüssen mit den gleichen Amplituden wie mit einer Prüfantenne in der Absorberkabine zu erzeugen.

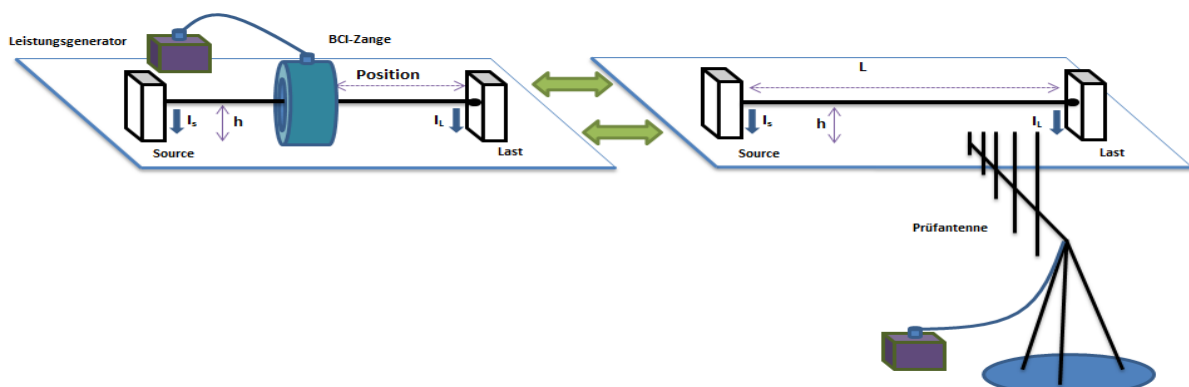


Abbildung 1: BCI und Antennenprüfung

2 Modellierung

In den folgenden Abschnitten werden Modelle vorgestellt, die für die simulationsbasierten Untersuchungen notwendig sind. Modelle für die Feldeinkopplung in Einfachleitungen werden für die ersten Grundsatzuntersuchungen benötigt. Hierbei geht es nicht darum, einen realen Aufbau mit hoher Genauigkeit zu untersuchen, sondern es sollen prinzipielle Zusammenhänge dargestellt werden.

2.1 Modellierung der Feldeinkopplung

Die Wirkung einfallender elektromagnetischer Felder auf Leitungen kann für bestimmte Strukturen analytisch berechnet werden [6]. In Abbildung 2 (links) ist eine einfache Struktur dargestellt, die hier als repräsentativ für einen Kfz-Elektroniksystemaufbau nach ISO angesehen wird. Die Struktur besteht aus einer nicht isolierten Einzelleitung über einer unendlich ausgedehnten Massefläche mit einer Länge von 1.5 m und einer Höhe von 5 cm über die Fläche. Der Leitungsdurchmesser beträgt 1.5 mm. Die Modellierung der Feldeinkopplung basiert auf der Leitungstheorie. Es wird davon ausgegangen, dass die felderzeugende Einrichtung aus [1] eine ebene Welle erzeugt. Die Polarisierung der Antenne kann als vertikal oder horizontal angenommen werden.

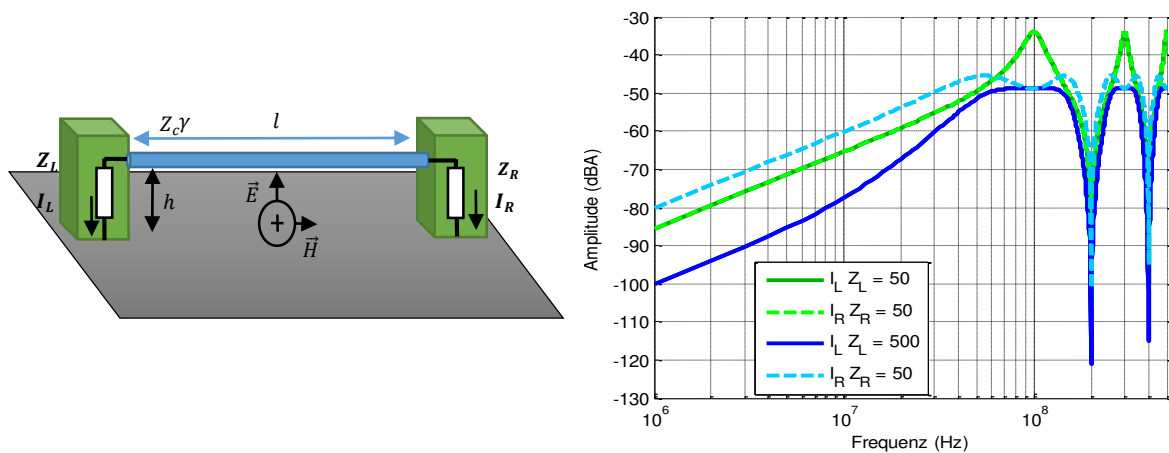


Abbildung 2: Stromverläufe für verschiedene Abschlusswiderstandskombinationen (grün und blau) verursacht durch eine einfallende ebene Welle (Vertikale Polarisierung)

Die Feldeinkopplung kann laut [1] mit einer Antenne in horizontaler und in vertikaler Polarisierung durchgeführt werden. Es wird zunächst exemplarisch von einer vertikalen Polarisierung eines homogenen elektrischen Feldes ausgegangen. Für eine Einfachleitung über Masse mit den beliebigen Terminierungen Z_L und Z_R können die eingekoppelten Ströme dann durch die folgenden Gleichungen bestimmt werden [6] :

$$I_R = \frac{2hE}{\cosh(\gamma l) (Z_L + Z_R) + \sinh(\gamma l) \left(Z_c + \frac{Z_R Z_L}{Z_c} \right)} \left[1 - \cosh(\gamma l) - \sinh(\gamma l) \left(\frac{Z_L}{Z_c} \right) \right] \quad (1)$$

$$I_L = \frac{2hE}{\cosh(\gamma l) (Z_L + Z_R) + \sinh(\gamma l) \left(Z_c + \frac{Z_R Z_L}{Z_c} \right)} \left[\cosh(\gamma l) - 1 + \sinh(\gamma l) \left(\frac{Z_R}{Z_c} \right) \right] \quad (2)$$

In Abbildung 2 sind die eingekoppelten Ströme in den beiden Terminierungen der Leitung für zwei verschiedene Impedanzkonfigurationen (blau: 500/50 Ω und grün: 50/50 Ω) exemplarisch dargestellt. Die elektrische Feldstärke wird zu 10 V/m angenommen.

2.2 BCI-Modellierung

In vielen Veröffentlichungen werden Methoden zur Modellierung von BCI-Stromzangen zur Einkopplung auf Ein- und Mehrfachleitungen vorgestellt.

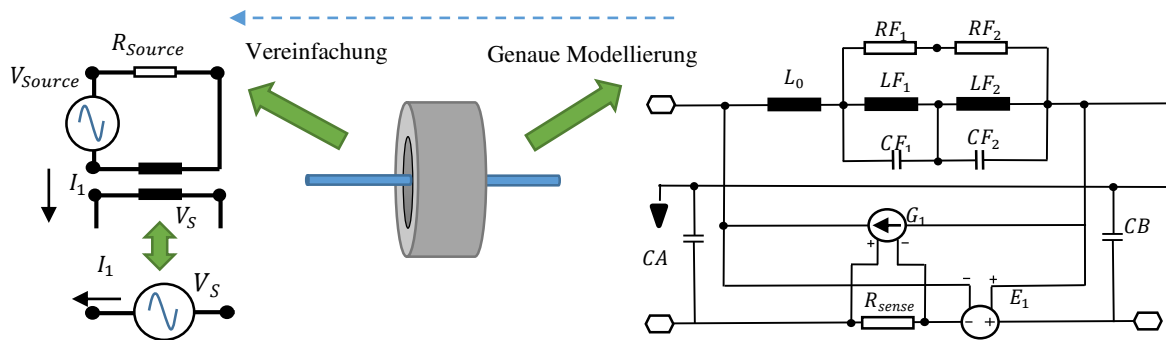


Abbildung 3: Vereinfachung - BCI-Modell

In [7] wurde ein auf Messung basierendes BCI-Zangenmodell gezeigt (Abbildung 3 – rechts), mit dem die Einkopplung auf eine Einfachleitung simuliert werden kann. Damit kann die Einkopplung durch eine BCI-Zange bis 500 MHz hinreichend genau beschrieben werden. Zange und Leitung können im Wesentlichen als gekoppelte Induktivitäten verstanden werden. Solange die BCI-Zange in dem Frequenzbereich betrieben wird, bei der das induktive Verhalten dominant ist, genügt für Grundsatzuntersuchungen ein einfaches Modell aus einer gekoppelten Induktivität.

Die Wirkung der Koppelinduktivität kann als eine gesteuerte Spannungsquelle beschrieben werden [8], damit kann das BCI-Modell durch eine einfache Spannungsquelle ersetzt werden, um die Anzahl der Variablen für Untersuchungen möglichst gering zu halten. Abbildung 3 (links) zeigt den vereinfachten Modellansatz mit einer gekoppelten Induktivität und einer Spannungsquelle. Ein Vergleich zwischen Simulationen mit beiden Modellen zeigt eine gute Übereinstimmung bei den eingespeisten Strömen (Abbildung 4).

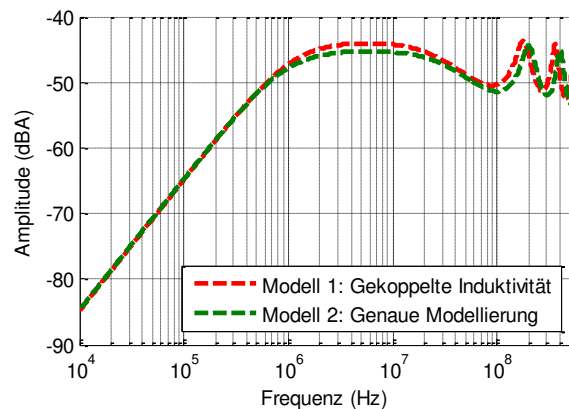


Abbildung 4: Vergleich – BCI-Modelle

Somit ist das vereinfachte Modell für Simulationen im betrachteten Frequenzbereich geeignet.

3 Frequenzabhängige Anpassung durch Minimierungsverfahren

Basierend auf der Netzwerktheorie werden zwei Minimierungsverfahren entwickelt, die durch Variation der BCI-Position und der Einspeiseleistung die Abweichung zwischen den eingekoppelten Strömen in den beiden Prüfverfahren minimieren. Die Untersuchung findet an einem Aufbau mit einer Spannungsquelle V_S , zwei Einfachleitungen mit den bekannten Leitungseigenschaften (γ, Z) und zwei Ersatzimpedanzen (Z_L, Z_R) als Leitungsterminierung (Abbildung 5) statt. Auf den Einsatz besonders genauer Leitungsmodelle wird hier verzichtet, da die entwickelten Methoden von dem Leitungstyp unabhängig sind und davon ausgegangen wird, dass die Ergebnisse auf beliebige Leitungen übertragen werden können.

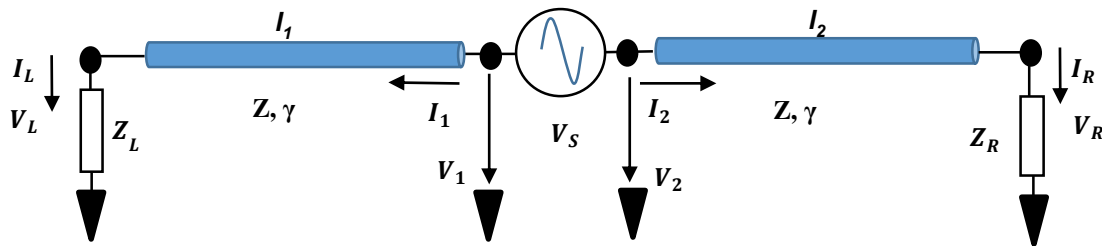


Abbildung 5: In der Systemmatrix abgebildete Konfiguration

3.1 Aufstellung der Systemmatrix

Mit Hilfe der MNA (Modified Nodal Analysis) und der Leitungstheorie, wird für die in Abbildung 5 dargestellte Struktur, die Systemmatrix (3) im Frequenzbereich aufgestellt. Die Spannungen und die Ströme am Anfang und am Ende der Leitungen stehen durch die ABCD-Matrix in Beziehung. Die Systemmatrix beinhaltet alle Informationen für die Berechnung der eingekoppelten Terminierungsströme. Die Systemmatrix A kann einfach um eine gekoppelte Induktivität erweitert werden.

$$A = \begin{pmatrix}
 \cosh(\gamma l_1) & 0 & -Z \sinh(\gamma l_1) & 0 & -Z_L & -1 \\
 -\frac{1}{Z} \sinh(\gamma l_1) & 0 & \cosh(\gamma l_1) & 0 & -Z_R & -1 \\
 0 & \cosh(\gamma l_1) & 0 & Z \sinh(\gamma l_1) & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{Z} \sinh(\gamma l_1) & 0 & -\cosh(\gamma l_1) & 0 & 0 \\
 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{pmatrix} \quad (3)$$

$x^T = (V_1 \quad V_2 \quad I_1 \quad I_L \quad I_R)$
 $b^T = (0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad V_S)$
 $Ax = b$

The diagram includes color-coded boxes: "Leitung 1" (blue), "Leitung 2" (yellow), "Quellenmasche" (orange), "Terminierungen" (green), and "Eingespeiste Ströme" (green). Arrows point from these boxes to the corresponding elements in the matrix and equations.

3.2 Bestimmung der äquivalenten Position und Einspeiseleistung für BCI

Um die optimale Position und Quellenspannung für die Einspeisung von definierten Stromamplituden in den beiden Abschlüssen der Leitung zu bestimmen, wurden zwei Methoden verwendet, die im Folgenden beschrieben werden. Abbildung 6 zeigt exemplarisch die eingespeisten Ströme für eine Referenzeingangsleistung durch die beiden Prüfverfahren. Die unterschiedlichen Verlaufsfunktionen sind auf die verschiedenen Koppelmechanismen zurückzuführen.

3.2.1 Brut-Force-Suche nach der minimalen Abweichung (bf)

Mit einem einfachen iterativen Verfahren wurden die BCI-Parameter für eine minimale Abweichung zur Antennenprüfung bestimmt.

Die Gesamtabweichung ergibt sich aus der Überlagerung der prozentualen Abweichung der Stromamplituden in beiden Terminierungen. In dem Fehlerraum wird nach dem Minimum gesucht. Beim ersten Suchvorgang wird das Minimum innerhalb der Positions-Spannungsebene mit einer großen Schrittweite bestimmt. Im Bereich des somit gefundenen Minimums wird die Schrittweite verkleinert und die Suche wiederholt. Diese Prozedur kann nach gewissen Kriterien, wie zum Beispiel eine maximale Anzahl an Iterationen, abgebrochen werden.

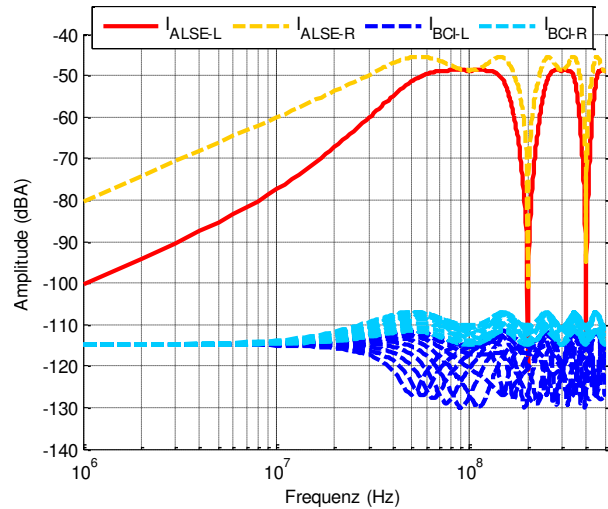


Abbildung 6: Vergleich (ALSE: Elektrische Feldstärke 10 V/m – BCI: Quellenspannung 1V)

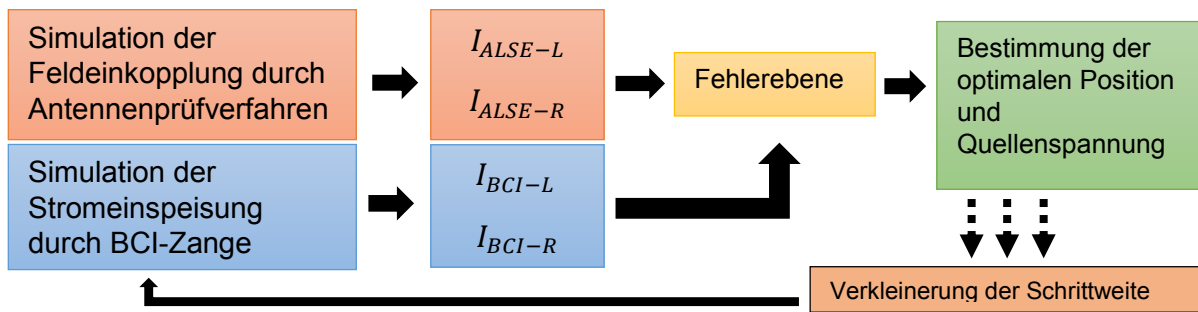


Abbildung 7: Verlauf - Anpassung

In Abbildung 8 ist exemplarisch ein auf der Position-Spannungsebene aufgestellter Fehlerraum bei $f = 120$ MHz dargestellt.

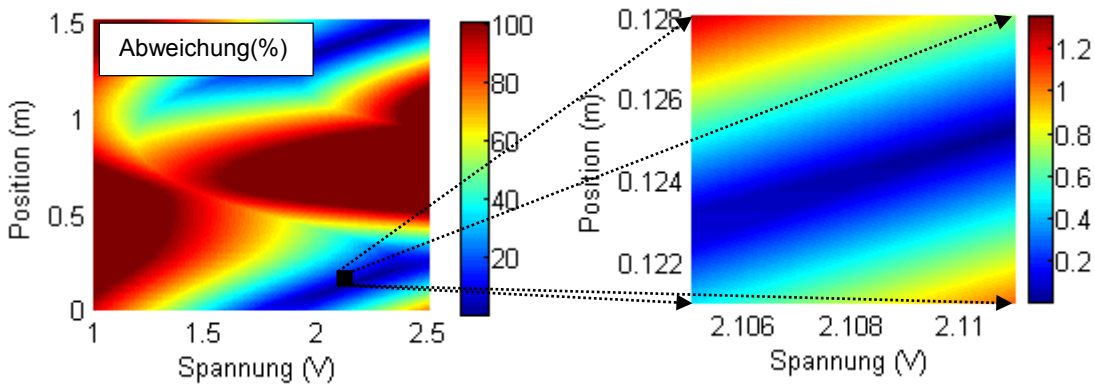


Abbildung 8: Suche im Ausschnitt mit der geringsten Abweichung- BF (Position-Spannung)

Schon anhand der Kontourplots ist es zu erkennen, dass die Suche nach einer kleineren Abweichung durch weitere Ausschnittvergrößerungen fortgesetzt werden kann. Ein wichtiger Aspekt bei der Suche nach dem Minimum in dem Fehlerraum ist das Vorhandensein von mehreren Lösungsregionen in dem Frequenzbereich ab 100 MHz. Es ist zu sehen, dass in dem dargestellten Fehlerraum mindestens zwei lokale Minima existieren.

3.2.2 Minimierung der Fehlerfunktionen (Least-Squares-Verfahren)

Mit einem zweiten Verfahren wurde numerisch die Fehlerfunktion minimiert und so die optimale Position bestimmt. Der Ablauf ist in Abbildung 9 dargestellt.

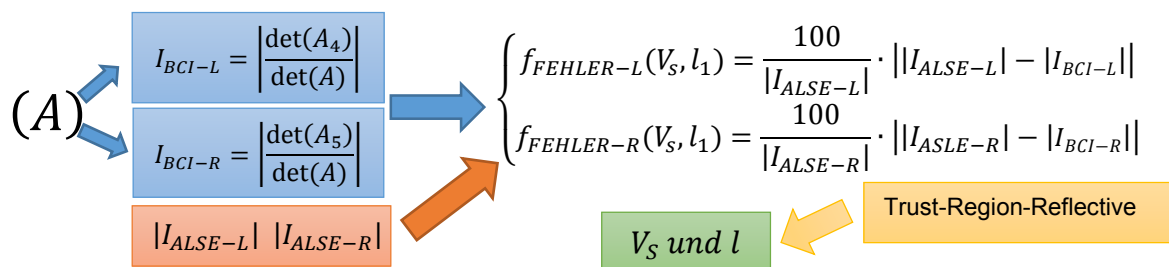


Abbildung 9: Verfahren zur numerischen Lösung des Gleichungssystem

Im ersten Schritt werden mittels des Cramer-Verfahrens mit Hilfe der Systemmatrix und angenommenen Startwerten für die noch unbekannt Variablen (V_S, l_1) die eingespeisten Ströme in den Terminierungen berechnet. Im zweiten Schritt werden aus den vorgegebenen Strömen durch die Feldeinkopplung der Antenne zwei prozentuale Fehlerfunktionen gebildet. Die Fehlerfunktionen bestehen aus den Differenzen zwischen den gegebenen ALSE-Stromamplituden und den BCI-Strömen an den jeweiligen Enden der Leitungen. Die zwei Fehlerfunktionen bilden ein Gleichungssystem, das sich mit verschiedenen numerischen Methoden lösen lässt. Trust-Region-Reflective-Verfahren [9] erweist sich hier als einfach aber leistungsstark zur Bestimmung der unbekannt Variablen. Um große Sprünge bei der Bestimmung der Zangenposition zu vermeiden, wird eine gefundene Lösung für das Gleichungssystem als der Anfangswert für die nächste Frequenz eingesetzt.

4 Anwendung und Verifikation der Verfahren

Die beiden entwickelten Verfahren, nämlich die Brut-Force-Suche (bf) und das Lsq-Verfahren (lsq), werden auf zwei Konfigurationen mit verschiedenen Impedanzverhältnissen (K1: 500 Ω /50 Ω und K2: 50 Ω /50 Ω) angewandt, um die Gültigkeit und mögliche Anwendungsgebiete zu zeigen. Dargestellt ist hier die Untersuchung an einer Einzelleitung über Masse (Länge = 1.5 m, Höhe = 5 cm, Durchmesser = 1.5 mm). Die vorgegebenen Signale und die Nachbildung der Stromverläufe sind in Abbildung 10 und Abbildung 11 zu sehen. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung von Simulationsergebnissen besonderes bei den gleichen Impedanzverhältnissen. Abbildung 12 stellt die minimale Abweichung für verschiedene Impedanzverhältnisse bis 500 MHz dar.

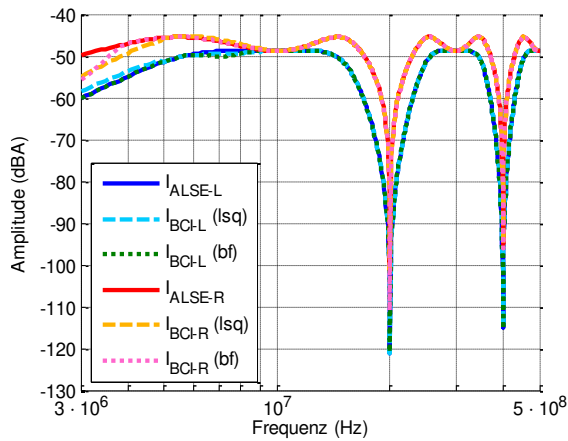


Abbildung 10: Verifikation- Brute-Force und Least-Squares (K1: 500 Ω/50 Ω)

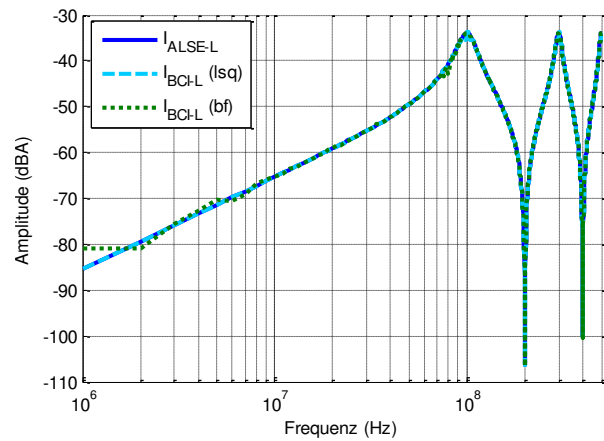


Abbildung 11: Verifikation- Brute-Force und Least-Squares (K2: 50 Ω/50 Ω)

Es ist ersichtlich, dass die ALSE-Ströme ab etwa 150 MHz für alle Impedanzverhältnisse gut nachgebildet werden können. Die Nachbildung der Ströme im Niederfrequenzbereich kann mit größeren Abweichungen verbunden sein, denn die Verschiebung der BCI-Position und die Variation der Speisespannung reichen für eine Anpassung der beiden Stromverläufe nicht aus.

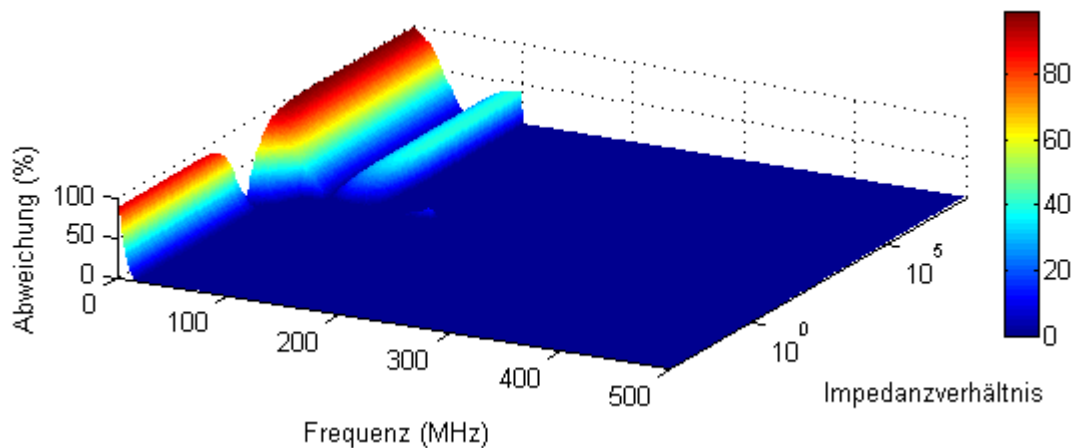


Abbildung 12: Verifikation- Verschiedene Impedanzverhältnisse ($10^{-3} - 10^8$)(Abweichung %)

5 Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wurde eine Methode vorgestellt, um die Feldeinkopplung in ein Kabel durch eine Antennenprüfung nach ISO 11452-2 in einer Absorberkammer durch eine BCI-Prüfung nach ISO 11452-4 durch Verschieben der Position der BCI-Zange und Anpassung der Verstärkerleistung besser nachzubilden. Beide Verfahren werden modelliert und anhand der Modelle wurden Untersuchungen durchgeführt. Zur Bestimmung der Position und Eingangsleistung der BCI-Zange werden zwei Verfahren vorgeschlagen. Mit den entwickelten Verfahren kann eine frequenzabhängige Anpassung der Position und Leistung für verschiedene Impedanzverhältnisse durchgeführt werden.

Bisher wurden die Untersuchungen nur an einfachen Leitungsstrukturen in der Simulation durchgeführt. In der Zukunft sollen auch Kabelbündel berücksichtigt werden. Weiterhin ist es für die Auswahl der Position der Zange und der Einspeiseleistung noch notwendig, die Impedanz der Kabelabschlüsse zu kennen, was in der Praxis ein Problem darstellt. Hier müssen noch praxistaugliche Verfahren entwickelt werden, um die notwendigen Impedanzdaten zu erhalten. Inwieweit die noch nicht berücksichtigten Phasenbeziehungen eine Rolle spielen ist noch zu untersuchen.

6 Danksagung

Diese Arbeit wurde im Rahmen des CATRENE-Projekts CA310 EM4EM (Electromagnetic Reliability and Electronic Systems for Electro Mobility) durchgeführt. Diese individuelle Forschung wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung unter der Nummer 16 M3092 I gefördert. Die Autoren sind allein für den Inhalt verantwortlich.

7 Literatur

- [1] ISO 11452-2: Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy -- Part 2: Absorber-lined shielded enclosure.
- [2] ISO 11452-4: Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy, part 4: Bulk current injection (BCI).
- [3] S. Pignari und F. G. Canavaro, „On the equivalence between radiation and injection in BCI testing,“ IEEE Int. Symp. On Electromagn. Compat. Proceedings, pp. 179- 182, May 1997.
- [4] F. Grassi, G. Spadacini, F. Marliani und S. A. Pignari, „Use of Double Bulk Current Injection for Susceptibility Testing of Avionics,“ IEEE Trans. Electromagn. Compat, Vol 50, pp. 524-535, August 2008.
- [5] D. A. Hill, „Current Induced on Multiconductor Transmission Lines by Radiation and Injection,“ IEEE Trans. Electromagn. Compat, Vol 34, pp. 445-450, November 1992.
- [6] C. R. Paul, Analysis of Multiconductor Transmission Line, Canada: John Wiley & Sons, Inc, 1994.
- [7] S. Frei und S. Miropolski, Modeling of Bulk Current Injection (BCI) Setups for Virtual Automotive IC Tests, EMC Europe: Wroclaw, 2010.
- [8] M. F. Sultan, „Modeling of a bulk current injection setup for susceptibility threshold measurements,“ IEEE Int. Symp. On Electromagn. Compat. Proceedings, pp. 188-195, 1986.
- [9] T. Coleman und Y. LI, „An Interior, Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds,“ SIAM Journal on Optimization, p. 418–445, 1996.

Erfahrungen beim Aufbau und der messtechnischen Charakterisierung der Dresdener Modenverwirbelungskammer

Dipl.-Ing. Stephan Pfennig, Prof. Hans Georg Krauthäuser,
 Professur für Theoretische Elektrotechnik und EMV, TU Dresden

1 Einleitung

Der Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit der TU Dresden verfügt seit 2010 über eine Modenverwirbelungskammer (MVK) mit einem vertikalen Modenrührer und den Abmessungen 5.3 m/3.7 m/3.0 m. Als Sende- und Empfangsantennen werden in der MVK ein Paar log.-per. Antennen und ein Paar Hornantennen verwendet, die zusammen den Frequenzbereich von 200 MHz bis 18 GHz abdecken. Weiterhin steht eine lasergespeiste Feldsonde zur Messung der elektrischen Feldstärke zur Verfügung.

Bei der messtechnischen Charakterisierung der MVK fielen verschiedene Erfahrungen an, die in ihrer Gesamtheit einen praxisnahen Einblick in das Thema der Modenverwirbelungskammern geben und erfahrenen Anwendern interessante Vergleichsdaten liefern. Ziel des Konferenzbeitrages ist es anhand ausgewählter Messergebnisse einen ersten Einblick in die aktuellen Forschungsthemen zu geben.

2 Einfluss von Lichtwellenleitern auf die Schirmdämpfung

Zum Nachweis der Schirmwirkung der MVK erfolgte nach deren Aufbau zunächst eine Schirmdämpfungsmessung nach IEEE Std. 299-2006 an fünf Messpositionen. Dabei wurde festgestellt, dass die an der Durchführungsplatte bereits in die Kammer geführten Lichtwellenleiter (LWL) einen Einfluss auf die Schirmdämpfung a_s im Frequenzbereich von 1 GHz bis 18 GHz zeigen. In Tabelle 1 sind die Ergebnisse der Messung mit und ohne LWL-Kabel zusammengefasst, wobei jeweils nur der Minimalwert für vertikale und horizontale Polarisation der Antennen aufgeführt ist.



Abbildung 1: LWL-Durchführung

f in GHz	Schirmdämpfung a_s in dB									
	mit LWL, Position					ohne LWL, Position				
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
1	110	106	105	110	103	115	125	122	118	110
4	100	93	104	100	100	104	103	110	103	109
10	92	84	90	98	99	108	110	108	103	101
14	76	98	97	97	85	105	114	102	97	83
18	65	82	84	97	75	88	87	90	92	81

Tabelle 1: Ergebnisse der Schirmdämpfungsmessung - Messpositionen (1) Mitte der Durchführungsplatte, (2) Türspalt links, (3) Türspalt rechts, (4) Netzfilter und (5) Wabenkamin am Rührer

Bei Entfernung der LWL-Kabel aus der LWL-Durchführung verbesserte sich die Schirmdämpfung an der Durchführungsplatte (Position 1) bei 18 GHz z.B. von 65 dB auf 88 dB. Es

konnte weiterhin gezeigt werden, dass der Wert der Schirmdämpfung mit steigender Anzahl der LWL-Kabel fällt. Insgesamt belegen die Messungen, dass die verwendeten LWL-Kabel einen signifikanten Einfluss auf die Schirmdämpfung der Kammer haben und dieser Effekt nicht nur auf die Messposition an der Durchführung begrenzt ist.

Um den Einfluss auf die Güte der Kammer zu untersuchen, wurde bei der späteren Bestimmung der Güte eine Vergleichsmessung im Frequenzbereich von 1 GHz bis 18 GHz mit und ohne LWL-Kabel durchgeführt. Die Ergebnisse zeigten jedoch keinen Einfluss auf die Güte der Kammer und lassen den Schluss zu, dass die Verluste durch die LWL-Kabel vernachlässigbar klein gegenüber den Wandverlusten sind.

3 Resonanzfrequenzen der Modenverwirbelungskammer

Betrachtet man die MVK zunächst als idealen quaderförmigen Hohlraumresonator können dessen Resonanzfrequenzen berechnet werden. Für den Fall der Dresdener Modenverwirbelungskammer liegt die erste Resonanzfrequenz bei ungefähr 50 MHz. Zur messtechnischen Untersuchung wurde der Vorwärtstransmissionsfaktor S_{21} der Kammer an der Durchführungsplatte mit angeschlossener Sende und Empfangsantenne in Abhängigkeit der Rührerstellung aufgenommen. Die Messdaten für den Frequenzbereich von 60 MHz bis 110 MHz, in dem erste Resonanzerscheinungen beobachtet werden konnten, sind in Abbildung 2 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich die Resonanzfrequenzen durch die Drehung des Rührers, das heißt durch die Änderung der räumlichen Randbedingungen, in der realen MVK wie erwartet verschieben.

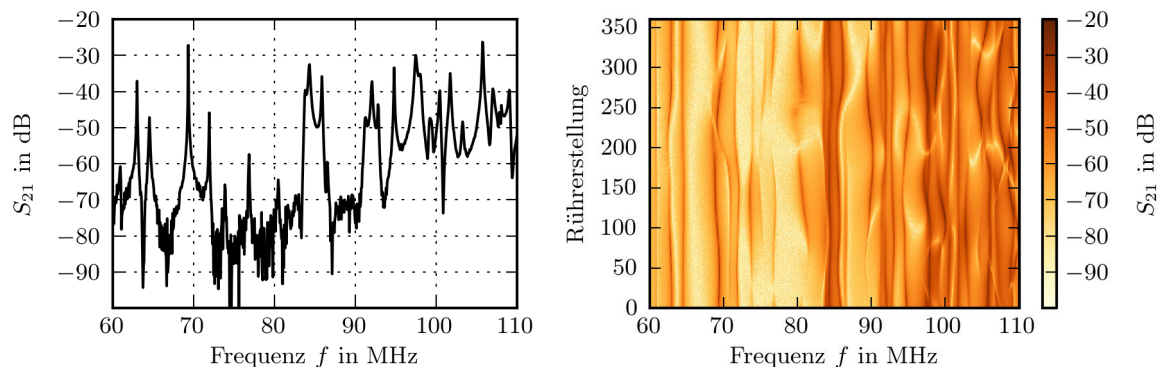


Abbildung 2: Vorwärtstransmissionsfaktor S_{21} in Abhängigkeit der Frequenz

Ein Vergleich mit den berechneten Resonanzfrequenzen der idealen Kammer zeigte, dass eine Zuordnung schwer ist. Es wird deshalb davon ausgegangen, dass die nicht durchgehend ebenen Wände und deren endliche Leitfähigkeit sowie zusätzliche Reflexionen am Modenrührer und anderen Ausrüstungsgegenständen in der Kammer zu einer Verschiebung und unterschiedlich starken Ausprägung der einzelnen Resonanzen führt.

4 Zeitverhalten des Feldes in der Kammer

Zur weiteren Charakterisierung der MVK wurde das Zeitverhalten des Feldes in der Kammer untersucht. Dazu wurde die Kammer über die Sendeantenne mit einem pulsmodulierten Sinussignal angeregt und anschließend der zeitliche Verlauf der Leistung an der Empfangs-

antenne in Abhängigkeit der Frequenz und der Stellung des Modenrührers aufgenommen. Die Untersuchung erfolgte im Frequenzbereich von 50 MHz bis 200 MHz, in dem die ersten Resonanzfrequenzen (Moden) der Kammer liegen und die Modendichte langsam ansteigt. Die Pulsdauer betrug dabei 15 μs und die Periodendauer 200 μs . Die Messung an der Empfangsantenne erfolgte mit einem Spektrumanalysator im 'Zero-Span' Modus und einer Auflösebandbreite von 10 MHz.

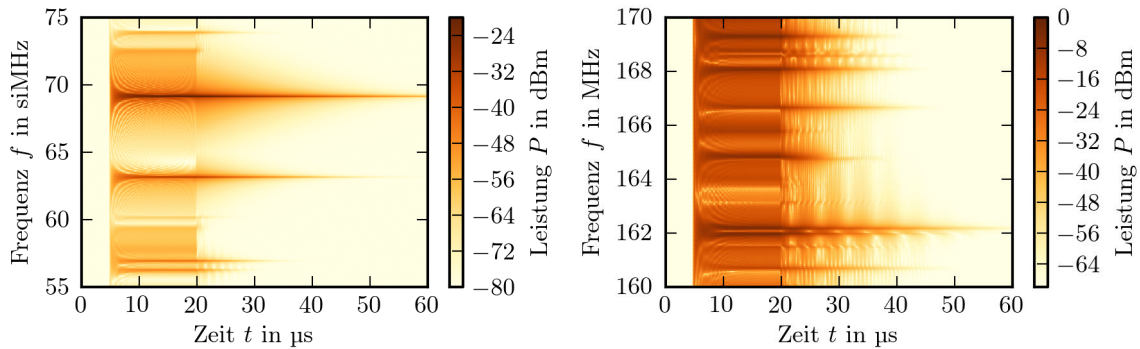


Abbildung 3: Zeitlicher Verlauf des Leistungspegels an der Empfangsantenne in Abhängigkeit der Frequenz und der Rührerstellung

Einen ersten Einblick in die aufgenommenen Daten geben die Abbildungen 3 und 4, in denen das Zeitverhalten der MVK für verschiedene Frequenzen dargestellt ist. Der Rührer befand sich dabei in seiner Nullstellung. Der dargestellte Verlauf des Leistungspegels kann prinzipiell in 3 Phasen unterteilt werden. In Phase 1, das heißt vor dem Einschalten der Anregungen ist keine Energie in der Kammer gespeichert. Phase 2 beginnt mit dem Einschalten der Anregungen bei 5 μs und dauert 15 μs an. Die bis dahin in der Kammer gespeicherte Energie fällt in Phase 3 bedingt durch Verluste der MVK wieder ab, bis die gesamte Energie verbraucht ist.

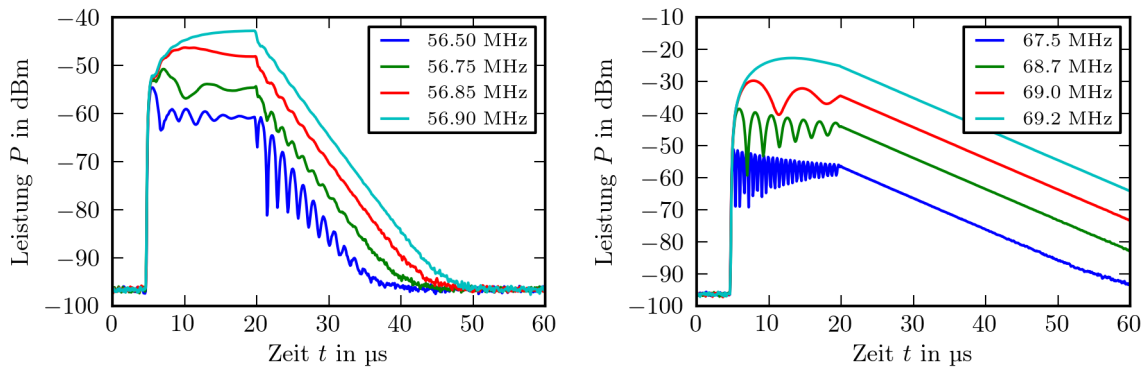


Abbildung 4: Zeitlicher Verlauf des Leistungspegels in Abhängigkeit der Frequenz

Allgemein würde man für den Abklingvorgang in Phase 3 einen exponentiellen Abfall der Leistung mit der Zeitkonstanten τ der MVK erwarten, d.h. bei logarithmischer Darstellung einen linearen Abfall der Leistungspegels. Anhand der Diagramme sind jedoch überlagerte Effekte zu erkennen, die sowohl in der Anregungsphase und teilweise auch während der Abklingphase auftreten. Weiterhin ist zu erkennen, dass der Leistungspegel in den beiden Diagrammen unterschiedlich stark abfällt und damit die entsprechenden Zeitkonstanten unterschiedlich groß sind.

Für ausgewählte Frequenzen wurde zusätzlich das Zeitverhalten in Abhängigkeit der Rührerstellung aufgenommen. Die in Abbildung 5 dargestellten Ergebnisse zeigen, dass der zeitliche Abfall der Leistung und damit die Zeitkonstante der MVK in kleinen Winkelsegmenten des Rührers stark variieren kann.

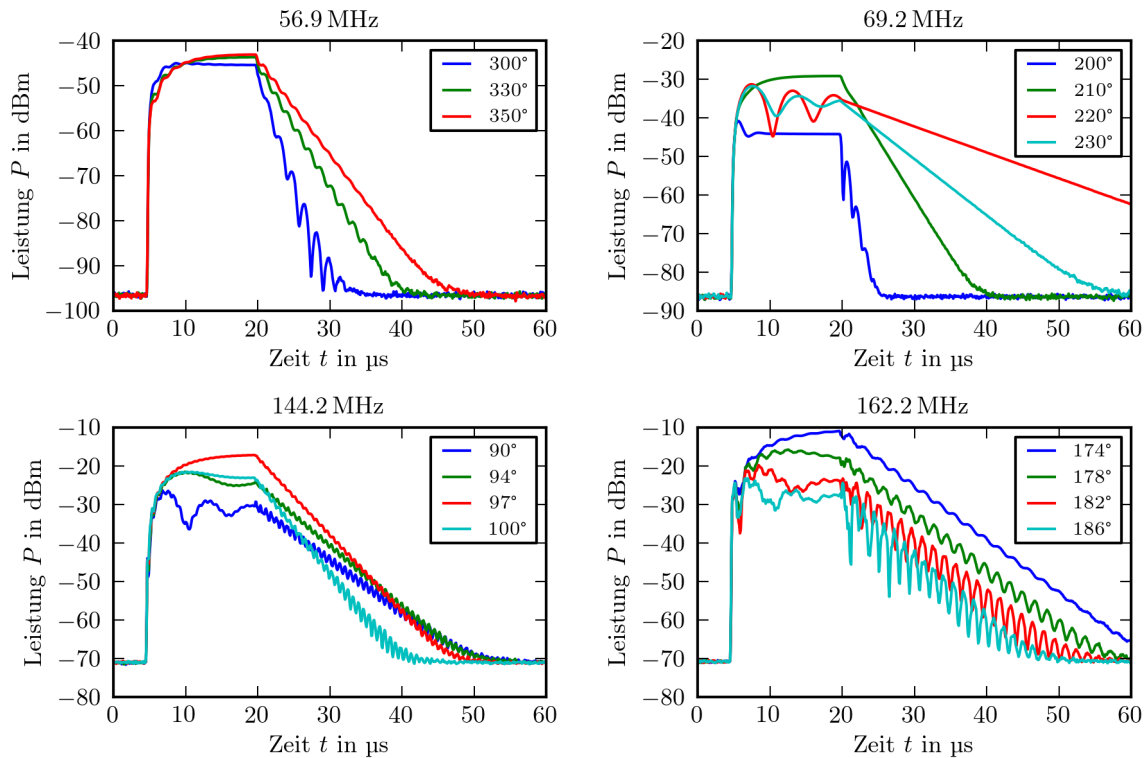


Abbildung 5: Zeitlicher Verlauf des Leistungspegels an der Empfangsantenne in Abhängigkeit der Rührerstellung

Die Untersuchungen des zeitlichen Verhaltens des Feldes in der Kammer zeigen, dass der Abfall der Leistung im betrachteten Frequenzbereich in Abhängigkeit der Frequenz und der Stellung des Rührers signifikant variieren kann und zusätzlich überlagerte Effekte beobachtet werden können. Es wird vermutet, dass sich die in der MVK gespeicherte Energie nach Abschalten der Anregung auf mehreren Eigenmoden im Bereich der Anregungsfrequenz verteilt, d.h. die Kammer auf mehreren Frequenzen ausschwingt und damit verschiedene Schwebungseffekte auftreten können, die in Überlagerung zum linearen Abfall des Leistungspegels die aufgenommenen Verläufe ergeben.

Da die Zeitkonstante τ der Kammer und deren Güte Q über die Beziehung $Q = \omega \cdot \tau$ verknüpft sind, entspricht die beobachtete Änderung der Zeitkonstanten auch einer Änderung der Güte. Diese soll im nächsten Abschnitt näher untersucht werden.

5 Güte der Kammer

Eine wichtige Größe zur Charakterisierung von Modenverwirbelungskammern ist die Güte Q . Sie ist definiert als das 2π -fache des Verhältnisses der im zeitlichen Mittel im Hohlraumresonator gespeicherten Energie zum Energieverlust pro Schwingungsperiode [2]. Ausgehend von der Definition kann der theoretische Verlauf der Güte berechnet werden, wobei in

der Regel nur die Güteanteile aus den beiden dominierenden Verlustquellen, d.h. den ohmschen Wandverlusten und den Antennenverlusten berücksichtigt werden. Zur Abschätzung des Güteanteils aus den ohmschen Wandverlusten Q_w und des Güteanteils aus den Antennenverlusten Q_a und der daraus resultierenden Güte Q , können die folgenden Gleichungen verwendet werden [4].

$$Q = \left(\frac{1}{Q_w} + \frac{1}{Q_a} \right)^{-1} \quad Q_w \approx \frac{3V}{2S} \sqrt{\pi \mu_0 \sigma_w} f \quad Q_a \approx 16\pi^2 V \left(\frac{f}{c} \right)^3$$

Aus dem Volumen V und der Oberfläche S der MVK, der Leitfähigkeit der Wände σ_w , der Ausbreitungsgeschwindigkeit c der Wellen in der MVK und der Frequenz f können die frequenzabhängigen Güteanteile und anschließend der theoretische Verlauf der Güte Q berechnet werden. Bei Auswertung der Gleichungen ist zu erkennen, dass im unteren Frequenzbereich die Antennenverluste und im oberen Frequenzbereich die Wandverluste den Güteverlauf maßgeblich bestimmen.

Basierend auf den bereits vorgestellten Messungen des zeitlichen Leistungsverlaufes an der Empfangsantenne $P_{Rx}(t)$ nach Anregung der MVK mit einem pulsmodulierten Sinus-signal, wurde zur weiteren Charakterisierung der MVK die frequenzabhängige Güte der leeren Kammer untersucht. Zur Berechnung der Güte Q wurde dabei das bandbreitenreduzierte Zeitbereichsverfahren [4] verwendet, d.h. der zeitliche Abfall des Leistungspegels ΔP_{dB} nach der abfallenden Pulsflanke mit Hilfe einer Geradengleichung angenähert und anschließend aus dem Abfall ΔP_{dB} im Zeitintervall Δt die Güte bei der Frequenz f nach Gleichung 1 [4] berechnet.

$$Q = \frac{20\pi}{\ln 10} \cdot f \cdot \frac{\Delta t}{\Delta P_{dB}} \quad \left(\Delta P_{dB} = 10 \lg \frac{P_{Rx}(t_1)}{P_{Rx}(t_2)}, \Delta t = t_2 - t_1 \right) \quad (1)$$

Aufgrund der Abhängigkeit von der Rührerstellung, wurde zunächst der mittlere Abfall des Leistungspegels über eine volle Rührerdrehung bestimmt, wobei die Mittelwertbildung über 500 Einzelmessungen mit langsam drehendem Rührer und unter Verwendung der Mittelwertfunktion des Spektrumanalysators erfolgte. Anschließend wurde daraus die mittlere Güte $\langle Q \rangle$ berechnet.

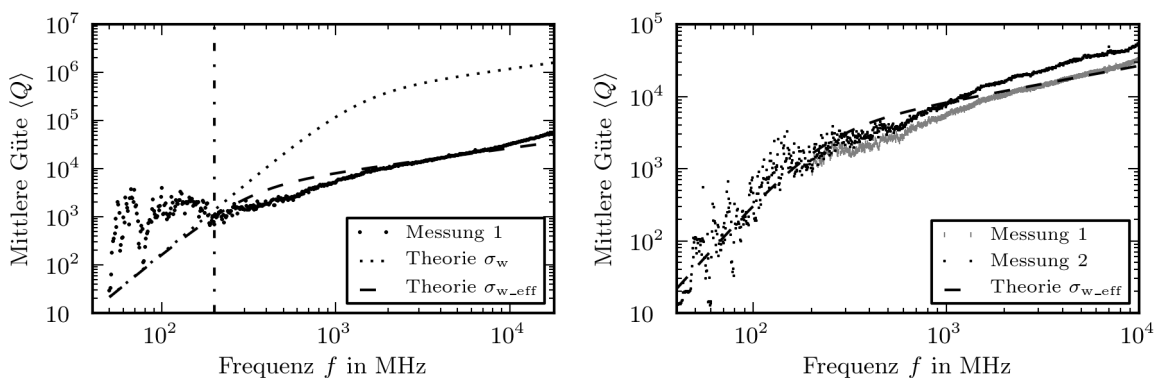


Abbildung 6: Mittlere Güte in Abhängigkeit der Frequenz

Insgesamt wurden zwei Messungen durchgeführt, deren Ergebnisse in Abbildung 6 dargestellt sind. Neben den Messwerten enthalten die Diagramme auch den theoretischen Verlauf der Güte, wobei für die von der Leitfähigkeit des Materials abhängigen Wandverluste zwei verschiedene Werte eingesetzt wurden, ein Richtwert von $\sigma_w = 4 \cdot 10^7 \text{ S m}^{-1}$ für die Kabi-

nenwände sowie ein Effektivwert von $\sigma_{w, \text{eff}} = 2 \cdot 10^4 \text{ S m}^{-1}$, für den der theoretische Verlauf in erster Näherung den Messwerten im oberen Frequenzbereich entspricht.

Messung 1 erfolgte im Frequenzbereich von 40 MHz bis 18 GHz und zeigt, dass die Fehlanpassung der log.-per. Antennen unterhalb von 200 MHz zu deutlichen Abweichungen der Messwerte vom theoretischen Verlauf führt, das heißt die Fehlanpassung nicht vernachlässigt werden darf. Anschließend wurde für Messung 2 im Frequenzbereich bis 200 MHz die log.-per. Sendeantenne durch eine besser angepasste bikonische Antenne ersetzt und statt der log.-per. Empfangsantenne eine spezielle Feldsonde zur Leistungsmessung verwendet. Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung zum theoretischen Verlauf, speziell das erwartete Abknicken der Kurve im Übergangsbereich zwischen den dominierenden Antennenverlusten im unteren Frequenzbereich und den dominierenden Wandverlusten im oberen Bereich ist gut zu erkennen. Die Werte im Frequenzbereich bis 200 MHz weisen jedoch deutliche Schwankungen auf. Eine entsprechende Variation der Güte bzw. die damit verknüpften Variation der Zeitkonstanten der Kammer konnte bereits bei der Untersuchung des zeitlichen Leistungsabfalls beobachtet werden. Weiterhin zeigen die Messwerte der mittleren Güte im oberen Frequenzbereich, in dem eine Abhängigkeit von der Wurzel der Frequenz erwartet wurde, einen größeren Anstieg der Werte. Dies und die unerwartet hohen Gütewerte bei Verwendung der log.-per. Antennen im Frequenzbereich bis 200 MHz bilden zwei offene Fragestellungen, die noch untersucht werden sollen.

6 Bestimmung der Antenneneffektivitäten

Die Bestimmung der Antenneneffektivität erfolgt in der Regel in einem dafür ausgelegten Antennenmessraum. Ein alternativer Ansatz zur Bestimmung der Antenneneffektivität in Modenverwirbelungskammern wird in [3] vorgestellt. Dieser Ansatz ist eine Erweiterung des bandbreitenreduzierten Zeitbereichsverfahrens [4] zur Messung der Güte von Modenverwirbelungskammern.

Allgemein kann die Antenneneffektivität von log.-per. Antennen mit $\eta = 0.75$ und die von Hornantennen mit $\eta = 0.9$ angenommen [1] und davon ausgegangen werden, dass diese konstant über den Arbeitsbereich der Antenne sind. Die Ergebnisse der Messung in der MVK sind in Abbildung 7 dargestellt. Die Diagramme enthalten zur besseren Veranschaulichung des Verlaufes neben den Messwerten jeweils eine den Messwerten angepasste Fitfunktion.

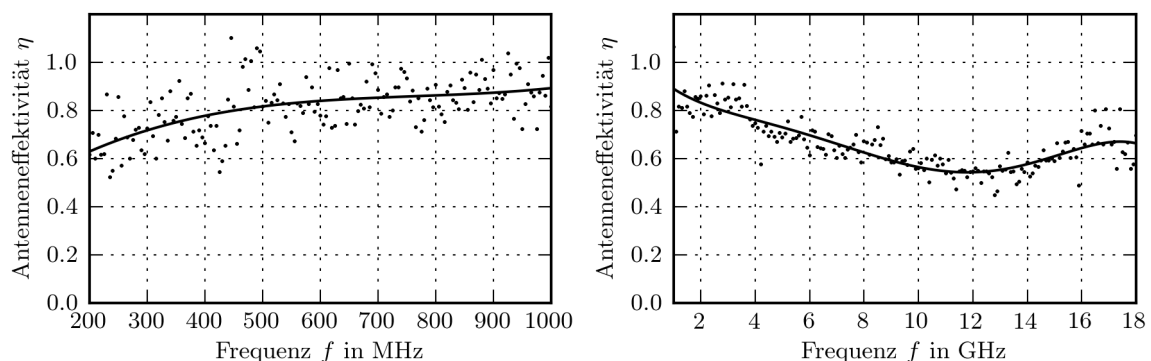


Abbildung 7: Bestimmung der Antenneneffektivität in der MVK, Ergebnisse für die log.-per. Antennen und die Hornantennen

Bei der Bestimmung der Antenneneffektivitäten in der MVK ergab sich für die log.-per. Antennen eine Antenneneffektivität, die im unteren Arbeitsbereich der Antennen nur $\eta \approx 0.6$ beträgt, sich mit steigender Frequenz aber einem Wert von $\eta \approx 0.9$ annähert und damit in einem breiten Frequenzbereich oberhalb des erwarteten Wertes von $\eta = 0.75$ liegt. Im Gegensatz dazu, ergab sich für die Hornantennen eine Antenneneffektivität, die über den gesamten Arbeitsbereich der Antenne unterhalb des erwarteten Wertes von $\eta = 0.9$ liegt und im Frequenzbereich von ungefähr 9 GHz bis 15 GHz unter 0.6 fällt.

Um die Ergebnisse der Messung in der MVK besser bewerten zu können, erfolgte eine Vergleichsmessung im Antennenmessraum des Lehrstuhls für Hochfrequenztechnik der TU Dresden. Dabei wurden für beide Hornantennen die Direktivitäten im Frequenzbereich von 1 GHz bis 10 GHz bestimmt. Mit Hilfe der im Datenblatt gegebenen Gewinne der Antennen konnten anschließend die Antenneneffektivitäten berechnet werden. Die Ergebnisse für die Hornantennen in Abbildung 8 zeigen, dass die Werte der Antenneneffektivitäten bis auf geringe Abweichungen sehr gut übereinstimmen und die beiden Hornantennen bei der Messung in der MVK in erster Näherung als identisch betrachtet werden können und dies als Grund für die unerwartet niedrigen Werte bei der Messung in der MVK ebenfalls ausgeschlossen werden kann.

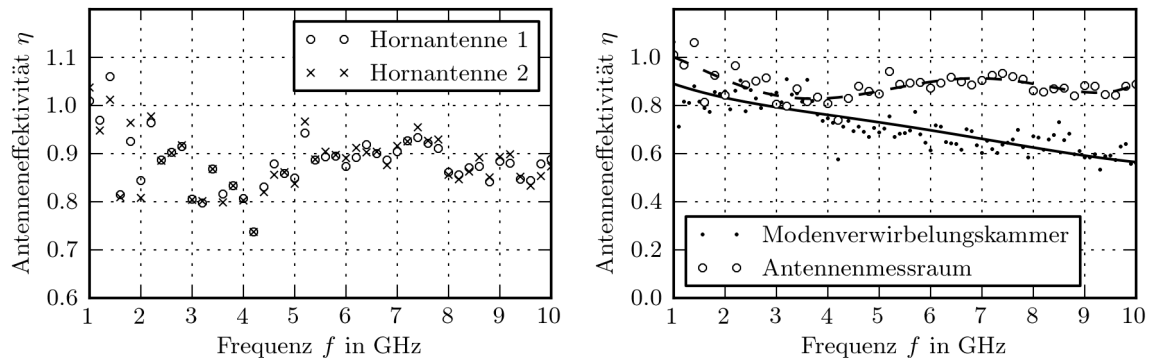


Abbildung 8: Bestimmung der Antenneneffektivität im Antennenmessraum, Ergebnisse für die Hornantennen

Im untersuchten Frequenzbereich von 1 GHz bis 10 GHz ergab die Messung im Antennenmessraum Antenneneffektivitäten im Bereich des erwarteten Wertes von $\eta \approx 0.9$. Der direkte Vergleich der Messergebnisse aus der MVK und aus dem Antennenmessraum in Abbildung 8 unterstützt die Vermutung, dass die in der MVK verwendete Methode zu kleine Werte liefert, der Grund dafür ist jedoch noch unbekannt. Die erwartete Unabhängigkeit der Ergebnisse von der Position und der Ausrichtung der Antennen in der MVK konnte durch zusätzliche Messungen bestätigt werden.

7 Homogenität des Feldes

Zur Untersuchung der Feldhomogenität in der MVK wurde ein würfelförmiges Prüfvolumen mit der Seitenlänge 1 m und 27 ($3 \times 3 \times 3$) gleichmäßig verteilten Messpunkten definiert, wobei ein Mindestabstand von 0.5 m zu den Wänden, den Antennen und dem Modenrührer eingehalten wurde. Der Abstand der Messpunkte beträgt in den Koordinatenrichtungen jeweils 0.5 m. Anschließend wurde die elektrische Feldstärke in Abhängigkeit der definierten 27 Ortspunkte, 360 äquidistanter Rührerstellungen und 10 diskreter Frequenzen im Bereich

von 150 MHz bis 1000 MHz aufgenommen. Dabei wurde auf eine Eingangsleistung von 20 W am Fußpunkt der Sendeantenne geregelt.

Zur Bewertung der Feldhomogenität wurde - basierend auf den Messwerten der num360 Rührerstellungen - für jede Frequenz und jede Position zunächst der Maximalwert jeder Feldstärkekomponente sowie der Maximalwert des Betrages der Komponenten bestimmt und die Ergebnisse für zwei ausgewählte Frequenzen in Abbildung 9 dargestellt. Anschließend

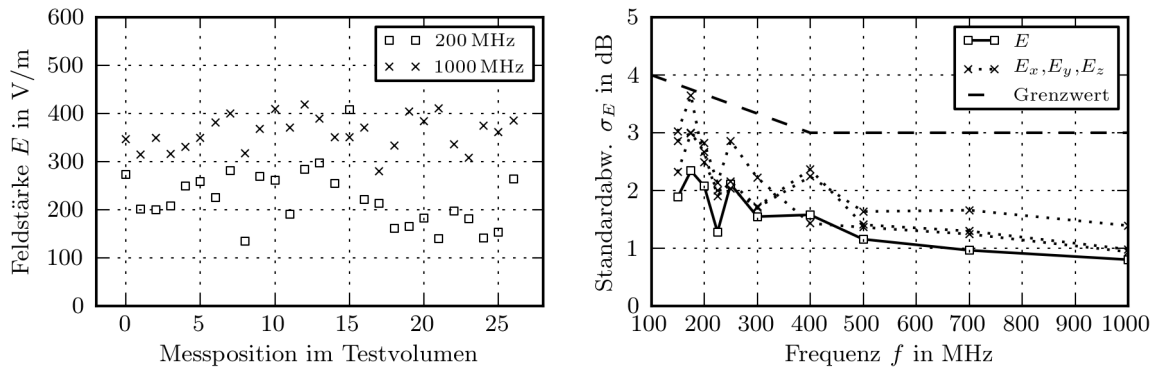


Abbildung 9: Feldhomogenität im definierten Testvolumen

wurde für jede Frequenz die Standardabweichung σ_E der den Ortspunkten zugehörigen Maximalwerte berechnet und dargestellt. Zur Bewertung der Homogenität wurde dem Diagramm der Grenzwert nach DIN EN 61000-4-21 [1] beigefügt.

Die Ergebnisse zeigen, dass bei Verwendung von 360 Rührerstellungen der Grenzwert bei den betrachteten Frequenzen eingehalten wird. In der Praxis soll diese Anforderung an die Homogenität des Prüffeldes mit einer möglichst geringen Anzahl von Rührerstellungen realisiert werden. Die Bestimmung der Rührerstellungen, die bei minimaler Anzahl ein möglichst homogenes Prüffeld erzeugen ist ein Schwerpunkt der geplanten Dissertation [5]. Teil dieser Arbeit wird weiterhin eine ausführliche Darstellung und Auswertung der hier nur kurz vorgestellten Ergebnisse sein.

Literatur

- [1] DIN EN 61000-4-21:2011 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren - Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer.
- [2] JACKSON, JOHN DAVID: *Klassische Elektrodynamik*. 2. Auflage, de Gruyter, 1982.
- [3] KRAUTHÄUSER, H. G. und M. HERBIG: *Yet another Antenna Efficiency Measurement Method in Reverberation Chambers*. In: *Electromagnetic Compatibility, 2010.*, Seiten 536 – 540, Fort Lauderdale, USA, August 2010.
- [4] KRAUTHÄUSER, HANS GEORG: *Grundlagen und Anwendungen von Modenverwirbelungskammern*. Nummer 17 in *Res Electricae Magdeburgenses*. Nitsch, Jürgen and Styczynski, Z. A., Magdeburg, 1. Auflage, 2007.
- [5] PFENNIG, STEPHAN: *Charakterisierung der Modenverwirbelungskammer der TU Dresden und Untersuchung von Verfahren zur Bestimmung der unabhängigen Rührerstellungen (geplante Dissertation, Entwurf vom 17.07.2013)*.

EMV-Aspekte beim Aufbau eines schnellen Halbleiterschalters

Martin Sack, Georg Müller
 Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
 Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik (IHM)

1. Kurze Spannungspulse für die Elektroporation biologischer Zellen

Für Untersuchungen zur Behandlung biologischer Zellen durch die kurze Applikation hoher elektrischer Felder wird ein Pulsgenerator benötigt, der rechteckförmige Spannungspulse von bis zu 5 kV und einer Pulslänge bis zu 50 ns bei einer Anstiegszeit von ca. 8 ns liefert. Während längere Impulse mit Längen im Mikrosekundenbereich hauptsächlich auf die Zellmembran wirken, beeinflussen kurze Pulse die inneren Zellorganellen. Solche Impulse können mittels eines Leitungspulsgenerators erzeugt werden [1].

Bild 1 zeigt das Schaltbild eines Leitungspulsgenerators in Blumlein-Anordnung mit Schaltern an beiden Leitungsenden. Die Last ist zwischen die äußeren Leiter von zwei Koaxialleitungen gleicher Länge geschaltet, deren Innenleiter verbunden sind. Dabei muss für einen angepassten Leitungsabschluss der Lastwiderstand dem doppelten Wellenwiderstand entsprechen. Der Innenleiter wird gegenüber dem Außenleiter auf eine Gleichspannung, die der gewünschten Pulsamplitude entspricht, aufgeladen.

Der Reflexionsfaktor $r_U = \frac{Z - Z_w}{Z + Z_w}$ beschreibt die Reflexion einer Spannungspulsflanke

bei Abschluss eines Leitungsendes mit dem Widerstand Z bei einem Leitungswellenwiderstand Z_w . In Ruhestellung sind beide Schalter offen, und an beiden Leitungsenden herrscht der Reflektionsfaktor $r_U=1$. Zur Pulserzeugung schließt ein Schalter ein Leitungsende kurz. Der Reflektionsfaktor wechselt zu $r_U=-1$ und bewirkt eine Spannungsumkehr in Leitung TL1. Nach einfacher Laufzeit entlang TL1 erreicht die negative Spannungsflanke die Last. Nun sind beide Leitungen in Serie an den Lastwiderstand geschaltet und entladen sich in die angepasste Last ($r_U=0$). Die Pulslänge entspricht der doppelten Signallaufzeit entlang einer Leitung. Die Pulslänge kann durch die Wahl einer entsprechenden Leitungslänge eingestellt werden. Durch eine zeitlich gestaffelte Auslösung des Schalters am anderen Leitungsende lässt sich sowohl die Pulslänge im Rahmen der durch die Leitungslänge vorgegebenen maximalen Pulslänge verkürzen, als auch die Polspolarität ändern, indem die Schaltreihenfolge vertauscht wird. Bei verkürzter Pulslänge wird jedoch nur ein Teil der in der Leitung gespeicherten Energie in der Last umgesetzt. Bild 2 zeigt in einer SPICE-Simulation die Spannung über dem Lastwiderstand sowie die Ströme durch beide Schalter. Auf beiden Leitungen bilden sich Wanderwellenschwingungen so aus, dass die Spannung über dem Lastwiderstand idealerweise auf Null verbleibt. Die gegenseitige Ergänzung der beiden Teilspannungen zu 0 wirkt wie ein offenes Leitungsende ($r_U=1$), das zusammen mit den Kurzschlüssen an den beiden anderen Leitungsenden eine nur schwach gedämpfte Schwingung bewirkt. Die Schalter müssen für eine Stromumkehr und den Betrieb bei längeren Stromflusszeiten ausgelegt sein. Es genügen jedoch Schließschalter, die erst wieder im energielosen Zustand des Pulsstromkreises öffnen.

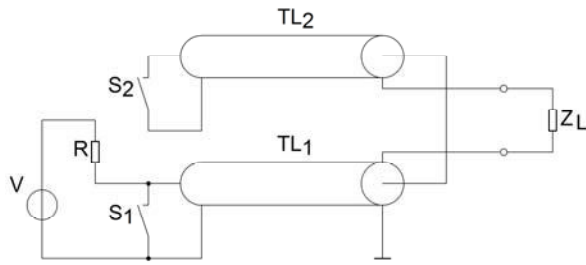


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Pulsgenerators in Blumleinanordnung.

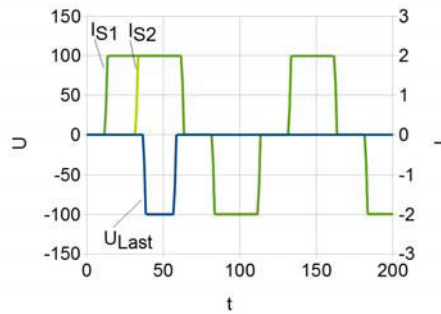


Bild 2: Spannung über dem Lastwiderstand und Ströme durch die Schalter S₁ und S₂ (SPICE-Simulation, willkürliche Einheiten).

2. Schnelle Schließschalter

Als schnelle Schließschalter für höhere Spannungen können schnelle Schaltfunkenstrecken, optisch getriggerte Halbleiterschalter oder MOSFETs eingesetzt werden. Eine Funkenstrecke besitzt den Vorteil, dass sie räumlich kompakt mit kleiner Induktivität aufgebaut werden kann. Ihr Schaltzeitpunkt lässt sich jedoch nicht exakt festlegen. Ein optisch getriggertes Halbleiterschalter besteht aus einem in Sperrrichtung betriebenen pn-Übergang, in dem zum Schalten mittels eines kurzen, energiereichen Laserimpulses Ladungsträger vom Valenz- und Leitungsband angehoben werden. Auch dieser Schalter ist sehr kompakt und lässt sich zeitlich exakt schalten. Der benötigte schnelle, leistungsstarke Laser ist jedoch vergleichsweise teuer. Schnelle MOSFETs sind bis zu einer maximalen Sperrspannung von 1 kV verfügbar. Für eine höhere Schaltspannung können mehrere MOSFETs kaskadiert werden. Da bereits für ein Elektroporationsexperiment bis 1000V ein Einzel-MOSFET als Schalter im Einsatz ist, soll die benötigte höhere Spannung durch Kaskadierung von MOSFETs geschaltet werden.

Der eingesetzte MOSFET DE 475-102N21A [2] hat eine maximale Sperrspannung von 1kV. Die Schaltzeit beträgt $t_f = 5$ ns. Der MOSFET ist zusammen mit einem passenden Treiber DEIC 420 verfügbar. Der maximal erforderliche Schalterstrom beträgt bei einer maximalen Ladespannung von $U_0 = 5$ kV und einem Wellenwider-

stand der Leitungen $Z_w=50\Omega$ $I = \frac{U_0}{Z_w} = 100$ A. Dazu wurden pro Stufe zwei MOSFETs

parallel geschaltet, jeweils mit separatem Treiberbaustein.

3. MOSFET-Kaskade

Der kaskadierte Betrieb mehrerer MOSFET-Schalter erfordert gleichzeitiges Schalten aller MOSFETs. Würde ein MOSFET verzögert einschalten, könnte er durch die dann anliegende Überspannung beschädigt werden.

Bild 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau der MOSFET-Kaskade [3]. Das Schaltsignal wird den einzelnen Stufen über eine Leiterschleife induktiv zugeführt. Dabei bildet die Leiterschleife die Primärwicklung eines Transformators. Eine Luftspule auf jeder Stufe wirkt als Sekundärwicklung. Sie ist an den Schalteingang der Stufe angeschlossen. Die Schalteingänge verschiedener Stufen können aufgrund von Parameterstreuungen geringfügig abweichende Schaltschwellen aufweisen. Ein schneller Signalanstieg des Auslösesignals verringert schwellwertbedingte zeitliche Unsicherheiten des Schaltzeitpunkts verschiedener Stufen. Auf den Einsatz eines Ferritkerns, um die

Kopplung zu verbessern, wurde verzichtet, da μ_r gängiger Ferritmaterialien im benötigten Frequenzbereich gegen 1 strebt. Um trotz der nicht vernachlässigbaren Induktivität der Leiterschleife einen schnellen Signalanstieg zu erzielen, wurde der Schalteingang hochohmig ausgeführt. So bleibt der Spannungsabfall an der Streuinduktivität des Übertragers gering. Darüber hinaus kann für einen gewünschten Stromanstieg die Induktivität der Leiterschleife L durch die treibende Spannung U

gemäß $\frac{dI}{dt} = \frac{U}{L}$ ausgeglichen werden.

Ein hochohmiger Eingang ist üblicherweise empfindlich gegenüber über Streukapazitäten eingestreute Störsignale. Störsignalanteile mit niedrigeren Frequenzen leitet die Sekundärspule zu Masse hin ab. Beim Schalten bewirkt die Streukapazität zwischen der Leiterschleife auf Massepotential und der Sekundärwicklung auf Stufenpotential ohne Gegenmaßnahme eine kapazitive Spannungseinkopplung auf den Schalteingang. Um diese Einkopplung zu verringern, ist zwischen Leiterschleife und Sekundärwicklung ein Stück Kupferrohr als Schirmung eingefügt. Das Kupferrohr ist direkt mit der Massefläche der Stufe verbunden, so dass der kapazitive Störstrom zur Masse hin abgeleitet wird. Allerdings vergrößert diese Maßnahme die Kapazität der Sekundärspule zur Masse und damit indirekt die Eingangskapazität der Schaltung. Die Eingangskapazität bildet zusammen mit der Streuinduktivität des Übertragers einen Tiefpass, der den Signalanstieg am Eingang begrenzt. Durch den Betrieb mit einer höheren als der für die Auslösung erforderlichen Spannung kann die Eingangskapazität schneller auf die Auslöseschwelle aufgeladen und damit der Effekt einer höheren Eingangskapazität ausgeglichen werden. Um den Eingang gegen transiente Überspannung zu schützen, begrenzen Dioden zur Betriebsspannung und zur Masse die Eingangsspannung. Die Betriebsspannung wird durch einen niederinduktiv angekoppelten Kondensator nahe den Dioden gestützt. Durch die beschriebenen Maßnahmen konnte für das Auslösesignal am Eingang jeder Stufe eine Anstiegszeit von ca. 3,5 ns erzielt werden, was sich als ausreichend erwies.

Da der Schalter nur zum Einschalten benötigt wird, kann das Ausschalten auf jeder Stufe zeitgesteuert nach einer genügend langen Einschaltzeit geschehen. Bild 4 zeigt den zeitlichen Verlauf von Auslösesignal U_{Trigger} , Haltesignal für zeitverzögertes Ausschalten U_{Vzg} und dem Gatesignal U_{Gate} eines MOSFETs. Bedingt durch die Signallaufzeit durch die Auslöse- und Treiberstufe, sowie durch die Speicherung des Einschaltsignals werden die MOSFETs erst nach Ende des Auslösesignals angesteuert. Dieser stufenautarke Schaltablauf trägt dazu bei, dass schaltbedingte Einstreuungen in den Auslösesignalfeld den Schaltvorgang nicht beeinflussen.

Versuche zeigten, dass die Signallaufzeit des Treiberbausteins temperaturabhängig ist. Daher wird der Treiberbaustein auf eine konstante Temperatur von ca. 40 °C aufgeheizt, um die Signallaufzeit konstant zu halten. Die maximale Abweichung der gemessenen Schaltverzögerungen der einzelnen Stufen beträgt ca. 1 ns.

Die Spannungsversorgung der einzelnen Stufen erfolgt ebenfalls transformatorisch über Übertrager mit Ferritkern. Als Primärwicklung dient eine Leiterschleife, entlang der die Ferritkerne der Schalterstufen aufgereiht sind. Die Stufen sind somit in Serie geschaltet. In die primäre Leiterschleife wird zur Versorgung ein Wechselstrom eingepreßt. Die Regelung der pro Stufe aufgenommenen Leistung erfolgt durch Kurzschluss des Stufentrafos mittels einer Hilfswicklung.

Zur ausreichenden Isolation gegenüber Massepotential wird für die Auslöse- und die Versorgungsleiterschleife eine für 30 kV isolierte Leitung verwendet.

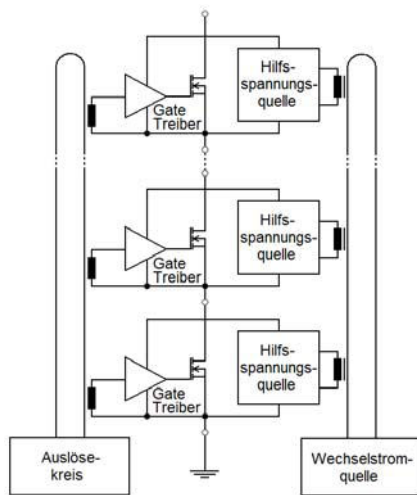


Bild 3: Prinzipschaltbild des MOSFET-Schalters.

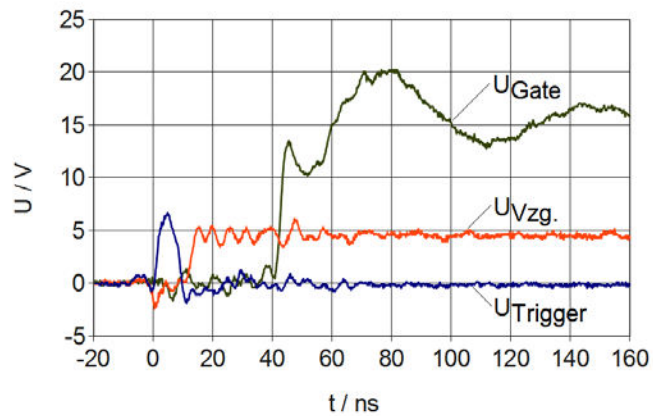


Bild 4: Auslösespannungen an einer Stufe.

4. Schaltungslayout und Aufbau des Stapels

Die verwendeten MOSFETs weisen ein niederinduktives Gehäuselayout mit jeweils mittigem Gate- und Drainanschluss und außen liegenden Source-Anschlüssen auf [2]. Das Gehäuse des Treibers ist ebenso niederinduktiv aufgebaut. Der Ansteuerkreis eines MOSFET stellt mit der Leitungsinduktivität und der wirksamen Gate-Eingangskapazität einen Schwingkreis dar. Aufgrund der niederinduktiven Verbindung zwischen Treiber und Gateanschluss kann auf den üblichen externen Dämpfungswiderstand vor dem Gate verzichtet werden. Die Versorgungsspannung des Treibers wird durch mehrere niederinduktive Kondensatoren gestützt, die mit nur geringer Stromkreislänge niederinduktiv mit der Massefläche verbunden sind.

Die vier Source-Anschlüsse des MOSFETs unterstützen eine Trennung der Massen von Last- und Steuerkreis, um eine galvanische Kopplung zwischen beiden Kreisen zu vermeiden. Der induktive Spannungsabfall über einem für Ansteuer- und Lastkreis gemeinsam genutzten Source-Anschluss könnte sonst als Gegenkopplung wirksam werden und das Durchschalten des MOSFETs verlangsamen. Bild 5 zeigt das Layout der Schaltung mit der unterbrochenen Massefläche im Bereich der Schalt-MOSFETs. Die Drainanschlüsse beider Transistoren sind über eine kurze Streifenleitung miteinander verbunden. Die Kontaktierung der Stufen zueinander erfolgt durch einen ca. 3 cm breiten Kupferkontakt, der mittig auf der Streifenleitung flächig aufliegt. Der nötige Kontaktdruck wird durch eine Verspannung des Stapels erzielt.

Für eine Schalterspannung von 5 kV wurden sieben Baugruppen zu einem Stapel verschaltet. Für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung zwischen den einzelnen Stufen des Stapels sorgt im statischen Fall und beim vergleichsweise langsamen Ladevorgang der pulsformenden Leitung ein ohmscher Teiler mit 2,2 MOhm pro Schalterstufe parallel zu den MOSFETs. Zum Schutz der MOSFETs gegen Überspannung im Fehlerfall wurden Suppressordioden den MOSFETs parallel geschaltet. Die Suppressordioden dienen einerseits dazu, die Ladespannung der pulsformenden Leitung zu begrenzen, falls versehentlich eine zu hohe Ladespannung eingestellt wurde. Andererseits sollen die MOSFETs auch bei einem schnellen Spannungsanstieg gegen Überspannung geschützt sein, falls eine Stufe nicht oder nur verspätet schaltet. Ein verspätetes Schalten kann durch Temperaturunterschiede der Treiber verschiedener Stufen direkt nach dem Einschalten der Hilfsspannung verursacht werden. Die Spannung über einer Suppressordiode im Avalanche-Betrieb ist aufgrund des ohmschen Spannungs-

abfalls über der Diode stromabhängig. Daher wurde für den Normalbetrieb die Stufenspannung auf 800 V begrenzt, um im Fehlerfall noch Spielraum bis zur maximal zulässigen Drain-Source-Spannung zu haben. Für die Begrenzung auf 800 V wurden zwei Suppressordioden zu je 400 V in Serie geschaltet. Durch Parallelschaltung mehrerer Dioden kann der Strom durch eine Diode entsprechend der Anzahl reduziert werden, um den Spannungsabfall über der Stufe zu reduzieren. Bild 7 zeigt den Spannungsabfall über 1 und 4 parallel geschaltete Suppressordioden. Mit vier Dioden mit 800 V Ansprechspannung kann die Spannung über einer Stufe bei 100 A auf weniger als 1000 V begrenzt werden.

Die Streukapazitäten zwischen den einzelnen Baugruppen werden beim Schalten entladen. Geringe Streukapazitäten sind sowohl im Hinblick auf die gespeicherte Energie und den damit verbundenen Entladestromimpuls als auch für eine verringerte kapazitive Kopplung zwischen den Baugruppen vorteilhaft. Der Abstand der Baugruppen im Stapel wurde zu 10 mm gewählt bei einem Mindest-Isolationsabstand 3 mm an der Sekundärwicklung des Auslösetrafos. Die Baugruppenunterseite und große Teile der Oberseite sind mit Masseflächen versehen, die wie bereits beschrieben nur im Bereich der Leistungstristoren unterbrochen sind. Die unterseitige Massefläche dient als Schirmung. Gleichzeitig vergrößert sie zusammen mit der oberseitigen Massefläche die Kapazitäten der Signalleitungen zu Masse und hilft zusammen mit einem niederohmigen Entwurf kapazitive Einstreuungen zu verringern. Auf das Einfügen einer zusätzlichen Schirmung zwischen den Stufen konnte verzichtet werden.

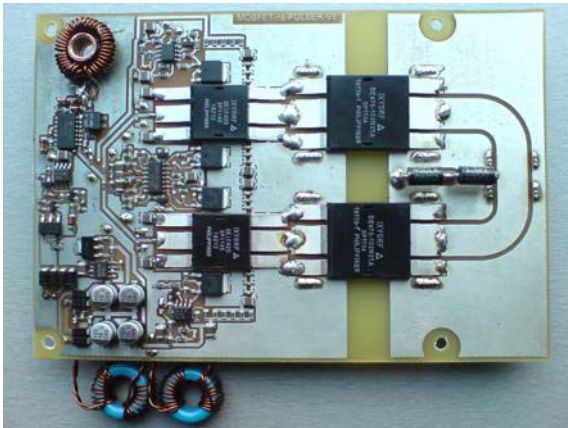


Bild 5: Schaltungslayout einer Stufe.



Bild 6: Gestapelte Stufen.

5. Versuchsaufbau zur Erprobung des MOSFET-Schalters

Zur Erprobung des MOSFET-Schalters wurde eine Blumlein-Anordnung aufgebaut. Als pulsformende Leitung wurde eine Koaxialleitung des Typs RG213 gewählt. Der Schirm wurde genau mittig unterbrochen, um zwei Pulsleitungen mit der Anschlussmöglichkeit für die Last zu schaffen. Bild 8 zeigt das Prinzipschaltbild des Aufbaus. Die Spannung über der Last wurde mittels eines 4 kV-Tastkopfs mit 1,2 ns Anstiegszeit gemessen. Der Strom durch einen Schalter wurde mittels eines Shuntwiderstands erfasst. Bild 9 zeigt Spannung und Strom am MOSFET-Stapel für unterschiedliche Stufenanzahlen.

Der Shunt wurde niederinduktiv als koaxialer Messwiderstand aufgebaut (Bild 10) [4]. Er enthält 24 kreisförmig angeordnete parallel geschaltete SMD-Widerständen zu je 2,4 Ohm mit einer koaxialen Stromrückführung. Der Messsignalabgriff erfolgt mittels einer zentrisch angeordneten SMA-Buchse so, dass in der Anschlussleitung idealerweise keine Störspannung induziert wird. Bild 11 zeigt das frequenzabhängige Übertragungsverhalten bis $f = 1$ GHz. Da die Masseanschlüsse von Shunt und Tastkopf

an unterschiedlichen Enden der pulsformenden Leitung 1 angeschlossen sind, wurden um die Anschlussleitung des Tastkopfs mehrere Klappferrite gelegt, um Mantelströme zu reduzieren.

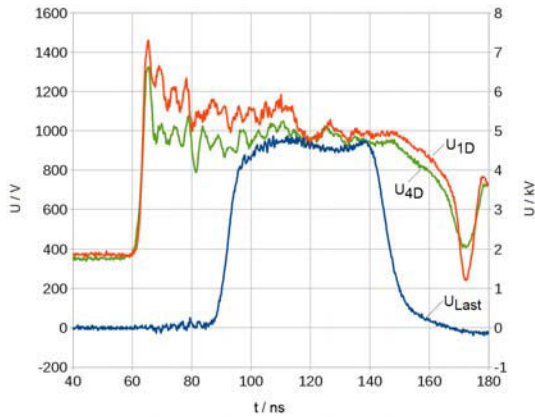


Bild 7: Spannungsbegrenzung durch eine und vier parallel geschaltete Suppressordiodenstapel (2x 400V).

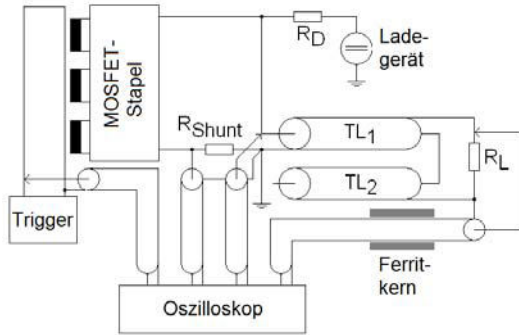


Bild 8: Versuchsaufbau zur Vermessung des MOSFET-Stapels.

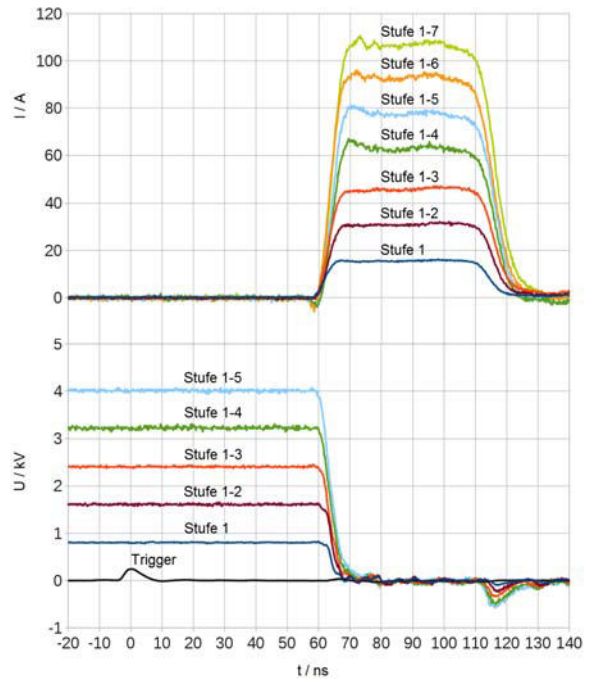


Bild 9: Spannung und Strom am MOSFET-Stapel für unterschiedliche Stufenanzahlen.



Bild 10: Koaxialer Messwiderstand.

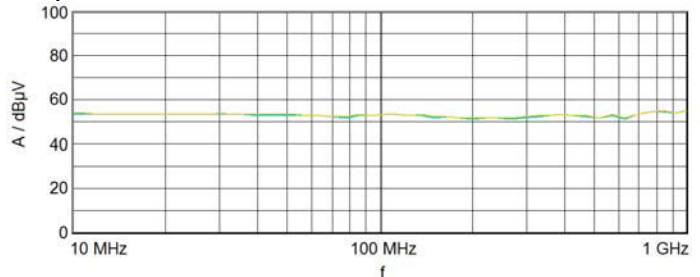


Bild 11: Frequenzverlauf der Abschwächung des koaxialen Messwiderstands.

6. Blumlein-Generator

Bei einem Leitungspulsgenerator in Blumleinanordnung liegt die Last zwischen beiden Schirmen. Daher muss das Potential des nicht geerdeten Schirms während des Pulses auf die Pulsamplitude angehoben und dazu die Erdstreukapazitäten des Schirms geladen werden. Ein Schalter am gegenüberliegenden Leitungsende nimmt dann ebenfalls das Schirmpotential an. Wenn beide Pulsleitungen parallel geführt sind, bildet sich zwischen den beiden Schirmen eine weitere Leitung aus, die als Paralleldrahtleitung beschrieben werden kann. Da die Paralleldrahtleitung parallel zum Lastwiderstand liegt, muss für den Leitungsabschluss der Blumleinanordnung die Parallelschaltung aus Lastwiderstand und Leitung berücksichtigt werden. Damit dabei der Wert des Lastwiderstands nicht zu weit vom Wellenwiderstand der

pulsformenden Leitungen abweicht, ist es wünschenswert, einen möglichst großen Wellenwiderstand zu wählen. Damit ist die Paralleldrahtleitung bezüglich des Lastwiderstands fehlangepasst mit einem Reflexionsfaktor $r_U < 0$. Das gegenüberliegende Ende ist offen ($r_U = 1$). Somit sind die Bedingungen für eine Wanderwellenschwingung auf der Paralleldrahtleitung gegeben. Diese Schwingung wird mit der Pulsamplitude am Lastwiderstand angeregt. Die Reflexion am offenen Ende bewirkt eine Spannungsverdopplung, die die Isolation zwischen beiden Schirmen beansprucht. Der Einbau eines Abschlusswiderstands entsprechend dem Wellenwiderstand der Paralleldrahtleitung vermeidet eine Reflexion und damit sowohl die Spannungsverdopplung als auch die nachfolgende Wanderwellenschwingung.

Statt die Pulsleitungen parallel zu führen, können sie auch einzeln auf einem Zylinder platzsparend aufgewickelt werden. Bei dieser Anordnung bewirkt eine kapazitive Kopplung zwischen zwei benachbarten Windungen, dass der Schirm der Leitung nahezu als Ganzes und zusätzlich der Schalter S_2 als Kapazität gegen Masse wirksam ist. Ohne die äußere Isolation zu entfernen kann die Kopplung verbessert werden, indem ein Kupferblech um die pulsformende Leitung TL_2 herumgelegt wird. Die gebildete Kapazität kann mittels Ferritkernen um das lastwiderstandsnahe Ende der Leitung TL_2 vom Lastwiderstand entkoppelt werden. Diese Ferrite behindern nicht die Entladung der Leitung TL_2 , da dieser Pulsstrom für die Ferrite ein Gegentakt signal darstellt und somit kein Magnetfeld im Ferritkern aufgebaut wird. Die nutzbare Bandbreite der Ferrite ist begrenzt. Die Entkopplung ist daher für höhere Frequenzanteile zunehmend unwirksam.

Versuchsweise wurde das Kupferblech geerdet. Bild 12 zeigt die Spannung über dem Lastwiderstand U_{Last} , den Strom durch Schalter S_1 I_{S1} , sowie die Spannung am Kupferblech U_{Bl} bei geerdetem Blech. Nach Pulsende bildet sich eine Schwingung zwischen dem geerdeten Blech und dem Ferritkern aus, die einen Strom über den Lastwiderstand und den Shunt treibt. So beträgt beispielsweise bei $t = 350$ ns der Scheitelwert des Stroms 4 A, was einem Spannungsabfall von 400 V über dem Lastwiderstand entspricht. Fügt man zwischen dem Kupferblech und Masse einen Dämpfungswiderstand ($R_D = 220$ Ohm) ein, ist diese Schwingung bedämpft, jedoch wird das Blech während des Pulses auf ca. 1,8 kV aufgeladen (Bild 13).

Bild 14 zeigt eine Messung, bei der zusätzlich der Schalter S_2 angeschlossen, aber nicht geschaltet wurde. Im Vergleich zu Bild 13 zeigt das Stromsignal eine Schwingung, die durch die Schalterkapazität von S_2 verursacht wird. Beim Betrieb als Schließschalter hat die Schalterkapazität keinen Einfluss auf den Pulsverlauf, sofern der Schalter den Entladestrom dieser Kapazität zusätzlich schalten kann.

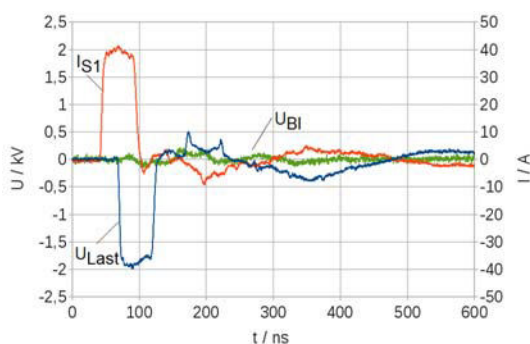


Bild 12: Kupferblech um aufgewickelte TL_2 gelegt und geerdet; S_2 nicht eingebaut.

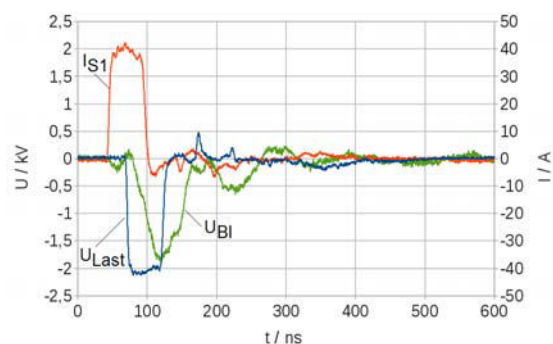


Bild 13: Kupferblech um TL_2 über Dämpfungswiderstand geerdet; S_2 nicht eingebaut.

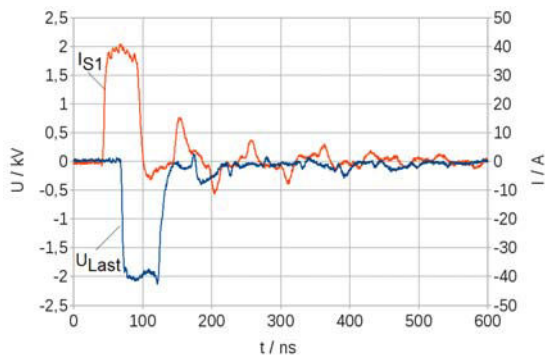


Bild 14: Schirm über Dämpfungswiderstand geerdet, S_2 eingebaut, aber dauerhaft offen

Die Bilder 15 und 16 zeigen Beispiele für den Betrieb mit beiden Schließschaltern. Bild 15 zeigt verschiedene Spannungsverläufe über der Last für unterschiedliche Schaltzeitpunkte der beiden Schalter und Ladespannungen von 2 kV und 3,5 kV. Bild 16 zeigt das Abklingen der Stromschwingung beispielhaft für eine Pulsbreite von 20 ns. Die gemessene Abklingzeitkonstante beträgt etwa 1 μ s.

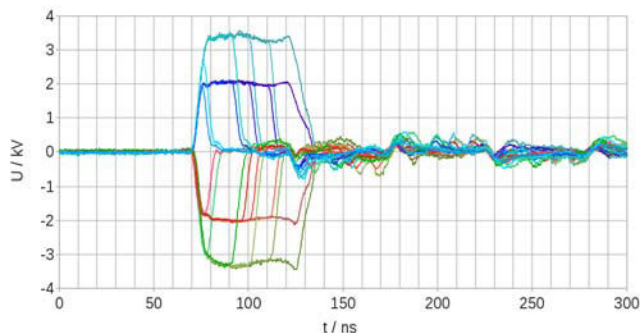


Bild 15: Spannung über der Last bei verschiedenen Schaltzeiten

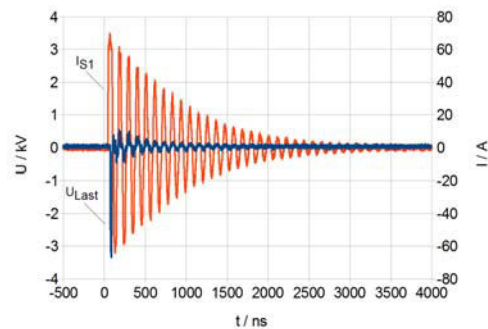


Bild 16: Pulsbreite $dt = 20$ ns: Stromschwingung

7. Zusammenfassung

Der kaskadierte Betrieb von MOSFETs erfordert eine exakte Synchronisation aller Stufen. Dies wird durch ein schnell ansteigendes Auslösesignal und eine zeitlich konstante Signallaufzeit jeder Stufe erzielt. Eine niederinduktive Ansteuerung der MOSFETs, die auch eine Trennung der Massefläche in Leistungs- und Signalmasse beinhaltet, ist erforderlich für schnelle Schaltzeiten. Die Parallelschaltung von Suppressordioden dient als Überspannungsschutz für jede Stufe.

Insbesondere beim Betrieb mit zwei Schaltern bewirkt die Schalterkapazität des hochohmigen Schalters Stromschwingungen. Eine Gegenmaßnahme wäre der Aufbau mit geringerer Schalterkapazität, wie er z.B. durch Verzicht auf die Suppressordioden erreicht werden könnte.

Beim Betrieb in einer Blumlein-Anordnung mit aufgewickelten Koaxialleitungen kann die Erdstreukapazität einer Leitung mittels Ferriten von der Last entkoppelt werden.

8. Literatur

- [1] H. Bluhm, Pulsed Power Applications, Springer, Berlin-Heidelberg, 2006
- [2] IXYS RF: Datasheet for MOSFET 475-102N21A-00, Doc #9200-0247, Rev 6, 2009, online available at http://www.ixyscolorado.com/index.php/product-support/doc_download/77-475-102n21a-00-datasheet, retrieved Oct. 2012.
- [3] M. Sack, S. Keipert, M. Hochberg, M. Greule, G. Mueller, "Design Considerations for a Fast Stacked-MOSFET Switch", IEEE Trans. Plasma Science, Vol. 41 Iss. 10, Oct. 2013, pp. 2630-2636, DOI 10.1109/TPS.2013.2267395.
- [4] A. Schwab: Hochspannungsmesstechnik, Springer, Berlin-Heidelberg, 1981

Transferdämpfung eines Flugzeughangars und Einflüsse auf Nachweis von Störfestigkeit und Störaussendung

Dipl.-Ing. Jens Schüür, TU Braunschweig, Institut für EMV,
Dipl.-Ing. Alexander Küllmer, TU Braunschweig, Institut für EMV,
M. Sc. Rafael Rennó Nunes, Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, Institut für Flugsystemtechnik, Braunschweig

1. Einleitung

Elektromagnetische Untersuchungen an vollständigen Flugzeugen lassen sich aufgrund des hohen Platzbedarfs moderner Flugzeugtypen wie Airbus A380 oder Boeing 747-8 nicht in Absorberhallen durchführen und müssen deshalb in der Regel im Freien oder in einem Flugzeughangar erfolgen. Dabei ist insbesondere bei Messungen im Freien keine Entkopplung zur elektromagnetischen Umgebung vorhanden. Dies führt bei dem Nachweis der Störfestigkeit des Flugzeugs nach Modifikationen zu Schwierigkeiten. Es ist davon auszugehen, dass die für die Zertifizierung in den Normen geforderten hohen Prüffeldstärken bzw. die hierfür benötigten hohen Sendeleistungen nicht von der zuständigen Regulierungsbehörde genehmigt werden, da eine Beeinflussung der umgebenden Funkdienste nicht ausgeschlossen werden kann. Umgekehrt sind von dieser Problematik auch Störaussendungsmessungen an einem Flughafen betroffen, an welchem sehr viele aktive Funk- und Navigationsdienste zu finden sind. Weiterhin werden zivile Funkdienste im Spektrum gemessen, wie beispielsweise GSM, UMTS und WLAN. Diesen und nicht dem zu untersuchenden Flugzeug werden viele Spitzenwerte des gemessenen Spektrums zugeordnet werden müssen.

Eine mögliche Alternative ist, die Messung in einem Flugzeughangar durchzuführen. Insbesondere bei dem Nachweis der Störfestigkeit wird dieses als vorteilhaft angenommen, da bei der Zuteilung der Testfrequenzen die genehmigten Leistungen aufgrund der zusätzlichen Dämpfung des Hangars höher sein können. Bei Störaussendungsmessungen innerhalb eines Hangars wird der Vorteil der Entkopplung von der Außenwelt durch Beeinflussung der Messung erkauft: Zum einen können elektrische Installationen und Geräte innerhalb des Hangars ebenfalls Hochfrequenz abstrahlen. Aus diesem Grund sollte, wenn möglich zeitgleich zur Störaussendungsmessung im Flugzeug, eine Messung des Grundrauschens im Hangar durchgeführt werden. Zum anderen können die innerhalb des Hangars reflektierten Wellen die Messungen beeinflussen.

2. Bestimmung der Schirmdämpfung des Hangars

Die Messung der Schirmdämpfung ist eine etablierte Messaufgabe in der EMV, jedoch wird die Messung bei großen Objekten oder bei großen Entfernungen (zwischen denen die Dämpfung erfasst werden soll) anspruchsvoll, wenn eine hohe Genauigkeit und eine kurze Messzeit angestrebt werden. Die Dämpfung beispielsweise von einer Antenne im

Flugzeuginneren zu Antennen der Flugzeugsysteme ist noch relativ einfach mithilfe eines Vektor-Netzwerk-Analysators (VNA) zu messen [1]. Bei sehr hohen Dämpfungswerten muss dies beim Messaufbau berücksichtigt werden [2], beispielsweise durch Wahl besonders gut schirmender Kabel und Steckverbindungen. Grundsätzlich ist auch diese Messung mit einem VNA möglich. Bei größeren Entfernungen zwischen Sender und Empfänger, wie beispielsweise bei Messung der Dämpfung der Flugzeughülle [3], muss zwischen Signalerzeuger und Messempfänger ein Abstand von knapp 50 m eingehalten werden. Ein VNA kann hier nicht zum Einsatz kommen, da das Koaxial-Kabel die Schirmung der Flugzeughülle durchbricht und gleichzeitig die Kabelstrecken zu lang werden: Die Kabelschirmung ist nicht ausreichend und die Dämpfung im Kabel zu groß bei Frequenzen im GHz-Bereich. Das bislang genutzte Verfahren, in dem die Haltezeit des Messsenders (> 10 s pro Frequenz) auf die Durchlaufzeit des Messempfängers (< 10 s pro Durchlauf) abgestimmt ist, wird in [3] ausführlich beschrieben. Das dort genutzte Verfahren hat aber den Nachteil, dass der zeitliche Aufwand groß ist. Eine direkte Ansteuerung von Sender und Empfänger verkürzt die Messzeit auf ca. 2 s pro Frequenzpunkt. Dafür wurde der Messempfänger über Netzwerk (rotes Kabel in Bild 1) parametrisiert und ausgelesen. Dieses schnellere Verfahren wird für die folgenden Messungen genutzt. Die Dämpfung des Flugzeughangars wird zum einen mit rund strahlenden monokonischen Antennen, zum anderen mit gerichteten Log-Per Antennen gemessen. Damit lässt sich der Einfluss von Reflexionen des Hangars bestimmen. Gleichzeitig müssen jeweils Referenzmessungen an gleicher Position oder mit äquivalenter Entfernung aufgenommen werden, um die reine Dämpfung des Hangars entfernungsunabhängig bestimmen zu können. Für die Messungen stand der A320 Hangar des Deutschen Zentrums für Luft und Raumfahrt in Braunschweig zur Verfügung.



Bild 1: Antennenposition „geöffnetes Tor“ mit monokonischen Prüfantennen, Vertikal

Im Frequenzbereich von 200-6000 MHz wurden 77 Frequenzpunkte in beiden Polarisationen (Horizontal/Vertikal) vermessen. Bild 2 zeigt die resultierende Dämpfung des großen Hangar-Tores. Dies besteht im Wesentlichen aus Glas-Fensterflächen mit einem tragenden Stahlgerüst. Es ist zu erkennen, dass die Polarisation nur einen unwesentlichen Einfluss auf die Ergebnisse hat und die Wahl der Antenne der bestimmende Faktor für die resultierende Dämpfung ist. Die Dämpfung kann bis zu 29 dB betragen. In eini-

gen Frequenzbereichen ist die Dämpfung bei Messung mit der monokonischen Antenne allerdings negativ, was einer verstärkenden Wirkung entspricht. Rückreflexionen aus dem Inneren des Hangars können hierfür die Ursache sein.

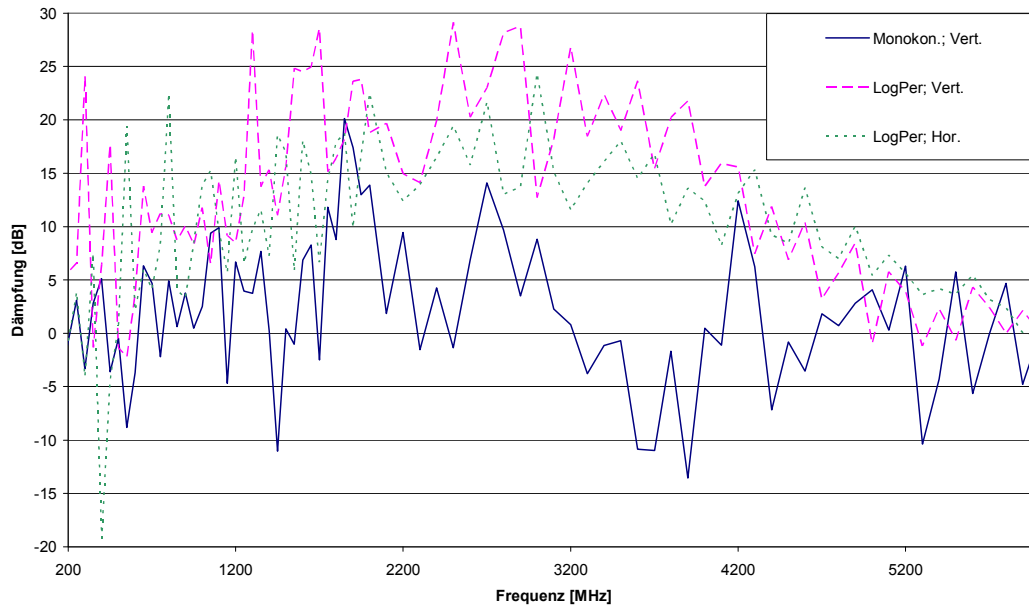


Bild 2: Dämpfung des großen Hangar-Tores

In dem Hangar-Tor ist eine Schiebetür („Traktortor“) verbaut, durch die ein PKW in den Hangar fahren kann. Bild 3 zeigt die Differenz der Dämpfung, wenn die kleine Schiebetür geöffnet wird. Die Änderung ist minimal, auffällig ist allenfalls der Peak bei 1850 MHz.

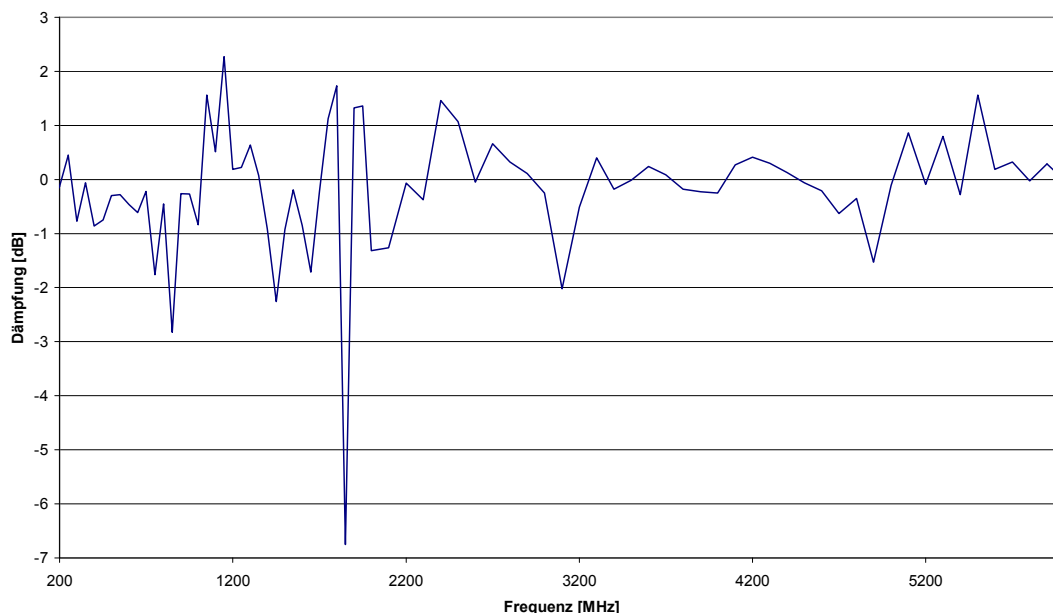


Bild 3: Einfluss der geöffneten Schiebetür auf das geschlossene Hangar-Tor (Monokon., Vertikal)

Messungen an der Rückwand des Hangars durch eine geöffnete und geschlossene Notausgangstür (siehe Bild 4) zeigen in Bild 5, dass die offene Tür die sonst vorhandene Dämpfung der Wand (aus Aluminium bestehenden) fast komplett aufhebt.



Bild 4: Antennenposition „Hinterausgang“ mit gerichteten LogPer Prüfantennen, Horizontal

Oberhalb von 2700 MHz ist eine leichte Verstärkung erkennbar. Die Dämpfung bei geschlossener Tür beträgt bis zu 45 dB und ist relativ unabhängig von der Antennenpolarisation. Eine Messung an einer anderen Position vor der Wand mit großer Entfernung zur Notausgangstür hat die Ergebnisse bei geschlossener Tür bestätigt. Ähnliche Werte für die Dämpfung von Wänden sind in [4] und [5] zu finden. Insgesamt ist die Dämpfung bei geschlossener Tür größer als die Dämpfung durch das große Hangar-Tor.

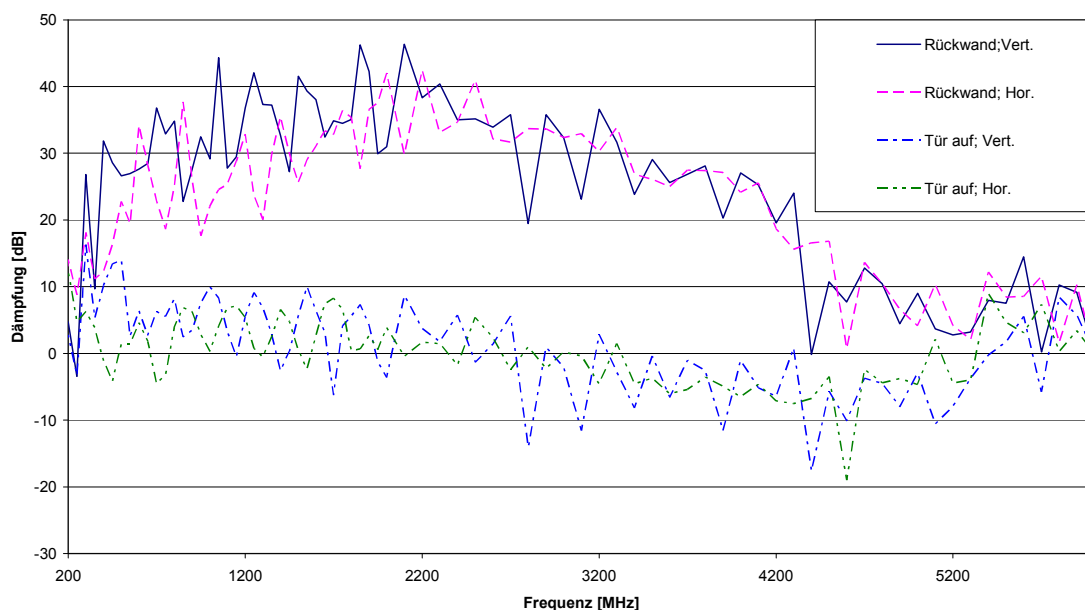


Bild 5: Dämpfung der Rückwand in unterschiedlichen Polarisierungsebenen

Um den gleichen Schutz wie im Flugzeughangar zu erreichen, muss der Abstand vom Flugzeug zum Ende des Grundstücks (ausgehend von einer Entfernung im Hangar von 5 m) so vergrößert werden, dass sich durch den größeren Abstand die Dämpfung soweit erhöht, wie der Hangar dämpfen würde. Tabelle 1 zeigt die drei wesentlichen Frequenzbereiche in denen Störfestigkeitstests im Flugzeug gefordert werden. Weiterhin sind die Entfernungen angegeben, die zusätzlich als Schutzabstand nötig sind um die Dämpfung des Hangar-Tores zu erreichen.

Frequenzbereich	Dämpfung (Bild 2)	Zusätzliche Entfernung
400 – 1000 MHz	< 23 dB	ca. 70 m
1700 – 2500 MHz	< 29 dB	ca. 140 m
5100 – 5500 MHz	< 8 dB	ca. 15 m

Tabelle 1: Äquivalente zusätzliche Entfernung; Erzeugt gleiche Dämpfung wie bei Pfadmessungen

3. Einflüsse von externen Signalen auf Messungen

Nicht nur die Dämpfung des Flugzeughangars wird die Wahl der Prüfumgebung beeinflussen, sondern auch die Pegel im elektromagnetischen Spektrum, die Messungen von kleinen Signalen überlagern und teilweise unmöglich machen. Aber genau diese kleinen Signale müssen zuverlässig erkannt werden, da die hochempfindlichen Funkempfänger im Flugzeug nicht gestört werden dürfen. Bild 6 zeigt die außerhalb des Hangars mit einer monokonischen Antenne empfangenen Pegel. Über den kompletten Frequenzbereich sind Spitzenwerte unterschiedlichster Amplitude zu erkennen, die den diversen Funkdiensten zugeordnet werden könnten.

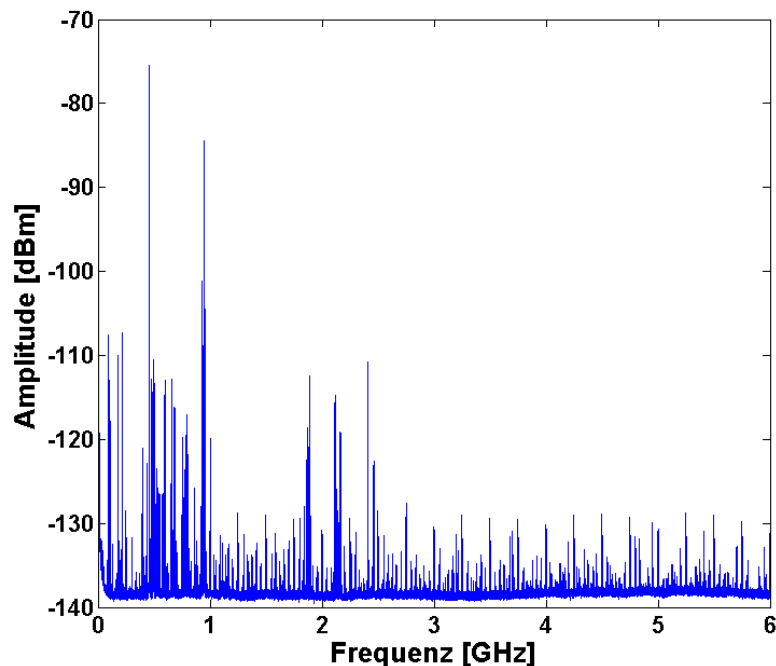


Bild 6: Empfangenes Spektrum außerhalb des Flugzeughangars

Die Spektren sind bei der Darstellung in der Punktzahl gegenüber der Messung reduziert. Über 1000 Messpunkten wurde ein Mittelwert gebildet, wodurch sich in den Bildern ein Frequenzraster von ca. 50 kHz ergibt. Zur Beurteilung der Signale ist es wichtig, die mögliche Schwankungsbreite abschätzen zu können. Hierfür zeigt Bild 7 den Vergleich zu einer zweiten, zeitlich späteren Messung ohne Änderungen im Messaufbau. Hier sind Abweichungen in den Spitzen bis zu 35 dB sichtbar, beim Grundrauschen beträgt die Differenz ca. 3 dB.

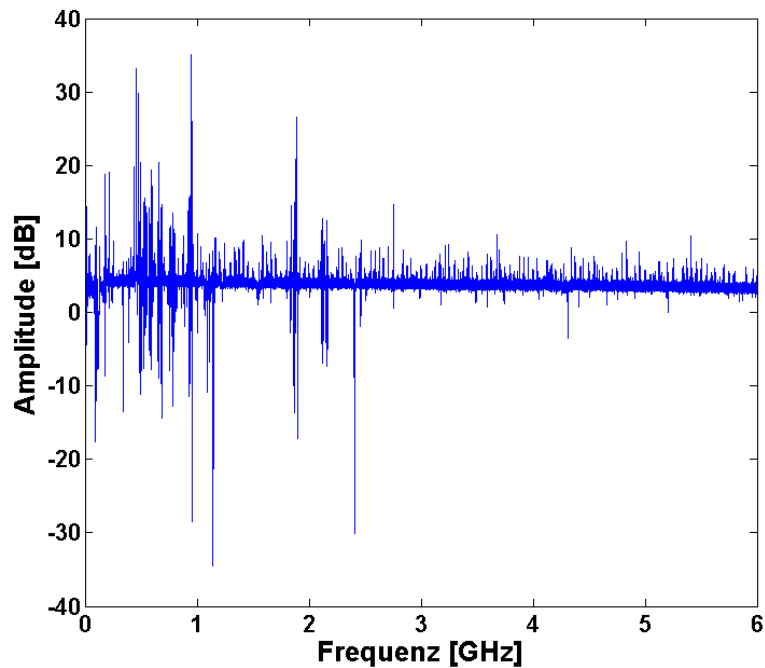


Bild 7: Differenz zweier Messungen am selben Außen-Standort – zu unterschiedlichen Zeitpunkten

Eine Analyse im Wasserfalldiagramm in Bild 8 zeigt, dass einige Signale ausschließlich gepulst abgestrahlt werden. Zu beachten ist, dass in Bild 8 die Auflösungsbandbreite mit 3 MHz wesentlich größer ist, als in den vorhergehenden Bildern.

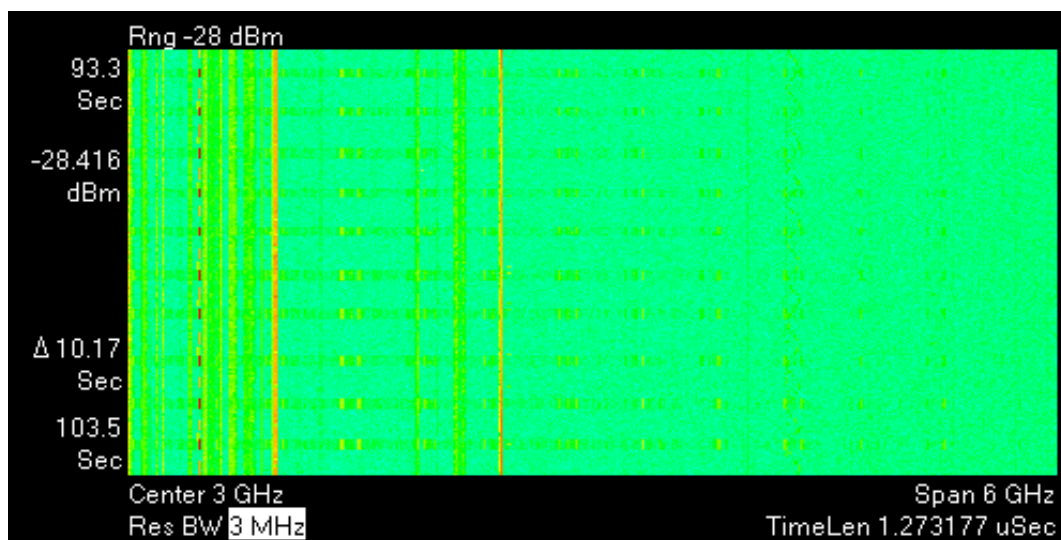


Bild 8: Aufgenommenes Signal außerhalb des Hangars im Wasserfalldiagramm

Aufgrund des pulsförmigen Charakters der Signale ist es wichtig, dass für eine Beurteilung der Pegel außen und innen unbedingt im selben Zeitintervall an beiden Standorten gemessen wird. Aus den Messdaten über diesen Zeitbereich berechnet die Fouriertransformation für jeden Kanal das jeweilige Spektrum. Diese Spektren werden voneinander abgezogen. Diese Art der Auswertung ist in Bild 9 gezeigt.

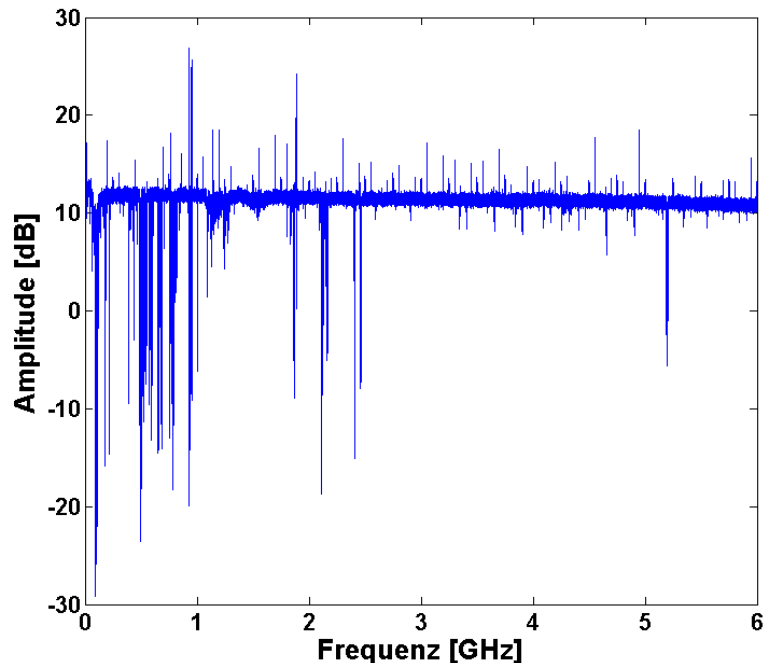


Bild 9: Differenz zweier zeitgleicher Messungen innerhalb und außerhalb des Hangars

Zu erkennen ist, dass das Grundrauschen außerhalb des Hangars ca. 10 dB höher als innerhalb ist. Dafür sind die meisten Störer unterhalb von 1,2 GHz außerhalb des Hangars mit weniger Pegel zu empfangen. Einzig die GSM-Bänder bei 900 MHz dominieren außerhalb des Hangars, die Mehrzahl der starken Störquellen befindet sich innerhalb des Hangars.

4. Zusammenfassung

In dieser Veröffentlichung werden Messungen der Dämpfung eines Flugzeughangars präsentiert, welcher für Flugzeuge vom Typ Airbus A320 geeignet ist. Beeinflussende Faktoren wie beispielsweise unterschiedliche Messpositionen, Polarisationen und geöffnete Türen werden gegenübergestellt. Schutzabstände um das Flugzeug sind eine mögliche Lösung um dieselbe Dämpfung wie in dem Hangar zu erreichen. Weiterhin zeigen zeitgleiche Messungen des Grundrauschens außerhalb und innerhalb des Hangars, dass eine Abwägung der erwähnten Vor- und Nachteile bei Störaussendungsmessungen erfolgen muss.

Für das System des Radio Altimeters ist in [1] gezeigt, dass der Hangar die Dämpfung zwischen Messantennen im Flugzeug und den Flugzeugantennen beeinflusst. Den realen Flugzeugbetrieb bildet eine Messung im Freien eher nach, als eine Messung inner-

halb des Hangars – zumal innerhalb des Hangars die Störpegel insbesondere unterhalb von 1,2 GHz höher sind als außerhalb des Hangars.

Die Beeinflussung der Messungen durch Resonanzen und Reflexionen im Hangar sollte vor der Messung bestimmt werden, da diese stark beispielsweise von der Flugzeugposition abhängen. Insbesondere bei Messung der Störaussendung kann sich dieser Einfluss auswirken. Aus Sicht der EMV ist eine Messung außerhalb des Hangars zu bevorzugen, da Flugzeuge in dieser Umgebung betrieben werden.

5. Literaturangaben

[1] Rafael Rennó Nunes, Jens Schüür, Statistical Investigation of Electromagnetic Transfer Path in Research Aircraft, EMC Europe 2012, 17-11 September 2012 in Rom, Italien

[2] Jens Schüür, Rafael Nunes, Determination of the Path Loss from Passenger Electronic Devices to Radio Altimeter with Additional EMI Test, 2012 ESA Workshop on Aerospace EMC 21 - 23 May 2012, Venice, Italy

[3] I.Schmidt, A.Enders, M.Schwark, J.Schüür, R.Geise, M.Schirmmacher, H.Stoefen, UWB Aircraft Transfer Function Measurements in the Frequency Range from 2 to 8 GHz, IEEE EMC Europe, 8-12 September 2008, Hamburg, Germany, Seiten 1-4

[4] Guo Fei, Zhou Bihua, Gao Cheng, Chen Hailin, Analysis of shielding effectiveness of conductive cement-based materials in HEMP environment, Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on , vol.3, no., pp.1462,1465, 21-24 April 2008

[5] Bayrisches Landesamt für Umwelt, Schirmung elektromagnetischer Wellen im persönlichen Umfeld, ISBN 978-3-940009-27-2, 3. aktualisierte Auflage, 2008

Auswirkung höherer Datenraten bei CAN FD (Flexible Datarate) auf die EMV von CAN-Transceivern

Dr. Adrien Schoof, NXP Semiconductors Germany GmbH, In-Vehicle Networking Systems & Applications, Hamburg, Germany

Gunnar Schulz, NXP Semiconductors Germany GmbH, In-Vehicle Networking Systems & Applications, Hamburg, Germany

1. Einleitung

Trotz der zunehmenden Verwendung von Breitbandverbindungen wie FlexRay und Ethernet im Fahrzeug stellt der vergleichsweise langsame CAN-Bus aufgrund seiner Flexibilität und Einfachheit nach wie vor den Großteil der Netzwerke im Auto dar. Da aufgrund zunehmender Datenmengen auf dem CAN-Bus (u. a. Diagnose, ECU-Programmierung, Komfortfunktionen) die Bandbreitenanforderung steigt, wurde der CAN FD-Standard (Flexible Datarate) ausgearbeitet, der innerhalb des Datenfeldes eines CAN FD-Frames eine Erhöhung der Datenrate zulässt.

Das CAN FD-Protokoll gewinnt bei Autoherstellern zunehmend an Bedeutung. Der nächste Schritt ist somit die Untersuchung heutiger CAN-Transceiver und ob sie bei höheren Datenraten die EMV-Anforderungen der Fahrzeughersteller erfüllen. Weiterhin muss hinterfragt und geprüft werden, ob etablierte EMV-Messstandards ihre Gültigkeit behalten oder eventuell angepasst werden müssen.

Der Artikel gibt einen Überblick über den neuen CAN FD-Standard und beschreibt die Auswirkungen der höheren Datenrate auf die Störaussendung und die Störfestigkeit von CAN-Transceivern. Außerdem werden die Notwendigkeit sowie die Auswirkungen externer Filterelemente diskutiert.

2. Unterschiede zwischen dem HS-CAN und CAN FD-Standard

Das CAN FD-Protokoll wurde ursprünglich von Bosch entwickelt [7] mit dem Ziel, die Bandbreite des CAN-Busses zu erhöhen, ohne deutliche Änderungen an der Hardware und Netzwerktopologie. Mittlerweile befindet sich CAN FD im Standardisierungsprozess unter ISO 11898-1.

Beim klassischen HS-CAN (High-Speed-CAN, typisch 500 kbit/s) sowie bei CAN FD ist die maximale Datenrate während der Arbitrierungs- und Acknowledgephase durch die Signallaufzeiten innerhalb des Netzwerkes (loop delay) begrenzt und damit gleich. Beim CAN FD-Protokoll wird im Gegensatz zum klassischen CAN-Protokoll ausgenutzt, dass während der Datenphase jeweils nur ein Transceiver innerhalb des Netzwerkes (unabhängig von der Signallaufzeit) senden darf. Dadurch können die Nutzdaten zwischen der Bus-Arbitrierung bis zum Acknowledge mit einer höheren Datenrate gesendet werden (Bild 1).

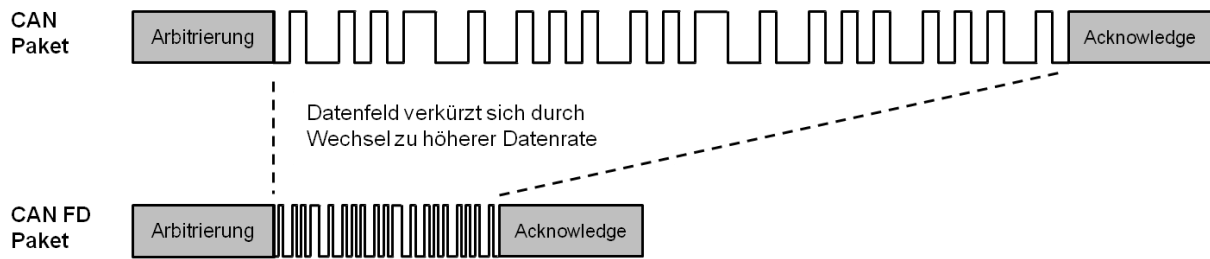


Bild 1: Wesentlicher Unterschied zwischen HS-CAN und CAN FD ist die höhere Datenrate während der Übertragung des Datenfeldes

Unter Berücksichtigung der Topologie von Fahrzeugnetzwerken werden Datenraten von bis zu 8 Mbit/s angestrebt. Als weitere Änderung sieht das CAN FD-Protokoll eine Erhöhung der maximalen Länge des Datenfeldes von 8 Byte auf 64 Byte vor, wodurch sich die Netto-Datenrate zusätzlich deutlich erhöhen lässt.

Sofern die eingesetzten CAN-Transceiver die Anforderungen an eine hohe Datenrate (z. B. kurzer loop delay) erfüllen, genügt es, die bisherigen μ Controller gegen μ Controller mit CAN FD-Funktionalität auszutauschen und die Software der Steuergeräte entsprechend anzupassen. Weitere Änderungen der Hardware bzw. der Netztopologie sind zunächst nicht nötig. Ziel ist es, dass herkömmliche Transceiver-ICs verbaut werden können, die die EMV-Anforderungen der Automobilhersteller erfüllen.

3. EMV-Messaufbau von Transceivern mit CAN FD-Eigenschaften

Durch das neue CAN-Protokoll sowie insbesondere durch die höhere Datenrate ändern sich erwartungsgemäß auch die EMV-Eigenschaften der verwendeten CAN-Transceiver. So bedeutet z. B. die höhere Datenrate, bedingt durch die kürzere Bitdauer, steigende Anforderungen an den Jitter. Ebenso verändert sich auch das Emissionsprofil. Dadurch wird eine Untersuchung der Störaussendung und Störfestigkeit bezüglich des CAN FD-Protokolls zwingend erforderlich.

Zur Evaluierung der EMV von CAN-Transceivern auf IC-Ebene wurde ein Messaufbau nach IEC 62228 [2] verwendet. Dieser besteht aus einem minimalen Netzwerk mit drei CAN-Transceivern sowie Koppelnetzwerken zum Ein- bzw. Auskoppeln der Störeinstrahlung bzw. Störaussendung (Bild 2).

Die Anregung der Transceiver an TxD erfolgt entweder durch einen Signalgenerator mit einem standardisierten 50/50-Signal [2] oder durch ein applikationsnahes CAN FD-Testboard mit zwei CAN FD-Controllern, die ein CAN FD-Signal erzeugen. Zur Bewertung der RxD-Signale dient entsprechend entweder ein Oszilloskop mit Maskentest oder der Fehlerspeicher der CAN FD-Controller.

Entsprechend den Anforderungen der deutschen OEMs [1] wurden als Filterelemente ausschließlich 100- μ H-Gleichtaktdrosseln verwendet.

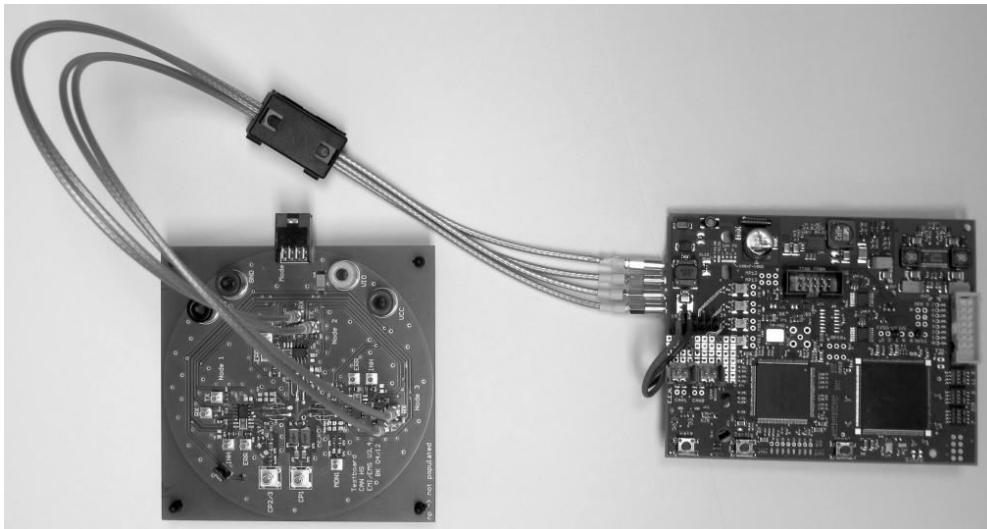


Bild 2: Testplatinsystem für CAN FD EMV-Messungen. Links EMV-Testplatine nach [2], rechts Ansteuerplatine mit CAN FD-fähigem μ Controller.

Im Rahmen dieser Untersuchungen wurden die Störfestigkeit (Direct Power Injection, [4]) sowie die Störaussendung (150-Ohm-Methode, [3]) untersucht. Transiente Störungen (Direct Capacitive Coupling, [5]) sowie ESD [6] wurden im Rahmen dieses Beitrages nicht untersucht, weil deren Störfestigkeit nach den bisherigen Erkenntnissen unabhängig von der Datenrate und damit identisch zu den Werten bei 500 kbit/s ist.

4. Untersuchungen zur Störfestigkeit

Die HF-Störbeaufschlagung eines Transceiver-ICs führt ab einem bestimmten Pegel zu einer gestörten Datenübertragung (z. B. Jitter) und damit zu einem Masken- bzw. Bitfehler. Dieser Effekt kann ursächlich mit dem Umschaltmoment zwischen dem dominanten und rezessiven Zustand und umgekehrt erklärt werden. In diesem Zeitfenster reagieren z. B. Asymmetrien oder Schwächen im IC besonders empfindlich auf die Störeinkopplung. Proportional zu der zunehmenden Datenrate wird der erlaubte Toleranzbereich des Jitters (Maske) kleiner (Bild 2). Dieses führt aufgrund der konstanten Flankenbreite eines Transceivers zu einer höheren Empfindlichkeit bei höherer Datenrate.

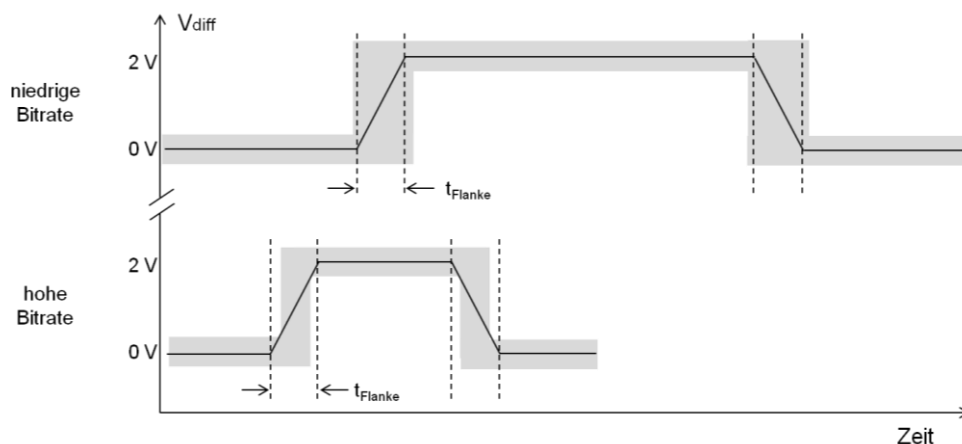


Bild 3: CAN-Bus-Differenzsignal bei zwei unterschiedlichen Datenraten sowie erlaubte Jitter-Maske (grau) nach [2]

Eine hohe Störfestigkeit würde damit eine möglichst hohe Flankensteilheit erfordern. Dieses widerspricht jedoch der Anforderung an eine möglichst geringe Störaussendung, da sich diese bei differenziellen Signalen und Asymmetrien im Design deutlich erhöhen würde. Damit bleibt die Flankensteilheit ein Kompromiss zwischen Störaussendung und Störfestigkeit.

In den folgenden Bildern ist die Störfestigkeit eines CAN-Transceivers bezüglich höherer Datenraten gemessen und dargestellt. Im Maskentest mit Signalgenerator nach [2] erkennt man ohne Filterung (Drossel) eine deutliche Verschlechterung der Eigenschaften mit zunehmender Datenrate (Bild 4). Dieses ist bedingt durch die oben beschriebene, kleiner werdende Maske. Wie oben diskutiert, wurde diese, in Anlehnung an das derzeitige Kriterium von ± 200 ns (entsprechend ± 10 % bei 500 kbps [2]), ebenfalls auf 10 % der Bitdauer reduziert. Sobald das Maskenkriterium in den Bereich der zeitlichen Länge der Schaltflanke kommt, bricht die Störfestigkeit deutlich ein.

Mit Drossel sieht man erwartungsgemäß, dass lediglich bei niedrigen Frequenzen eine Abhängigkeit von der Datenrate (Bild 5) sowie eine leichte Verletzung des Grenzwertes (nach [1]) bestehen. Ursache ist die Filterwirkung der Drossel, die erst oberhalb von ca. 10 MHz einsetzt.

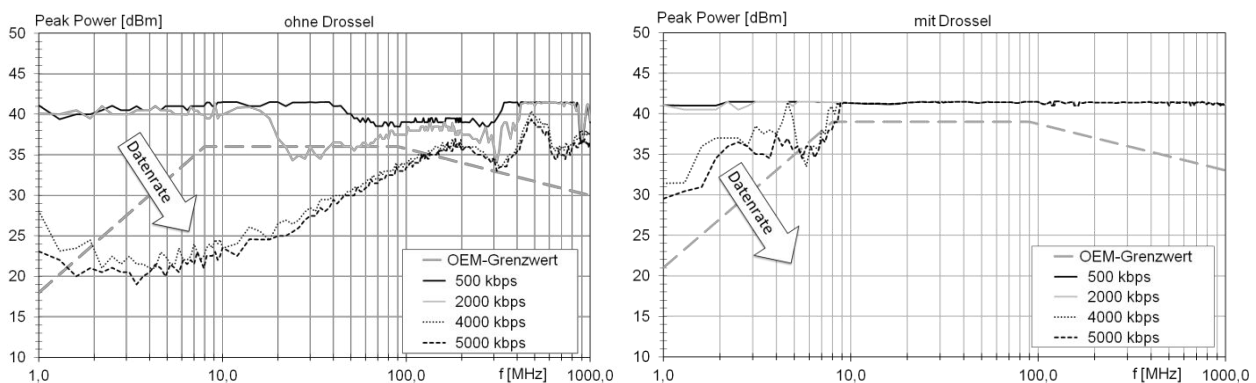


Bild 4 und 5: DPI-Störfestigkeit eines CAN-Transceivers bei unterschiedlicher Datenrate entsprechend [2]

Im Vergleich zum Maskentest mit Signalgenerator nach [2] sind im CAN FD-Aufbau mit μ Controller kaum Auswirkungen der Datenrate zu erkennen (Bild 6). Der Grund liegt in dem deutlich späteren Abtastzeitpunkt des μ Controllers, der erst bei ca. 75 % der Bitlänge abtastet und damit die Entscheidung über einen Bitwechsel deutlich später trifft. Dieser Zeitpunkt liegt auch bei hohen Datenraten deutlich nach der Schaltflanke des Transceivers.

Mit Drossel treten beim CAN FD-Protokoll innerhalb des Messbereiches ab 5 MHz keine Ausfälle auf (Bild 7).

Weitere Untersuchungen bezüglich unterschiedlicher Framelängen haben keinen erkennbaren Einfluss auf die Störfestigkeit gezeigt und werden hier nicht weiter betrachtet.

Aufgrund des signifikanten Unterschiedes zwischen den beiden angewandten Messverfahren muss diskutiert werden, ob das derzeitige Maskenkriterium im Test nach [2] bei Transceivern mit CAN FD-Eigenschaften und hohen Datenraten angewendet werden kann. In diesem Fall würde man deutlich schlechtere Ergebnisse erhalten und als Kon-

sequenz eine Diskrepanz zwischen IC- (Maskentest) und Komponentenmessung (mit CAN FD-Controllern).

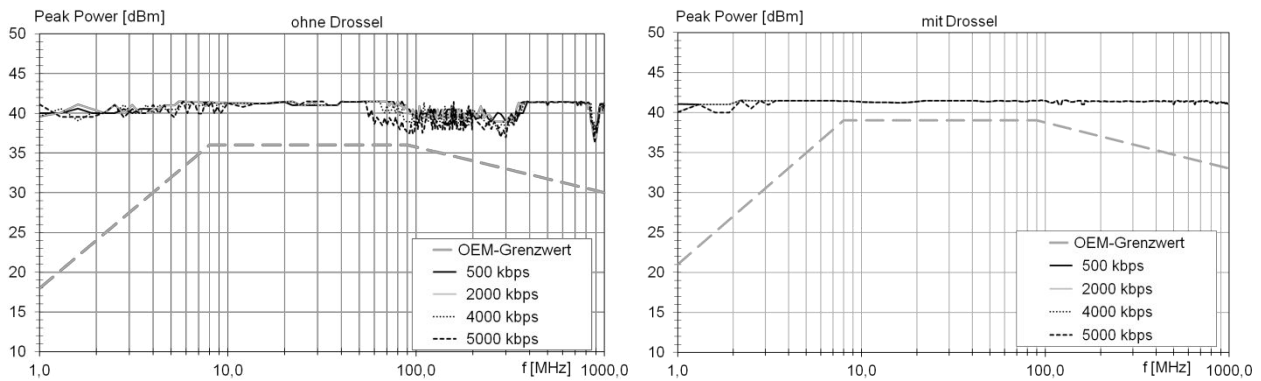


Bild 6 und 7: Störfestigkeit eines CAN-Transceivers bei unterschiedlichen Datenraten, gemessen mit einem CAN FD-Testaufbau

In Anlehnung an den FlexRay-Standard könnte man hier z. B. Messungen mit unterschiedlichen Maskenbreiten bei gleicher Datenrate durchführen um ggf. eine bessere Übereinstimmung zwischen Messungen auf IC-Ebene und Komponentenebene zu erzielen. Für höhere Datenraten muss das heute bestehende Maskenkriterium, wie oben beschrieben, immer angepasst und zukünftig neu spezifiziert werden.

5. Untersuchungen zur Störaussendung

Unabhängig von der Datenrate hat der differenzielle CAN-Bus im Idealfall keine Störaussendung, da die Summen- bzw. Mittenspannung der beiden Busleitungen konstant sind. In Wirklichkeit kommt es jedoch aufgrund von Asymmetrien zwischen den CAN_H- und CAN_L-Ausgangstreibern sowie aufgrund von Fertigungstoleranzen zu einem unterschiedlichen Verlauf des Schaltverhaltens der Treiberstufen sowie zu einem Offset zwischen dem rezessiven und dem dominanten Summensignal der Busspannungen (Bild 8).

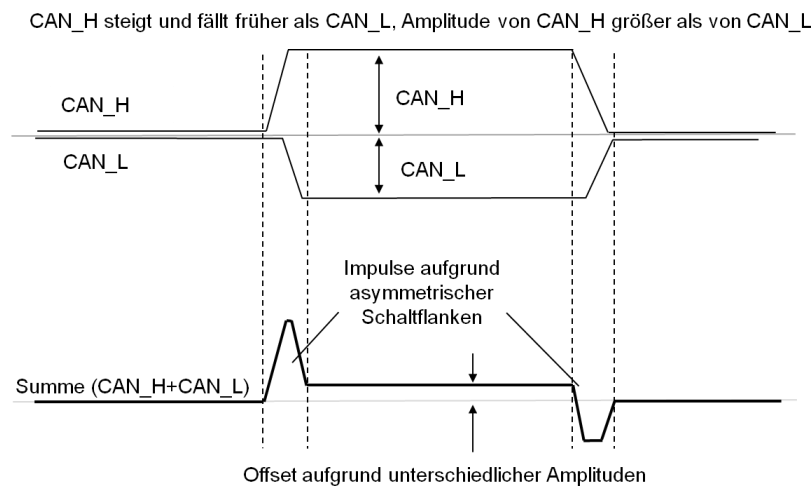


Bild 8: Vereinfachte Darstellung der typischen Verläufe der Busspannungen eines CAN-Transceivers

Beide Aspekte verhalten sich unterschiedlich im Hinblick auf eine Erhöhung der Datenrate: Die durch die unsymmetrischen Schaltflanken hervorgerufenen kurzen Impulse sind konstant in Form und Amplitude und ihre Anzahl ist proportional zur Anzahl der Bitwechsel und damit auch zur Datenrate. Mit der Datenrate ändert sich das Tastverhältnis des näherungsweise trapezförmigen Summensignals. Eine Verdopplung der Datenrate führt zu einer doppelten Anzahl an Impulsen und damit zu einer um 6 dB erhöhten Störaussendung.

Demgegenüber stellt der Offset ein trapezförmiges Signal mit konstanter Amplitude und konstantem Tastverhältnis dar. Eine Verdopplung der Datenrate bewirkt hier eine um den Faktor 1,4 [8] erhöhte Grenzfrequenz des Störaussendungsspektrums.

Untersuchungen haben gezeigt, dass die beim Erzeugen der Schaltflanken hervorgerufenen, kurzen Impulse des Summensignals das Störaussendungsspektrum dominieren. Dieses ist in Bild 9 dargestellt, welches eine Messung entsprechend [2] für unterschiedliche Datenraten zeigt. Mit Verdopplung der Datenrate nimmt die Störaussendung um 6 dB zu.

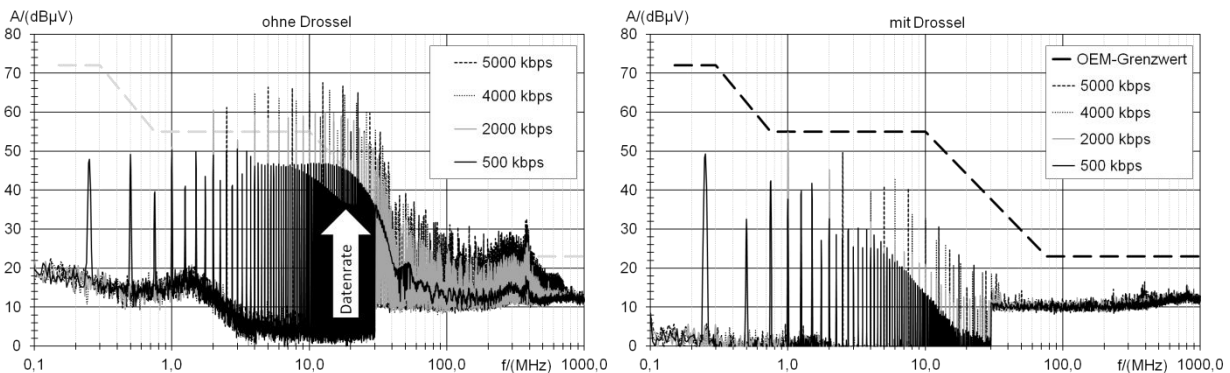


Bild 9 und 10: Störaussendung eines CAN-Transceivers bei höheren Datenraten, gemessen nach [2]

Dieses Verhalten zeigt sich auch bei den Messungen im CAN FD-Aufbau (Bild 11). Bei genügend langer Messdauer bzw. ausreichend hoher Paketrage nähern sich die Störaussendungswerte des CAN FD-Protokolls dabei denen der Störaussendungsmessung nach [2] an (Vergleich Bild 9 und Bild 11), so dass auch hier die Grenzwerte der deutschen OEMs eingehalten werden.

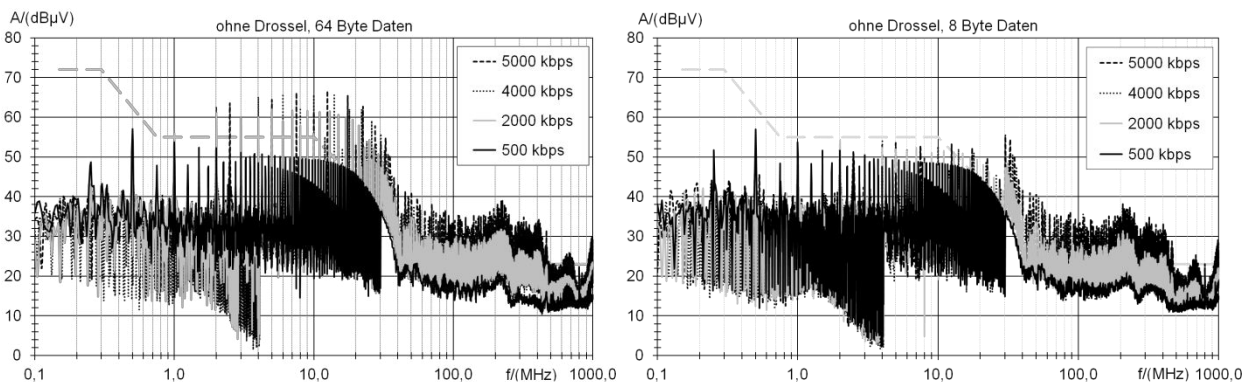


Bild 11 und 12: Vergleich der Störaussendung eines CAN FD-Protokolls mit 64 Byte (links) und 8 Byte (rechts) langem Datenfeld

Die einzige Abweichung zwischen beiden Messverfahren entsteht bei kurzen CAN FD-Paketen (Vergleich Bild 11 und Bild 12).

Die Störaussendung wird bestimmt durch die maximale Anzahl der Bitwechsel innerhalb der Einschwingzeit des Auflösebandbreitenfilters des Messempfängers (Peak Detektor). Im Frequenzbereich bis 30 MHz ist dies der 9-kHz-Filter (6 dB) mit seiner relativ langen Einschwingzeit von ca. 80 μ s. Bei kurzen CAN FD-Datenfeldern ist die Anzahl der Bitwechsel innerhalb der Einschwingzeit näherungsweise konstant, da die Übertragungszeit ungefähr gleich der Einschwingzeit ist. Es fällt somit immer nur ungefähr ein Frame in einen Messpunkt, unabhängig von der Datenrate (Bild 13).

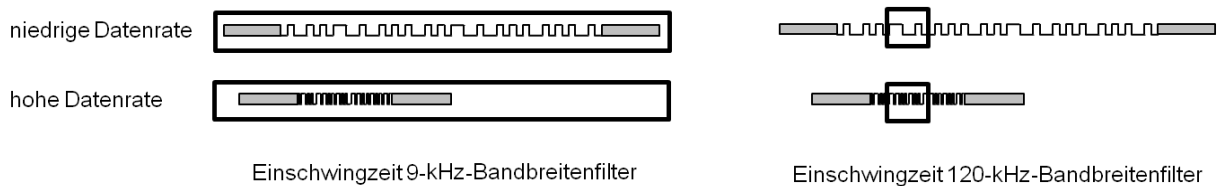


Bild 13: Kurze CAN FD-Frames bei unterschiedlicher Datenrate im Vergleich zur Einschwingzeit unterschiedlicher Auflösebandbreitenfilter eines Messempfängers

Für Frequenzen ab 30 MHz, bei denen der 120-kHz-Filter zum Einsatz kommt, tritt dieser Effekt nicht auf, da bereits das Datenfeld immer länger als die Einschwingzeit des Messempfängers ist. Hier ist die maximale Anzahl der Bitwechsel während der Einschwingzeit maßgeblich von der Datenrate des Datenfeldes abhängig. Da CAN FD insbesondere zur Übertragung großer Datenmengen konzipiert wurde, spielt der Effekt kurzer Frames im Frequenzbereich bis 30 MHz jedoch eher eine untergeordnete Rolle.

Aus den diskutierten Messungen kann geschlossen werden, dass bei höheren Datenraten wegen der stark zunehmenden Störaussendung gefiltert werden muss, um die Grenzwerte einzuhalten (Bild 10). Die mit zunehmender Frequenz ansteigende Gleichtaktdämpfung der Drossel überkompensiert dabei die mit der Datenrate ansteigende Störaussendung. Somit zeigt sich bei Verwendung einer Drossel nicht die ohne Drossel vorliegende 6 dB Erhöhung bei Verdopplung der Datenrate. Selbst mit Filterung ist es allerdings im Bereich bis 5 MHz wegen der im MW-Band liegenden Resonanz zwischen Drossel und IC schwierig, bei höheren Datenraten den Grenzwert einzuhalten.

Wegen der starken Abhängigkeit der Störaussendung von der Datenrate ist auch bei deutlicher Reduzierung des Emissionsprofils zukünftiger CAN-Transceiver keine signifikante Verbesserung der Störaussendung ohne Filter bei hohen Datenraten zu erwarten. So müsste ein Transceiver bei 500 kbit/s mindestens 12 dB unterhalb des Grenzwertes liegen, um bei 2 Mbit/s noch den Anforderungen an die Störaussendungsgrenzwerte zu genügen.

6. Zusammenfassung, Ausblick

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass heutige CAN-Transceiver auch bei höheren Datenraten eingesetzt werden können und eine stabile Kommunikation gewährleistet ist.

Das CAN FD-Protokoll bietet damit eine einfach zu realisierende und günstige Möglichkeit zur Erweiterung der verfügbaren Bandbreite des CAN-Busses. Bei Wahl geeigneter Transceiver müssen hierbei lediglich der Controller und die Software, nicht aber der Transceiver oder die Netzwerktopologie, angepasst werden.

Bezüglich der EMV-Messergebnisse wird festgestellt, dass aufgrund der Anforderungen an die Störaussendung bei Transceivern mit CAN FD-Eigenschaften eine Filterung mittels Drossel notwendig ist, die auch Vorteile für die Störfestigkeit mit sich bringt. Heute gültige Grenzwerte werden dabei nicht verletzt.

Die Untersuchungen bezüglich IC- und Komponentenmessverfahren haben deutlich unterschiedliche Resultate hinsichtlich der Störfestigkeitsmessung ergeben. Hier müssen zukünftig die Messverfahren und die Korrelation der Ergebnisse neu diskutiert und angepasst werden.

Des Weiteren ist der nächste Schritt, dass HS-CAN-Transceiver mit höheren Datenraten auf Modul- und Fahrzeugebene mit realen Steuergeräten untersucht werden.

7. Literatur

- [1] Hardware Requirements for LIN, CAN and FlexRay Interfaces in Automotive Application – AUDI, BMW, Daimler, Porsche, Volkswagen – Revision 1.3 / 2012
- [2] IEC 62228, EMC evaluation of CAN Transceivers, 2007
- [3] IEC 61967-4, Integrated circuits, Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 4: Measurement of conducted emissions – 1 Ω /150 Ω direct coupling method, 2006
- [4] IEC 62132-4, Integrated circuits, Measurement of electromagnetic immunity, 150 kHz to 1 GHz – Part 4: Direct RF power injection method, 2006
- [5] ISO 7637-3, Road vehicles -- Electrical disturbances from conduction and coupling – Part 3: Electrical transient transmission by capacitive and inductive coupling via lines other than supply lines, 2007
- [6] IEC 61000-4-2, Electromagnetic compatibility, Part 4-2: Testing and measurement techniques – Electrostatic discharge immunity test, 2003
- [7] CAN with Flexible Data-Rate Specification, Version 1.0, 04.2012, Robert Bosch GmbH, www.bosch-semiconductors.de/media/pdf_1/canliteratur/can_fd_spec.pdf
- [8] Flankensteilheitsdefinition kontra EMV Messung, Dr. Bernd Deutschmann, Dr. Frank Klotz, Infineon Technologies AG, Neubiberg, EMV Düsseldorf 2010, 2010

Auswirkung der Unsymmetrie von Kabeln und passiven Bauteilen auf die EMV der Busschnittstelle am Beispiel von Ethernet für Kfz Anwendungen

Dr.-Ing. B. Körber¹, Dipl.-Ing. (FH) S. Welzel¹, Dipl.-Ing (FH) T. Wunderlich¹

¹FTZ e.V. an der Westsächsischen Hochschule Zwickau

Dr.-Ing. Lorena Díaz Ortega², ²Volkswagen AG Wolfsburg

1. Einleitung

Zur störungsfreien Übertragung von Daten mit Datenraten größer 20 kbit/s dienen im Kfz symmetrische Bussysteme. Demensprechend müssen neben den EMV- optimierten Eigenschaften der Bustreiber alle Komponenten des Übertragungskanals zwischen den Bustreibern symmetrisch ausgelegt sein. Das betrifft Busfilter, Kabel, Stecker und Layout- Implementierung. Je höher die verwendete Datenrate für das Bussystem gewählt ist, umso höher sind die Anforderungen an die Symmetrie aller Teile des Übertragungskanals.

Die Randbedingungen bei der Produktion von Kfz erfordern jedoch kosteneffiziente Lösungen, so dass ein Optimum zwischen elektrischen Eigenschaften und den damit verbundenen Kosten gefunden werden muss. Das ist z.B. durch den Einsatz von einfachen, ungeschirmten verdrehten Leitungen in Kombination mit EMV- optimierten Transceivern und Busdrosseln für die Bussysteme CAN und FlexRay gelungen.

Mit „Automotive- Ethernet“ wird momentan an der Entwicklung eines weiteren Bussystems für den Einsatz im Kfz gearbeitet. Die Übertragungsrate liegt mit 100 Mbit/s zehnfach über der von FlexRay. Entsprechend sind höhere Analogbandbreiten für den Übertragungskanal gefordert. Wie bei den anderen bekannten Kfz- Bussystemen soll auch hier eine ungeschirmte Busleitung zum Einsatz kommen. Aufgrund der gewählten Übertragungstechnologie von „Automotive- Ethernet“ und der höheren notwendigen Analogbandbreite sind hier deutlich höhere Anforderungen an die Symmetrie sowie andere Übertragungseigenschaften des Kanals zu fordern.

2. Definition des Übertragungskanals für Ethernet im Kfz

Unter Berücksichtigung der aktuellen Anforderungen an die notwendige Datenrate auf der einen Seite sowie die Robustheit und Kosten auf der anderen Seite wurde Fast Ethernet mit 100 Mbit/s (100Base-TX nach [1]) als Startpunkt für den Einsatz von Ethernet im Kfz ausgewählt. Bild 1 gibt einen Überblick zur Definition des Übertragungskanals nach [1]. Hier sind im oberen Bereich beginnend von der MII- Schnittstelle des Ethernet-Transceivers (Phy) zum Mikrokontroller mit MAC- Interface über den Transceiver selbst, die Interface- Schaltung mit Übertrager (BIN) und den Gerätestecker (CN) bis hin zum Buskabel alle Anforderungen an die Komponenten für Industrie- bzw. Konsumenten- anwendungen definiert.

Die im unteren Bereich aufgezeigten Anforderungen für den Einsatz im Kfz stehen jedoch dazu im Gegensatz bzw. bedürfen einer komplett neuen Bewertung des Systems. Alle hier aufgeführten Parameter stellen EMV- relevante Punkte dar, die zu einer Ver-

schärfung der Anforderungen an das Ethernet- System führen. Besonders die Forderung nach ungeschirmten Busleitungen (UTP – Unshielded Twisted Pair), die Verwendung von Kfz- Standardstecksystemen, die Leitungsführung über ein gemeinsamen Gerätestecker sowie der eventuell notwendige Verbau von mehreren Trennsteckern sind hier zu nennen.

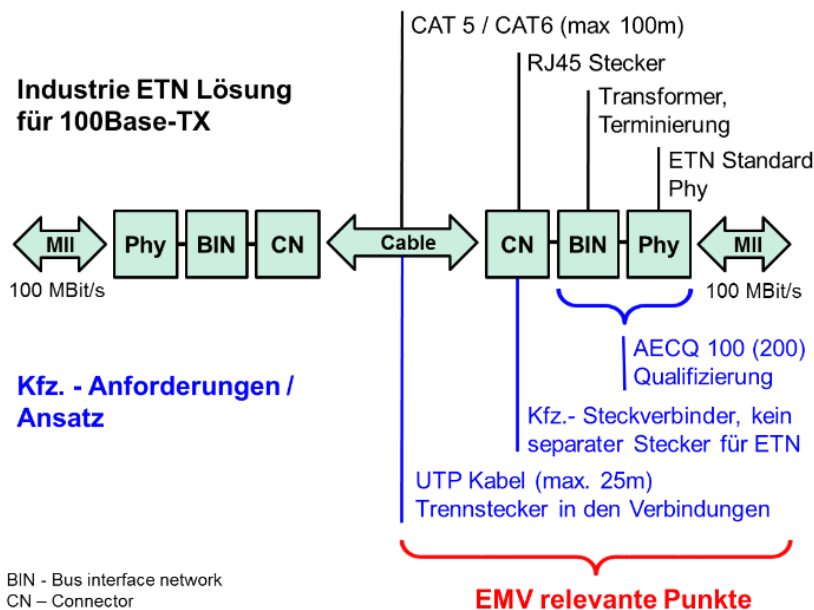


Bild 1: Ethernet Übertragungskanal mit Definitionen und Anforderungen für Industrie- und Automobilanwendung

3. Ansatz zur Sicherstellung der EMV von „Automotive- Ethernet“

Bei der EMV- Absicherung zur Einführung der bekannten Bussysteme LIN, CAN und FlexRay im Kfz hat sich eine in verschiedenen Ebenen gestaffelte Vorgehensweise bewährt. Dieser erfolgreiche Ansatz wird auch bei der EMV-Optimierung der Ethernet-Schnittstelle für das Kfz verfolgt.

3.1 Prinzipielle Vorgehensweise

Das prinzipielle Vorgehen ist in Bild 2 dargestellt. Den Kernpunkt stellt dabei eine Basisbewertung der einzelnen Komponenten des Übertragungskanals unter Verwendung spezieller Testmethoden auf IC- und Bauteilebene dar. Diese Bewertung erfolgt unter der Berücksichtigung der EMV-Randbedingungen des Einsatzes im späteren Steuergerät (ECU) bzw. Fahrzeuges. Entscheidend ist jedoch, dass diese Untersuchungen weit vor der endgültigen Definition von ECU und Fahrzeug stattfinden können.

Die angeführten Vorteile der Analyse auf der untersten Ebene ermöglichen eine zielgerichtete EMV- Optimierung der Komponenten, welche durch entsprechende Untersuchungen auf Steuergeräte- und Fahrzeugebene durch Messungen zu verifizieren ist.

Die Untersuchungen auf der unteren Ebene sind durch zielgerichtet entwickelte, aufeinander abgestimmte Testspezifikationen für die einzelnen Komponenten des Ethernet-Übertragungskanals definiert.

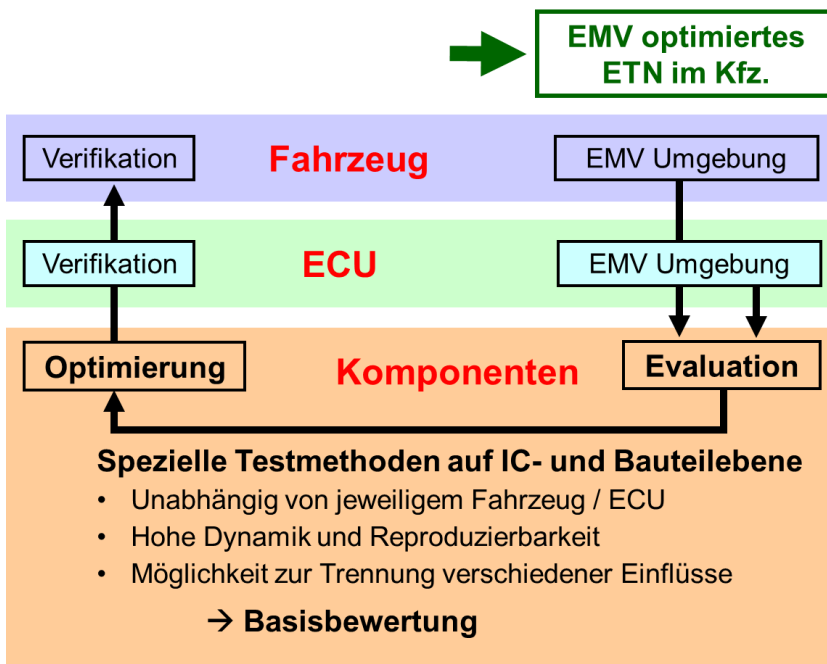


Bild 2:
Prinzipielle Vorgehensweise zur EMV-Optimierung der Ethernet- Schnittstelle im Kfz

3.2 Entwicklungswerkzeuge für die Komponenten des Ethernet-Übertragungskanal

Entsprechend Bild 1 teilt sich der Ethernet- Übertragungskanal in verschiedene Teilkomponenten auf. Bild 3 ergänzt diese Übersicht um die zugehörigen Testspezifikationen für die jeweiligen Teilkomponenten.

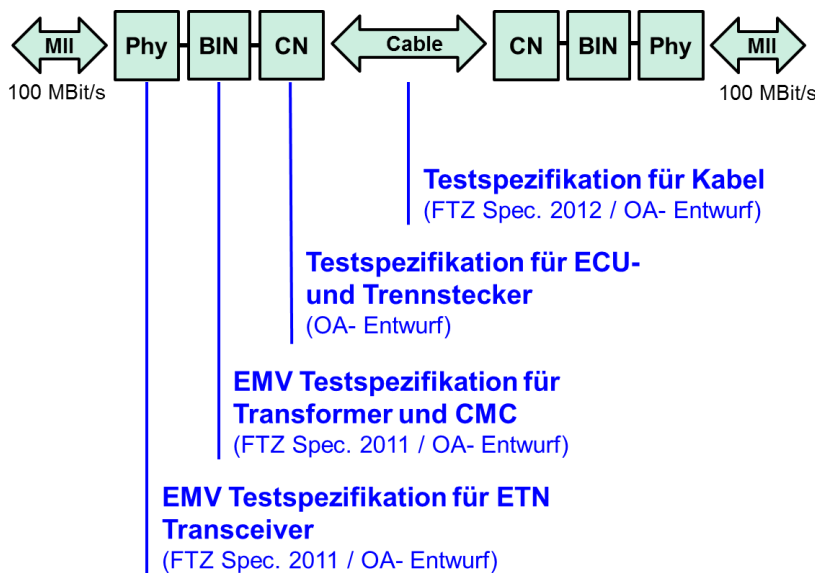


Bild 3:
Übersicht zu Testspezifikationen für die Komponenten Ethernet- Schnittstelle im Kfz

Für die Komponenten Transceiver (Phy), Interface- Schaltung (BIN), Stecker bzw. Trennstecker (CN) sowie Buskabel existieren eigene Testspezifikationen. Diese definieren neben den notwendigen Tests und Testmethoden auch Limits und ermöglichen so die zielgerichtete Entwicklung von Komponenten mit abgestimmten und ausreichend guten EMV- Eigenschaften.

Für die Anwendung von Fast Ethernet [1] in der Diagnoseschnittstelle von Kfz sowie BroadR-Reach® [2] im aktiven Zustand des Fahrzeuges wurden in einem ersten Schritt

die Testspezifikationen in einer deutschen Arbeitsgruppe (FTZ Zwickau, AUDI AG, BMW AG, Daimler AG und Volkswagen AG) erarbeitet. Für weiterführende Arbeiten am BroadR-Reach®- System hat sich mit der OPEN ALLIANCE [3] eine internationale Arbeitsgruppe gebildet. Hier existieren momentan Entwürfe für Testspezifikationen (Bild 3: OA-Entwurf), die inhaltlich auf die FTZ- Dokumente aufsetzen. Diese Spezifikationen werden bis Ende 2013 veröffentlicht und stehen dann für die Entwicklung der einzelnen Komponenten für BroadR-Reach® im Kfz zur Verfügung.

Durch die bisherigen Arbeiten zur Entwicklung dieser Testspezifikationen, deren Anwendung zur Optimierung der Einzelkomponenten des Ethernet- Übertragungskanal sowie den im Bild 2 aufgezeigten Verifikationen auf ECU- und Fahrzeugebene hat sich gezeigt, dass jede einzelne Komponente einen maßgeblichen Einfluss auf das EMV- Verhalten des Gesamtsystems hat. Dementsprechend müssen alle einzelnen Spezifikationen konsequent umgesetzt werden. Besonders im Vordergrund steht dabei die Einhaltung der Symmetrieeigenschaften von Busleitungen bzw. der Verkabelungsausführung sowie Elementen der Filterbeschaltung.

4. Auswirkung von Unsymmetrien auf die EMV von Ethernet

Ethernet basiert auf einer symmetrischen Datenübertragung. Abhängig von der Implementierung ist dabei zwischen unidirektionalem und bidirektionalem Betrieb je Datenleitungspaar zu unterscheiden. Fast Ethernet nutzt eine unidirektionale Übertragung über zwei Datenleitungspaare bei einer notwendigen Analogbandbreite von $f = 125$ MHz. Es kommt eine MLT3 Modulation mit den differentiellen Sendepiegeln $\{-1\text{ V}, 0\text{ V}, +1\text{ V}\}$ zum Einsatz. Das BroadR-Reach®- System basiert auf der Gbit/s- Ethernet- Technologie und nutzt eine bidirektionale Kommunikation über ein Datenleitungspaar. Durch die verwendete PAM3 Modulation ist es gelungen, die notwendige Analogbandbreite für den Übertragungskanal auf $f = 40$ MHz zu reduzieren.

Eine der Grundeigenschaften der symmetrischen Datenübertragung liegt im deutlich verbesserten EMV- Verhalten gegenüber einer asymmetrischen Lösung. Voraussetzung ist jedoch, dass es gelingt, die Symmetrieanforderungen über den gesamten Übertragungskanal einzuhalten.

Bild 4 zeigt beispielhaft die Auswirkung einer sehr geringen kapazitiven Unsymmetrie von nur $C = 1,5$ pF auf die MDI- Signale (MDI: Media Depended Interface).

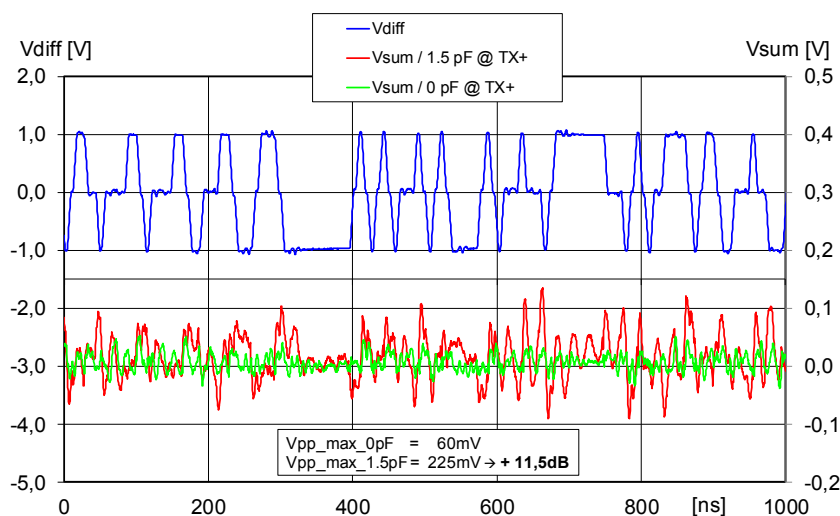


Bild 4: Differenz- und Summensignal eines Fast Ethernet Transceivers unter Einfluss einer kapazitiven Unsymmetrie

Hier ist die Messungen der emissionsrelevanten Summe der MDI- Signale TX+ und TX- (Vsum) im Zeitbereich für eine Fast Ethernet- Verbindung ohne und mit eingebauter konzentrierter kapazitiven Unsymmetrie dargestellt.

Im Bild 5 ist ergänzend die Abhängigkeit der Erhöhung der Gleichtaktstörung vom Grad der kapazitiven Unsymmetrie angegeben. Deutlich wird dabei, dass schon Unsymmetrien im Bereich von $C < 5 \text{ pF}$ zu einer Erhöhung der Gleichtaktstörung und der damit verbundenen Emission im Übertragungskanal von bis zu 20 dB führen.

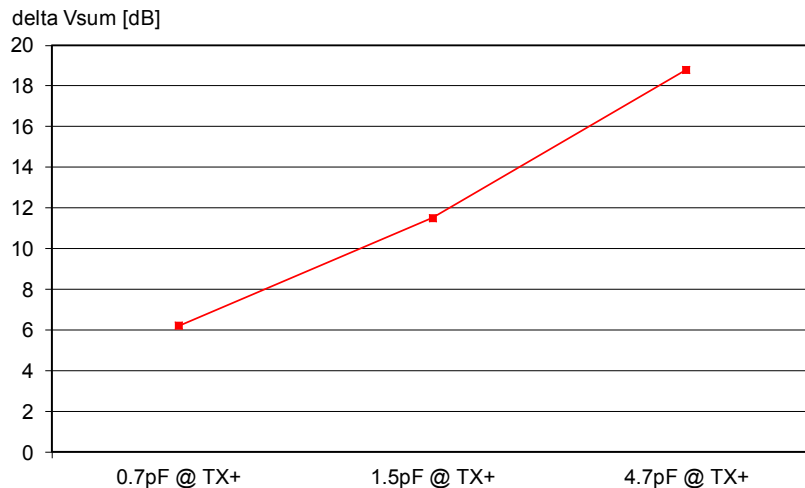


Bild 5:
Einfluss der kapazitiven Unsymmetrie auf das EMV-relevante Summensignal eines Fast Ethernet Transceivers

Der aufgezeigte Zusammenhang wirkt sich generell als Modenkonzersion zwischen Gleich- und Gegentaktsignalen aus. Die EMV- Relevanz liegt dabei für:

- die Emission in der Umwandlung des funktionsbedingten Differenzsignales in ein Gleichtaktsignal, welches über die Datenleitungen abstrahlt und
- die Störfestigkeit in der Umwandlung des durch externe Störungen (elektromagnetische Felder oder Transienten) in die Datenleitungen eingekoppelten Gleichtaktsignales in ein Differenzsignal, welches das Nutzsignal überlagert.

4.1 Komponenten des Ethernet- Übertragungskanals mit Potential zur Modenkonzersion

Unter der Annahme eines auf Symmetrie der MDI- Signale optimierten Ethernet-Transceivers, tragen die folgenden Elemente des Übertragungskanals ein Potential zur Modenkonzersion in beide Richtungen und müssen entsprechend optimal hinsichtlich Symmetrie ausgelegt werden:

- Layout im MDI- Bereich,
- MDI- Anschaltung über Transformer oder Common Mode Chokes,
- eventuell zusätzliche Filter im MDI- Zweig,
- Gerätestecker,
- Kabel,
- Zwischenstecker und
- Kabelkonfektionierung, besonders im Steckerbereich.

4.2 Messmethoden zur Überprüfung der Symmetrie

Alle Komponenten des Übertragungskanal stellen lineare passive Elemente dar. Dadurch kann durch Analyse des Kleinsignalverhaltens auf die Eigenschaften im Betrieb geschlossen werden.

Die Bewertung der Modenkonzersion kann durch Mixed-Mode S-Parameter-Messung an jeder einzelnen Komponente des Übertragungskanal selbst oder am Gesamtsystem erfolgen. Im Rahmen des im Abschnitt 3 aufgezeigten Entwicklungsprozess steht die Analyse und Optimierung der Einzelkomponenten selbst im Vordergrund. Dazu werden in erster Linie die folgenden Mixed-Mode S-Parameter verwendet (Kanal: Port 1 und Port 2, andere Systeme: Port 3...x):

Parameter	Bedeutung	Relevanz
S_{cd11}, S_{cd22}	TCL - Transverse Conversion Loss	Modenkonzersion im Kanal selbst
$S_{cd12} - S_{dd12}, S_{cd21} - S_{dd21}$	ELTCTL - Equal Level Transverse Conversion Transfer Loss	
S_{dd31}, S_{ddx1}	NEXT - Near End Crosstalk (pair to pair or single ended to pair)	Modenkonzersion im Kanal durch Überkopplung von anderen Systemen
ACR-F	Attenuation to Crosstalk Ratio at Far end	

Bei einem für Automotive- Ethernet relevanten Frequenzbereich von bis zu $f = 200$ MHz und notwendigen sehr geringen Werten für die Modenkonzersion sind spezielle Messaufbauten zur Analyse der Einzelkomponenten notwendig. Hier kommen spezielle Adapterplatinen zu Einsatz, die selbst höchste Anforderungen an Symmetrie und Anpassung der Messpfade an das 50 Ohm- Messsystem erfüllen müssen. Ein Beispiel für eine Messplatine zur Analyse von Kfz- Stecksystemen ist im Bild 6 dargestellt.

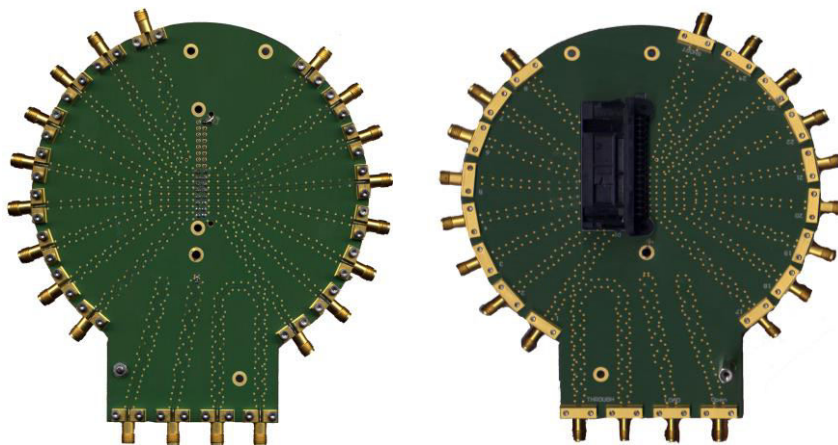


Bild 6:
Beispiel für S-Parameter-Messplatine für ein Kfz-Stecksystem, Ober- und Unterseite

4.3 Analysebeispiel

Das Kabel sowie dessen Konfektionierung im Steckerbereich stellt einen zentralen Einflusspunkt bei der Modenkonzersion im Ethernet- Übertragungskanal dar. Bild 7 gibt ein Beispiel für die Eigenschaften von Kabeln hinsichtlich des für diese Komponenten besonders wichtigen S-Parameters ELTCTL. Alle drei Typen sind ungeschirmte verdrillte

Doppelleitungen und vom jeweiligen Hersteller für den Einsatz bei Automotive- Ethernet vorgeschlagen. Der Kabeltyp 1 weist dabei deutlich höhere Werte für die Modenkonversion am fernen Ende des Kabels auf.

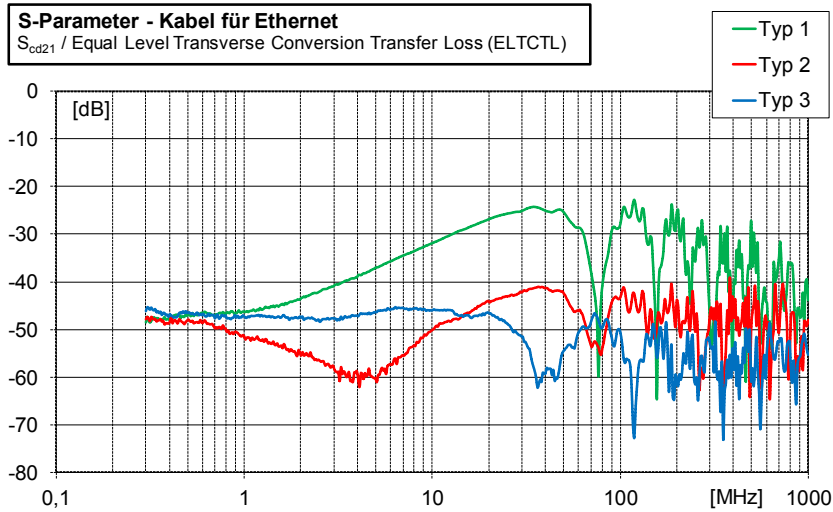


Bild 7: Gegenüberstellung der Ergebnisse der S-Parametermessung (S_{cd21}) für 3 Typen von UTP-Kabeln, jeweils 10m Länge

Die beiden nachfolgenden Bilder 8 und 9 zeigen den Einfluss dieser drei Kabeltypen auf die EMV eines realen Automotive- Ethernet- Systems. Es handelt sich dabei um eine Punkt-zu-Punkt- Verbindung mit 10m Kabellänge. Beide Ethernet- Knoten sind aktive und kommunizieren mit maximaler Übertragungsrate.

Zur Prüfung der Störfestigkeit gegenüber schmalbandigen gestrahlten Störungen kommt hier die BCI- Methode zu Einsatz. Als Kriterium für eine Funktionsstörung dient dabei ein Abbruch der Kommunikation (Status: LINK ERROR). Der maximale Prüfstrom liegt mit 106 dB μ A (entspricht 200 mA) im Bereich der Anforderungen der Fahrzeughersteller für Komponentenmessungen nach ISO11452-4. Zur Messung der Störaussendung am selben System dient eine Streifenleitungsanordnung nach CISPR25.

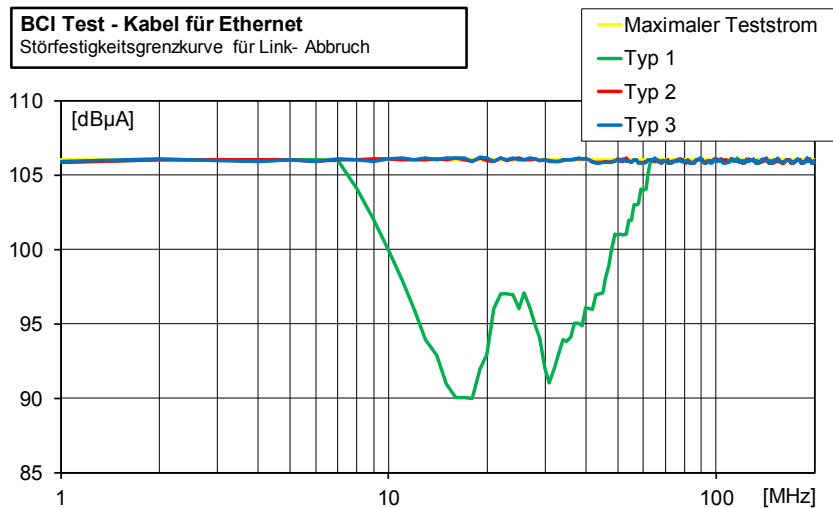


Bild 8: Störfestigkeitsgrenzkurve für BCI- Messung an einem Automotive- Ethernet- System, Fehlerbewertung: Link- Abbruch für die Kommunikation, Parameter: Kabeltyp (jeweils 10m)

Nur der Kabeltyp 1 führt zu einer Verringerung der Störfestigkeit (Bild 8). Bezogen auf den maximalen Testpegel und den Ergebnissen für die anderen beiden Testkabel (Typen 2 und 3) ist eine Reduzierung der Störfestigkeit von mindestens 16 dB festzustellen. Dieses Verhalten entspricht exakt den unterschiedlich gemessenen ELTCTL- Werten aus Bild 7. Das Ergebnis der Emissionsanalyse in Bild 9 bestätigt diesen

Zusammenhang. Hier ist sogar eine Abstufung zwischen dem Kabeltypen 2 und 3 erkennbar, die sich schon bei der Messung des ELTCTL- Wertes in Bild 7 angedeutet hat.

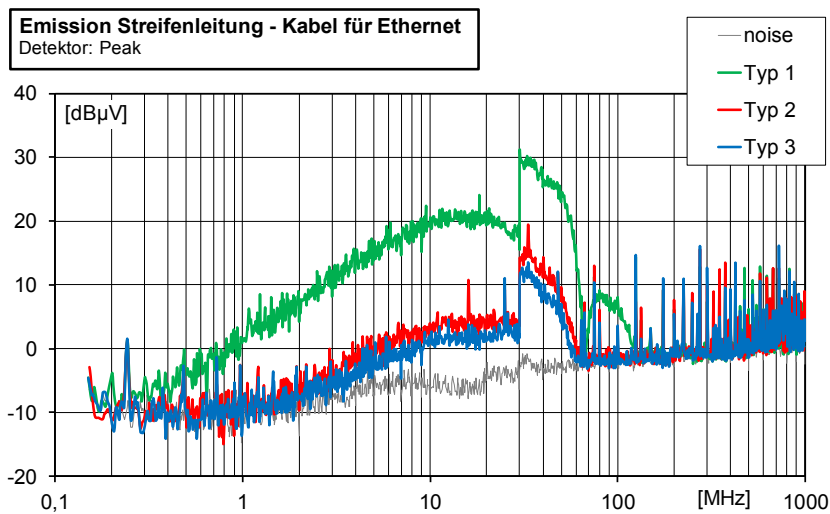


Bild 9:
 Emissionsmessung mit
 Streifenleitung nach
 CISPR25 an einem Auto-
 motive- Ethernet- System,
 Parameter: Kabeltyp
 (jeweils 10m)

Die Gegenüberstellung der Ergebnisse der S-Parameter- Analysemessungen mit dem EMV- Verhalten von realen Ethernet- Systemen mit verschiedenen Implementierungen (in diesem Fall Kabeltyp als Parameter) ermöglicht somit die Definition bzw. Verifikation von Limits auf Komponentenebene. Diese Limits sind unter anderem fester Bestandteil der im Abschnitt 3.2 angeführten Testspezifikationen für Einzelkomponenten des Ethernet- Übertragungskanal.

5. Zusammenfassung

Mit „Automotive- Ethernet“ wird momentan an der Entwicklung eines weiteren symmetrischen Bussystems für den Einsatz im Kfz gearbeitet. Die Übertragungsrates liegt mit 100 Mbit/s zehnfach über der von FlexRay. Aufgrund der gewählten Übertragungstechnologie und der höheren notwendigen Analogbandbreite sind hier deutlich höhere Anforderungen an die Symmetrie sowie andere Übertragungseigenschaften des Kanals gefordert. Dabei stellt die Einhaltung der Symmetrieanforderungen einen zentralen EMV- relevanten Punkt für das System dar. Zu diesem Zweck wurden speziell angepasste Testspezifikationen für alle Einzelkomponenten des Übertragungskanal entwickelt und stehen für Entwicklungs- und Analysezwecke zur Verfügung.

Im Ergebnis der Anwendung dieser Analysemethoden können klare Mindestanforderungen an Symmetrie- und Hochfrequenzeigenschaften aller Komponenten des Übertragungskanal für „Automotive- Ethernet“ spezifiziert werden, die einen störungsfreien Einsatz im Kfz und den damit verbunden erhöhten EMV- Anforderungen ermöglichen.

Literatur

- [1] IEEE 802.3 Section 2: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) access method and Physical Layer specifications, Fast Ethernet specification, 2008
- [2] Broadcom Corp: www.broadcom.com
- [3] OPEN ALLIANCE: www.opensig.org

Optimierung von kleinen Schirmgehäusen

Dr.-Ing. Peter Reiser, Johnson Controls, Automotive Electronics & Interiors,
 Karlsruhe, Deutschland
 Kevork Muhtaroglu, Johnson Controls, Automotive Electronics & Interiors,
 Karlsruhe, Deutschland
 Chakrapani Nandyala, Johnson Controls, Automotive Electronics & Interiors,
 Pune, India

1 Einleitung

Die Weiterentwicklung von Fahrerassistenzsystemen, wie z. B. Kombiinstrumente oder Navigationsgeräte, erfordern den Einsatz von leistungsstarken Mikrocontrollern und externen Speicherbausteinen, die über Datenleitungen mit hohen Taktraten angesteuert werden. Dabei ist immer öfter eine Schirmung auf oder innerhalb der Baugruppenebene notwendig, wie man dies z. B. von Tunerboxen in Radiosystemen kennt. In Abbildung 1 ist eine geschirmte Baugruppe zu sehen, die aus einem Metalldeckel und einer Bodenplatte besteht. Als Bodenplatte dient eine durchgehende GND-Plane einer Multilayerplatine, die mit dem Deckel über Kontaktstellen verbunden ist.

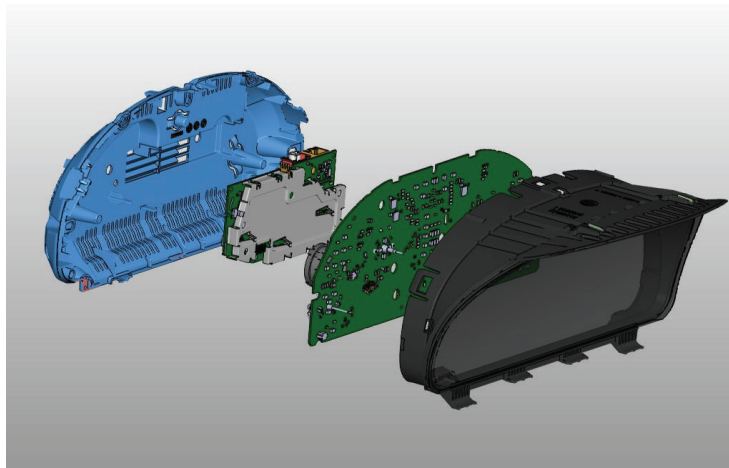


Abbildung 1: Kombiinstrument mit geschirmter Baugruppe

Die Schirmwirkung ist dabei maßgeblich von der Kontaktierung des Deckels mit der Leiterplatte abhängig. Mit einer Abstrahlungsmessung des Gesamtsystems ist die Schirmwirkung nicht mehr eindeutig zuordenbar, weil Abstrahlungen von anderen Baugruppen oder direkt vom Kabelbaum auch in das Messergebnis eingehen.

Damit die mechanischen Werkzeuge in Auftrag gegeben werden können, ist eine Abschätzung der Schirmwirkung schon in einem frühen Projektstadium notwendig. Zu diesem Zeitpunkt stehen in der Regel nur eingeschränkt funktionierende Elektronikkomponenten zur Verfügung. Deshalb geschieht die Optimierung des Gehäuses dann mit Hilfe von Simulationen, wie dies in Abbildung 2 dargestellt ist.

In diesem Beitrag wird das messtechnische Vorgehen zur Ermittlung der Schirmdämpfung gezeigt. Dann wird die Korrelation zur Simulation erläutert, die erforderlich ist, damit das Simulationsmodell zur Optimierung des Schirmgehäuses eingesetzt werden kann.

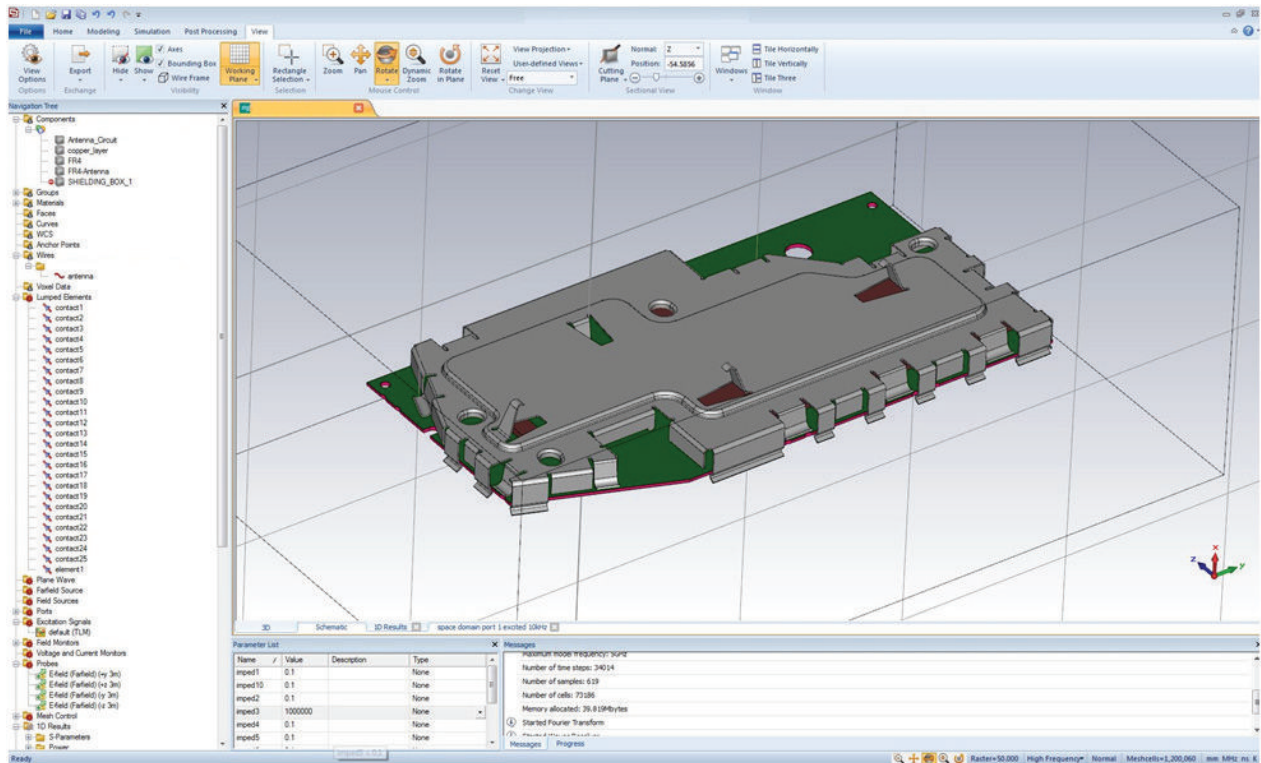


Abbildung 2: Simulationsmodell

2 Messaufbau

2.1 Einfügungsdämpfungsmessung

Zur Überprüfung der Gehäuseeigenschaften haben sich Schirmdämpfungsmessungen nach dem Prinzip der Einfügedämpfung (Substitutionsmethode) etabliert. Dabei gibt es prinzipiell zwei unterschiedliche Messaufbauten. Bei dem einen ist die Anregung außerhalb und die Empfangsantenne in zu testenden Gehäuse untergebracht (z.B. EN 61000-5-7 [3]), wie dies auch bei einer Immunitätsprüfung der Fall ist. Bei dem anderen Messprinzip ist die Anregung im Gehäuse und die Empfangsantenne befindet sich außerhalb (z.B. EN 61587-3) [4], was einer Emissionsmessung entspricht. Beide Messverfahren haben gemeinsam, dass zuerst eine Referenzmessung ohne Schirmgehäuse durchgeführt wird, bei der die Übertragung zwischen Sende- und Empfangsantenne gemessen wird. Dann wird mit dem Schirmgehäuse eine erneute Messung durchgeführt.

Abbildung 3 zeigt den Aufbau einer solchen Schirmdämpfungsmessung mit der Anregung innerhalb des Gehäuses. Zunächst wird der Referenzpegel a_0 bzw. die Feldstärke E_0 ohne Gehäuse ermittelt, danach wird die Empfangsantenne in das Gehäuse eingebaut und der Pegel a_1 bzw. die Feldstärke E_1 gemessen. Die Schirmdämpfung a_s errechnet sich aus

$$a_s = a_0 - a_1 = 20 \log_{10} \frac{E_0}{E_1} \quad [\text{dB}] \text{ mit } a_0, a_1 \text{ in dB}\mu\text{V}. \quad (2.1)$$

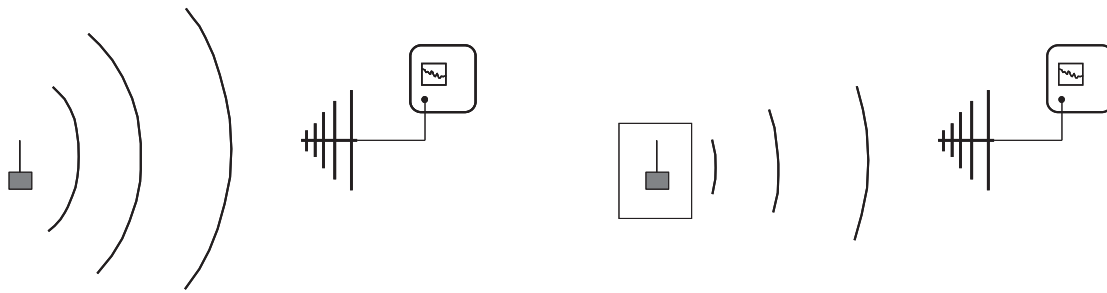


Abbildung 3: a) Referenzmessung

b) Messung mit Gehäuse

Wichtig ist noch der Vergleich der ermittelten Werte mit der Messdynamik. Sie entspricht den messbaren Maximalwerten der Schirmdämpfung. Die Messdynamik, die vom Messaufbau, Verstärkerleistung, Antennen usw. abhängt, sollte möglichst hoch sein. Nur wenn die ermittelte Schirmdämpfung kleiner als die Messdynamik bleibt, kann sie dem Gehäuse zugeordnet werden. Um die Messdynamik zu bestimmen, ersetzt man nach der Referenzpegelmessung die Empfangsantenne durch einen geschirmten Abschlusswiderstand und erhält dann den Rauschpegel a_R . Die Messdynamik MD errechnet sich aus

$$MD = a_0 - a_R \quad [\text{dB}] \text{ mit } a_0, a_R \text{ in dB}\mu\text{V}. \quad (2.2)$$

Bei diesen Messungen treten aber sowohl Resonanzeffekte im Gehäuse als auch Wechselwirkungen der Messantennen mit dem Aufbau auf, die zur Verfälschung der Messergebnisse führen [6]. Vor allem die Forderung, dass die Antenne im Innern im Vergleich zu den Gehäusedimensionen klein sein soll, ist bei der Untersuchung von Kleinstgehäusen nicht realisierbar. Denn die zulässigen Dimensionen der Antennen wären so klein, dass keine genügende Empfindlichkeit erreicht wird bzw. keine ausreichende Abstrahlleistung erzeugt werden kann. Im Falle des oben beschriebenen Gehäuses kommt eine Antenne im Innern auch deshalb nicht in Frage, weil schon die dazu notwendigen Durchführungen für die Antennenzuleitung größer als die Gehäusedimensionen sind. Die Untersuchung des Gehäuses wurde deshalb mit Hilfe einer autarken Quelle im Innern des Gehäuses durchgeführt, wie dies im Weiteren beschrieben wird.

2.2 Signalerzeugung mit Kammgenerator

Die Schirmdämpfung des Gehäuses wurde über einen Frequenzbereich von 300 MHz – 2,1 GHz untersucht. Die dafür notwendige breitbandige Signalerzeugung erfolgte mit Hilfe eines im Gehäuse untergebrachten Miniaturkammgenerators (Abbildung 4), der mit einem Akku versorgt wurde, welcher ebenfalls im Gehäuse eingebaut war. Dadurch konnte auf Zuleitungen verzichtet werden, deren Antenneneigenschaften zur Verfälschung der Messergebnisse geführt hätten. Außerdem war keine aufwendige Filterung notwendig.

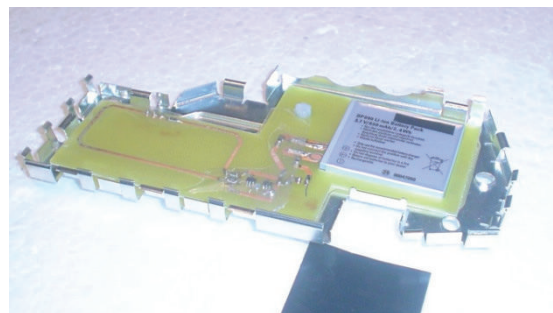


Abbildung 4: Signalerzeugung mit Kammgenerator, im Deckel montiert

Der Kammgenerator speiste eine offene Antennenstruktur, womit eine elektrische Quelle realisiert ist. Durch Schließen eines Schalters wurde über einen Abschlusswiderstand eine Loop-Struktur angeregt, was einer magnetischen Quelle entspricht.

In Abbildung 5 ist das Spektrum dargestellt, das direkt am Ausgang des Kammgenerators mit einem Lastwiderstand von 1 k Ω gemessen wurde. Das Spektrum zeigt eine deutliche Frequenzabhängigkeit. Diese ist aber bei der Ermittlung der Schirmdämpfung nicht störend, weil hierfür nur die Differenz zwischen Referenz- und Gehäusemessung berücksichtigt wird.

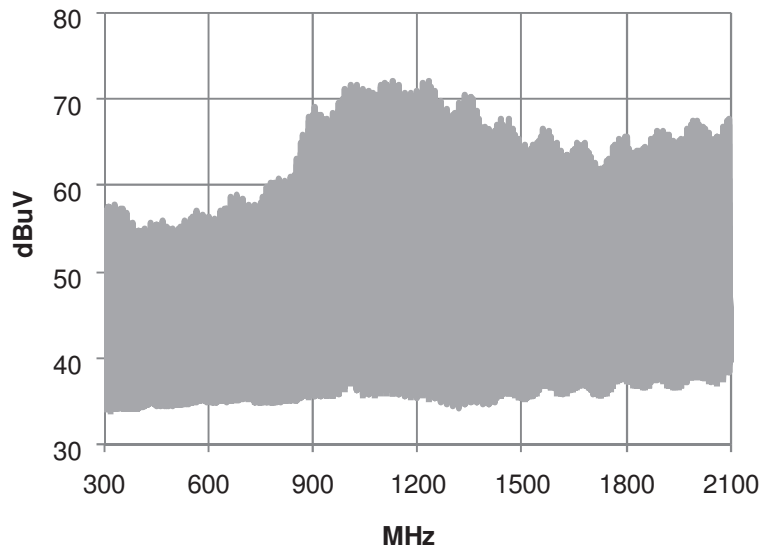


Abbildung 5: Spektrum am Ausgang des Kammgenerators

3 Messung in der Absorberhalle

3.1 Abstrahlspektren

Das Störspektrum wurde in der Absorberhalle von 300 MHz bis 2,1 GHz ermittelt. Dabei lag der Prüfling auf einem Holztisch in 90 cm Höhe und zusätzlich auf 5 cm Styropor. Die Antenne war 1 m vom Prüfling entfernt und in einer Höhe von 1 m über dem Hallenboden angebracht. Dieser Aufbau lehnte an die Norm CISPR 25 [1] an, die für Komponentenmessungen von Automobilelektronik verwendet wird. Abweichend von der Norm wurde hier aber keine Metallfläche auf dem Tisch verwendet, um den Einfluss des Gehäuses besser untersuchen zu können.

In Abbildung 6 sind die Abstrahlspektren bei elektrischer und in Abbildung 7 bei magnetischer Anregung gezeigt. Dabei wurde die Darstellung der absoluten Werte gewählt, die die Interpretation der Schirmwirkung einfacher gestaltet. Deutlich ist bei der Referenzmessung in beiden Fällen die höhere Abstrahlung bei horizontaler Polarisation der Empfangsantenne zu sehen. Für den Fall der elektrischen Anregung ist das offensichtlich, weil auch die offene Leiterstruktur horizontal orientiert ist. Aber auch im Fall der magnetischen Anregung war dies zu erwarten, weil auch bei einer magnetischen Anregung, das gemessene elektrische Feld maximal wird, wenn die Antenne in der Ebene der erzeugenden Leiterschleife liegt [5]. Interessant bei der gewählten Gehäusestruktur ist, dass sich aufgrund der Kontaktstellen Schlitzstrahler ergeben, die ebenfalls horizontal angeordnet sind. Allerdings ist das maximale elektrische Feld bei einem Schlitzstrahler senkrecht zum Schlitz zu finden [5], im hier dargestellten Fall in vertikaler Polarisation. In Abbildung 6 und Abbildung 7 ist das daran zu erkennen, dass die Abstrahlspektren bei den Gehäusemessungen (Anregung in das Gehäuse eingebaut) bei vertikaler Polarisation der Empfangsantenne höher ist. Durch den Einbau der Anregung in das Gehäuse erfolgt also eine Drehung der Polarisation.

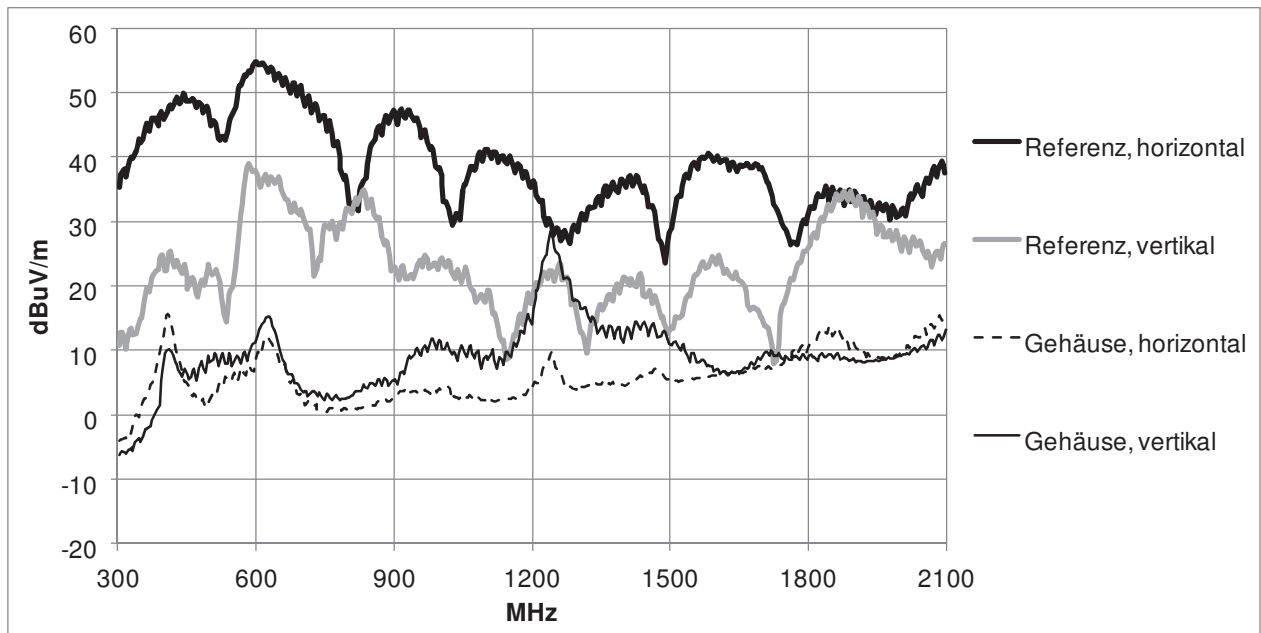


Abbildung 6: Abstrahlspektren bei elektrischer Anregung

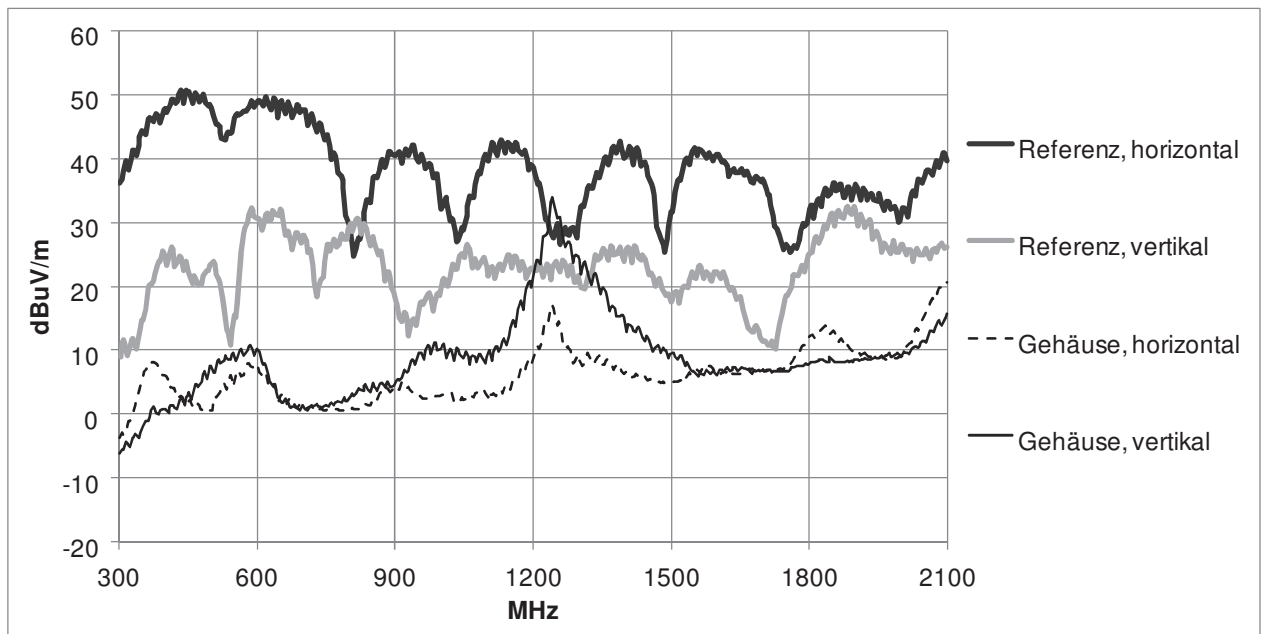


Abbildung 7: Abstrahlspektren bei magnetischer Anregung

3.2 Ermittlung der Schirmdämpfung

Ermittelt man die Schirmdämpfung nach der Gleichung 2.1 erhält man im Falle der elektrischen Anregung die in Abbildung 8 gezeigten Schirmdämpfungen für die vertikale und horizontale Polarisation. Die resultierende Schirmdämpfung ergibt sich aus dem Minimum der beiden Kurven, was in diesem Fall weitestgehend der Schirmdämpfung der vertikalen Polarisation entspricht. Der Grund hierfür ist die Drehung der Polarisationsrichtung der Abstrahlung bei Einbau der Anregung in das Gehäuse.

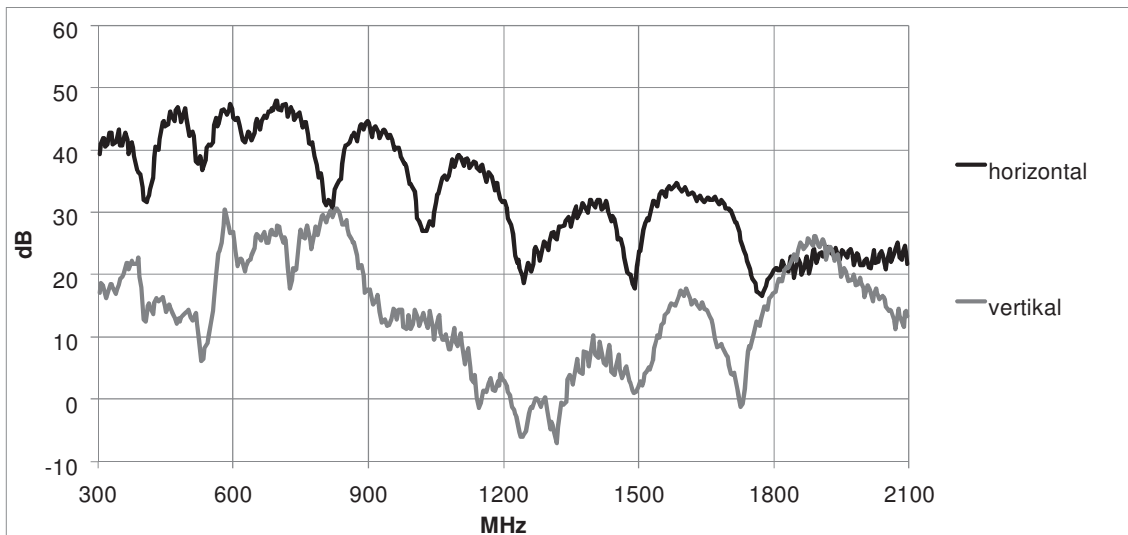


Abbildung 8: Schirmdämpfung bei elektrischer Anregung

3.3 Effektive Schirmdämpfung

Die in Abbildung 8 gezeigten Schirmdämpfungen sind für eine Abschätzung der Schirmwirkung des Gehäuses nicht geeignet. Letztendlich müssen bei den Abstrahlungsmessungen für Automobilkomponenten die absoluten Werte durch das Gehäuse soweit gedämpft werden, dass das vorgegebene Limit nicht überschritten wird. Die erreichbare Schirmwirkung für ein Gehäuse kommt deutlicher zum Ausdruck, wenn man eine effektive Schirmdämpfung a_{S_eff} wie folgt definiert

$$a_{S_eff} = \max(a_{0_ver}, a_{0_hor}) - \max(a_{1_ver}, a_{1_hor}) \quad [\text{dB}] \text{ mit } a_0, a_1 \text{ in dB}\mu\text{V.} \quad (3.1)$$

Dabei sind a_{0_ver} , a_{0_hor} die Referenzpegel in vertikaler bzw. horizontaler Polarisation und a_{1_ver} , a_{1_hor} die gemessenen Pegel in vertikaler bzw. horizontaler Polarisation, wenn die Anregung in das Gehäuse eingebaut ist. Die effektive Schirmdämpfung ist in Abbildung 9 für die elektrische und die magnetische Anregung gezeigt. Dabei zeigt das Gehäuse eine gute Schirmwirkung bis 1 GHz. Zwischen 1,2 GHz und 1,4 GHz bricht die Schirmdämpfung aufgrund einer Resonanz zusammen.

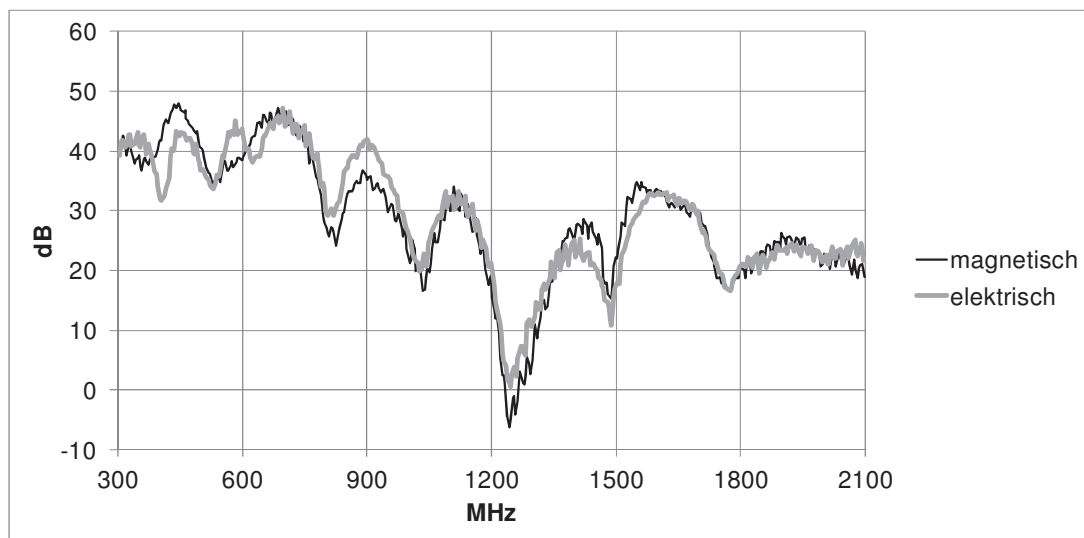


Abbildung 9: Effektive Schirmdämpfung bei elektrischer und magnetischer Anregung

4 Simulation

Die Untersuchung der Schirmdämpfung wurde auch mit Hilfe von Simulationen [2] durchgeführt. Der Vorteil dabei ist, dass schon ohne Existenz von ersten Mustern ein Vergleich verschiedener Schirmkonzepte, z.B. unterschiedliche Anzahl und Position von Kontakten, möglich ist. Der Vergleich der Simulationen mit Messergebnissen ist in der Regel nicht auf den ersten Blick ersichtlich, weil aus Gründen der Rechenzeit Vereinfachungen bei der Modellbildung gemacht werden müssen. Z.B. kommt ein breitbandiger Gaußimpuls als Anregung in der Simulation zum Einsatz, was in diesem Fall besser ist, als die unzulängliche Quelle in Form des Kammgenerators zu modellieren. Denn der Kammgenerator besitzt eine frequenzabhängige Ausgangsimpedanz, was die Interpretation der Simulationsergebnisse schwieriger gestalten würde. Auch wird die reale Antenne durch einen Fernfeldmonitor ersetzt, was die notwendige Gitterstruktur der Simulation verkleinert und damit Ergebnisse innerhalb vernünftiger Rechenzeit ermöglicht.

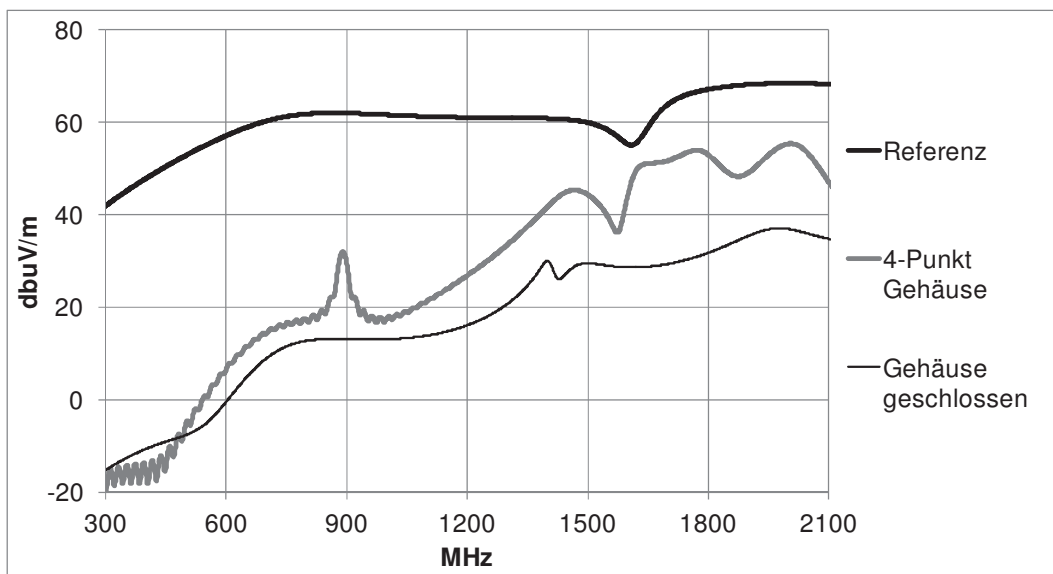


Abbildung 10: Simulation bei horizontaler Polarisation und magnetischer Anregung

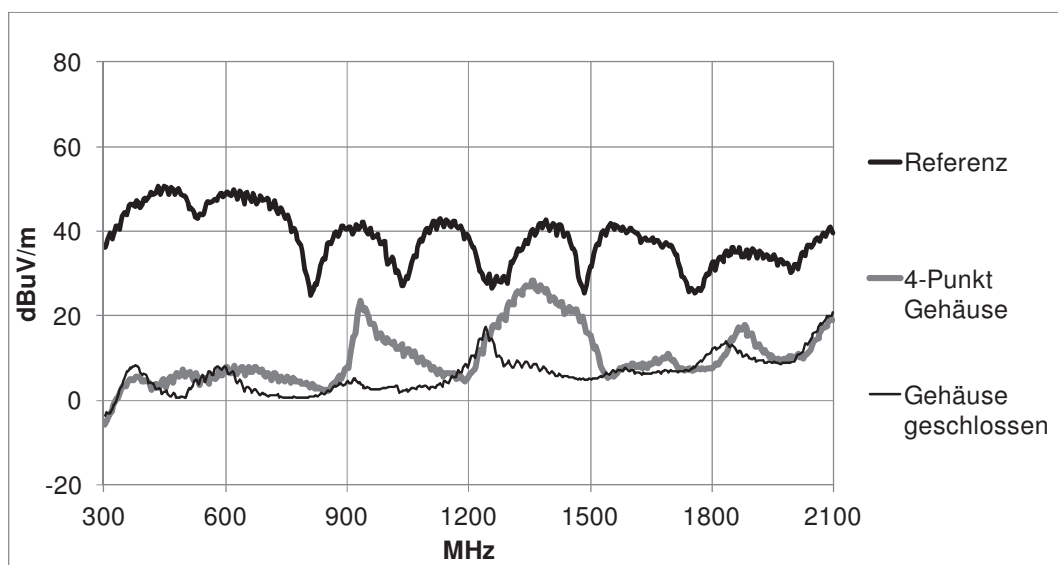


Abbildung 11: Messung bei horizontaler Polarisation und magnetischer Anregung

Trotzdem ist eine Korrelation zwischen Messergebnissen und Simulationen notwendig, um das Simulationsmodell zu validieren. Dafür bietet sich die Untersuchung von verschiedenen Varianten an, die sowohl in der Messung als auch im Simulationsmodell leicht zu realisieren sind. Beispielhaft wird hier der Vergleich der Messergebnisse und Simulationen im Fall der magnetischen Anregung und Messung des Feldes in horizontaler Polarisation gezeigt.

In Abbildung 10 sind die Ergebnisse der Simulation für die Referenzkurve, des Gehäuses mit 4 Kontaktstellen (4-Punkt Gehäuse) und des komplett geschlossenen Gehäuses (Gehäuse geschlossen) gezeigt. Abbildung 11 stellt die zugehörigen Messergebnisse dar. Deutlich ist die hohe Schirmdämpfung (Differenz der Referenzmessung zu den Gehäusemessungen) bei 300 MHz für beide Gehäusevarianten zu sehen, die mit zunehmender Frequenz abnimmt. Bei der Simulation ist diese vor allem im unteren Frequenzbereich betragsmäßig größer als bei der zugehörigen Messung. Erklärbar ist dies mit den unterschiedlichen Quellenimpedanzen sowie der Verwendung des Fernfeldmonitors in der Simulation, denn im unteren Frequenzbereich befindet sich die Antenne im Übergangsbereich zwischen Nah- und Fernfeld. Gute Übereinstimmung gilt für eine Resonanzerscheinung, die im Bereich von 900 MHz für den Fall des 4-Punkt Gehäuses auftritt. Im oberen Frequenzbereich ist bei der Simulation eine höhere Dämpfung des geschlossenen Gehäuses im Vergleich zum 4-Punkt Gehäuse zu erkennen. Dies ist damit begründet, dass in diesem Frequenzbereich die Messung des geschlossenen Gehäuses durch die Messdynamik begrenzt wird.

Damit zeigt die Simulation im Vergleich zur Messung eine hinreichende Korrelation und kann für weitere Untersuchungen des Gehäuses eingesetzt werden.

5 Zusammenfassung

Die Bestimmung der Schirmdämpfung von Kleingehäusen ist mit den herkömmlichen Messverfahren nur bedingt möglich, weil die Dimensionen der Antennen in der Regel die Gehäusedimensionen übersteigen. Es wurde eine Messung vorgestellt, bei der die anregende Struktur im Innern des Gehäuses untergebracht war. Die Bestimmung der Schirmeigenschaften des Gehäuses anhand der herkömmlichen Einfügungsdämpfung war nur bedingt möglich, deshalb wurde die Definition der effektiven Schirmdämpfung eingeführt.

Es wurde die Korrelation der Messung zur Simulation gezeigt, was eine Optimierung des Gehäuses anhand von Simulationen zulässt.

6 Literatur

- [1] CISPR 25, deutsche Fassung: DIN EN 55025 (VDE 0879-2):2009-03, Fahrzeuge, Boote und von Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte – Funkstöreigenschaften. Grenzwerte und Messverfahren für den Schutz von an Bord befindlichen Empfängern
- [2] CST Microwave Studio Version 2013.03
- [3] EN 61000-5-7: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Teil 5-7: Installationsrichtlinien und Abhilfemaßnahmen – Schutzarten durch Gehäuse gegen elektromagnetische Störgrößen (EM-Code). Brüssel (Belgien), CENELEC, 2001
- [4] EN-61587-3: Schirmdämpfungsprüfungen für Schränke, Gestelle und Baugruppenträger. CENELEC Brüssel, November 2006
- [5] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, Berlin, 5. Auflage
- [6] P. Reiser, H. Garbe, S. Börninck: Einfluss von Resonanzen des Messaufbaus bei der Schirmdämpfungsmessung. EMV 2004, K. Feser, VDE-Verlag, 2004

Analyse und Optimierung eines Leistungsfilters in einer Kfz-Komponente

Dr.-Ing. Uwe Neibig, Robert Bosch GmbH, Abteilung AE/EMC1, Stuttgart

1. Einleitung

In einer Kfz-Leistungselektronik dient ein Tiefpassfilter dazu, das Störspektrum des Schaltwandlers zum 12-V-Bordnetz auf den zulässigen Wert zu begrenzen. Topologie und Bauraum des Filters sind bei möglichst minimalen Kosten vorgegeben. Der vorhandene erste Filterentwurf erfüllt nicht die im 50- Ω -System geforderte hohe Filterdämpfung, die sich aus den zulässigen Grenzwerten der Störspannung auf dem 12-V-Bordnetz und dem Störspektrum des Schaltwandlers am Filtereingang ableiten lässt. Mit Simulationen sollte die Filterdämpfung berechnet, die Ursache für die unzureichende Dämpfung analysiert und schließlich optimiert werden.

2. Aufgabe

Bild 1 zeigt das Blockschaftbild der Kfz-Leistungselektronik. Ein DC/DC-Konverter, der mit einem Schaltwandler realisiert ist, verbindet das konventionelle 12-V-Kfz-Bordnetz mit dem Hochspannungs-Bordnetz, das den elektrischen Zusatzantrieb speist. Das hier betrachtete Niedervolt-Filter befindet sich zwischen dem 12-V-Ausgang des DC/DC-Konverters und dem 12-V-Bordnetz.

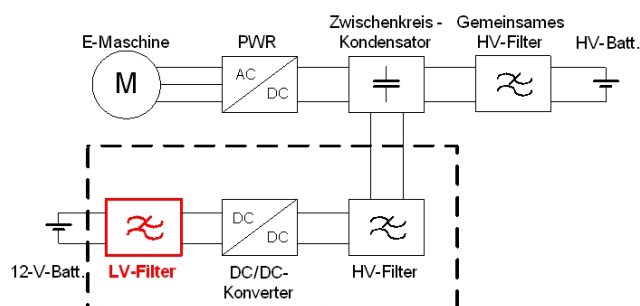


Bild 1: Blockschaftbild der Kfz-Leistungselektronik

Die Dämpfung des Niedervolt-Filters sollte in einem Frequenzbereich von 10 kHz bis 250 MHz berechnet werden, der die DAB-Frequenzen im Rundfunkband III (174 bis 230 MHz) einschließt. Dabei war eine relativ hohe Genauigkeit gefordert, um bei der Optimierung keine möglicherweise unnötig hohe Filterdämpfung und damit verbundenen höheren Kosten zu entwickeln. Die Erfahrung zeigt, dass nur eine dreidimensionale (3D) elektro-dynamische Feldsimulation diese Genauigkeit liefert. Diese bildet nämlich alle parasitären Effekte ab, nicht nur die der konzentrierten Bauelemente, die sich beispiels-

weise durch RLC-Ersatzschaltbilder in einer Netzwerk-Simulation gut modellieren ließen. Dennoch sollte eine Netzwerk-Simulation nicht grundsätzlich ausgeschlossen werden, sondern dann eingesetzt werden, wenn sich ein geeignetes Ersatzschaltbild aufstellen lässt. Netzwerk-Simulationen benötigen nämlich deutlich kürzere Rechenzeiten als 3D-Feldsimulationen und eignen sich daher besser für Parameter-Studien, die für die Analyse und Optimierung des Filters notwendig sein sollten.

3. Modellierung

Bei der Modellierung wurde vereinfachend angenommen, dass sich alle Filter-Bauelemente linear verhalten. Dies trifft besonders auf die Induktivitäten zu, durch die ja der hohe Nutzstrom fließt. Wie bei S-Parameter-Messungen mit einem Netzwerkanalysator wurde also Kleinsignal-Betrieb verwendet und davon ausgegangen, dass der Nutzstrom das Kernmaterial der Filter-Induktivitäten nicht in die Sättigung treibt.

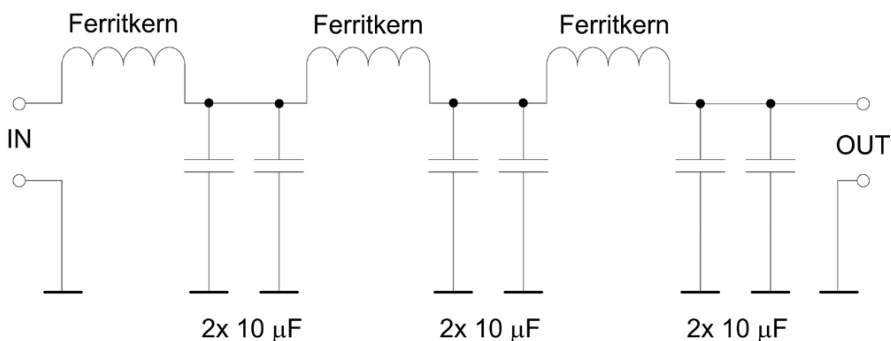


Bild 2: Schaltplan des Filters

In Bild 2 ist der Schaltplan des Filters dargestellt. Es handelt sich um ein dreistufiges Tiefpassfilter aus drei identischen LC-Stufen. Ein Ferritkern, durch den der positive Leiter der Betriebsspannung führt, bildet die Längsinduktivität, während zwei parallel geschaltete Folien-Kondensatoren von jeweils 10 µF die Querkapazität zur Masse darstellen.

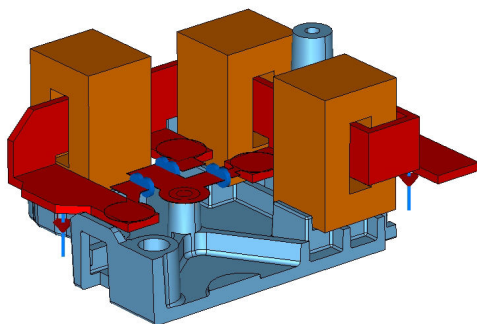


Bild 3: 3D-Modell des Filters in MWS

Bild 3 zeigt das 3D-Filtermodell im verwendeten Simulations-Programm Microwave Studio (hier mit MWS abgekürzt) der Firma CST AG. MWS berechnet numerisch die

elektro-dynamische Feldverteilung auf einer diskretisierten Gitterstruktur eines 3D-Modells. Ein Import der Konstruktionsdaten, die als so genannte CAD-Datei (Computer Aided Design) vorlagen, erlaubte eine vergleichsweise einfache Modellerstellung in MWS.

Die Filter-Induktivitäten wurden wegen ihrer räumlichen Ausdehnung und möglichen Verkopplungen geometrisch modelliert. Dazu wurde der vom Hersteller des Ferritkerns verfügbare Frequenzgang der komplexen Permeabilität $\underline{\mu}_r$ des Kernmaterials verwendet. Für die vergleichsweise geometrisch kleinen Filter-Kondensatoren hingegen genügte die Modellierung mit konzentrierten Bauelementen. Diese bestehen aus einem RLC-Serienschwingkreis, dessen Werte so gewählt wurden, dass sie den gemessenen Impedanz-Frequenzgang eines Kondensators gut nachbilden.

Ein Eingangs- und Ausgangs-Tor gegen die Massefläche und mit einer Bezugsimpedanz von 50Ω schließen das Filter ab, ähnlich wie im Messaufbau, der für die Vergleichsmessungen mit einem Netzwerkanalysator am bestehenden Entwurf diente.

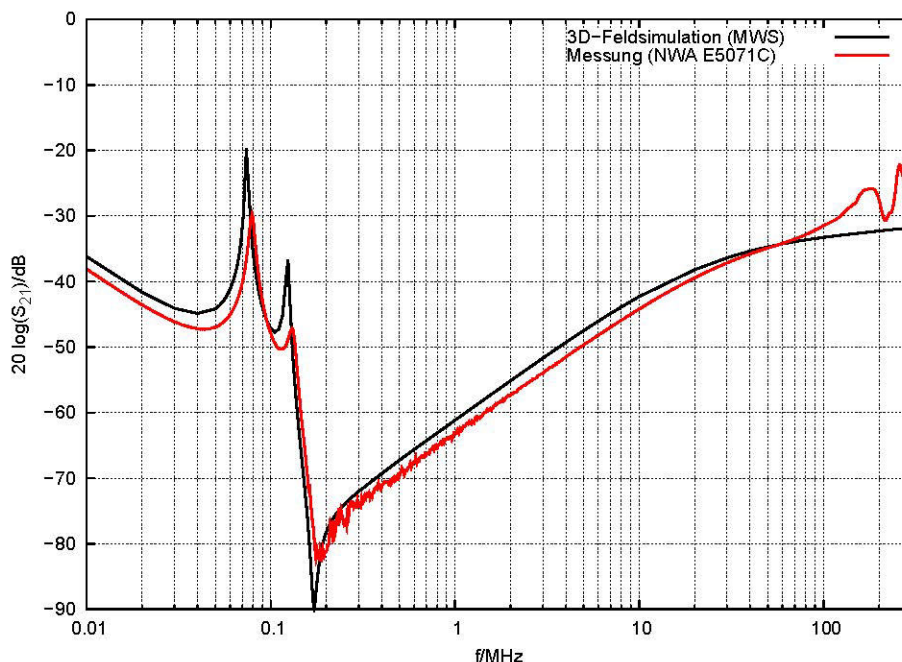


Bild 4: Transmissionsfaktor $20 \cdot \log(|S_{21}|)$, 3D-Feldsimulation und Messung

Bild 4 zeigt den mit MWS berechneten und den gemessenen Transmissionsfaktor $20 \cdot \log(|S_{21}|)$ in einem Frequenzbereich von 10 kHz bis 300 MHz. Beide Frequenzgänge stimmen bis etwa 100 MHz sehr gut überein: mit Ausnahme der Resonanzstellen sind die Unterschiede im Pegel hier kleiner als 2 dB, und die Frequenzen der Resonanzstellen weichen weniger als 7% voneinander ab. Das 3D-Modell bildet also die Realität gut nach und eignet sich damit für weitere Analysen und Optimierungen.

Oberhalb der Serien-Resonanzfrequenz von etwa 200 kHz steigt die Transmission mit der Frequenz an, so dass die Dämpfungsanforderung in diesem Frequenzbereich nicht erfüllt wird.

4. Analyse

Zunächst wurden 3D-Parameterstudien mit MWS durchgeführt, die bereits erste Hinweise auf mögliche Einflussfaktoren der geometrischen Struktur auf die Filterdämpfung geben. Schließlich wurde ein Netzwerk-Ersatzschaltbild aufgestellt, das zum Einen schnellere Parameterstudien ermöglicht und zum Anderen sogar die unzureichende Filterdämpfung anschaulich erklären kann.

In Bild 5 ist das gewählte Netzwerk-Ersatzschaltbild dargestellt. Die Längsinduktivitäten bestehen aus einer RL-Parallelschaltung und die Querkapazitäten aus einem RLC-Serienschwingkreis. Wesentlich ist die Induktivität L_{GND} , die die gemeinsame Anbindung der Kondensatoren an den Masseleiter über einen so genannten GND-Dom repräsentiert (vgl. Bild 3). Der Wert von L_{GND} wurde zu 3,5 nH abgeschätzt.

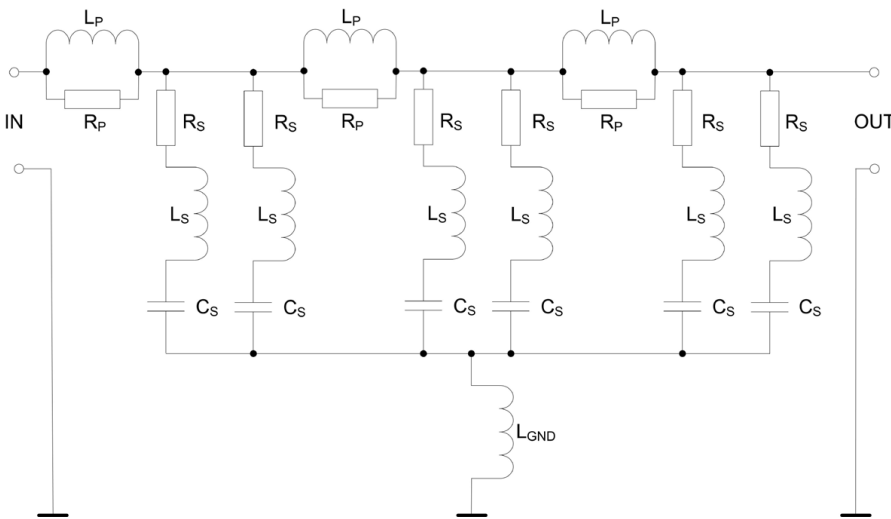


Bild 5: Netzwerk-Ersatzschaltbild

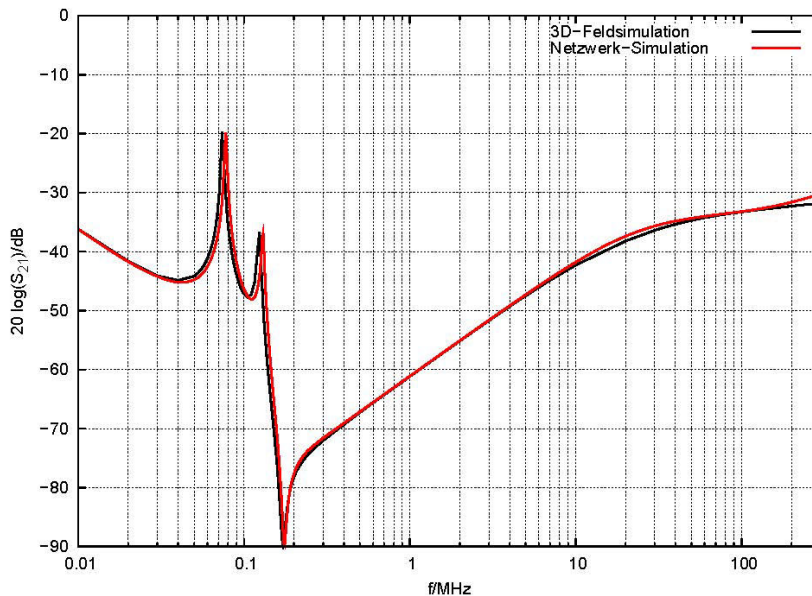


Bild 6: Transmissionsfaktor, 3D-Feldsimulation und Netzwerk-Simulation

Bild 6 zeigt den an diesem Netzwerk-Modell berechneten Transmissionsfaktor im Vergleich zum Ergebnis der 3D-Simulation. Beide Frequenzgänge stimmen im gesamten Frequenzbereich ausgezeichnet überein, so dass sich das Netzwerk-Modell für Parameterstudien eignet.

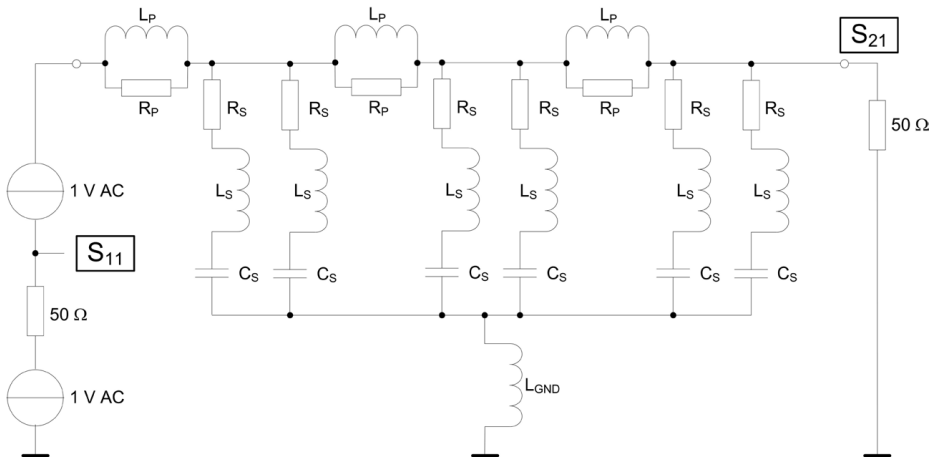


Bild 7: Netzwerk-Ersatzschaltbild mit Torbeschaltung nach [1]

In **Bild 7** ist noch einmal das Netzwerk-Modell dargestellt, jetzt jedoch mit einer Beschaltung von Eingangs- und Ausgangstor, die eine Berechnung der S-Parameter aus Spannungen erlaubt [1]. Beispielsweise entspricht die Spannung über dem 50-Ω-Abschlusswiderstand am Ausgangstor zahlenmäßig dem S-Parameter S_{21} . Diese Spannung lässt sich so mit anderen Spannungen des Netzwerkes in einer gemeinsamen Simulation vergleichen.

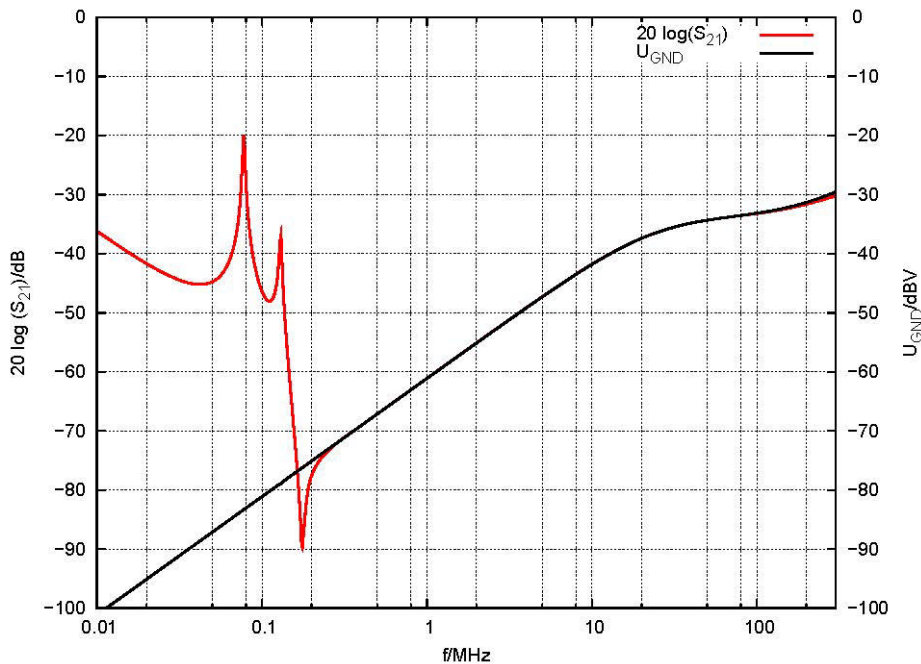


Bild 8: Transmissionsfaktor $20 \cdot \log(|S_{21}|)$ und Spannung U_{GND} , Netzwerk-Simulation

Bild 8 zeigt in einem Graf noch einmal den Transmissionsfaktor $20 \cdot \log(|S_{21}|)$ (linke y-Achse) und zusätzlich die Spannung $20 \cdot \log(|U_{\text{GND}}|)$ in dBV über L_{GND} (rechte y-Achse). Oberhalb der Serien-Resonanzfrequenz ist die Spannung am Filterausgang praktisch gleich der Spannung, die über dem GND-Dom abfällt!

Mit einer Analyse des Netzwerk-Ersatzschaltbildes lässt sich die Ursache der unzureichenden Filterdämpfung erklären:

- Die GND-Ströme der drei Filterstufen fließen durch den gemeinsamen GND-Dom und lassen über L_{GND} die Spannung U_{GND} abfallen.
- Oberhalb der Serien-Resonanzfrequenz dominiert der GND-Strom $I_{\text{GND},1}$ der ersten Filterstufe. So liefert die Netzwerk-Simulation exemplarisch bei 1 MHz, dass $I_{\text{GND},1}$ etwa 60 dB größer als der GND-Strom $I_{\text{GND},3}$ der dritten Filterstufe ist.
- Damit ist die Spannung U_A am Filterausgang nahezu gleich der Spannung U_{GND} :

$$U_A \approx U_{\text{GND}} \approx 2 \pi f \cdot L_{\text{GND}} \cdot I_{\text{GND},1}$$
- Nicht der absolute Wert von L_{GND} ist entscheidend, sondern der gemeinsame Stromfluss aller drei Filterstufen durch L_{GND} .
- Der gemeinsame GND-Dom bestimmt also nahezu komplett die Filterdämpfung oberhalb der Serien-Resonanzfrequenz (vgl. Bild 8)!

5. Optimierung

Die Optimierung hatte das Ziel, die Filterdämpfung oberhalb der Serien-Resonanzfrequenz zu verbessern. Wie die Ursachenanalyse gezeigt hat, bewirkt dies eine Entkopplung der GND-Ströme der drei Filterstufen. Durch drei getrennte GND-Dome –für jede Filterstufe einen eigenen– lässt sich diese Entkopplung praktisch umsetzen. Simulationen an dem entsprechend modifizierten Netzwerk-Ersatzschaltbild bestätigen diese Maßnahme. Darüber hinaus wurde dies mit 3D-Feldsimulationen nachgewiesen. Dazu wurde das vorhandene CAD-Modell, das ja nur einen GND-Dom enthält, in MWS selbst auf drei GND-Dome geändert, siehe Bild 9. Dabei war ein Kompromiss zwischen den erlaubten Positionen der GND-Dome und einem möglichst großen Abstand zwischen ihnen einzugehen.

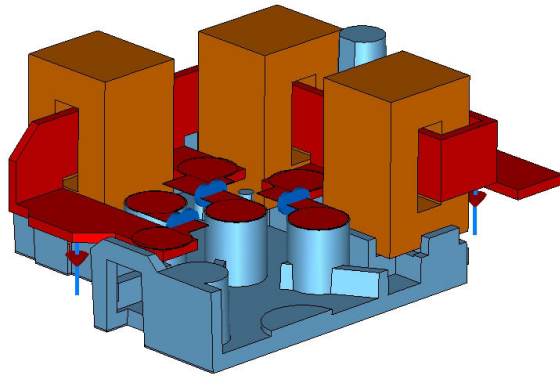


Bild 9: 3D-Modell in MWS nach Optimierung

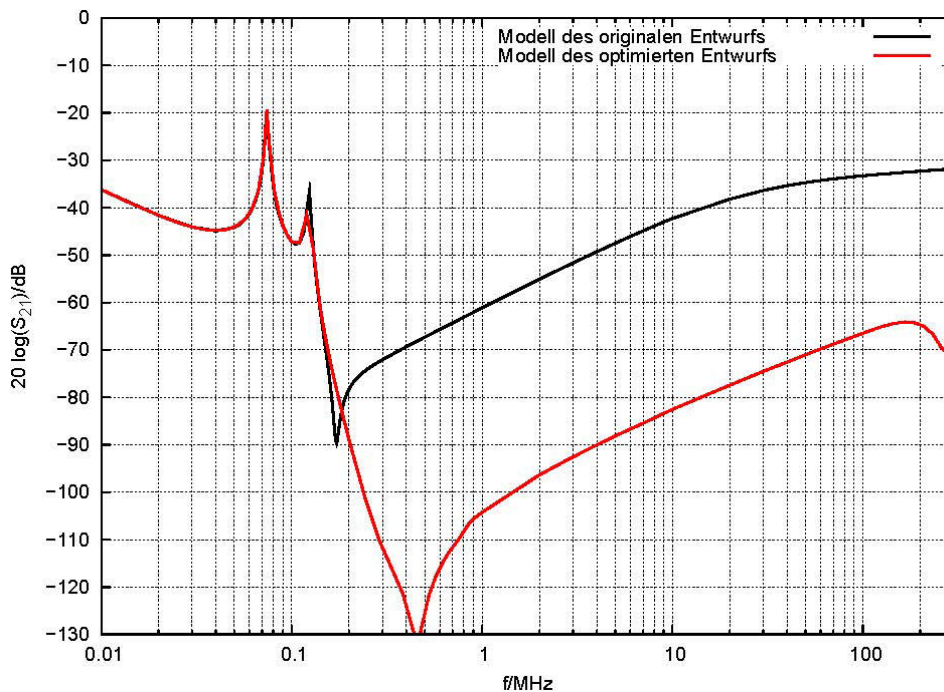


Bild 10: Transmissionsfaktor, originaler und optimierter Entwurf, 3D-Feldsimulation

Bild 10 zeigt den an diesem 3D-Modell mit MWS berechneten Transmissionsfaktor im Vergleich zum originalen, ebenfalls mit MWS berechneten Verlauf. Die Maßnahme verbessert die Filterdämpfung oberhalb von etwa 300 kHz breitbandig um beachtliche 30..40 dB. Das so optimierte Filter erfüllt damit nahezu im gesamten Frequenzbereich die Dämpfungsanforderungen.

6. Zusammenfassung und Ausblick

Der Transmissionsfaktor eines Niedervolt-Filters, das in einer Kfz-Leistungselektronik als Tiefpassfilter dient, wurde mit einem 3D-Modell und einem Netzwerk-Ersatzschaltbild numerisch berechnet. Beide Simulationsergebnisse stimmen sehr gut mit Messergebnissen überein. Die Analyse des Transmissionsfaktors am Netzwerk-Ersatzschaltbild offenbarte die Ursache für die unzureichende Dämpfung des ersten Filterentwurfs oberhalb der Serien-Resonanzfrequenz: der gemeinsame GND-Dom zur Masse-Anbindung der drei Querkapazitäten. Aus diesem Ergebnis konnte die Maßnahme aus drei getrennten GND-Domen abgeleitet und dafür die Filterdämpfung optimiert werden. 3D-Feldsimulationen am optimierten Modell liefern eine Filterdämpfung, die die Dämpfungsanforderungen im 50- Ω -System nahezu erfüllt.

Zur endgültigen Bestätigung der Maßnahme ist geplant, ein Muster der Leistungselektronik mit einem modifizierten Filter aufzubauen und daran die Filterdämpfung im 50- Ω -System sowie die Störspannung am 12-V-Bordnetz bei Betrieb des DC/DC-Konverters zu messen.

7. Literatur

- [1] Gerig, John. S.: „Create S-Parameter Subcircuits for Microwave and RF-Applications“, MicroSim Application Notes, Version 8.0, MicroSim Corporation, Irvine, CA, June 1997

IEMI – Bedrohungspotenzial von Flughäfen

Dipl.-Ing. Melanie Rohe, Hochschule Hannover, Elektro- und Informationstechnik
Dipl.-Kfm. Benjamin Cimander, FIS GmbH - Kelsterbach
Prof. Dr.-Ing. Michael Koch, Hochschule Hannover, Elektro- und Informationstechnik

1. Einführung

Moderne Kommunikationstechnologien und IT-Infrastrukturen sind notwendige Voraussetzungen für die sichere und reibungslose Abwicklung des Betriebes. Schnelle Informationsübermittlung, durchgängiger Zugriff auf Datenbanken sowie die Leitung des Verkehrsablaufes mit Hilfe vernetzter IT-Systeme sind für den effektiven und sicheren Betriebsablauf entscheidend. Eine Funktionsstörung, ein Ausfall oder die Zerstörung einzelner Systemkomponenten kann zu einem Ausfall des gesamten Netzes und somit zu erheblichen Störungen des Betriebsablaufes, bis hin zu katastrophalen Unfällen führen.

In diesem Beitrag wird eine Gefährdungsanalyse von Flughäfen gegenüber elektromagnetischen Bedrohungsformen durchgeführt. Dazu wird zunächst auf die Infrastruktur von Flughäfen eingegangen. Dabei wird anhand der Betrachtung mehrerer Flughäfen verdeutlicht, dass jeder Flughafen andere Schwachstellen aufweist und individuell analysiert werden muss. Anschließend werden zwei Formen elektromagnetischer Wirkmittel unterschieden: High Power Microwave (HPM) und Ultra Wide Band (UWB-Pulse). Insbesondere wird der Aufbau solcher Störquellen vorgestellt und daraus resultierend auch der nötige Aufwand und das dafür erforderliche technische Know-How verdeutlicht. Anhand einer Risikoanalyse werden die Störquellen nach diesen Kriterien und zusätzlich nach Kostenaufwand bewertet. Nach diesen Betrachtungen erfolgt ein Überblick über die notwendigen technischen und organisatorischen Maßnahmen, die im Fall eines elektromagnetischen Angriffs auf IT-Netze getroffen werden müssen.

2. Infrastruktur eines Flughafens

In den kommenden Abschnitten werden die Infrastrukturen von drei deutschen Flughäfen betrachtet und die wesentlichen kritischen Systeme hervorgehoben.

2.1 Flughafen Hannover

Neben den öffentlichen Verkehrsmitteln wie die S-Bahn, die sich direkt unter den Terminals befindet, stellen insbesondere die Serverräume, die Überwachungskameras sowie die Check-In Schalter kritische Systeme dar (Abbildung 1). An diesen Punkten wurden auch Messungen mit verschiedenen Antennenformen durchgeführt, um das gesamte Spektrum von 150 MHz bis 3 GHz abzudecken.



Abbildung 1 Kritische Systeme: a) Bereich vor dem Serverraum und b) Überwachungskameras

Da sich diese Systeme im öffentlich zugänglichen Bereich des Flughafens befinden, stellen sie im Wesentlichen eine potenzielle Störsenke für elektromagnetische Bedrohungsformen dar. Insbesondere der Serverraum ist verwundbar, da er nur durch eine Kalksteinwand vom öffentlichen Bereich getrennt ist. In vergangenen Untersuchungen [1] wurde gezeigt, dass diese zwar eine gewisse Schirmdämpfung (SE: Shielding Effectiveness) aufweisen, aber trotzdem eine ausreichende Feldstärke innerhalb des Raumes generieren, um die Netzwerke zu stören. Für die Berechnung der elektrischen Feldstärke E_2 innerhalb des Serverraumes kann die Schirmdämpfung herangezogen werden.

$$SE_E (dB) = 20 \log \left(\frac{E_1}{E_2} \right) \quad (1)$$

Für die leistungsbezogene Schirmdämpfung gilt:

$$SE_P (dB) = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right). \quad (2)$$

In [1] ist die Schirmdämpfung verschiedener Materialien wie zum Beispiel Gipskarton oder Kalksandstein angegeben. Wird davon ausgegangen, dass es sich bei der Wand des Serverraumes um Kalksandstein der Wandstärke 150 mm handelt, ist eine Schirmdämpfung von 5 - 9 dB angegeben. Die von der Firma Diehl BGT Defence entwickelte Quelle DS110 in Kofferform hat eine Ausgangsspannung von $U_1 = 220$ kV bei 350 MHz. Nach (1) kann davon ausgegangen werden, dass in einer Entfernung von 6m eine Feldstärke von ca. 40 kV/m gemessen wird. Durch die Kalksandsteinwand wird damit ein elektrisches Feld der Stärke $E_2 = 15$ kV/m bei 9 dB Schirmdämpfung innerhalb des Serverraumes hervorgerufen. Allerdings haben die IT-Systeme einen gewissen Abstand zur Wand und befinden sich meistens in metallischen Gehäusen. Diese sind aber nicht vollständig verschlossen, sondern müssen auf Grund der hohen Wärmeleistung offen sein. Trotzdem kann eine ausreichende Feldstärke vorhanden sein, um Subsysteme zu stören. Die Ausfallschwellwerte verschiedener Systeme können zwischen 2 und 18 kV/m liegen [2]. In Abbildung 2 ist ein Beispiel für den Aufbau eines Servers dargestellt.



Abbildung 2 Serverschrank

Neben dem Monitor stellen auch insbesondere die Kabel potenzielle Störquellen dar. Außerdem wird aus der Abbildung 1 a) deutlich, dass ein Kabel aus dem Serverraum durch die Wand direkt nach außen zu einer Steckdose führt. Über dieses Kabel können sich ebenfalls Störströme in dem Energieversorgungsnetz ausbreiten. Zusätzlich fallen die Überwachungskameras im Terminal in der Abbildung 1 b) auf.

2.2 Flughafen Frankfurt

Der Flughafen Frankfurt hat eine ganz andere Größenordnung und gehört zu den größten Flughäfen Deutschlands. Er weist damit eine andere Infrastruktur auf, als der Flughafen Hannover. Einen sehr guten Überblick liefert die Abbildung 1-3.



Abbildung 1-3 Luftaufnahme des Frankfurter Flughafens

Sie zeigt deutlich, dass Überwachungssysteme wie der Tower und das Instrumentlandesystem (ILS) aus dem öffentlichen Bereich nicht zugänglich sind. Daher stellt die elektronische und elektrische Infrastruktur (z.B. Energieversorgungsnetze) der Terminals und die öffentlichen Verkehrsmittel den wesentlichen Schwachpunkt dar.

2.3 Flughafen Düsseldorf

Die Abbildung 1-4 gibt einen Überblick über den Flughafen Düsseldorf (DUS).



Abbildung 1-4 Luftaufnahme des Düsseldorfer Flughafens

Aus der Abbildung 1-4 geht deutlich hervor, dass sich der Tower direkt an der Zufahrtsstraße befindet und damit eine potenzielle Angriffsfläche bietet. Weiterhin ist aufgefallen, dass der Fernbahnhof, eine Zufahrtsstraße sowie der Skytrain sich direkt hinter der Start- und Landebahn befinden. Sie sind lediglich durch einen einfachen Maschendrahtzaun vom öffentlichen Bereich getrennt. Das Instrumentenlandesystem hat eine Entfernung von ungefähr 30m zum Zaun. Elektromagnetische Störquellen in mobiler Form haben eine Reichweite von ca. 50m und stellen damit eine Bedrohung dar.

3. Elektromagnetische Wirkmittel

In diesem Paper werden im Wesentlichen zwei elektromagnetische Wirkmittel unterschieden: Ultra-Wide-Band (UWB) und High Power Microwave (HPM). Die Eigenschaften dieser Pulsformen werden in den kommenden Abschnitten näher erläutert.

3.1 Ultra-Wide-Band (UWB)

Der UWB Puls zeichnet sich durch eine Kurve sehr kurzer Anstiegszeit und Pulsdauer aus. Dabei wird die Anstiegszeit zwischen den Punkten der 10% und 90% der maximal erreichbaren Amplitude gemessen. Moderne Pulsgeneratoren erreichen eine Anstiegszeit von 100 ps und können eine Ausgangsspannung von bis zu 50 kV generieren. Die Anstiegszeit charakterisiert den Frequenzbereich des UWB Pulses, der sich über mehrere GHz erstrecken kann. Das hat den wesentlichen Vorteil, dass mit zunehmender Wahrscheinlichkeit die Schwachstelle eines IT-Netzes getroffen und damit gestört werden kann.

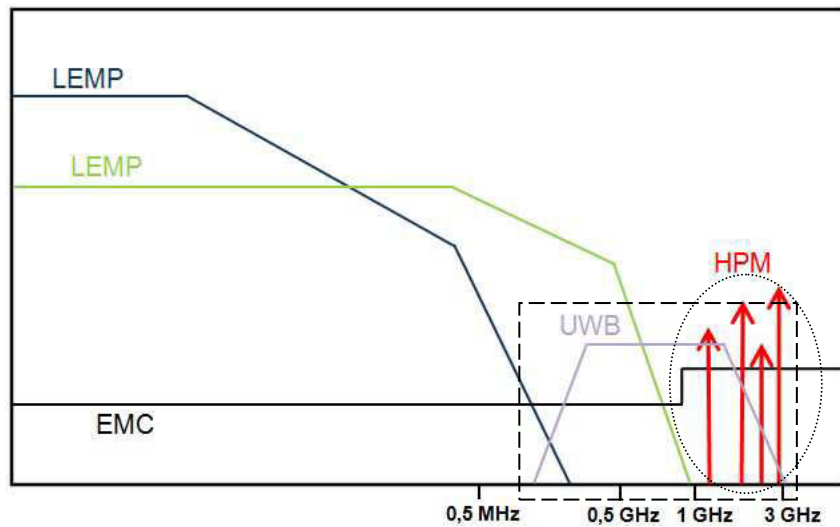


Abbildung 5 Spektrum verschiedener Pulsformen

Aus anderen Veröffentlichungen [2] und eigenen Messungen [3] geht deutlich hervor, dass gängige Systeme wie PCs, Kommunikations- und Überwachungssysteme empfindlich auf Pulse reagieren, die einen Frequenzbereich zwischen 200 MHz und 2 GHz abdecken. Neben dem Frequenzbereich ist auch die maximal generierbare Amplitude ein wichtiger Faktor. Bei einem Puls mit Ultra Wide Band Charakteristik verteilt sich die gesamte Leistung über das genannte Spektrum. Abbildung 5 gibt einen Überblick über die Spektren verschiedener Pulsformen, wobei das eines UWB Pulses durch die gestrichelte Linie gekennzeichnet ist.

3.2 High Power Microwave (HPM)

HPM-Quellen zeichnen sich dadurch aus, dass sie bei einer bestimmten Frequenz eine sehr hohe Amplitude der elektrischen Feldstärke aufweisen. HPM-Quellen werden häufig im Frequenzbereich von 1 GHz bis 3 GHz betrieben.

Das Grundprinzip ist die Wandlung kinetischer Energie eines Elektronenstrahls in die elektromagnetische Energie einer Mikrowelle durch die Wechselwirkung zwischen elektromagnetischen Wellen und geladenen Partikeln. Im kommenden Abschnitt wird unter anderem der Aufbau einer HPM-Quelle beschrieben. Auf der rechten Hälfte der Abbildung 5 ist der Frequenzbereich einer HPM-Quelle durch eine gepunktete Linie markiert.

4. Aufbau von Wirkmitteln

Dieser Abschnitt umfasst den Aufbau von UWB- und HPM-Wirkmitteln, die in den vergangenen Kapiteln ausführlich beschrieben wurden.

4.1 UWB

Wie bereits in Abschnitt 3.1 verdeutlicht, entspricht ein UWB-Signal einem Puls sehr kurzer Anstiegszeit und damit einer großen Bandbreite. Die Abbildung 6 zeigt die grundlegende Funktionskette.

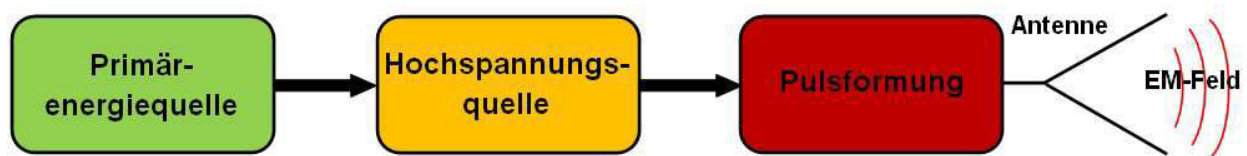


Abbildung 6 Funktionskette einer UWB-Quelle

Als Primärquelle kann zum Beispiel ein 24V Akku-Pack genutzt werden (Abbildung 7 a). Die Ausgangsspannung der Batterie kann über einen Marxgenerator verstärkt werden. Bei einem Marx-Generator werden mehrere Kondensatoren parallel aufgeladen und anschließend über Funkenstrecken seriell entladen. Durch die Funkenstrecken sind die Kondensatoren in Reihe geschaltet (Abbildung 7 b). Das bedeutet, dass sich die Spannungen der einzelnen Kondensatoren addieren und am Ausgang des Marx-Generators einige kV abgegriffen werden. Die Ausgangsspannung wird anschließend in einem HV-Kondensator zwischengespeichert. Um einen kurzen Puls zu erzeugen, muss die Ausgangsspannung geformt werden. Das kann zum Beispiel über eine Funkenstrecke erfolgen (Abbildung 7 c). Der bei der Pulsformung abgegebene elektromagnetische Puls wird anschließend über eine Antenne in den freien Raum abgestrahlt (Abbildung 7 d) [4].

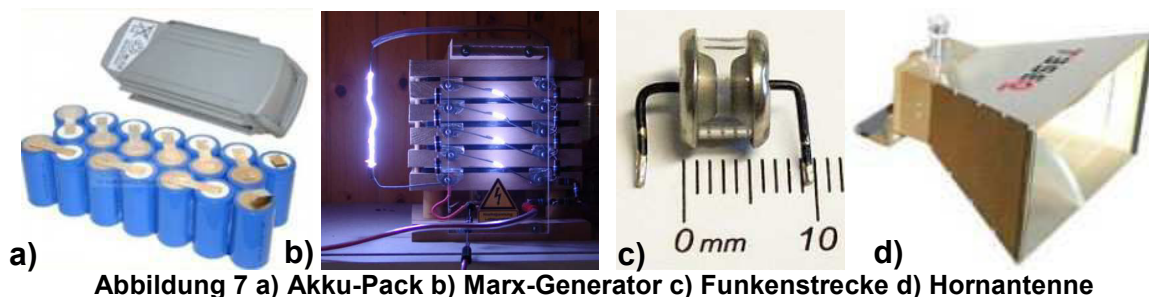


Abbildung 7 a) Akku-Pack b) Marx-Generator c) Funkenstrecke d) Hornantenne

Bei der Zusammenführung der Komponenten muss die Anpassung berücksichtigt werden. Dies betrifft insbesondere den Übergang von der Pulsformung zur Antenne. Es muss darauf geachtet werden, dass der gesamte elektromagnetische Puls in den Raum über die Antennenstruktur abgestrahlt wird.

Vom Wehrwissenschaftlichen Institut für Schutztechnologien und ABC-Schutz wurde ein elektromagnetisches Wirkmittel aus gängigen elektrischen Komponenten gefertigt und in einem Aktenkoffer verbaut. Die selbstgebaute Störquelle erreicht eine Ausgangsspannung von 12 kV und hat eine Reichweite von ungefähr 8 m. Für die Fertigung sind Grundkenntnisse der Elektrotechnik völlig ausreichend. Die Kosten für das Material betragen ca. 1000 €.

4.2 HPM

Für ein HPM-Wirkmittel kann das Magnetron verwendet werden. Abbildung 8 zeigt den typischen Aufbau dazu [4]. Ein Magnetron besteht aus einer Kathode zylindrischer Form, die ringförmig von einem Anodenblock umgeben ist. In die Anode wurden Hohlräume und Schlitze gefräst. Wird eine Spannung angelegt, verlassen die Elektronen die Kathode und bewegen sich auf die Anode zu. Parallel zur Kathode existiert ein Magnetfeld, sodass die Elektronen durch die Lorentzkraft abgelenkt werden. Damit kreisen die Elektronen um die Kathode. In den Hohlräumen bildet sich ein elektromagnetisches Feld aus, sobald die Elektronen an den eingefrästeten Schlitzen vorbeikommen.

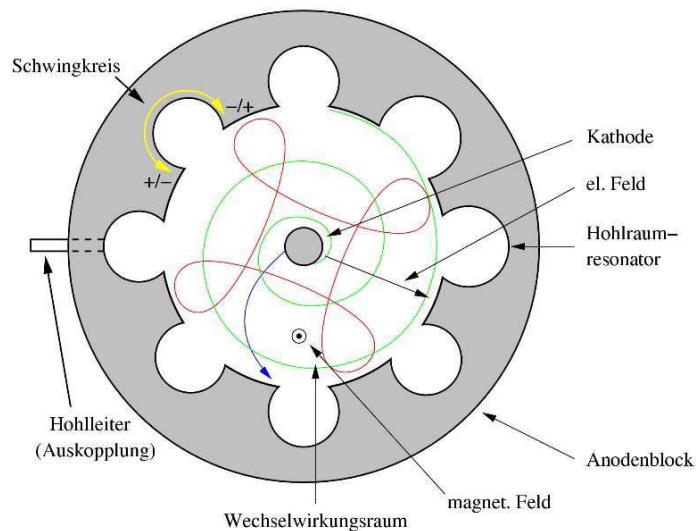


Abbildung 8 Aufbau eines Magnetrons

Das führt dazu, dass die elektromagnetischen Felder auf die im Wechselwirkungsraum kreisenden Elektronen zurückwirken. Einige Elektronen werden beschleunigt und andere wiederum abgebremst. Die dadurch gebildeten Elektronenwolken verstärken die hochfrequente Schwingung.

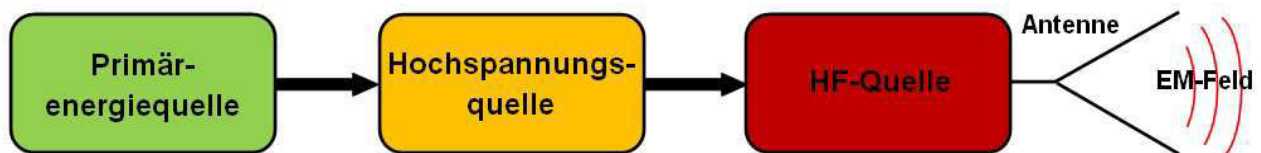


Abbildung 9 Funktionskette einer HPM-Quelle

Abbildung 9 zeigt die Funktionskette einer HPM-Quelle. Dabei sind die Primärquelle und die Hochspannungsquelle identisch zur UWB-Quelle. Als HF-Quelle wird das in Abbildung 8 dargestellte Magnetron eingesetzt. Auch da muss die die Antennenanpassung berücksichtigt werden.

5. Technische und organisatorische Maßnahmen

Sind im Störfall Check-In-Computer in einem bestimmten Bereich des Flughafens betroffen, so werden die Passagiere in andere Terminals umgeleitet. Zeitgleich versuchen die Techniker das Problem zu beheben. Wesentlich kritischer ist es, wenn das Buchungssystem betroffen ist. Dann wird es schwierig bis unmöglich die Flugzeuge ohne Verspätung mit allen Passagieren an Bord starten zu lassen. Das führt zu einem hohen wirtschaftlichen Schaden des Flughafens [5]. Gleiches gilt auch für den Ausfall von Überwachungssystemen (zum Beispiel das Radar). Die Deutsche Flugsicherung (DFS) versucht dann auf alternative Systeme zurückzugreifen. Sollte dies nicht möglich sein, muss gegebenenfalls ein anderer Tower übernehmen oder Flüge müssen umgeleitet werden. Unter Umständen muss der Flugbetrieb eingeschränkt oder eingestellt werden. Für die Aufklärung dieses Szenarios sind verschiedene Sicherheitskräfte zuständig. Der Bereich innerhalb des Flughafengeländes ist das Einsatzgebiet der Bundespolizei, die von Luftsicherheitskontrollkräften und Luftsicherheitsassistenten unterstützt wird. Außerhalb der Begrenzung des Flughafengeländes ist die Landespolizei für die Sicherheit

verantwortlich. Bezüglich der Gefährdung durch elektromagnetische Wirkmittel muss das Personal des Flughafens nochmal gezielt geschult werden.

Aus technischer Sicht ist es sinnvoll für zukünftige Planungen der Infrastrukturen solche Szenarios mit zu berücksichtigen. Das umfasst zum Beispiel die gezielte Auswahl richtiger Komponenten wie Kabel, die vorab eine bessere Schirmung aufweisen (zum Beispiel CAT7). Maßnahmen wie die nachträgliche Installation von Schirmungen sicherheitskritischer Systeme sind zu kostenaufwändig. Eine weitere Möglichkeit zum Schutz kritischer Infrastrukturen ist die Installation von Sensoren, die die Störquellen orten. Sie unterscheiden Störsignale von der gängigen elektromagnetischen Umgebung. Die Störsignale sind allerdings nur über einen begrenzten Zeitraum vorhanden und müssen schnell erfasst werden. Das kann die Speicherkapazität des Überwachungssystems sprengen, da ein UWB Puls eine Pulsdauer von wenigen Nanosekunden aufweist. Außerdem müssen rechtliche Vorschriften wie die Wahrung der Privatsphäre berücksichtigt werden. Aktuell wird auf diesem Gebiet weiter geforscht.

6. Zusammenfassung

Neben der Betrachtung von drei Flughäfen wurde ein Serverraum des Flughafen Hannovers näher analysiert. Dabei zeigte sich deutlich, dass trotz des Wandmaterials noch ausreichend Feldstärke innerhalb des Raumes erzeugt wird. Damit sind die Systeme anfällig für elektromagnetische Störfelder. Außerdem wurde anhand des Aufbaus eines UWB- und HPM-Wirkmittels verdeutlicht, dass diese Störquellen mit dem Grundwissen der Elektrotechnik umgesetzt werden können. Die dafür benötigten Komponenten sind in sämtlichen Elektronikfachmärkten frei verfügbar und günstig zu erwerben. Die organisatorischen Maßnahmen umfassen die Benachrichtigung der zuständigen Sicherheitskräfte und deren Eingriff. Dies geschieht bei der Vermutung, dass es sich gezielt um eine bewusst hervorgerufene Störung handelt. Außerdem werden Techniker und Mitarbeiter der Deutschen Flugsicherung vor Ort bestellt, um das Problem zu beheben. Nachträgliche Installationen, die die Zuverlässigkeit der technischen Einrichtungen gewährleisten, sind zu kostenaufwändig. Diese Maßnahmen sollten bereits in der Planung berücksichtigt werden. Eine Verbesserung kann die Ausstattung des Flughafens mit einem Sensornetzwerk sein, das Störsignale von Nutzsignalen unterscheidet und ortet.

7. Literaturverzeichnis

- [1] Frenzel, T.: „Schirmung kritischer Infrastrukturen“, Dissertation , Leibniz Universität Hannover, 2011
- [2] Camp, M.: „Empfindlichkeit elektronischer Schaltung gegenüber elektromagnetischen Feldimpulsen“, Dissertation, Leibniz Universität Hannover, 2004
- [3] Rohe, M.: „Breakdown Behavior of a Wireless Communication Network under UWB Impact“, EUROEM 2012, Toulouse/France
- [4] Sabath, F.: „IEMI-Intentional Electromagnetic Interference“, Vorlesung WS 07/08, Leibniz Universität Hannover
- [5] EUROCONTROL.: „European Airline delay cost references values“, University of Westminster for PRU, 2008

HPM-Detektionssystem mit Frequenzbestimmung

Dipl.-Ing. Christian Adami¹, Dipl.-Phys. Christian Braun¹, Dipl.-Ing. (FH) Peter Clemens¹, Dipl.-Ing. Michael Joester¹, Dr. Michael Suhrke¹, Dr. Hans-Ulrich Schmidt¹, Hans-Joachim Taenzer¹

¹Fraunhofer-Institut für Naturwissenschaftlich-Technische Trendanalysen INT, Nukleare und Elektromagnetische Effekte

1. Einleitung

In allen Bereichen unserer Gesellschaft hält moderne und komplexe Elektronik Einzug. Sie vernetzt, lenkt große Mengen an Informationen und trifft sogar Entscheidungen, die sich unmittelbar auf Wirtschaft, Kultur und sogar das Wohlergehen von einzelnen Menschen auswirken. Beispiele dafür sind die Banken- und Börseninformationstechnik, Verkehrsleitsysteme und Überwachungssysteme zur Aufrechterhaltung der öffentlichen Ordnung, die intelligente, dezentrale Energieversorgung, bis hin zu aktiven Insassensicherheits- und Leitsystemen in Fahrzeugen und Lebenserhaltungssystemen in Krankenhäusern.

Mit zunehmender Komplexität und Vernetzung wächst auch das Potential für Bedrohung solcher kritischer Infrastruktur durch Hochleistungsmikrowellen (HPM), die solche Systeme zeitweise stören oder permanent außer Kraft setzen können. Kriminelle könnten beispielsweise schon durch Fehlalarme eines Überwachungssystems das Wachpersonal irritieren und die unübersichtliche Situation zu kriminellen Handlungen nutzen. Ein solcher HPM-Angriff lässt sich schwer aus der unerwarteten Fehlfunktion von Elektronik ableiten, zumal der Einsatz einer mobilen HPM-Quelle gut getarnt erfolgen kann. Da sich der Einfluss von Hochfrequenzfeldern nicht unmittelbar erkennen lässt, kann ein Angreifer den Angriff sogar wiederholen und sich unbemerkt von der Szene entfernen, falls er nicht erfolgreich war.

Neben der grundsätzlichen Integration des Themas High Power Electromagnetics (HPEM) in die Planung können Schutzkonzepte für kritische Infrastrukturen auch mit der Fähigkeit zur Detektion starker elektromagnetischer Felder jenseits des Bereichs der Elektromagnetischen Verträglichkeit sinnvoll ergänzt werden. Zur umfassenden Überwachung kritischer Einrichtungen sollten Geräte zur Analyse, Erkennung und Verfolgung von HPM-Bedrohungssignalen (Forensik) zum Einsatz kommen, mit denen die charakteristischen Kenngrößen von HPM-Impulsen, wie Amplitude (Feldstärke), Impulsbreite, Impulswiederholfrequenz, Einfallrichtung und Trägerfrequenz, bestimmt werden können. Ein solcher Detektor kann zwar die überwachte Elektronik nicht vor Störung oder Zerstörung schützen, doch gibt er, eingebettet in ein Schutzkonzept, die Möglichkeit, schnell zu handeln und Folgehandlungen der Angreifer zu unterbinden.

In der Vergangenheit wurde am Fraunhofer INT ein HPM-Detektionssystem [1] entwickelt, das über die Fähigkeiten einfacher Warnempfänger [2,3] zur einfachen Anzeige von gefährlichen HPM-Ereignissen hinausgeht. In einem nächsten Schritt wurde mit einem vierkanaligen System die Detektion der Richtung eines HPM-Angriffs realisiert [4].

2. Vorüberlegungen für die HPM-Detektion

Die Herausforderungen für die zuverlässige Messung von HPM-Signalen ergeben sich aus der Beschaffenheit mobiler Quellen. Ziel ist es, bei der Erzeugung der elektromagnetischen Felder, eine möglichst hohe Feldstärke am Orte der Elektronik zu erreichen, um mit großen eingekoppelten Hochfrequenzamplituden die Störabstände der Elektronik zu überschreiten. Dem gegenüber steht die Abnahme der Feldstärke reziprok zum Abstand von der Sendeantenne bis zum Ziel, es muss also eine höhere Feldstärke im Falle größerer Entfernungen erzeugt werden. Um schließlich mit einer noch transportablen Batterie in der Quelle große Feldstärken erzeugen zu können, werden statt Dauerstrichemission (engl.: Continuous Wave (CW)) nur kurze Pulse, dafür mit sehr hoher Leistung, erzeugt. Daraus ergeben sich unmittelbar die grundsätzlichen Herausforderungen an einen Detektor, der die Feldstärke der Hochfrequenz messen soll. Er muss sehr hohe Feldstärken mit großer Dynamik weit über die Grenzen der Elektromagnetischen Verträglichkeit hinaus messen können, ohne übersteuert zu werden. Zudem gilt es, diese Feldstärke in sehr kurzer Pulsdauer zu bestimmen. Da sich der Detektor im zu messenden Feld befindet, liegt nahe, dass er entsprechend feldfest konstruiert sein muss, um nicht selbst in der Funktion gestört zu werden.

Zusätzliche Bedingungen ergeben sich dann aus weiteren Überlegungen bezüglich der HPM-Quellenbeschaffenheit. Limitierende Faktoren für den Frequenzbereich sind zum einen die maximale Größe einer noch transportablen Quellenantenne, zum anderen die frequenzabhängigen Koppelmechanismen und die Reichweite der Hochfrequenz, wenn beispielsweise Wände durchdrungen werden sollen. Auch ist die Polarisation der elektromagnetischen Wellen von der Konstruktion abhängig, ein Detektor muss diese also unabhängig von ihrer Ausrichtung aufnehmen können. Als weiterer Parameter wäre auch die Trägerfrequenz der HPM-Quelle interessant. Mit dieser Information lassen sich neben Hinweisen auf den Quellentyp auch die Frequenzabhängigkeiten der verwendeten Hochfrequenzbauteile rechnerisch korrigieren und damit die Amplitudenmessung präzisieren sowie der nutzbare Frequenzbereich erweitern.

Die heutigen Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung böten es an, die Hochfrequenz direkt zu digitalisieren und alle weiteren Bearbeitungsschritte in Software zu realisieren. Allerdings sprechen einige Punkte gegen dieses Konzept des SDR (engl.: Software Defined Radio). Generell sollte die Komplexität elektronischer Schaltungen in einer solchen Messumgebung so gering wie möglich gehalten werden, um das Risiko der Störbarkeit klein zu halten, denn die Effektivität von Schirmungs- und Filtermaßnahmen ist endlich. Die zu verarbeitende Hochfrequenz umschließt einen Frequenzbereich von einigen GHz und müsste - bei entsprechender analoger HF-Aufbereitung - in Echtzeit mit ausreichender Auflösung digitalisiert werden, was die Verwendung des schnellsten zur Zeit erhältlichen Digitalspeichers mit großer Speichertiefe bedingen würde. Schnelle Wandler haben typischerweise 8 Bit Auflösung, was die Messdynamik bei nutzbaren 6 bis 7 Bit auf 36 bis 40 dB beschränken würde. Die Frequenzanalyse in Echtzeit müsste mit Fast Fourier Transformation (FFT) durchgeführt werden, es müsste also eine entsprechende Rechenleistung zur Verfügung stehen. Oszilloskope auf dem Markt mit diesen Leistungsdaten sind für diese Anwendung unverhältnismäßig teuer. Zusätzlich soll die Leistungsaufnahme eines Detektors für batteriebetriebenen Dauerbetrieb ausgelegt sein, auch im Hinblick auf Größe, Gewicht und Umweltschutz.

Diese Überlegungen führen schließlich zu einer analogen Auslegung des Detektors, wie sie in den folgenden Kapiteln beschrieben wird.

3. Konzept zur HPM-Amplitudenmessung

Das Fraunhofer INT hat vor einiger Zeit ein Konzept für eine HPM-Amplitudenmessung entwickelt [1], das bis auf die Frequenzmessung die in den Vorüberlegungen genannten Bedingungen erfüllt. Eine Spiralantenne nimmt die elektromagnetischen Wellen polarisationsunabhängig auf und ein Dämpfungsglied schwächt das Signal auf einen messbaren Wert ab. Anschließend wird das Signal dann für einen großen Dynamikbereich logarithmisch gewichtet verstärkt und einem Amplitudendemodulator zugeführt. Das Hüllkurvensignal der Hochfrequenzaustastung kann anschließend beispielsweise mit einem Oszilloskop in der Amplitude vermessen und mit einer Zehlschaltung die Anzahl der Pulse gezählt werden.

Das Fraunhofer INT hat zur Konzeptüberprüfung einen Demonstrator realisiert und im Labor vermessen. Der Frequenzbereich erstreckt sich von 500 MHz bis etwa 4 GHz, die Messdynamik umfasst 60 dB, beginnend bei etwa 10 V/m. Die Schirmung des Demonstrators wurde erfolgreich bis 1 kV/m ausgemessen. Gepulste Signale konnten bis zu einer Kürze von 10 ns gemessen werden.

Zur Detektion der Richtung eines HPM-Angriffs mit einem vierkanaligen System wurde das Richtungsverhalten von Spiralantennen mit rückwärtiger Hohlraumkammer ausgenutzt [4]. Jede der vier ausgewählten Antennen hat einen Öffnungswinkel von etwa 90° über einen großen Frequenzbereich. Nutzt man also vier solcher Amplitudenmessschaltungen parallel und versetzt die Antennen um jeweils 90°, so lässt sich der Bereich von 360° in der Horizontalen überwachen und aus den verschiedenen Amplituden der Messpfade die Richtung eines Signales bestimmen. Auch hier wurde ein Demonstrator realisiert. Der Fehler beim Richtungswinkel beträgt im getesteten Frequenzbereich maximal 30°.

4. Konzept zur HPM-Frequenzmessung

Das im vorherigen Kapitel erläuterte Konzept zur Amplitudenmessung sieht nur die Detektion der Einhüllenden des Hochfrequenzsignals vor, wodurch die Frequenzinformation verlorenggeht. Zur genaueren Analyse und Identifizierung von HPM-Signalen ist jedoch auch die zeitgleiche Messung deren Trägerfrequenz erstrebenswert, wofür sich als Konzept ein Laufzeit-Frequenzdiskriminator anbietet (Bild 1) [5].

Der Frequenzdiskriminator besteht aus einem 0°-Leistungssteiler, zwei Koaxialleitungen mit einer definierten Laufzeitdifferenz, einem 180°-Leistungskoppler zur Addition der beiden Zweige und einem linearen HF-Amplitudendetektor. Für sehr niedrige Frequenzen heben sich die beiden gleichphasigen Signale im 180°-Koppler auf, so dass der Detektor keine Ausgangsspannung anzeigt. Für die Frequenz, bei der die Laufzeitdifferenz eine 180°-Phasenverschiebung erzeugt, ergibt sich am Ausgang des 180°-Kopplers die maximale Ausgangsspannung. Zwischen diesen beiden Frequenzen steigt die Ausgangsamplitude linear mit der Frequenz an. Dieses Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass es nicht nur für Dauerstrichsignale (CW) anwendbar ist, sondern auch für impulsmodulierte Signale bis hin zu kurzen Einzelpulsen.

Voraussetzungen für die Realisierung eines solchen Frequenzdiskriminators sind eine konstante Eingangsamplitude, ein sehr gutes Stehwellenverhältnis aller Hochfrequenzkomponenten und ein sehr linearer und gut angepasster HF-Detektor.

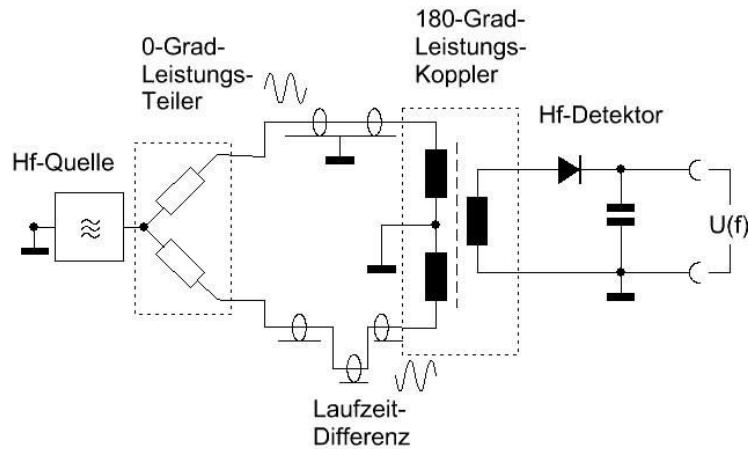


Bild 1: Prinzipschaltbild des HPM-Frequenzdiskriminators

5. Realisierung eines HPM-Detektionssystems mit Frequenzbestimmung

Für den Demonstrator wurde dazu ein integrierter Frequenzdiskriminator eingesetzt, der durch einen integrierten Breitband-Begrenzerverstärker mit konstanter Ausgangsamplitude in einem Dynamikbereich von 60 - 70 dB angesteuert wird. Bild 2 zeigt die realisierte Wandlung der Frequenz zu einer Ausgangsspannung. Man erkennt die sehr gute lineare Proportionalität zur Frequenz zwischen 1 und 5 GHz. Unterhalb 1 GHz bis herab zu 400 MHz ist eine Messung mit schlechterer Auflösung möglich. Die Diskriminatorkennlinie gilt nicht nur für CW-Signale, sondern auch für pulsmodierte Signale. In den Ausgangssignalen des Frequenzdiskriminators ist bei unterschiedlichen Impulsbreiten ein Anfangsüberschwinger von ca. 40 ns zu beobachten, danach ist das Impulsdach eingeschwungen. Damit können an Impulsen ab ca. 100 ns Breite zuverlässige Frequenzmessungen durchgeführt werden (Bild 3).

Parallel dazu wird eine Amplitudenmessschaltung, wie im Kapitel 3 beschrieben, eingesetzt. Hinter den Dämpfungsgliedern teilt sich der Signalweg in zwei Zweige auf. Zur Amplitudenmessung dient wie in [1] ein logarithmischer Verstärker/Detektor, der bei einem HF-Eingangspegel von typisch $-60 \dots 0$ dBm ein linear mit dem dB-Wert ansteigendes Basisband-Impulssignal liefert. Dessen Impulsamplitude wird in einem Kanal des nachfolgenden Digitaloszilloskops gemessen und im Messrechner in Feldstärke kalibriert ausgegeben.

Zur Frequenzmessung muss dem Frequenzdiskriminator ein Signal mit relativ konstantem Pegel angeboten werden, da dieser nur im Bereich von $-10 \dots +5$ dBm pegelunabhängig arbeitet. Daher muss dieser Zweig mit einem Begrenzerverstärker beginnen, dessen Verstärkung so hoch ist, dass bei Eingangspegeln von $-60 \dots 0$ dBm ein näherungsweise konstanter Ausgangspegel für den Frequenzdiskriminator vorhanden ist.

In der hier vorgestellten Arbeit werden sowohl der logarithmische Verstärker/Detektor wie auch der Begrenzerverstärker durch ein Modul realisiert. Es besitzt einen Amplitudendetektor-Videoausgang und einen Begrenzeroutput. Dieser ist zwar nur für den Frequenzbereich 1500...2500 MHz spezifiziert, hält aber im Frequenzbereich 500...3000 MHz für den Pegelbereich $-60...0$ dBm die begrenzte Amplitude für den Frequenzdiskriminator genügend konstant. Im Pegelbereich $-40...0$ dBm beträgt der nutzbare Frequenzbereich sogar 500...5000 MHz. Die Videoamplitude fällt zwar oberhalb 3500 MHz deutlich ab, jedoch kann dieser Fehler bei Kenntnis der Frequenz korrigiert werden.

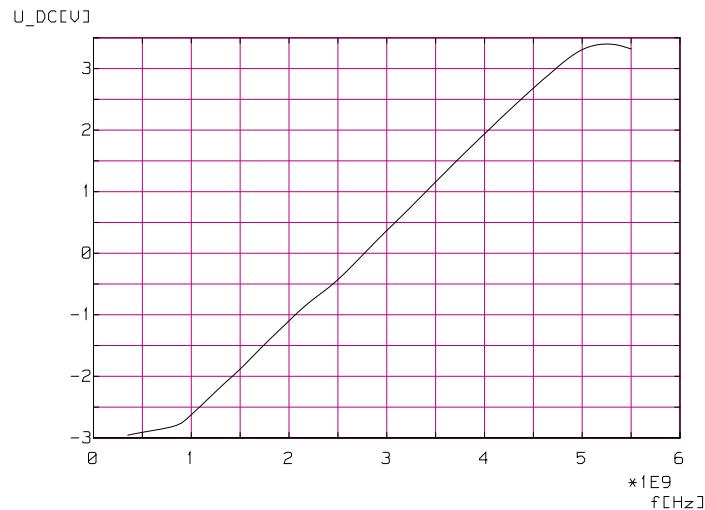


Bild 2: Kennlinie des Frequenzdiskriminators.

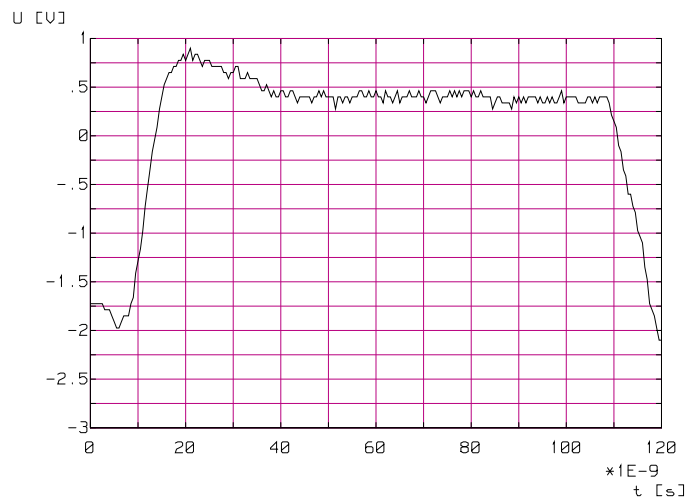


Bild 3: Ausgangsimpuls des Frequenzdiskriminators, HF-Pulslänge = 100 ns.

Das Blockschaltbild des HF-Teils des HPM-Detektors mit Frequenzmessung ist in Bild 4 dargestellt. Dieser besteht aus den oben beschriebenen Einzelkomponenten, eingebaut in ein HF-dichtes Gehäuse mit sehr guter Schirmwirkung (Bild 5, rechts unten). Dadurch ist es auch in einer gefährdeten Umgebung mit Feldstärken bis über 10 kV/m zu betreiben. Die Stromversorgung des HF-Teils erfolgt gut gefiltert aus einer geschützten Batterieeinheit oder einem geschützten Netzgerät.

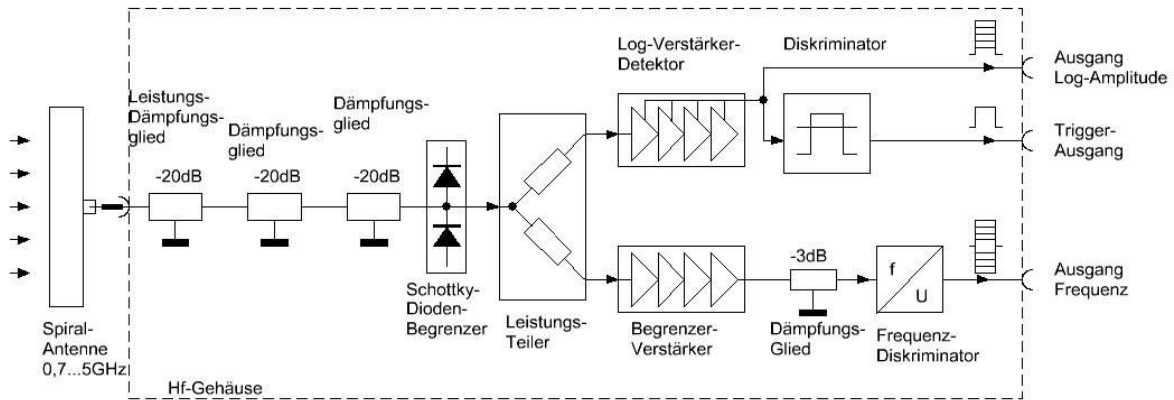


Bild 4: Blockschaltbild des HF-Teils des HPM-Detektors mit Frequenzmessung

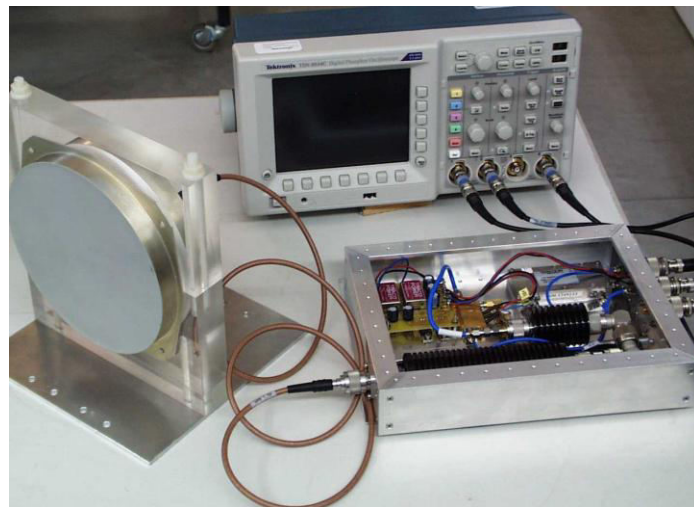


Bild 5: Demonstrator des Konzeptes der Frequenzerkennung und einkanaler Amplitudenmessung

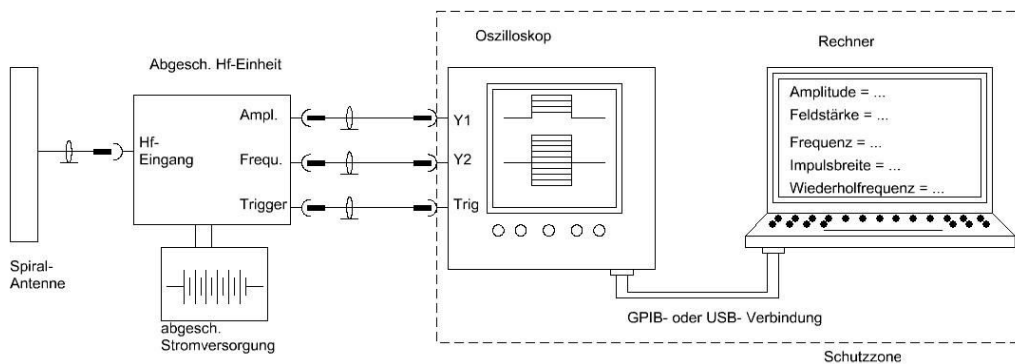


Bild 6: Blockschaltbild des gesamten HPM-Detektors mit Frequenzmessung

Das Digitaloszilloskop zur Signalauswertung ist über drei gut geschirmte Koaxialkabel mit dem HF-Teil verbunden. Es muss, ebenso wie der Steuerrechner, in einer Schutzzone mit genügender Schirmwirkung betrieben werden (Bild 6). Das Oszilloskop ist mit dem Steuerrechner über eine GPIB- oder eine USB-Datenleitung verbunden. Wenn als Oszilloskop ein USB-Oszilloskop ohne Bildschirm verwendet wird, so kann dies auch zusammen mit dem HF-Teil in einer abgeschirmten Einheit untergebracht werden (wie in Kapitel 7 erläutert). In diesem Fall ist die Datenleitung als Lichtwellenleiter-USB-

Verbindung ausgeführt. Nur der Steuerrechner muss dann in einer Schutzzone betrieben werden oder entsprechend gehärtet ausgeführt sein.

6. Softwarekonzept

Im derzeitigen Entwicklungsstadium wurde eine Basissoftware für den Vierkanaldetektor zur Richtungserkennung realisiert. Die Software steuert hauptsächlich das im Demonstrator verbaute Oszilloskop, setzt Trigger und berechnet die Amplituden. Eine erste Version einer grafischen Benutzeroberfläche zeigt entweder eine vereinfachte Darstellung mit grober Pegelanzeige ähnlich einer Ampel sowie die Richtung eines HPM-Angriffs (Bild 7) oder eine Oberfläche mit vier Oszillogrammen der Rohdaten der Messkanäle (Bild 8, rechts).

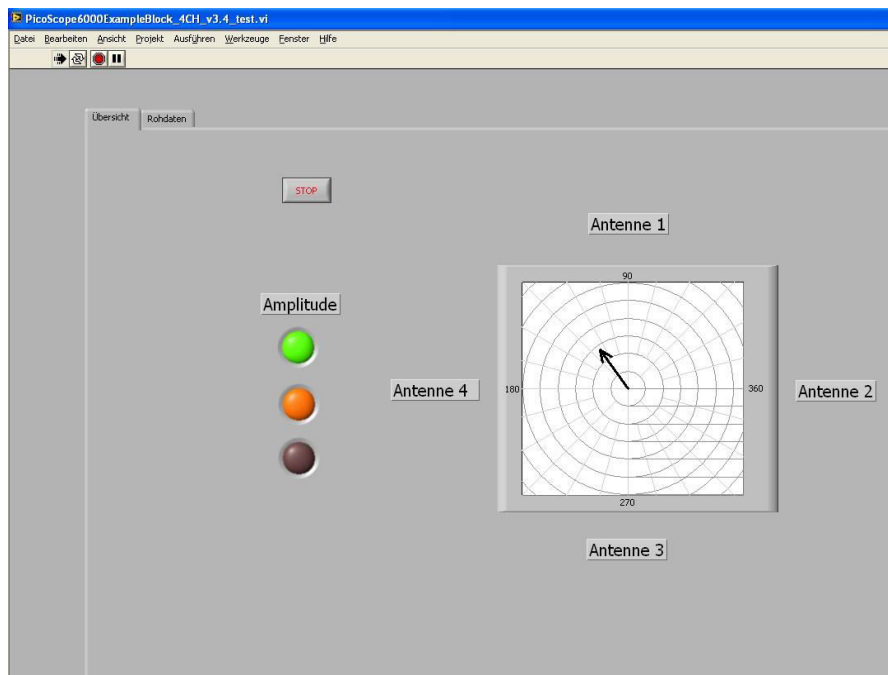


Bild 7: Bild der grafischen Benutzeroberfläche in einer ersten Entwicklungsversion

7. Kompaktes Konzept

Das Konzept eines kompakten Gesamtsystems mit integrierter Spannungsversorgung und Signalübertragung per Lichtwellenleiter wurde im Labor, wie auch bei Freifeldmessungen, erfolgreich bestätigt (Bild 8). Der abgeschirmte HF-Teil (links) enthält die Detektormodule, Dämpfungsglieder, Begrenzer, ein PC-basiertes Vierkanal-USB-Oszilloskop, die Spannungsversorgung sowie einen Medienkonverter für die Datenübertragung über eine Glasfaserverbindung zu einem PC mit der Nutzeroberfläche (rechts).

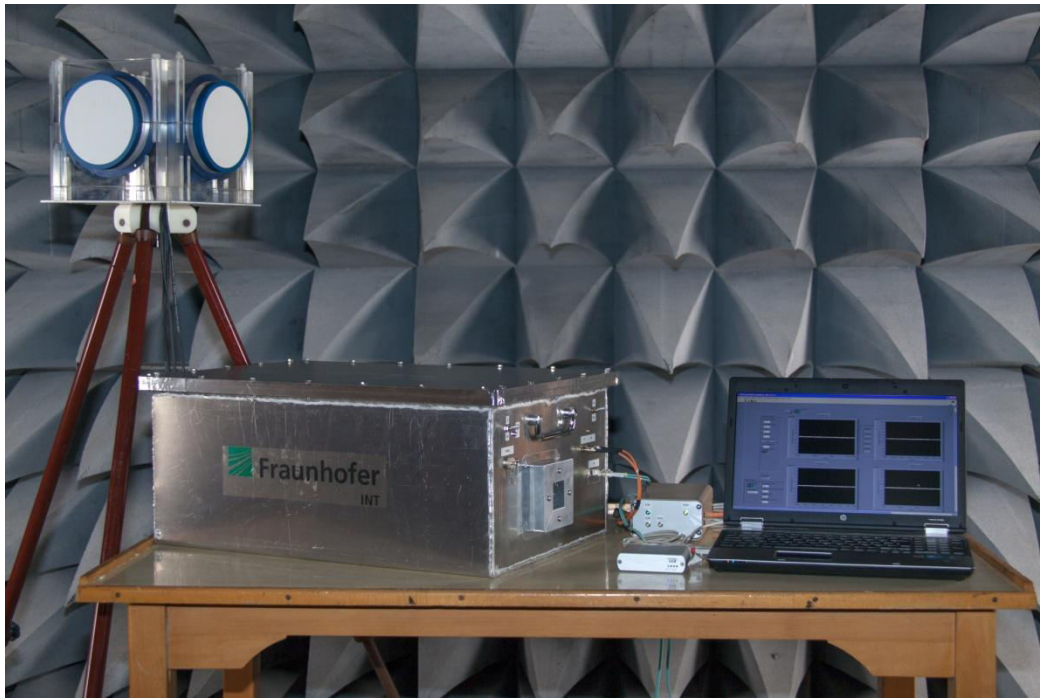


Bild 8: Demonstrator eines kompakten vierkanaligen HPM-Amplitudenmesskonzeptes mit Richtungsdektion

8. Zukünftige Entwicklung

In einem weiteren Schritt wird die Richtungs- und Frequenzerkennung in einem Detektor vereint. Für den speziellen Einsatz im Detektor werden Antennen nach anderen Gesichtspunkten als die kommerziellen, für den Sendebetrieb optimierten Antennen, entwickelt und können beispielsweise kleiner ausfallen.

9. Referenzen

- [1] Chr. Adami, Chr. Braun, P. Clemens, H.-U. Schmidt, M. Suhrke, and H.-J. Taenzer, HPM detection system for mobile and stationary use, Proceedings of the EMC Europe 2011, York, UK, p. 1.
- [2] R. Hoad and I. Sutherland, The forensic utility on detecting disruptive electromagnetic interference, Proceedings of the 6th European Conference on Information Warfare and Security (ECIW 2007), July 2007.
- [3] D. B. Jackson and G. H. Baker III, High Dynamic Range, Wide Bandwidth Electromagnetic Field Threat Detector, EUROEM 2012 Book of Abstracts, p. 91.
- [4] Chr. Adami, Chr. Braun, P. Clemens, M. Jöster, H.-U. Schmidt, M. Suhrke, and H.-J. Taenzer. HPM Detector with Extended Detection Features. EUROEM 2012 Book of Abstracts, p. 82 und Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 10 Book, to be published.
- [5] Chr. Adami, P. Clemens, M. Jöster, H.-U. Schmidt, M. Suhrke, and H.-J. Taenzer. Ein HPM-Detektionssystem mit Frequenz- und Amplituden-Messung - 1. Prototyp eines einkanaligen Gerätes. Fraunhofer INT Report 26/2013 (Juni 2013).

Verbesserung der Schirmeffektivität eines metallisch geschirmten Raums an den Resonanzfrequenzen mithilfe von Absorbermaterial

Dipl.-Ing. Stefan Parr, M.Sc. Hamed Karcoon, Univ.-Prof. Dr.-Ing Stefan Dickmann.
Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg

Dipl.-Phys. Ronald Rambousky.
Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien - ABC-Schutz (WIS), Munster

1 Einleitung

Metallisch geschirmte Räume als Teil eines komplexen Systems, z.B. eines Schiffs, sind zwangsläufig durch Aperturen und Kabel mit dem Rest des Systems verbunden. Durch die notwendigen Lüftungsöffnungen, Kabeldurchführungen und Türspalte wird die elektromagnetische Schirmeffektivität begrenzt. Durch Reflexion und positive Überlagerung von eingekoppelten Wellen an den Innenwänden kommt es zur Ausbildung von Resonanzen bei den Frequenzen

$$F_{(m,n,p)} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (1)$$

mit a , b und d : Abmessungen des quaderförmigen Raums, c : Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts, m , n und p : positive ganze Zahlen, von denen maximal eine Null sein darf, und die die Mode beschreiben [1]. Hierdurch kommt es zu großen räumlichen und spektralen Feldstärkeschwankungen von bis zu 45 dB [2]. Um die Schirmeffektivität an den Resonanzfrequenzen zu verbessern, muss die Reflektivität der Wände bzw. die Güte des Resonators reduziert werden. In Absorberkammern, die eine feld- und reflexionsfreie Umgebung reproduzieren sollen, wird dies durch eine Kombination von Ferritkacheln und Pyramidenabsorbern erreicht, um ein großes Frequenzspektrum abzudecken. Hierzu muss die Länge der Pyramidenabsorber in der Größenordnung der halben Wellenlänge liegen. Für andere Anwendungen kommt dies aufgrund des hohen Platzverbrauchs nur bedingt in Frage. Es wurden auch Versuche unternommen, die Schirmeffektivität durch Platzierung von Absorbermaterial an den Stellen maximaler Feldstärke zu verbessern [1]. Auch diese Methode ist für Räume mit Geräten im Innenraum nur schwierig zu realisieren. Olyslager et. al. haben vorgeschlagen, plattenförmige Absorber an der Innenseite eines geschirmten Raums anzubringen [3]. Dieser Ansatz wird in dieser Arbeit weiter verfolgt, mit dem Ziel festzustellen, um wieviel die Schirmeffektivität mit verschiedenen Absorbermaterialien oberhalb der ersten Resonanzfrequenz verbessert werden kann.

Hierzu wird zunächst eine metallisch geschirmte Kiste als Modell durch Simulation und Messung untersucht. Ziel ist die Verifizierung der Simulation durch Vergleich mit der Messung, um für Räume mit größerer Ausdehnung die Messung zu sparen. Simulation und Messung der Schirmeffektivität werden mit und ohne Absorbermaterial durchgeführt, um die Dämpfung der Resonanzen zu bestimmen. Danach wird die Untersuchung der Schirmeffektivität für einen Raum voller Größe durchgeführt. Da die Feldstärke innerhalb des Raumes durch die Resonanzen stark schwankt, wird die Schirmeffektivität über die mittlere Energiedichte im Raum berechnet.

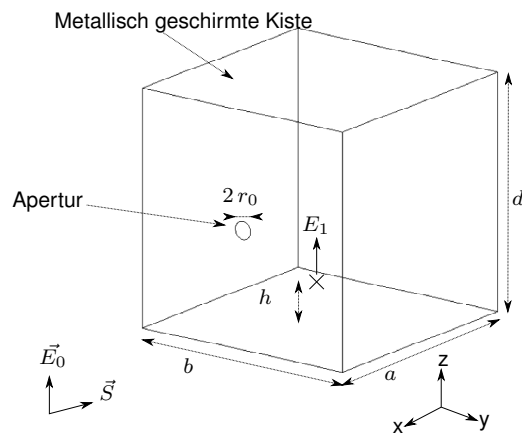


Abbildung 1: Metallisch geschirmte Kiste mit Apertur.

2 Schirmeffektivität einer leeren metallisch geschirmten Kiste als Modell

Zunächst wird die Schirmeffektivität anhand eines Modells untersucht. Das hierzu erstellte und in Abb. 1 gezeigte Simulationsmodell besteht aus einer würfelförmigen Kiste mit einer Kantenlänge von etwa 40 cm mit einer kreisförmigen Apertur an der Vorderseite mit einem Radius von 15 mm. Die ersten vier Resonanzfrequenzen der metallisch geschirmten Kiste können nach Formel (1) berechnet werden und sind in Tabelle 1 gezeigt. Es wird hier der Einfachheit halber nicht nach TE und H Moden unterschieden und die Resonanzordnung wird fortan als (mnp) gekennzeichnet. Als Anregung wird eine TEM Welle verwendet, die

Tabelle 1: Frequenzen der ersten vier Resonanzen.

m n p	Frequenz in MHz
1 1 0	529
1 1 1	650
0 1 2	845
1 1 2	922

sich in -x Richtung ausbreitet und deren E-Feld in z Richtung polarisiert ist mit einer Amplitude $|\vec{E}_0|$ von 50 V/m. Das geschirmte Feld $|\vec{E}_1|$ wird 5 cm oberhalb des Kistenbodens mittig gemessen. Die elektrische Schirmeffektivität SE_{el} berechnet sich wie folgt:

$$SE_{el} = 20 \cdot \log_{10} \frac{|\vec{E}_0|}{|\vec{E}_1|} \text{ in dB.} \quad (2)$$

Die Simulation wird mit der Software FEKO durchgeführt. Als numerische Lösungsmethode für das Innere der Kiste werden die Momentenmethode (MoM) mit Surface Equivalence Principle (SEP) sowie Finite Elemente (FEM) getestet. Die Simulation wird in einem Frequenzbereich von 400 MHz bis 1 GHz mit 200 linear verteilten Frequenzpunkten durchgeführt. Ein Vergleich der benötigten Ressourcen für die beiden Methoden ist in Tabelle 2 gezeigt für eine Simulation mit zehn parallelen Prozessen. Die Ergebnisse für die Schirmeffektivität unterscheiden sich nur unwesentlich mit einer maximalen Abweichung von 4 dB. Da die Finite Elemente Methode einen klaren Vorteil in der Berechnungszeit zeigt, wird sie fortan verwendet.

Die Simulationsergebnisse werden mit einer analytischen Berechnungsmethode nach Robinson et. al. [4] verglichen. Hierbei wird der Schirm als Wellenleiter mit einer einzelnen Mode (TE_{10}) betrachtet und die Apertur mithilfe der Leitungstheorie berücksichtigt. Die

Tabelle 2: Vergleich der benötigten Ressourcen für eine Simulation bis 1 GHz.

	MoM/SEP	FEM
Zahl der Dreiecke	3364	3176
Zahl der Tetrahedra	0	14300
Gesamte Berechnungszeit	9 h 23 min	48 min
Arbeitsspeicher pro Prozess	509 MBytes	127 MBytes

Ergebnisse sind in Abb. 2 dargestellt. Die ersten vier Resonanzfrequenzen bei der Simulation sind in guter Übereinstimmung mit den in Tabelle 1 berechneten, nur bei 650 MHz bricht die Schirmeffektivität nicht ein. Diese Resonanz wird nicht angeregt, da das E-Feld in z Richtung polarisiert ist. Die Ergebnisse für die numerische sowie die analytische Berechnung stimmen bis zur (012) Resonanz in etwa überein. Die Berechnungsmethode nach Robinson betrachtet eine einzige Wellenleiter Mode (TE_{10}), daher werden hier die höheren Resonanzen nur zum Teil berücksichtigt. Die Schirmeffektivität wird negativ für mehrere Frequenzen, d.h. das Feld ist mit Schirm größer als ohne.

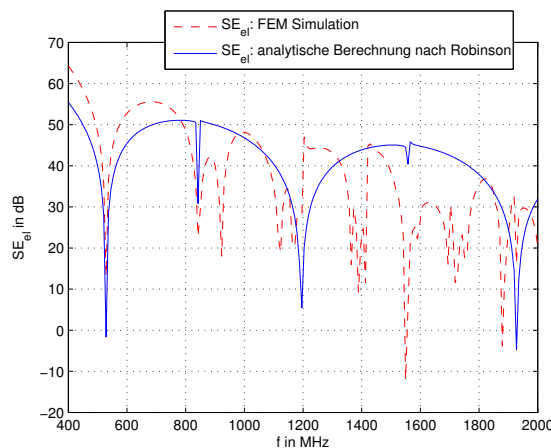


Abbildung 2: Vergleich der Ergebnisse für die Schirmeffektivität der numerischen sowie analytischen Berechnung.

3 Verbesserung der Schirmeffektivität der geschirmten Kiste mithilfe von Absorber Material

3.1 Simulation der Schirmeffektivität mit und ohne Absorber

Um das Absorbermaterial simulieren zu können, müssen zunächst dessen dielektrische Eigenschaften bestimmt werden. Dies ist mithilfe eines Koaxialleitungsexperiments und der Transmissions-/Reflexionsmessung möglich. Die Auswertung erfolgt durch den Nicolson-Ross-Weir-Algorithmus [5, 6, 7]. Die Ergebnisse für die komplexe Permittivität

$$\epsilon_r = \epsilon'_r + j\epsilon''_r \quad (3)$$

von in Kohlenstoff getränktem Polyurethanschaum sind in Abb. 3 gezeigt. Die metallisch geschirmte Kiste wird nun mit einer Absorberplatte mit einer Dicke von 20 mm an der Rückwand bis zu einer Frequenz von 2 GHz simuliert. Die Ergebnisse für die elektrische Schirmeffektivität mit und ohne Absorber sind in Abb. 4 gezeigt. Für hohe Frequenzen kann eine Verschiebung der Resonanzen beobachtet werden. Dies wird durch die hohe

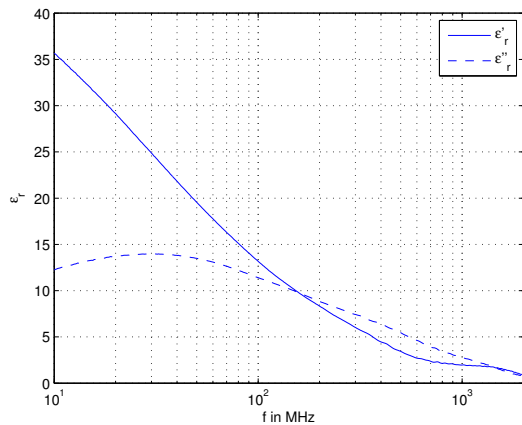


Abbildung 3: Gemessene Permittivität für den Polyurethanabsorber.

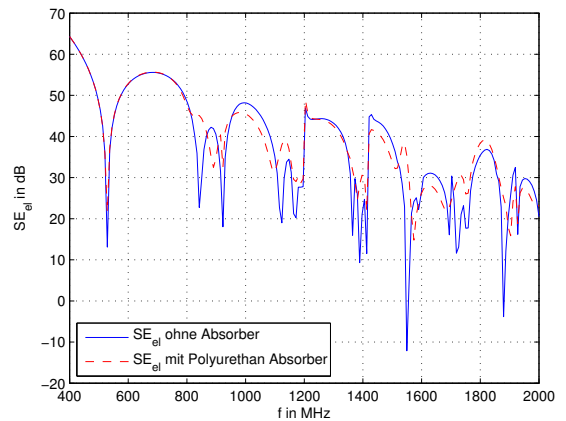


Abbildung 4: Simulierte elektrische Schirmeffektivität mit und ohne Polyurethanabsorber.

Permittivität des Absorbermaterials und der damit geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit darin verursacht. Die minimale Schirmeffektivität wird durch den Absorber von -10 auf +15 dB verbessert.

3.2 Messung der Schirmeffektivität mit und ohne Absorber

Die Geometrie der geschirmten Kiste für die Messung stimmt mit der für die Simulation überein (siehe Abb. 4). Die Schirmwände bestehen aus 1,5 mm starkem Edelstahl. Die vier seitlichen Wände sind miteinander verschweißt, der elektrische Kontakt zu Vorder- und Rückseite wird durch Hochfrequenzdichtungen sichergestellt. Die Kiste wird in einer GTEM-Zelle platziert, die zusammen mit einem Signalgenerator und einem 100 Watt Verstärker die anregende TEM-Welle erzeugt. Die Feldstärke in der Kiste wird mit einer Feldmesssonde mit optischem Kabel gemessen. In einer früheren Veröffentlichung sind Angaben zur Feldbeschaffenheit innerhalb der GTEM-Zelle enthalten [8]. Die Messung der Schirmeffektivität wird durch das Rauschen der Feldmesssonde beschränkt und das E-Feld innerhalb der GTEM-Zelle enthält ungewollte Komponenten in x- und y- Richtung.

Die Feldstärke wird in Abwesenheit des Schirms sowie innerhalb des Schirms mit und ohne Absorber an der Rückseite gemessen, um die Schirmeffektivität zu berechnen. Zwei verschiedene Absorber werden verwendet: der mit Kohlenstoff getränkte Polyurethanschaum mit einer Dicke von 20 mm sowie Ferritkacheln mit einer Dicke von 5,5 mm. Die Ferritkacheln bedecken lediglich 9/16 der gesamten Rückseitenfläche. Die Messung ist durch den Verstärker auf eine Frequenz von 1 GHz beschränkt. Das Ergebnis für die somit bestimmte Schirmeffektivität ist in Abb. 5 gezeigt. Ohne Absorber bricht die Schirmeffektivität an den Resonanzfrequenzen ein, das Minimum ist bei 10 dB. Durch die Ferritkacheln wird der Wert auf 33 dB verbessert. Der Polyurethan Absorber zeigt ebenfalls gute Dämpfung mit einem Minimum von 25 dB an der (110) Resonanz. Das Dämpfungsverhalten der Ferritkacheln und des Polyurethan Absorbers weicht voneinander ab aufgrund der unterschiedlichen elektrischen und magnetischen Feldverteilungen bei den verschiedenen Resonanzen. Die Ferritkacheln zeigen die insgesamt bessere Dämpfung. Ihr Nachteil sind die hohen Kosten sowie das Gewicht. Clegg [9] hat gezeigt, dass die vollständige Bedeckung einer Fläche mit Ferritkacheln nicht notwendig ist, um die Reflexion erheblich zu reduzieren. Eine 80% -ige Abdeckung liefert demnach dieselben Ergebnisse wie die volle Auskleidung. Somit kann an Kosten und Gewicht gespart werden.

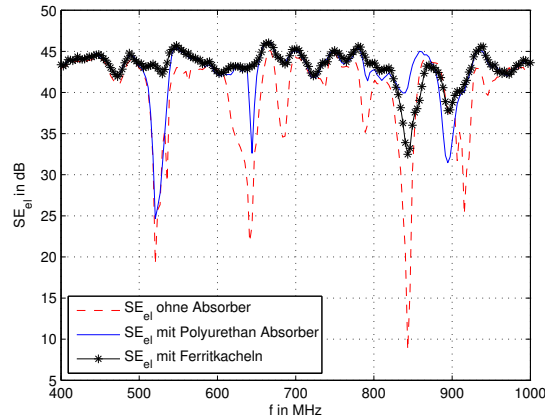


Abbildung 5: Gemessene Schirmeffektivität mit und ohne 20 mm Polyurethanabsorber.

3.3 Vergleich der gemessenen und simulierten Schirmeffektivität

Für große Räume sind Probemessungen der Schirmeffektivität und der Verbesserung mithilfe von Absorbern kostspielig und zeitaufwändig. Daher werden die Simulations- und Messergebnisse für die Kiste verglichen, um die Simulation zu verifizieren und somit für größere Anwendungen die Messung zu umgehen. Die Ergebnisse für die Schirmeffektivität mit Polyurethanabsorber sind hierzu in Abb. 6 dargestellt. Gute Übereinstimmung ist an der (110) und (112) Resonanz zu sehen. Die (111) Resonanz wird nur bei der Messung angeregt, in der Simulation jedoch nicht. Zu ihrer Anregung ist eine E-Feld Komponente in x Richtung notwendig, die nur bei der Messung vorhanden ist aufgrund der inhomogenen Feldverteilung innerhalb der GTEM-Zelle [8]. Die maximal messbare Schirmeffektivität ist aufgrund der minimal messbaren Feldstärke der Feldmesssonde auf 45 dB beschränkt.

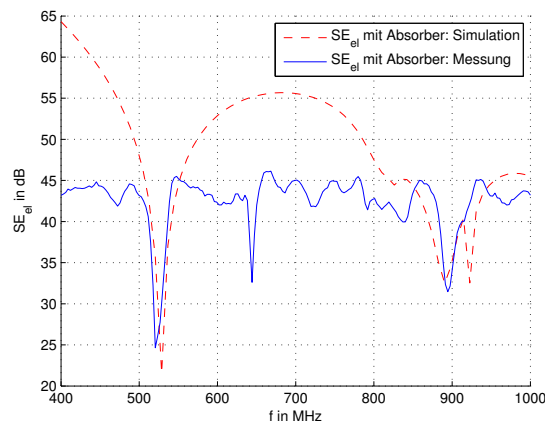


Abbildung 6: Vergleich der gemessenen und simulierten Schirmeffektivität für 20 mm Polyurethanabsorber.

4 Verbesserung der Schirmeffektivität in einem metallisch geschirmten Raum

4.1 Berechnung der Schirmeffektivität über die mittlere elektromagnetische Energiedichte

Bei der Berechnung der Schirmeffektivität nach Formel (2) kann entweder nur das elektrische oder das magnetische Feld berücksichtigt werden. Bei hohen Frequenzen sind jedoch elektrische und magnetische Felder stets miteinander gekoppelt. Hinzu kommt, dass die klassische Definition der Schirmeffektivität nur für einen Punkt definiert ist, die Feldstärke im Innern des Schirms an den Resonanzfrequenzen jedoch stark inhomogen ist. Um eine aussagekräftige Schirmeffektivität angeben zu können, wird im Folgenden die örtlich gemittelte Energiedichte zur Berechnung herangezogen.

Die zeitlich gemittelte elektrische bzw. magnetische Energiedichte w_{el} und w_{mag} einer sinusförmigen Feldgröße mit der Amplitude \hat{E} bzw. \hat{H} ist gegeben durch:

$$w_{\text{el}} = \frac{1}{4} \epsilon \hat{E}^2, \quad w_{\text{mag}} = \frac{1}{4} \mu \hat{H}^2. \quad (4)$$

Die örtlich gemittelte Energiedichte \bar{w} eines elektromagnetischen Feldes im Volumen V ist

$$\bar{w} = \frac{1}{V} \int_V \left(\frac{1}{4} \epsilon \hat{E}^2 + \frac{1}{4} \mu \hat{H}^2 \right) dV. \quad (5)$$

Im Fall von N Messpunkten kann die mittlere Energiedichte aus den Werten für die Feldstärken \hat{E}_i und \hat{H}_i analog berechnet werden:

$$\bar{w} = \frac{1}{V} \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{4} \epsilon \hat{E}_i^2 + \frac{1}{4} \mu \hat{H}_i^2 \right) \Delta V_i. \quad (6)$$

mit ΔV_i : das zum Messpunkt i gehörige Teilvolumen. Wenn alle Teilvolumen ΔV_i gleich groß sind, ergibt dies:

$$\bar{w} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{4} \epsilon \hat{E}_i^2 + \frac{1}{4} \mu \hat{H}_i^2 \right). \quad (7)$$

Damit kann die elektromagnetische Schirmeffektivität berechnet werden:

$$SE_{\text{em}} = 10 \log_{10} \frac{\bar{w}_0}{\bar{w}_1}. \quad (8)$$

mit \bar{w}_0 : mittlere Energiedichte in Abwesenheit des Schirms, \bar{w}_1 : mittlere Energiedichte im Schirm.

4.2 Simulation eines metallisch geschirmten Raums mit und ohne Absorber

Der in Abb. 7 gezeigte Raum wird in FEKO simuliert, um die Schirmeffektivität mit und ohne Absorber zu bestimmen. Die Geometrieparameter des Raums und der Apertur in Form eines Türschlitzes sowie die ersten Resonanzfrequenzen bis 200 MHz sind in Tabelle 3 gelistet. Die einfallende TEM Welle breitet sich in -x Richtung aus. Ihr E Feld ist 45° zur y und z Richtung polarisiert, um alle Resonanzen anzuregen. Als Absorber wird

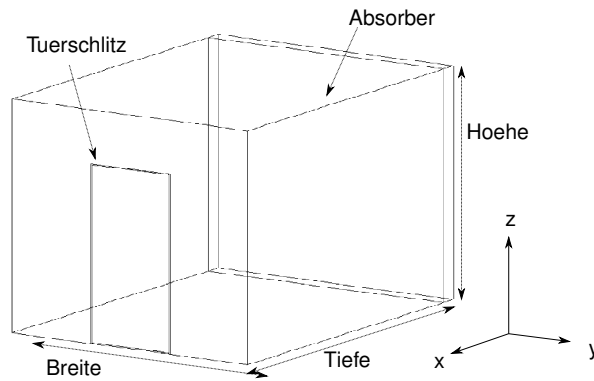


Abbildung 7: Metallisch geschirmter Raum mit Türschlitz und Absorber.

Tabelle 3: Geometrieparameter und Resonanzfrequenzen des Raums

Breite	3 m	m n p	Frequenz in MHz
Höhe	2.6 m	1 1 0	62,5
Tiefe	4 m	1 0 1	68,8
Höhe Tür	2 m	0 1 1	76,3
Breite Tür	1 m	1 1 1	85,1
Breite Türschlitz	10 mm	2 1 0	90,1
		2 0 1	94,6

kohlenstoffgetränkter Polyurethanschaum mit einer Dicke von 20 cm angenommen. Die Energiedichte des elektromagnetischen Feldes im Raum wird über 240 Messpunkte mit einem Abstand von 0.5 m für die Berechnung nach (7) gemittelt. Die Simulationsergebnisse für die Schirmeffektivität mit und ohne Absorber sind in Abb. 8 gezeigt. Die meisten Resonanzen werden um über 20 dB gedämpft. Die erste Resonanz bei ca. 50 MHz wird durch den Türschlitz verursacht, daher wird die Schirmeffektivität hier nicht verbessert.

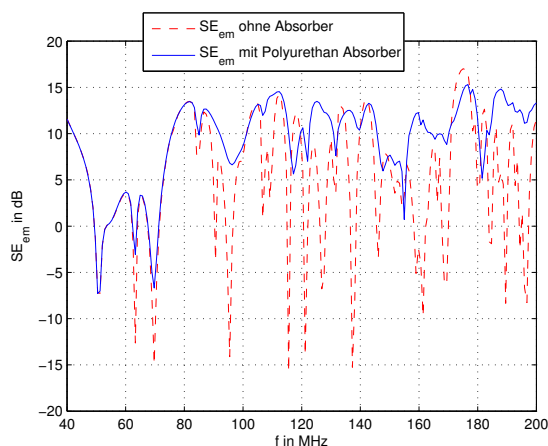


Abbildung 8: Simulierte Schirmeffektivität des Raums.

5 Fazit und Ausblick

Die Möglichkeit der Verbesserung der Schirmeffektivität metallisch geschirmter Räume mit Absorberplatten wurde durch Messung und Simulation bestätigt. Die besten Ergeb-

nisse werden mit Ferritkacheln erzielt, die bei Verwendung in einer würfelförmigen Kiste eine Verbesserung der minimalen Schirmeffektivität von 10 dB auf 35 dB erreichen. Der Nachteil der Kacheln sind Kosten und Gewicht. Der mit Kohlenstoff getränkte Polyurethanschaum als Alternative zeigt ebenfalls erhebliche Dämpfungswerte. Messung und Simulation zeigen gute Übereinstimmung für die geschirmte Kiste, daher ist für Räume mit größeren Ausdehnungen eine Simulation ausreichend. Für den untersuchten Raum mit Türschlitz als Apertur kann die Schirmeffektivität durch Einfügen von Absorberplatten an einer Wand um 20 dB an den meisten Resonanzen verbessert werden. In weiteren Untersuchungen sollen die Dämpfungseigenschaften von Ferritkacheln sowie anderer magnetischer Absorber in Räumen genauer analysiert werden.

Literatur

- [1] DAWSON, L. ; DAWSON, J. F. ; MARVIN, A. C. ; WELSH, D.: Damping resonances within a screened enclosure. In: *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 43 (2001), Nr. 1, S. 45–55. <http://dx.doi.org/10.1109/15.917935>. – DOI 10.1109/15.917935
- [2] IZZAT, N. ; CRADDOCK, I. J. ; HILTON, G. S. ; RAILTON, C. J.: Analysis and realisation of low-cost damped screened rooms. In: *IEE Proceedings -Science, Measurement and Technology* 145 (1998), Nr. 1, S. 1–7. <http://dx.doi.org/10.1049/ip-smt:19981650>. – DOI 10.1049/ip-smt:19981650
- [3] OLYSLAGER, F. ; LAERMANS, E. ; DE ZUTTER, D. ; CRIEL, S. ; DE SMEDT, R. ; LIETAERT, N. ; DE CLERCQ, A.: Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 41 (Aug), Nr. 3, S. 202–213. <http://dx.doi.org/10.1109/15.784155>. – DOI 10.1109/15.784155. – ISSN 0018–9375
- [4] ROBINSON, M.P. ; BENSON, T.M. ; CHRISTOPOULOS, C. ; DAWSON, J.F. ; GANLEY, M. D. ; MARVIN, A.C. ; PORTER, S.J. ; THOMAS, D. W P.: Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 40 (Aug), Nr. 3, S. 240–248. <http://dx.doi.org/10.1109/15.709422>. – DOI 10.1109/15.709422. – ISSN 0018–9375
- [5] CHEN, L. F. ; ONG, C. K. ; NEO, C. P. ; VARADAN, V. V. ; VARADAN, V. K.: *microwave electronics measurement and materials characterisation*. John Wiley & Sons, Ltd, 2004. – 175–178 S.
- [6] IHSAN, Zainul ; LUBKOWSKI, Grzegorz ; ADAMI, Christian ; SUHRKE, Michael: Characterization of the absorbing material used in EMC experiments. In: *Proc. EMC Europe 2011 York*, 2011, S. 774–777
- [7] NICOLSON, A. M. ; ROSS, G. F.: Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques. In: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 19 (1970), Nr. 4, S. 377–382. <http://dx.doi.org/10.1109/TIM.1970.4313932>. – DOI 10.1109/TIM.1970.4313932
- [8] PARR, S. ; DICKMANN, S. ; RAMBOUSKY, R.: Damping resonances of a screened enclosure using absorbing material. In: *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*, 2012. – ISSN 2325–0356, S. 1 –5
- [9] CLEGG, J. ; ALEXANDER, M. ; DAWSON, L. ; DAWSON, J.F. ; JEE, I. ; MARVIN, A.C. ; LOADER, B. ; PORTER, S.J.: A method of reducing the number of ferrite tiles in an absorber lined chamber. In: *Electromagnetic Compatibility, 1999. EMC York 99. International Conference and Exhibition on (Conf. Publ. No. 464)*, 1999. – ISSN 0537–9989, S. 59 –64

EMV von Kabeln, Steckern und Komponenten mit dem Triaxialverfahren

Bernhard Mund, bedea Berkenhoff & Drebes GmbH, EMV-Messtechnik, Normung

1. Zusammenfassung und Einleitung

Die Reihe IEC 62153-4 beschreibt verschiedene Verfahren zur Messung von Kopplungswiderstand und Schirm- oder Kopplungsdämpfung mit dem Triaxialverfahren.

Neue Kabelkonstruktionen, z.B. HV-Kabel für Elektrofahrzeuge mit Wellenwiderständen im Bereich von 10 Ohm erforderten die Anpassung der Normen der Reihe IEC 62153-4.

Die neuen Normen IEC 62153-4-3, -4-4 und -4-7 ermöglichen jetzt die Messung der Schirmeigenschaften von Kabeln, Steckern und Komponenten ohne Impedanzwandler.

Die Messung der Kopplungsdämpfung von symmetrischen Datenkabeln erfordert die Impedanzanpassung des 50 Ohm des Netzwerkanalysators an 100 Ohm Wellenwiderstand der zu prüfenden Kabel. Dies geschieht üblicherweise mit Symmetrieübertragern (Baluns).

Handelsübliche Symmetrieübertrager sind nur bis zu Frequenzen von ca. 1.200 MHz erhältlich. Der Einsatz von Mehrtor-Netzwerkanalysatoren ermöglicht die Messung der Kopplungsdämpfung von geschirmten symmetrischen Paaren bis zu und über 3 GHz.

Der folgende Bericht gibt eine Übersicht über neue und überarbeitete Normen der Reihe IEC 62153-4 zur Messung von Kopplungswiderstand und Schirm- oder Kopplungsdämpfung an Kabeln, Steckern und Komponenten mit dem Triaxialverfahren.

2 Physikalische Grundlagen

2.1 Kopplungswiderstand und kapazitive Kopplung

Der Kopplungswiderstand bzw. die Transferimpedanz ist das Maß für die Schirmwirkung geschirmter elektrischer Leitungen und Komponenten bei Frequenzen bis ca. 30 MHz. Durch äußere magnetische Felder wird im Kabelschirm ein Störstrom induziert, welcher an der inneren Oberfläche des Schirms einen Spannungsabfall verursacht. Dieser Spannungsabfall wirkt nun im, vom Kabelschirm geschützten Leitungssystem und beeinflusst die in diesem Leitungssystem übertragenen Signale.

$$Z_T \cdot I = \frac{U_1}{I_2} \quad (1a) \quad Z_T \text{ dB}(\Omega) = +20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|Z_T|}{1\Omega} \right) \quad (1b)$$

Je kleiner der Spannungsabfall am Schirm ist, umso besser ist die Schirmwirkung gegen von außen wirkende Störfelder.

Der Kopplungswiderstand Z_T ist definiert als das Verhältnis des Spannungsabfalls U_2 längs des Schirmes auf der gestörten Seite zu dem Störstrom I_1 auf der anderen Seite des Schirmes.

Die Dimension des Kopplungswiderstandes ist Ohm pro Meter bzw. Milliohm pro Meter.

In der aktuellen Normung wird der Kopplungswiderstand zum Teil auch als logarithmisches Verhältnis in Dezibel, bezogen auf 1Ω , angegeben, (1b).

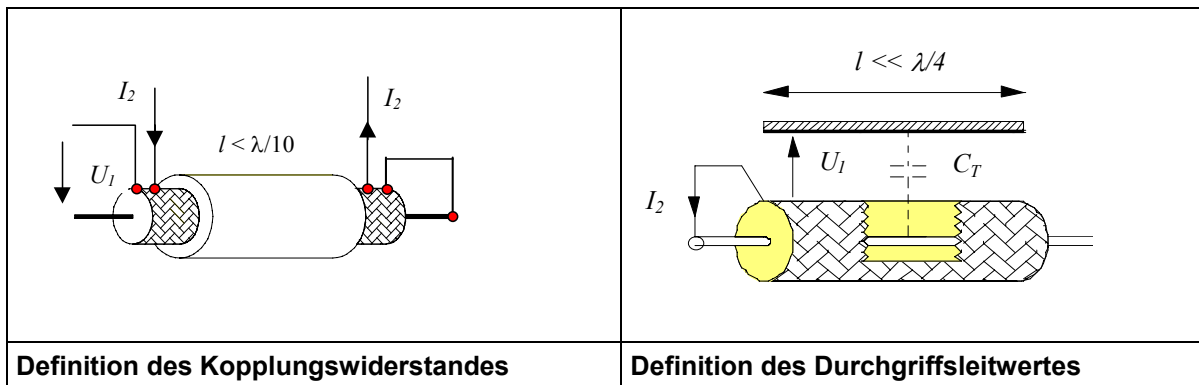


Bild 1 - Definition des Kopplungswiderstandes und des Durchgriffsleitwertes

2.2 Schirmdämpfung, IEC 62153-4-4, Ausgabe 2, (46/439/CDV)

Die Schirmdämpfung a_S ist definiert als das logarithmische Verhältnis von der in das Kabel eingespeisten Leistung P_1 zu der vom Kabel abgestrahlten Leistung P_2 .

$$a_S = 10 \cdot \log_{10} |P_1 / P_2| = 20 \cdot \log_{10} |U_1 / U_2| \quad (2)$$

2.3 Kopplungsdämpfung

Bei geschirmten symmetrischen Kabeln verursacht die Unsymmetrie a_U einen Strom im Schirm der durch den Kopplungswiderstand und die kapazitive Kopplungsimpedanz in den äußeren Kreis überkoppelt. Diese Abstrahlung wird durch den Kabelschirm gedämpft und auf die Schirmdämpfung a_S bezogen.

Die gesamte Effektivität des geschirmten symmetrischen Kabels gegen elektromagnetische Beeinflussung ergibt sich damit als Summe aus der Unsymmetriedämpfung a_U des Paares und der Schirmdämpfung a_S des Kabelschirmes. Da beide Werte üblicherweise im logarithmischen Maß angegeben werden, können diese einfach zur Kopplungsdämpfung a_C addiert werden:

$$a_C = a_U + a_S \quad (3)$$

Die Kopplungsdämpfung a_C ergibt sich aus dem logarithmischen Verhältnis der eingespeisten Leistung P_1 und den periodischen Maximalwerten der Leistung $P_{r,max}$ (die aufgrund der Spannungsspitzen U_2 in den äußeren Kreis abgestrahlt werden kann):

$$a_C = -10 \cdot \log_{10} \left(\text{Env} \left| \frac{P_{r,max}}{P_1} \right| \right) \quad (4)$$

Zur Speisung des Prüflings ist ein Gegentaktsignal erforderlich. Dies kann über einen Zweitor-Netzwerkanalysator (Sender und Empfänger) und einen Symmetrieübertrager, oder „balunless“ über einen Mehrtor-Netzwerkanalysator (zwei Generatoren mit 180° Phasenverschiebung und ein Empfänger) erfolgen.

3 Triaxialverfahren

3.1 Allgemeines

Das Triaxialverfahren zur Messung des Kopplungswiderstandes bis ca. 100 MHz ist eines der klassischen und lange bekannten und genormten Verfahren zur Ermittlung der Schirmwirkung von Kabeln, (ehem. DIN 47250 Teil 4 bzw. IEC 96-1). Um die Schirmwirkung auch bei höheren Frequenzen bis zu und über 3 GHz messen zu können, wurde Ende der 1980er von Otto Breidenbach, Kabelmetal Nürnberg, die Idee aufgegriffen, das bekannte Kopplungsmessrohr des Triaxialverfahrens zu verlängern und neben dem Kopplungswiderstand auch die Schirmdämpfung mit einem Messaufbau zu messen.

Der prinzipielle Messaufbau des Triaxialverfahrens ist in Bild 3b dargestellt.

Das zu prüfende Kabel wird an einem Ende mit einem Stecker und am anderen Ende mit einem Abschlusswiderstand versehen. Der Prüfling wird in das Rohr eingebaut und am senderseitigen Ende mit dem Rohr kurzgeschlossen. Über den Sender wird Energie in das Kabel bzw. in das innere System eingespeist.

Die aus dem Kabel bzw. dem inneren System durch den Schirm austretende Energie breitet sich im äußeren System aus. Für die, zum sendernahen Ende laufende Welle entsteht am Kurzschluss eine Totalreflexion, so dass am Empfänger die Überlagerung aus hin- und rücklaufender Welle bzw. aus Nah- und Fernnebensprechen gemessen wird. Das logarithmische Verhältnis von eingespeister Leistung P_1 zu gemessener Leistung P_2 ergibt die Schirmdämpfung bzw. nach entsprechender Umrechnung den Kopplungswiderstand.

Inzwischen gibt es zahlreiche genormte Varianten des Triaxialverfahrens für unterschiedliche Anwendungen. Das Triaxialverfahren ist im Bereich Kabel und Stecker das am weitesten verbreitete und eingesetzte Messverfahren. Vorteile sind u.a. die geschlossene Prüfeinrichtung sowie die Möglichkeit Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung mit einem Messaufbau von DC bis zu und über 12 GHz zu messen.

Die Messung des Kopplungswiderstandes ist in IEC 62153-4-3 und in EN 50289-1-6 beschrieben, für die Messung der Schirmdämpfung gilt das Triaxialverfahren nach IEC 62153-4-4 bzw. EN 50289-1-6.

Zur Messung von Kopplungswiderstand und Schirmdämpfung von Steckern und Komponenten gibt es IEC 62153-4-7, Rohr im Rohr - Verfahren sowie IEC 62153-4-15, Triaxiale Zelle.

Sowohl IEC 62153-4-3 als auch IEC 62153-4-4 befinden sich zurzeit in Überarbeitung (46/471/FDIS und 46/439/CDV). Die Änderungen der beiden Normen sind nachfolgend beschrieben.

3.2 IEC 62153-4-3, Ausgabe 2,

Es gibt in der neuen Ausgabe der IEC 62153-4-3Ed2 jetzt drei unterschiedliche Prüfverfahren:

Prüfverfahren A:

Angepasster innerer Kreis mit Dämpfungswiderstand R_2 im Aussenkreis,

Prüfverfahren B:

Innerer Kreis mit Abschlusswiderstand und äußerer Kreis ohne Dämpfungswiderstand,

Prüfverfahren C:

(Fehlangepasst)-Kurzschluss- Kurzschluss ohne Dämpfungswiderstand

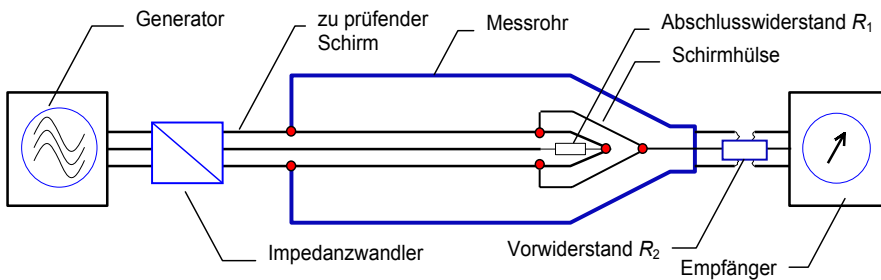


Bild 2a - Prüfverfahren A: Angepasster innerer Kreis mit Dämpfungswiderstand R_2 im Aussenkreis

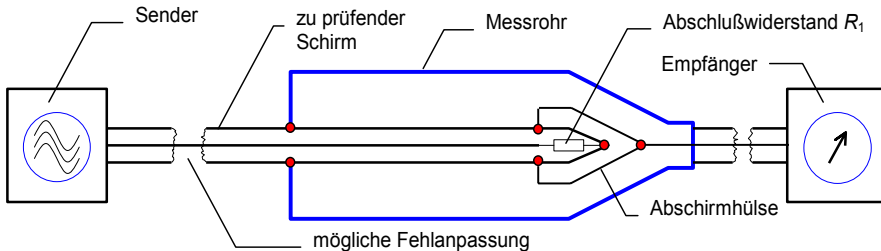


Bild 2b - Prüfverfahren B: Innerer Kreis mit Abschlußwiderstand und äußerer Kreis ohne Dämpfungswiderstand.

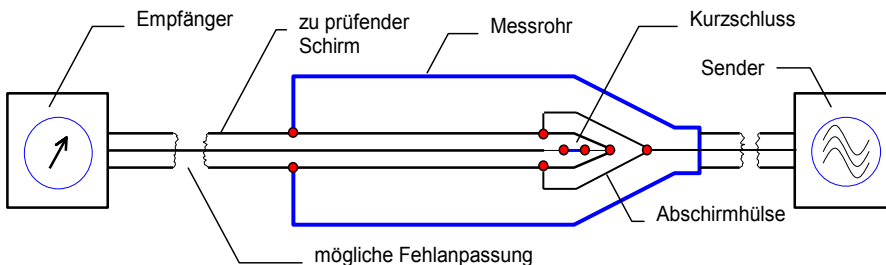


Bild 2c - Prüfverfahren C: (Fehlangepasst)-Kurzschluss- Kurzschluss ohne Dämpfungswiderstand.

Bild 2 – Verschiedene Prüfaufbauten der Ausgabe 2 der IEC 62153-4-3 und 62153-4-4

3.3 Prüfverfahren A: Angepasster innerer Kreis mit Vorwiderstand

Bei diesem Verfahren wird der innere Kreis (Prüfling) mit einem angepassten Lastwiderstand abgeschlossen ($R_1 = Z_1$); der innere Kreis wird als der störende Kreis angesehen; d.h. er wird vom Generator gespeist.

Falls der Wellenwiderstand des inneren Kreises unbekannt ist, kann er z.B. mit dem "open-short"-Verfahren nach Anhang A der IEC 62153-4-3Ed.2 gemessen werden.

Der Schirm des zu prüfenden Kabels oder der zu prüfenden Komponente wird am sendernahen Ende mit dem Messrohr kurzgeschlossen. Am fernen Ende wird der Messkopf über den Dämpfungswiderstand R_2 an den Empfänger angeschlossen.

Falls der Wellenwiderstand des Prüflings vom Wellenwiderstand des Generators abweicht, wird ein Impedanzwandler eingesetzt. Falls kein handelsüblicher Impedanzwandler verfügbar ist, kann er z.B. nach Anhang B der IEC 62153-4-3Ed2 selbst hergestellt werden.

Der Vorteil des Verfahrens A liegt in der hohen Grenzfrequenz. Allerdings wird der Dynamikbereich durch den Dämpfungswiderstand und durch den Impedanzwandler eingeschränkt.

3.4 Prüfverfahren B: Innerer Kreis mit Abschlusswiderstand und äußerer Kreis ohne Dämpfungs- bzw. Vorwiderstand

Dieses Verfahren ist das gleiche wie Verfahren A: Angepasster innerer Kreis mit Abschlusswiderstand R_1 , allerdings ohne Impedanzwandler und ohne den Dämpfungswiderstand R_2 .

Dieses Verfahren hat eine höhere Dynamik. Der Abschlusswiderstand R_1 sollte vorzugsweise dem Wellenwiderstand Z_1 des Prüflings entsprechen, ($R_1 = Z_1$).

3.5 Prüfverfahren C: (Fehlangepasst)-Kurzschluss- Kurzschluss ohne Dämpfungs- bzw. Vorwiderstand

Bei diesem Verfahren sind sowohl der innere als auch der äußere Kreis an einem Ende kurzgeschlossen; d.h. der Dämpfungswiderstand R_2 und der Abschlusswiderstand R_1 werden durch Kurzschlüsse ersetzt. Ein Impedanzwandler wird nicht eingesetzt, (siehe Bild 2c).

Im Gegensatz zu Verfahren A und B speist der Generator bei Verfahren C den äußeren Kreis (das Messrohr) und der innere Kreis (das zu prüfende Kabel) wird an den Empfänger angeschlossen. Bei dieser Prüfeinrichtung wird der Einfluss der kapazitiven Kopplung durch die Kurzschlüsse im inneren und im äußeren Kreis unterdrückt. Das Verfahren ist sehr empfindlich und daher geeignet, sehr niedrige Kopplungswiderstände zu messen, (bis zu $1 \mu\Omega/m$ und niedriger).

3.6 Messung und Auswertung

Der Streuparameter a_{meas} bzw. die Dämpfung S_{21} ist bei allen Verfahren (vorzugsweise mit logarithmischer Frequenzachse) über den gesamten, für den Kopplungswiderstand festgelegten Frequenzbereich und an den gleichen Punkten wie während des Kalibrierens zu messen.

$$a_{\text{meas}} = 10 \cdot \log_{10} |P_1 / P_2| = -20 \cdot \log_{10} |S_{21}| \quad (5)$$

dabei ist:

- P_1 die Leistung, die in den inneren Kreis eingespeist wird;
- P_2 die Leistung im äußeren Kreis.

Die Herleitung der nachfolgenden Gleichungen für die jeweiligen Messverfahren kann z.B. über ein T-Glied erfolgen; sie ist u.a. im Anhang D der IEC 62153-4-3Ed2 beschrieben.

Die Umwandlung der gemessenen Dämpfung a_{meas} bzw. S_{21} der jeweiligen Messverfahren in den Kopplungswiderstand geschieht nach folgenden Gleichungen:

Allgemeine Gleichung

$$Z_T = \frac{\left(R_1 + Z_0 \frac{Z_s}{Z_p} \right) (R_2 + Z_0)}{2Z_0 \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}}} \frac{1}{L_c} \cdot 10^{\left(\frac{a_{\text{meas}} - a_{\text{cal}} - a_{\text{pad}}}{20} \right)} \quad (6)$$

Verfahren A:

$$Z_T = \frac{R_1(Z_0 + R_2)}{Z_0 \cdot L_c} \cdot 10^{\left\{ \frac{a_{\text{meas}} - a_{\text{cal}} - (a_{\text{pad}} + 10 \log_{10}(Z_0/Z_1))}{20} \right\}} \quad (7)$$

Verfahren B:

$$Z_T = \frac{R_1 + Z_0}{2L_c} \cdot 10^{\left\{ \frac{a_{\text{meas}} - a_{\text{cal}}}{20} \right\}} \quad (8)$$

Verfahren C:

$$Z_T = \frac{Z_0}{2L_c} \cdot 10^{\left\{ \frac{a_{\text{meas}} - a_{\text{cal}}}{20} \right\}} \quad (9)$$

dabei ist:

Z_0	der Systemwellenwiderstand (üblicherweise 50 Ω),
Z_1	der Wellenwiderstand des inneren Kreises bzw. des Prüflings,
Z_T	der Kopplungswiderstand,
Z_p	Wellenwiderstand auf der Primärseite des Impedanzwandlers
Z_s	Wellenwiderstand auf der Sekundärseite des Impedanzwandlers
a_{meas}	die gemessene Dämpfung,
a_{cal}	die Dämpfung der Verbindungskabel, falls nicht während des Kalibrierens der Prüfeinrichtung eliminiert,
a_{pad}	die Dämpfung des Impedanzwandlers,
L_c	die Kopplungslänge,
R_1	der Abschlusswiderstand im inneren Kreis,
R_2	Dämpfungswiderstand (Serienwiderstand) im äußeren Kreis.

4 Schirmdämpfung, IEC 62153-4-4, Ausgabe 2

Die Schirmdämpfung a_S ist definiert als das logarithmische Verhältnis von der, in das Kabel eingespeisten Leistung P_1 zu der, vom Kabel abgestrahlten Leistung P_2 .

$$a_S = 10 \log |P_1 / P_2| = 20 \log |U_1 / U_2| \quad (10)$$

Änderungen zu Ausgabe 1: Die Norm IEC 62153-4-4 wurde erweitert und auf die Erfordernisse bei der Messung von geschirmten Kabeln mit nicht standardisierten Wellenwiderständen angepasst, z.B. HV-Kabel mit ca. 10 Ohm Wellenwiderstand. Nach Ausgabe 1 der IEC 62153-4-4 wurde die Schirmdämpfung bei angepassten Verhältnissen, (siehe Bild 5a) gemessen, (Abschluss des Prüflings mit seinem Wellenwiderstand, ($R_1 = Z_1$), und Anpassung des Prüflings an den Wellenwiderstand des Generators mit einem Impedanzwandler).

Ausgabe 2 der IEC 62153-4-4 erlaubt jetzt sowohl die Messung mit Anpassung als auch mit Fehlanpassung zwischen Sender und Prüfling. Ein Impedanzwandler ist nicht mehr erforderlich.

Lediglich der Prüfling wird am senderfernen Ende mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen. Bei der Messung mit Fehlanpassung ist zunächst der Wellenwiderstand des Kabels bzw. des Prüflings zu ermitteln, z.B. mit dem "open-short" Verfahren nach Anhang A der IEC 62153-4-4.

Der Messaufbau nach Ausgabe 2 der IEC 62153-4-4 entspricht Bild 2b.

Die Schirmdämpfung a_s , welche mit den Ergebnissen des Zangenverfahrens vergleichbar ist, ergibt sich bei Fehlanpassung und mit dem normalisierten Wert $Z_s = 150 \Omega$ zu:

$$a_s = 10 \log_{10} \left| \frac{P_1}{P_{r,\max}} \right| = 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_1}{P_{2,\max}} \cdot \frac{2 \cdot Z_s}{Z_1} \right| \quad (11)$$

$$= Env \left\{ -20 \cdot \log_{10} |S_{21}| + 10 \cdot \log_{10} |1 - r^2| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{300 \Omega}{Z_1} \right| \right\} \quad (12)$$

dabei ist:

a_s die Schirmdämpfung bezogen auf den normalisierten Wellenwiderstand der Umgebung von 150Ω in dB,

Env die minimale Hüllkurve der gemessenen Werte, in dB,

r der Reflexionsfaktor $= \left| \frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1} \right|$ (13)

Z_0 der System-Wellenwiderstand bzw. der Generatorwiderstand, in Ω , (üblicherweise 50Ω),

Z_1 der Wellenwiderstand des Prüflings, in Ω .

Der Term $|1 - r^2|$ stellt hier die Reflexionsdämpfung durch die Fehlanpassung zwischen Generator und Prüfling dar. Bei einer Fehlanpassung von 50Ω Generatorwiderstand auf 10Ω des Prüflings ergibt sich damit ein Korrekturwert von ca. 2,5 dB.

5 Kopplungsdämpfung

Die Messung der Kopplungsdämpfung von symmetrischen Leitungen erfolgt entweder mit Absorberzangen nach IEC 62153-4-5 oder einem triaxialen Messaufbau nach IEC 62153-4-9.

Die Messung mit Absorberzangen hat einige Nachteile gegenüber der Messung mit dem triaxialen Aufbau; die Messung sollte in geschirmten Räumen erfolgen um Umgebungseinflüsse auszuschließen. Dagegen sind beim triaxialen Aufbau Umgebungseinflüsse durch den Aufbau selbst ausgeschlossen.

Es existieren Zangen für den Frequenzbereich von 30 MHz bis 1000 MHz und 500 MHz bis 2,4 GHz. D.h. für die Messung bis 2 GHz sind zwei Messaufbauten erforderlich und oberhalb von 2,4 GHz sind Messungen mit Zangen nicht möglich. Daher wird vorzugsweise der triaxiale Aufbau nach IEC 62153-4-9 verwendet.

Zur Messung der Kopplungsdämpfung wird ein differentielles Signal benötigt. Dies kann z.B. über einen Symmetrieübertrager (Balun) erzeugt werden, der den koaxialen Ausgang eines 50-Ohm Netzwerkanalysators in ein differentielles Signal von 100 Ohm des Prüflings wandelt. Handelsübliche Symmetrieübertrager sind allerdings nur bis ca. 1,2 GHz verfügbar.

Alternativ zu einem Symmetrieübertrager kann ein symmetrisches Signal auch mit einem Netzwerkanalysator mit zwei Generatoren, die um 180° phasenverschoben sind, erzeugt werden. Damit kann die Kopplungsdämpfung bis zu und über 3 GHz gemessen werden. Allerdings sind solche Geräte kaum verfügbar. Eine weitere häufig angewendete Alternative ist die Messung mit einem Mehrtor-VNA und der Anwendung der entsprechenden Mischmoden S-Parameter.

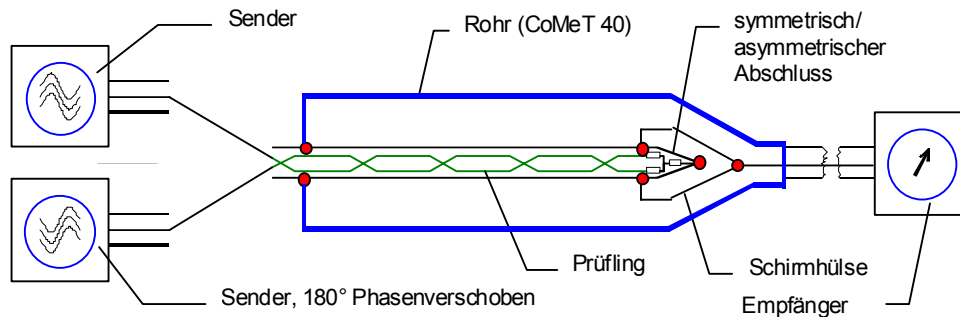


Bild 3 - Messung der Kopplungsdämpfung mit Mehrtor-NWA, Prinzip

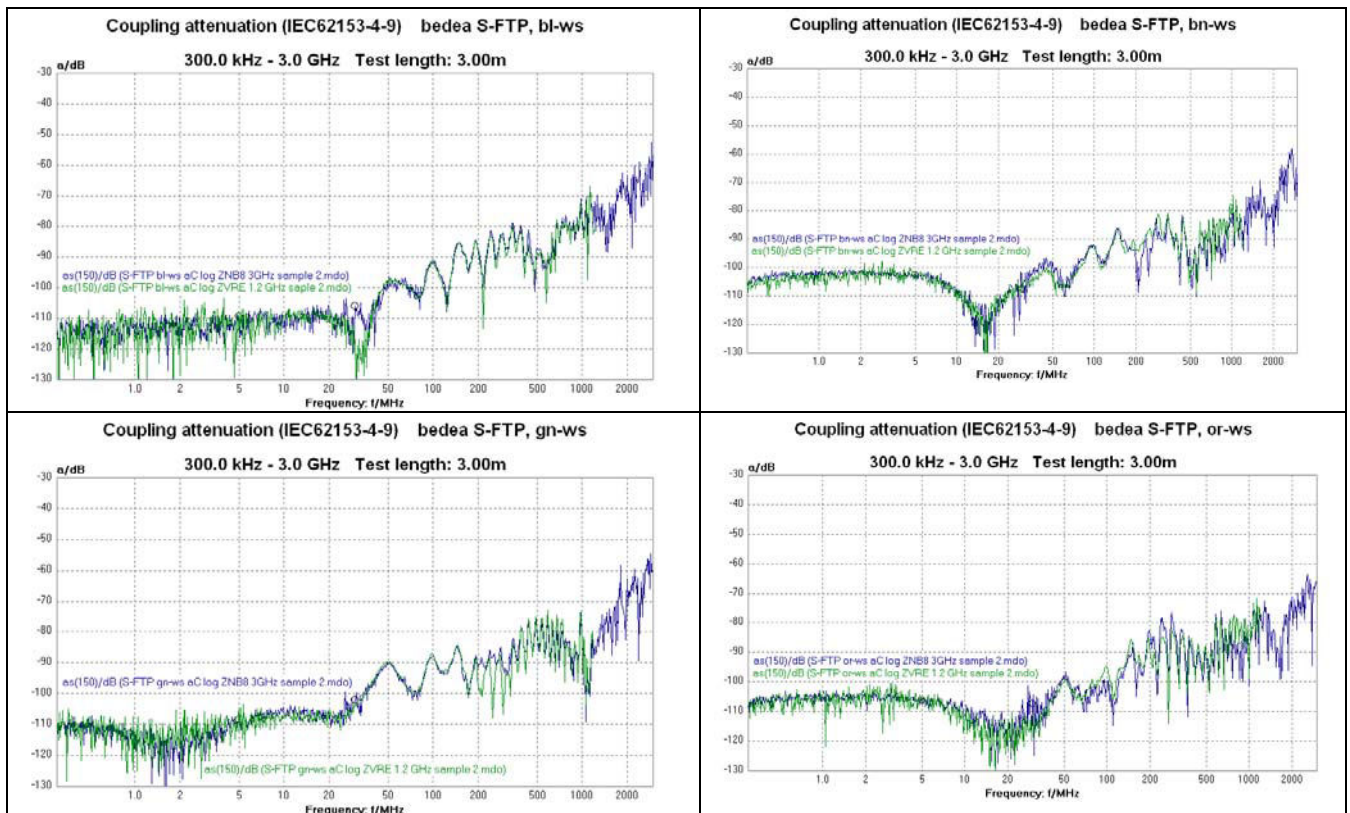


Bild 4 - Messung der Kopplungsdämpfung mit Balun und mit Multiport-NWA

Der Vergleich der Messung mit Balun und mit Mehrtor-NWA (balunless) zeigt sehr gute Übereinstimmung der Kurven. Die Norm IEC 62153-4-9 befindet sich bei IEC TC46/WG5 in Überarbeitung zur Erweiterung auf Anwendungen mit Mehrtor-NWAs.

Wie oben beschrieben, bietet das Triaxialverfahren zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten zur Messung der EMV von Kabeln, Steckern und Komponenten von DC bis zu und über 12 GHz mit einem Messaufbau bei laufender Aktualisierung der jeweiligen Normen.

Abstrahlverhalten einer transienten Funkenstrecke – Ein grundlegender Versuch zur EMV-Abschätzung

Dr.-Ing. Robert Geise, B. Sc. Oliver Kerfin,
Technische Universität Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit
Dipl.-Ing. Bernd Schottel, Dipl.-Ing. Tobias Kopp,
Technische Universität Braunschweig, Institut für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen, elenia

1. Einleitung

Funkenstrecken mit einer transienten Emission elektromagnetischer Störungen besitzen im Bereich der EMV eine hohe Relevanz. Als ein typisches Szenario ist der mechanische Übergang zwischen dem Fahrdraht und dem Stromabnehmer elektrischer Eisenbahnen zu nennen [1]. Bei einem Kontaktverlust entstehen Funken- und Lichtbogenentladungen, die eine Abstrahlung hochfrequenter, energiereicher Störsignale zur Folge haben.

Die Herausforderung bei transient abstrahlenden Funkenstrecken Störpegel bzw. tatsächliche Feldstärkewerte zu ermitteln besteht einerseits darin, dass der räumlich variierende Stromkanal nur sehr schwierig charakterisiert werden kann. Andererseits ist hierbei auch wesentlich, dass Antennenfaktoren zur Ermittlung der eigentlichen Feldstärkewerte üblicherweise nur im eingeschwungenen Zustand, also bei CW-Signalen, anzuwenden sind und des Weiteren eine a-priori-Kennntnis der Richtung des elektrischen und/oder magnetischen Feldvektors voraussetzen. Gerade letztere ist bei einer räumlich variablen Funkenstrecke zunächst unbestimmt. In diesem Beitrag wird einerseits ein grundsätzlicher Modellversuch vorgestellt, mit dem überhaupt reproduzierbar die Abstrahlung transienter Funkenstrecken gemessen werden kann. Andererseits soll untersucht werden, ob das genannte Abstrahlverhalten mit einem einfachen mathematischen Modell abgeschätzt werden kann. Bild 1 zeigt schematisch den Aufbau, mit dem überprüft werden soll, ob die Kenntnis des Stromes $I(t)$ hinreichend repräsentativ für die Stromdichte $J(r, t)$ ist, mit der ein abgestrahltes Magnetfeld über den einfachen analytischen Ausdruck für das Vektorpotential berechnet werden kann.

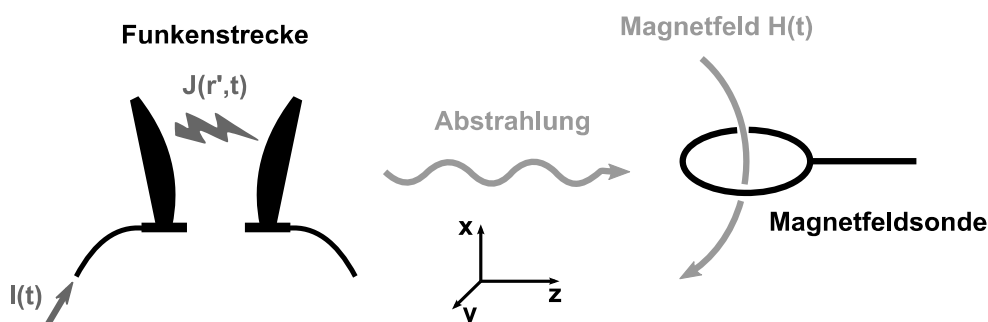


Bild 1: Schematische Darstellung zum Abstrahlverhalten einer transienten Funkenstrecke

2. Mathematische Beschreibung des Vektorpotentials

Aufgrund der Divergenzfreiheit der magnetischen Flussdichte kann diese auch als Rotation eines Vektorpotentials \vec{A} geschrieben werden: $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$. Die Einführung dieses Vektorpotentials erweist sich insbesondere deswegen als praktisch, weil es analog zum Skalarpotential ϕ entkoppelt von anderen Feldern direkt aus einer gegebenen Stromverteilung $J(r')$ berechnet werden kann [2]:

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\vec{J}(\vec{r}', t - |\vec{r} - \vec{r}'|/c)}{|\vec{r} - \vec{r}'|} d^3r'. \quad (1)$$

Da die genaue räumliche Verteilung der Stromdichte nicht bekannt ist, wird der Strompfad als beliebig dünn und innerhalb des zu integrierenden Raumgebietes als konstant angenommen. Zudem wird der Einfluss unterschiedlicher Signallaufzeiten von Quellpunkten zum Empfänger vernachlässigt, da $|\vec{r}'| \ll |\vec{r}|$ ist, was der Näherung des Hertz'schen Dipols entspricht. Mit den genannten Vereinfachungen ergibt sich für das Vektorpotential

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0 l}{4\pi r} I(t) \vec{e}_z, \quad (2)$$

wobei l die Länge des Integrationsgebietes, also der Elektrodenabstand, ist. $I(t)$ ist der Strom, der an den Elektroden makroskopisch gemessen und zunächst nur in z -Richtung (vgl. Bild 1) angenommen wird. Eben für diesen soll messtechnisch überprüft werden, ob er hinreichend repräsentativ für die Stromverteilung $J(r')$ bzw. für deren Felderzeugung ist. Das magnetische Feld kann dann aus der Rotation des Vektorpotentials berechnet werden:

$$H_x = \frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial y} A_z, \quad H_y = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial x} A_z, \quad H_z = 0. \quad (3)$$

Da im Messaufbau immer nur eine Vorzugsrichtung durch die Magnetfeldsonde gemessen wird, ergibt sich für das aus dem Vektorpotential eines gemessenen Stromes $I(t)$ berechnete Magnetfeld:

$$H(I(t), r)_{\text{quasi-stationär}} = \frac{I(t) l}{4\pi r^2}. \quad (4)$$

Gleichung (4) ist also der quasi-stationäre Feldanteil für einen sehr kurzen Stromfaden, wie er auch unmittelbar mit den genannten Vereinfachungen aus dem Biot-Savarts-Gesetz folgt [2]. Hierbei ist das sich ändernde Feld zwischen den Elektroden, also das Skalarpotential, vernachlässigt worden, da die Zielsetzung zunächst ist, ein einfaches mathematisches Modell, basierend nur auf einem gemessenen Strom, zu verifizieren. Das Skalarpotential kann auch nicht ohne Weiteres aus der Raumladungsdichte mit Hilfe der Kontinuitätsgleichung berechnet werden, da die Divergenz der Stromdichte schlicht unbekannt ist. Dieser quasi-stationäre Ausdruck ist zur Bewertung des Abstrahlverhaltens allerdings ungeeignet. Um dieses abzuschätzen, sei folgende Betrachtung gemacht. Das elektrische Feld lässt sich aus Vektor- und Skalarpotential wie folgt berechnen:

$$\vec{E}(r, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{A} - \text{grad } \phi. \quad (5)$$

Bei Abstrahlung sei nun die Annahme getroffen, dass die zeitliche Änderung einen wesentlich größeren Beitrag zu der gestrahlten elektrischen Feldstärke liefert als die räumliche Änderung am Empfangsort, sodass der Gradientenanteil in Gleichung (5) vernachlässigt wird. Unabhängig von möglichen Fernfeldbetrachtungen wird darüberhinaus pragmatisch angenommen, dass das E - und das H -Feld über die Freiraumimpedanz Z_0 zusammenhängen. Für die Näherung des gestrahlten Feldes ergibt sich also

$$H(r, t)_{\text{gestrahlt}} = \frac{\mu_0 l}{4\pi r Z_0} \frac{\partial}{\partial t} I(t), \quad (6)$$

wobei die Richtungsinformation des H -Feldes in der Messkonfiguration berücksichtigt wird. Die eigentlich relevante Größe bezüglich des Abstrahlverhaltens ist also mit Gleichung (6) gegeben. Der quasi-stationäre Ausdruck in Gleichung (4) kann allerdings auch als EMV-Abschätzung für sehr niederfrequente Magnetfelder dienen und ergänzt zudem die Messergebnisse, die beide Anteile beinhalten, um entsprechende Plausibilitätsbetrachtungen. Der Messaufbau und die Messtechnik für die transiente Funkenstrecke werden im Folgenden beschrieben.

3. Messaufbau

Bei dem grundlegenden Modellversuch wird ein 8/20-Stoßstromimpuls erzeugt und mit Hilfe einer kalibrierten (siehe Abschnitt 4) Magnetfeld-Schnüffelsonde vermessen. Die Charakteristik eines solchen Stoßstromimpulses ist in der Norm DIN EN 61000-4-5 [3] festgelegt und in Bild 2 dargestellt. Der Name dieses Norm-Impulses ergibt sich aus der Steilheit seiner Signalfanken: Die Stirnzeit des Stromes beträgt $8 \mu\text{s}$ und ist durch die virtuellen Schnittpunkte einer Gerade durch 0 % und 100 % seines Maximalwertes definiert. Die Rückenhalbwertszeit ist zu $20 \mu\text{s}$ definiert. Der 8/20-Impuls wird üblicherweise bei Surge-Tests [3]/[4] eingesetzt. Im Rahmen der hier durchgeführten Abschätzung dient der Impuls als sehr gut reproduzierbares Referenzsignal für eine Funkenstrecke, wobei sowohl der Strom- als auch der Spannungsverlauf an den Elektroden der Funkenstrecke durch ein Oszilloskop messtechnisch erfassbar werden. Das von dem Impuls erzeugte Magnetfeld wird mittels einer Magnetfeld-Schnüffelsonde gemessen.

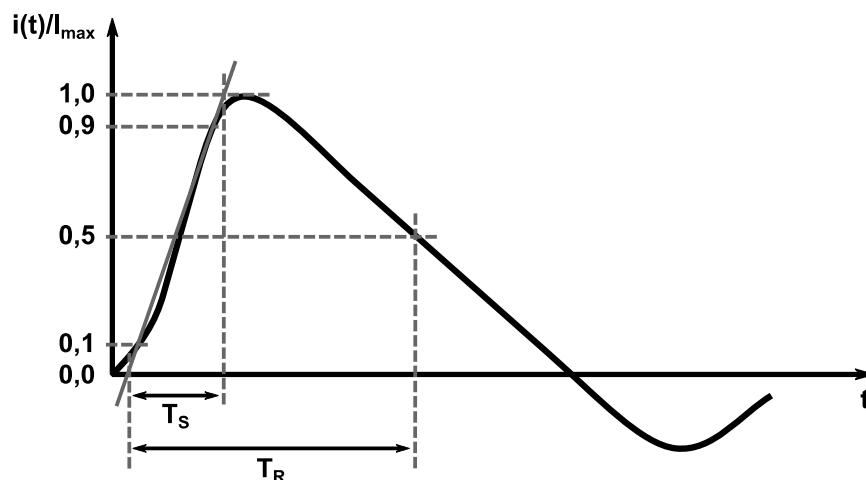


Bild 2: Signalform des 8/20-Impulses. Stirnzeit: $T_S = 8 \mu\text{s} \pm 20 \%$; Rückenhalbwertszeit: $T_R = 20 \mu\text{s} \pm 20 \%$.

Der Stoßstromimpuls wird über die in Bild 3 abgebildete Funkenstrecke mit einem Elektrodenabstand von 5 mm entladen. Der Spitzenwert des Stromes ist an dem Generator auf Werte von 5 kA, 12,5 kA und 23 kA einstellbar. Der Raum zwischen den Hauptelektroden der Funkenstrecke wird durch eine mittig angebrachte Hilfselektrode vorionisiert. Beim Auslösen des Impulses schließt eine Funkenentladung die Strecke aufgrund von Stoßionisation kurz.

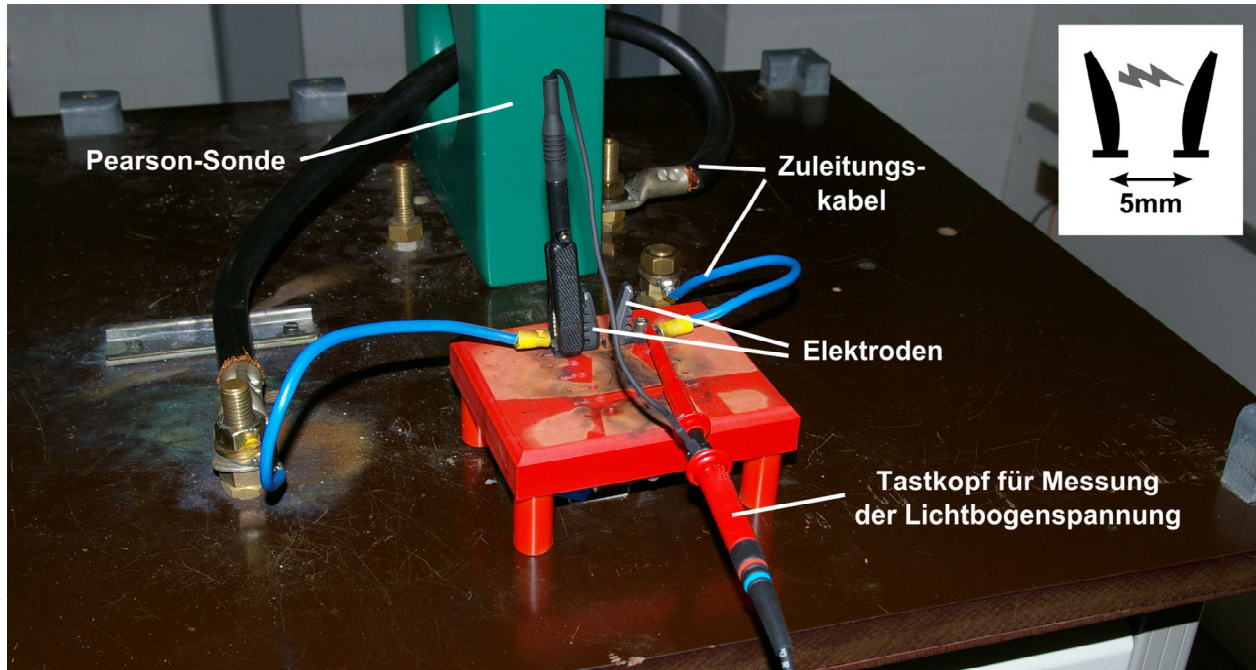


Bild 3: Funkenstrecke zur Entladung des 8/20-Impulses

An den Elektroden der Funkenstrecke wird die Lichtbogenspannung mit Hilfe eines Tastkopfes ermittelt. Die entsprechenden Spannungsmesswerte werden erst bei zukünftigen Untersuchungen der hier beschriebenen Thematik herangezogen und an dieser Stelle daher nicht weiter behandelt. Der entsprechende Einfluss des Skalarpotenzials wurde durch die in Abschnitt 2 getroffenen Abschätzungen vernachlässigt. Die Messung des Stoßstromes erfolgte mit einer Pearson-Sonde. Die Messwerte des Zuleitungsstromes $I(t)$ und der Spannung an der Magnetfeld-Schnüffelsonde werden im Zeitbereich mit einem Oszilloskop mit einer Abtastrate von 100 MHz aufgenommen.

Klar ersichtlich ist in Bild 3, dass aufgrund der vorhandenen Messtechnik nicht von idealen Ausbreitungsverhältnissen in Form des Freiraums ausgegangen werden kann. Allerdings ist es auch sinnvoll, die hier messtechnisch zu verifizierenden rechnerischen EMV-Abschätzungen unter solch eingeschränkten Idealbedingungen, wie sie in der späteren Praxis ohnehin vorkommen, durchzuführen.

Die Magnetfeldsonde wird an unterschiedlichen Positionen im Raum und mit unterschiedlicher Polarisationsrichtung bezüglich der Ausbreitungsrichtung des Funkens aufgestellt. Um den Zusammenhang zwischen der gemessenen Spannung und dem real vorliegenden Magnetfeld herzustellen, wurde die Magnetfeldsonde zuvor kalibriert. Eine detaillierte Beschreibung der Kalibrierung ist im folgenden Abschnitt zu finden.

4. Kalibrierung der Magnetfeld-Schnüffelsonde

Für die Messung des erzeugten Magnetfeldes wurde aufgrund ihrer kleinen Größe eine Magnetfeld-Schnüffelsonde (*Langer EMV-Technik GmbH RF-R 400 – 1*) ausgewählt, um empfangsseitig von einer nur lokalen Betrachtung ausgehen zu können, wie sie in den Gleichungen (4) und (6) impliziert ist. Eine Kalibrierung der Magnetfeld-Schnüffelsonde ist erforderlich, um die an ihr anliegende induzierte Spannung einem Magnetfeld zuordnen zu können. Die klassische Antennenkalibrierung in Form eines frequenzabhängigen Antennenfaktors kann aufgrund der genannten Einschränkung keine Anwendung finden. Als Kalibrierumgebung wird eine TEM-Zelle verwendet, in der die Schnüffelsonde in der Mitte und genügend weit entfernt von den Rändern platziert werden kann. Die TEM-Zelle und die Ausrichtung der Schnüffelsonde für den Kalibriervorgang sind in Bild 4 schematisch dargestellt.

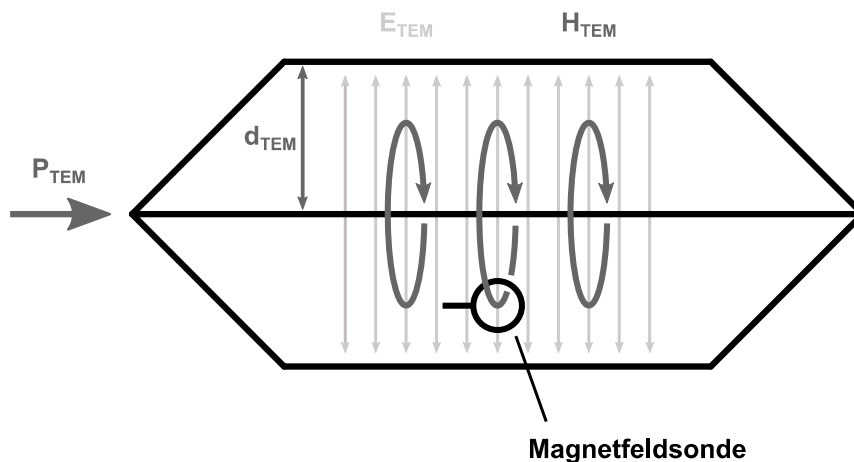


Bild 4: Schematische Darstellung des Kalibriervorgangs in der TEM-Zelle

Mit der Kalibrierung in der TEM-Zelle wird das Übertragungsmaß $S_{21}(f)$ als Quotient von der am Ausgang der Magnetfeldsonde gemessenen Spannung $U_{\text{Sonde, TEM}}(f)$ und der frequenzunabhängigen Spannung U_{TEM} am Eingang der TEM-Zelle bestimmt:

$$S_{21}(f) = \frac{U_{\text{Sonde, TEM}}(f)}{U_{\text{TEM}}} . \quad (7)$$

Die Kalibriermessung erfolgte mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator über einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 500 MHz in einer 50 Ω -Umgebung. Am Eingang der TEM-Zelle wurde eine konstante Leistung P_{TEM} von -10 dBm entsprechend 10^{-4} W durch den Netzwerkanalysator eingespeist. Für die Spannung am Eingang der TEM-Zelle gilt:

$$P_{\text{TEM}} = \frac{U_{\text{TEM}}^2}{50 \Omega} \Leftrightarrow U_{\text{TEM}} = \sqrt{P_{\text{TEM}} \cdot 50 \Omega} . \quad (8)$$

Das elektrische Feld in der TEM-Zelle bestimmt sich zu

$$P_{\text{TEM}} = \frac{U_{\text{TEM}}^2}{50 \Omega} = \frac{E_{\text{TEM}}^2 \cdot d_{\text{TEM}}^2}{50 \Omega} \Leftrightarrow E_{\text{TEM}} = \sqrt{\frac{P_{\text{TEM}} \cdot 50 \Omega}{d_{\text{TEM}}^2}} . \quad (9)$$

Dabei ist d_{TEM} die Septumhöhe der TEM-Zelle. Der Feldwellenwiderstand Z_0 innerhalb der TEM-Zelle verknüpft das elektrische und das magnetische Feld:

$$H_{TEM} = \frac{E_{TEM}}{Z_0} . \quad (10)$$

Die Ausgangsspannung $u_{Sonde, TEM}(t)$ ergibt sich im Zeitbereich durch die Faltung des magnetischen Feldes $H_{TEM}(t)$ mit dem Kalibrierfaktor $k(t)$ als Impulsantwort der Magnetfeldsonde,

$$u_{Sonde, TEM}(t) = H_{TEM}(t) * k(t) , \quad (11)$$

entsprechend gilt im Frequenzbereich:

$$U_{Sonde, TEM}(f) = H_{TEM}(f) \cdot K(f) \Leftrightarrow K(f) = \frac{U_{Sonde, TEM}(f)}{H_{TEM}(f)} . \quad (12)$$

Mit den zuvor besprochenen Zusammenhängen lässt sich der Kalibrierfaktor wie folgt ausdrücken:

$$\begin{aligned} K(f) &= \frac{U_{Sonde, TEM}(f)}{H_{TEM}(f)} = \frac{U_{TEM} \cdot S_{21}(f)}{H_{TEM}(f)} = \frac{\sqrt{P_{TEM} \cdot 50 \Omega} \cdot Z_0 \cdot S_{21}(f)}{\sqrt{\frac{P_{TEM} \cdot 50 \Omega}{d_{TEM}^2}}} \\ &= Z_0 \cdot d_{TEM} \cdot S_{21}(f) . \end{aligned} \quad (13)$$

Während der Vermessung des Stoßstromimpulses wurde die Ausgangsspannung der Magnetfeldsonde $u_{Sonde, Messung}(t)$ aufgezeichnet. Die Fourier-Transformation der Messwerte liefert $U_{Sonde, Messung}(f)$. Das Spektrum $H_{Messung}(f)$ des tatsächlich vorhandenen Magnetfeldes ergibt sich mit Gleichung (13) zu:

$$H_{Messung}(f) = \frac{U_{Sonde, Messung}(f)}{K(f)} = \frac{U_{Sonde, Messung}(f)}{Z_0 \cdot d_{TEM} \cdot S_{21}(f)} . \quad (14)$$

Mit dem Zusammenhang (14) wird aus den Messergebnissen die Charakteristik der Magnetfeldsonde herauskalibriert, sodass man das tatsächliche H -Feld erhält. Im Zeitbereich aufgenommene Messdaten werden für dieses Kalibrierverfahren also zunächst in den Frequenzbereich transformiert. Die so ermittelten Werte werden in dem nachfolgenden Abschnitt dargestellt und mit den rechnerischen Abschätzungen, welche in den Gleichungen (4) und (6) getroffen wurden, verglichen.

5. Messergebnisse

Von der Vielzahl der Messungen wird hier lediglich nur eine Auswahl präsentiert. In der Summe der Messungen sei allerdings bemerkt, dass die Messergebnisse sehr gut reproduzierbar waren, was einerseits für die Qualität des Messaufbaus spricht und andererseits ein Indiz dafür ist, dass räumliche Variationen der Funkenstrecke, von welchen man sicher ausgehen kann, keinen wesentlichen Einfluss auf die Messergebnisse haben.

Bild 5 zeigt zunächst ein Messwertepaar, bestehend aus dem zeitlichen Verlauf des Stromes an den Elektroden $I(t)$ und der an der Magnetfeld-Schnüffelsonde induzierten Spannung, bei der die in Abschnitt 4 beschriebene Kalibrierung noch nicht angewendet wurde. Allerdings ist schon deutlich zu erkennen, dass die gemessene Spannung durchaus den Charakter einer Ableitung des Stromes $I(t)$ hat (vgl. Gleichung (6)). Bei

Stromspitzen (Extremwerte bei etwa 22 μs und 50 μs) ist auch ein Nulldurchgang der gemessenen Spannung zu beobachten. Wendepunkte innerhalb des Stromverlaufes (beispielsweise bei 35 μs) korrespondieren zu einem Extremwert der in der Schnüffelsonde induzierten Spannung.

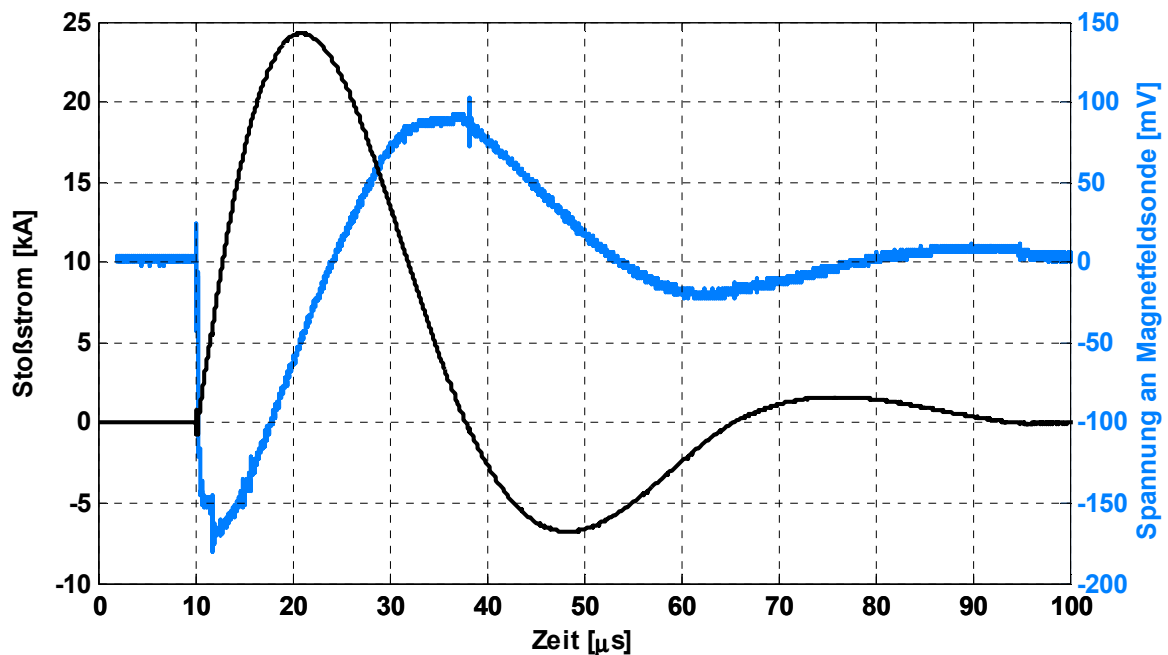


Bild 5: Stromverlauf des 8/20-Impulses und Spannung an der Magnetfeldsonde bei einem Abstand von 0,26 m zwischen der Funkenstrecke und der Magnetfeldsonde

Bild 6 zeigt das Spektrum des gemessenen magnetischen Feldes, bei der die Kalibrierung der Magnetfeld-Schnüffelsonde berücksichtigt wurde. Zum Vergleich sind die Abschätzungen gemäß Gleichung (4) und (6) aufgetragen, wie sie aus dem an den Elektroden gemessenen Strom berechnet wurden.

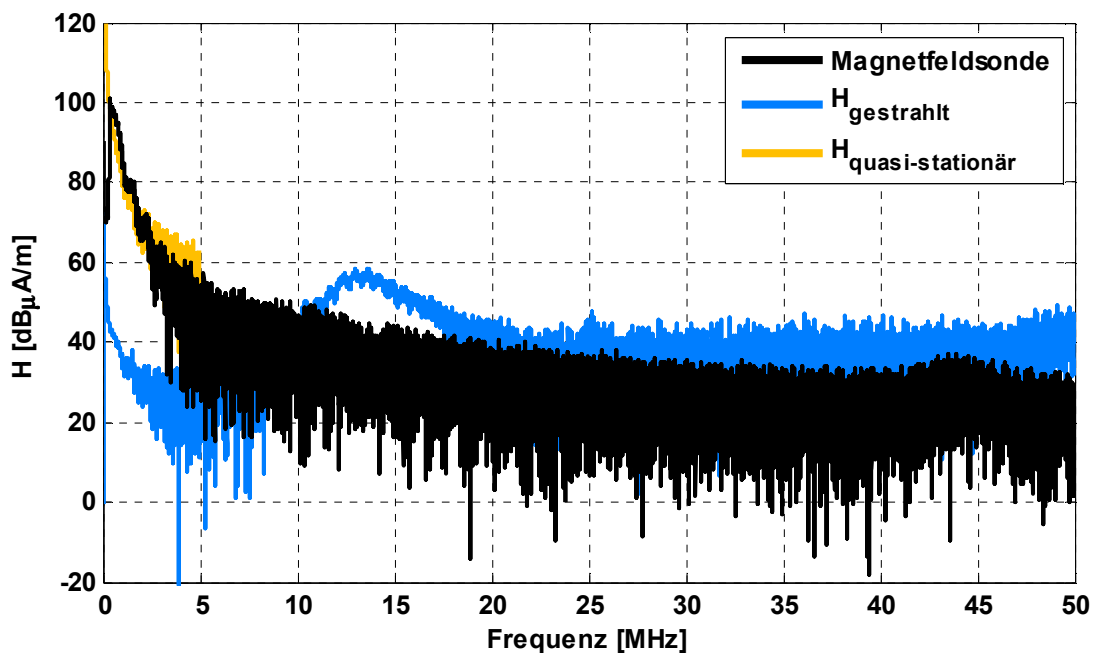


Bild 6: Spektren der gemessenen und abgeschätzten Magnetfelder bei einem Abstand von 0,26 m zwischen der Funkenstrecke und der Magnetfeldsonde ($H_{\text{quasi-stationär}}$ ist nur bis 5 MHz dargestellt)

Deutlich zu erkennen ist, dass für kleinere Frequenzen bis 5 MHz die Abschätzung des erzeugten Magnetfeldes mit dem quasi-stationären Ausdruck repräsentativer für die gemessenen Magnetfelder ist. Bei etwa 13 MHz zeigt die rechnerische Abschätzung über den gemessenen Strom eine Art Resonanz, die bei den Messungen mit der Schnüffelsonde nicht auftritt. Die rechnerische Abschätzung des erzeugten Magnetfeldes liefert Werte, die – abgesehen von genannter Resonanz – durchschnittlich etwa 10 dB über den gemessenen Werten liegen. Dies scheint plausibel, da hierfür auch ideale Ausbreitungsbedingungen angenommen wurden.

Bezüglich einer worst-case-Abschätzung bleibt als wesentliche Erkenntnis allerdings festzustellen, dass die rechnerische Abschätzung des gestrahlten Magnetfeldes immer über der gemessenen Feldstärke liegt. Für EMV-relevante Betrachtungen einer Funkenstrecke kann die vorgestellte sehr einfache Abschätzung über das Vektorpotential somit durchaus als verifiziert und anwendbar gelten.

6. Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde ein Versuchsaufbau vorgestellt, mit dem eine transiente Funkenstrecke reproduzierbar erzeugt und ihr Abstrahlverhalten gemessen werden kann. Wesentlicher Bestandteil der Vermessung des Magnetfeldes ist dabei die Kalibrierung einer geeigneten Magnetfeld-Schnüffelsonde mit Anwendung auf Transienten. Mit diesem grundlegenden Versuch konnte eine einfache rechnerische Abschätzung für Magnetfelder, die durch eine solche Funkenstrecke erzeugt werden, verifiziert werden. Die Abschätzungen sind dabei unterteilt in einen quasistationären und einen gestrahlten Term, welche je nach Frequenzbereich Anwendung finden sollten.

Weiterhin zu untersuchen bleiben Variationen der Funkenstrecke, beispielsweise bezüglich der Anstiegszeiten des Stromes $I(t)$ und dem Abstand der Elektroden. Denkbar wäre auch eine Erweiterung der rechnerischen Abschätzung mit dem Skalarpotential unter Berücksichtigung der gemessenen Elektrodenspannung.

Interessant ist sicherlich auch eine Charakterisierung der raum- und zeitvarianten Funkenentladung selbst mit Hilfe von High-Speed-Kameras. Einige Arbeiten am Institut für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen sind diesbezüglich durchaus vielversprechend und könnten zur Verfeinerung von rechnerischen Abschätzungen beitragen.

Literaturangaben

- [1] *Bahnanwendungen – Elektromagnetische Verträglichkeit – Teil 2: Störaussendungen des gesamten Bahnsystems in die Außenwelt*, Deutsche Norm DIN EN 50121-2:2006, 2006.
- [2] A. Enders, *Basistext Elektromagnetische Felder*, 1st ed. Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig. Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit, 2011, ISBN: 978-3-00-035810-4.
- [3] *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-5: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen Stoßspannungen*, Deutsche Norm DIN EN 61000-4-5:2006, 2006.
- [4] *Experimental Investigation of Short-Time Arc-Wall Interaction*, Bernd Schottel, Michael Kurrat, XIX International Conference on Gas Discharges and Their Applications, 02.–07.09.2012, Beijing China.

Abschätzung der gestrahlten Störemissionen eines automobilen HV-Inverters auf Grundlage von Störströmen

Dipl.-Ing. Daniel Schneider, Universität Stuttgart, IEH
 Martin Böttcher, B.-Sc., Universität Stuttgart
 Dr.-Ing. Wolfgang Köhler, Universität Stuttgart, IEH
 Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, IEH

1. Einleitung

Zur Reduktion der entwicklungsbegleitenden Ausgaben für EMV-Messungen im Automobilbereich sind Methoden gefragt, welche hinsichtlich benötigter Messgeräte und Einrichtungen kostengünstiger als normgerechte Lösungen sind. Dieser Beitrag stellt eine Pre-Compliance Methode vor, die eine Abschätzung der zu erwartenden gestrahlten Störemissionen bei einer Komponentenprüfung nach CISPR 25 [1] in einer Absorberhalle (ALSE, engl. absorber lined shielded enclosure) zulässt. Auf Grundlage von Störstrommessungen am Kabelbaum einer Komponente in einem Laboraufbau soll diese Möglichkeit aufgezeigt werden. Hierzu dienen messtechnisch ermittelte Transferfunktionen (TF). Die TF stellen den Zusammenhang zwischen Störstrom und elektrischem Feld her. Benötigte TF können von vorherigen, ähnlichen Projekten stammen oder müssen beim ersten Messdurchgang in einer ALSE ermittelt werden. Durch Kombination von Störstrom und TF lässt sich das zu erwartende elektrische Feld berechnen [2]. Dies führt zu einer Minimierung der benötigten Messzeit in einer ALSE und der damit verbundenen Kosten. Bisherige Untersuchungen gehen von unverzweigten Systemen aus, welche lediglich einen Kabelbaum zwischen Komponente und Bordnetznachbildung (BNN) besitzen [3, 4, 5]. Im Folgenden kommt die TF-Methode für ein verzweigtes System, bestehend aus Hochvolt- (HV) Quelle, Hochvolt-BNN (HVBNN), Inverter mit 12 V Speisung und elektrischer Maschinennachbildung (EMN), zum Einsatz. Inverter wandeln die Gleichspannung des Traktionsnetzes (TN) in eine dreiphasige Wechselspannung für die elektrischen Maschinen von elektrisch angetriebenen Fahrzeugen um. Die elektrische Maschine bzw. in diesem Beitrag die EMN ist dafür über das Phasennetz (PN) mit dem Inverter verbunden. Abb. 1a) zeigt einen solchen vereinfachten Prüfaufbau in einer ALSE.

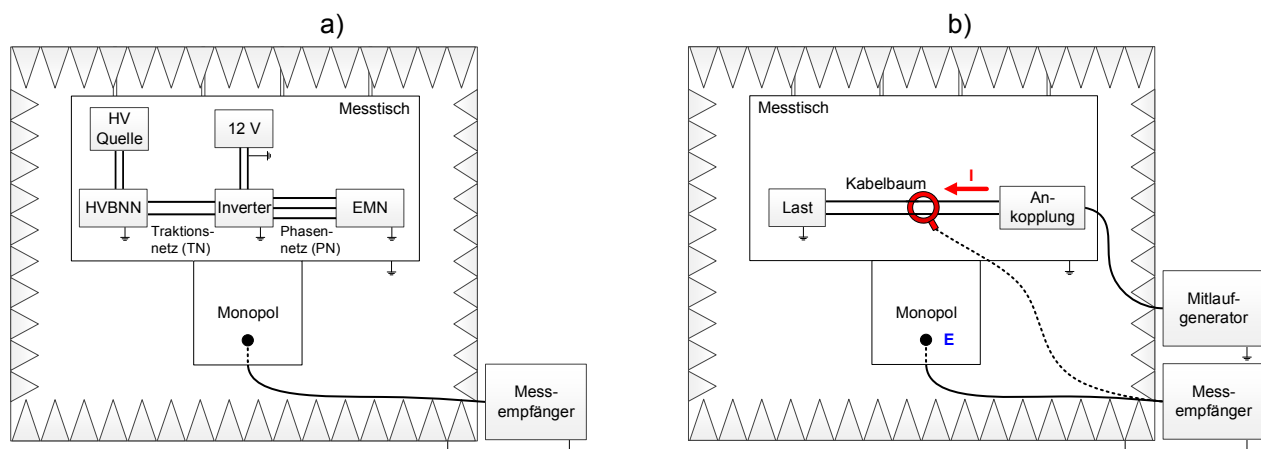


Abb. 1: a) Verzweigtes System eines Inverter-Messaufbaus angelehnt an CISPR 25
 b) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung einer Transferfunktion (TF)

Zur Verringerung der Komplexität des verwendeten Aufbaus entfällt der Kommunikati-onsteil des Niedervolt- (NV) Kabelbaums. Zuerst werden das Prinzip und die Methodik zur Anwendung und Gewinnung der TF für das erwähnte verzweigte System erläutert und im Bereich von 0.15 bis 30 MHz verifiziert. Anhand eines aktiven HV-Inverters zeigt sich die Anwendbarkeit der Methode für einen vereinfachten Aufbau in einer Schirmka-bine (SE, engl. shielded enclosure) und anschließend für ein erweitertes System in einer ALSE.

2. Prinzip der Transferfunktionen

Das abgestrahlte elektrische Feld von Fahrzeugkomponenten lässt sich auf Grundlage von Gleichtaktströmen unter Vernachlässigung von Gegentaktströmen [6] auf den Ka-belbäumen ermitteln. Hierfür dienen analytische Modelle [7, 8, 9] oder TF. Analytische Modelle sind jedoch nur für einfache Aufbauten geeignet, da die Modellbildung für kom-plexe Aufbauten, die Kopplung zwischen Prüfaufbau und Messantenne, die ALSE- oder die Freiraummessplatzcharakteristik sowie Beugungs- und Streueffekte in einem analytischen Modell nur bedingt implementierbar sind. Um diese Aspekte dennoch in eine Berechnung einfließen lassen zu können, werden messtechnisch erstellte TF her-angezogen. Diese TF beinhalten die Korrelation von elektrischem Feld $E(f)$ und zugehö-rigem Störstrom $I(f)$. Solche TF lassen sich durch Stromzangenmessungen auf einem Kabelbaum und dazugehörige Feldmessungen mit einer Antenne gewinnen. Die theoretische TF im Frequenzbereich für einen Aufbau bestehend aus Last und Kabelbaum, siehe Abb. 1b), ist gegeben durch:

$$TF(f) = \frac{E(f)}{I(f)} \quad (1)$$

Die Erzeugung einer TF im Frequenzbereich kann mit einem Messempfänger im Peak-Detektor Modus und einem Mitlaufgenerator erfolgen. Hierzu wird der Kabelbaum mit dem Mitlaufgenerator verbunden und mit einem Gleichtaktsignal beaufschlagt. Die an den Messempfänger angeschlossene und um den Kabelbaum befindliche Stromzange erfasst den erzeugten Gleichtaktstrom. Anschließend erfolgt eine Messung mit einer Antenne, um die zugehörige Feldstärke zu ermitteln, siehe Abb. 1b). Die TF lässt sich wie folgt berechnen:

$$TF(f) = \frac{U_{Ant}(f)}{U_{SZ}(f)} \cdot AF(f) \cdot Z_T(f) \quad (2)$$

mit der Fußpunktspannung U_{Ant} an der Antenne, der Spannung U_{SZ} an der Stromzange, dem Antennenfaktor AF und der Transimpedanz Z_T der Stromzange.

Die Abschätzung der Störemissionen einer Komponente kann mit dem gleichen Aufbau, wie der der zur Erstellung der TF verwendet wird, in einer Laborumgebung erfolgen. Hierzu wird der Prüfling (DUT) über den Kabelbaum mit der Last verbunden und an der-selben Position der Störström $I_{SZ DUT}$ gemessen, wie zuvor bei Ermittlung der TF. Unter Verwendung der zugehörigen TF kann nach (3) das elektrische Feld, welches sich in einer ALSE ergibt, berechnet werden.

$$E_{calc DUT}(f) = TF(f) \cdot I_{SZ DUT}(f) \quad (3)$$

Grundvoraussetzung für eine exakte Berechnung des Feldes ist eine identische Stromverteilung beim Laboraufbau des Prüflings und dem Aufbau zur Erstellung der TF. Durch den Wechsel von Mitlaufgenerator als Signalquelle zu einem Prüfling können, insbesondere bei Frequenzen bei denen der Aufbau elektrisch groß ist, Unterschiede in der Stromverteilung entstehen. Änderungen in der Geometrie oder von Übergangswiderständen der Masseverbindungen sowie mögliche Rückwirkungen der Strommesszange [10] haben eventuell auch einen möglichen Einfluss auf die Stromverteilung.

3. Kombinierte Transferfunktionen

In diesem Beitrag wird ein Inverter-Aufbau untersucht, bestehend aus zwei Hauptextremitäten: Zum einen das TN und zum anderen das PN. Um dieses System über die TF-Methode abbilden zu können, bedarf es zweier getrennter TF für jede Extremität. Um die oben angesprochene Stromverteilung nicht zu beeinflussen, ist ein vorhandener Inverter dahingehend modifiziert, so dass lediglich das TN über T+ und T- des Inverters bzw. das PN über U, V, W des Inverters durch einen Mitlaufgenerator mit einem Gleichtaktsignal angeregt werden kann, siehe Abb. 2a) für das TN und 2b) für das PN. Eine sukzessive Messung der resultierenden Störströme I_{TN} bzw. I_{PN} und der zugehörigen Felder E_{TN} bzw. E_{PN} muss erfolgen, um die TF berechnen zu können. Daraus ergeben sich für den Aufbau des Inverters die passenden TF nach (4) und (5). Das elektrische Feld des aktiven Inverters kann dann auf Grundlage von zwei Störstrommessungen auf dem TN bzw. dem PN mit Hilfe der zwei TF und dem Superpositionsprinzip nach (6) berechnet werden. Da der betrachtete Prüfaufbau bis 30 MHz als elektrisch klein gilt [7], entfallen Phaseninformationen für die TF und die Störströme. Des Weiteren sind keine Spannungsquellen bei der Erstellung an den Aufbau angeschlossen. Aufgrund des beobachteten minimalen Einflusses des NV-Kabelbaumes auf das elektrische Feld des verwendeten Aufbaus, findet dieser keine Berücksichtigung durch eine eigene TF.

$$TF_{TN}(f) = \frac{U_{Ant\ TN}(f)}{U_{SZ\ TN}(f)} \cdot AF(f) \cdot Z_T(f) \quad (4)$$

$$TF_{PN}(f) = \frac{U_{Ant\ PN}(f)}{U_{SZ\ PN}(f)} \cdot AF(f) \cdot Z_T(f) \quad (5)$$

$$E_{calc}(f) = TF_{TN}(f) \cdot I_{TN\ DUT}(f) + TF_{PN}(f) \cdot I_{PN\ DUT}(f) \quad (6)$$

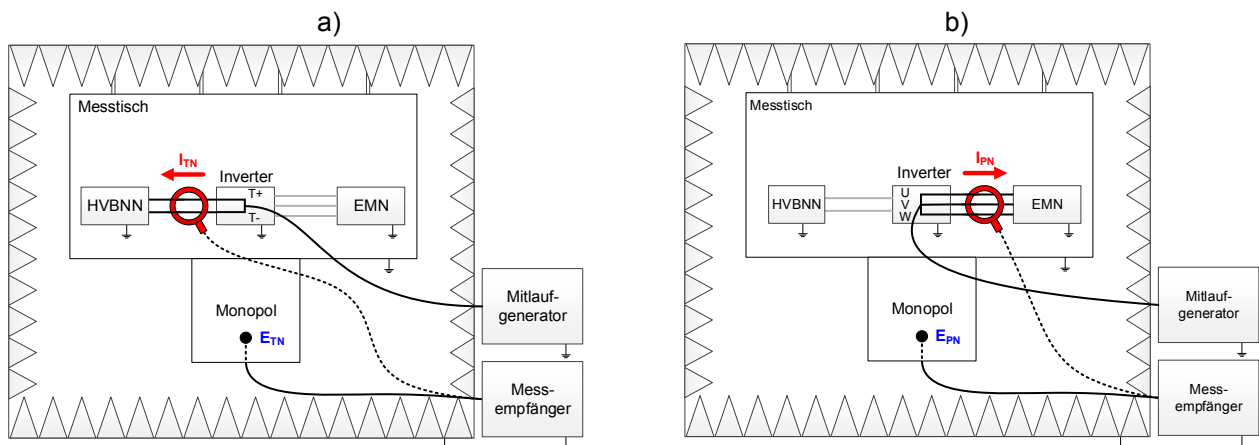


Abb. 2: a) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung der TF für das Traktionsnetz (TN)
 b) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung der TF für das Phasennetz (PN)

4. Vereinfachter Messaufbau

Als zentrales Element dient ein Vorserienmodell eines Inverters, siehe Abb. 3a). Der Inverter ist softwaretechnisch an den Einsatz in einer Messeinrichtung ohne Hochvoltanschluss angepasst. Er benötigt ausschließlich eine Versorgungsspannung von 12 V für die Steuerelektronik des Inverters und eine Zwischenkreisspannung von minimal 20 V, die am TN anliegt. Unter diesen Bedingungen schalten die IGBTs, welche die Hauptstörquellen in diesem System aufgrund steiler Taktflanken darstellen, ohne zusätzliche Kommunikation. Es wird ein Betriebsmodus gewählt, in dem sich ein sogenanntes „Nullmoment“ an einer elektrischen Maschine einstellt. Zur Versorgung der Ansteuerung der IGBTs dient eine unter dem Messtisch stehende 12 V Autobatterie, die direkt mit den Klemmen 15, 30 und 31 des Inverters verbunden ist. Dieser NV-Kabelbaum hat eine Länge von 1500 mm und ist senkrecht zur Tischkante direkt auf der Tischplatte nach hinten geführt, um seinen Einfluss auf das elektrische Feld gering zu halten. Zur Speisung des Zwischenkreises mit 24 V über die HVBNN werden zwei unter dem Tisch stehende, in Reihe geschaltete Autobatterien verwendet. Der Inverter ist mit Adapterplatten ausgestattet, worüber an den Eingängen T+ und T- des TN und den Ausgängen U, V, W des PN N-Buchsen angebracht sind. Dies ermöglicht Messungen für eine Modellbildung des Inverters [11]. Eine weitere N-Buchse am Gehäuse dient als Einspeisebuchse und ermöglicht das Verbinden einer Signalquelle mit dem Inverter. Der Außenleiter ist mit der Gehäusemasse des Inverters verbunden. Intern kann der Innenleiter über metallische Sammelschienen entweder mit dem TN, dem PN oder beiden Netzen verbunden werden, siehe Abb. 3b). Dies ist nötig, um die TF zu erstellen (vgl. Abb. 2) und diese in einem weiteren Schritt zu verifizieren. Hierbei ist die interne Inverterelektronik isoliert und nicht mit T+ und T- bzw. mit U, V, W verbunden. Des Weiteren sind in Schirmgehäusen die HVBNN und die EMN untergebracht. Diese sowie die verwendeten HV-Kabel sind ebenfalls für eine unkomplizierte labortechnische Handhabung mit N-Buchsen bzw. N-Steckern ausgestattet. Die geschirmten HV-Leitungen mit einem Durchmesser von 25 mm² des TN sind 1000 mm und die des PN 500 mm lang. Die HVBNN besteht aus einer Platine, welche zwei BNN nach CISPR 25 beinhaltet. Die EMN besteht aus einer Platine auf der sich drei in Stern geschaltete 5 µH Spulen befinden. Zur Nachbildung von Streukapazitäten von U, V, W gegen Masse sind zusätzlich 10 nF Kondensatoren am Eingang der Nachbildung vorhanden. Der Aufbau wird zunächst in einer SE (H: 2.5 m, B: 2.2 m, T: 2.2 m) platziert, um ein gutes Massekonzept zu realisieren und um zu überprüfen, ob die Methode der zwei kombinierten TF eine Abschätzung der Störemissionen an einem vereinfachten Messaufbau ermöglicht.

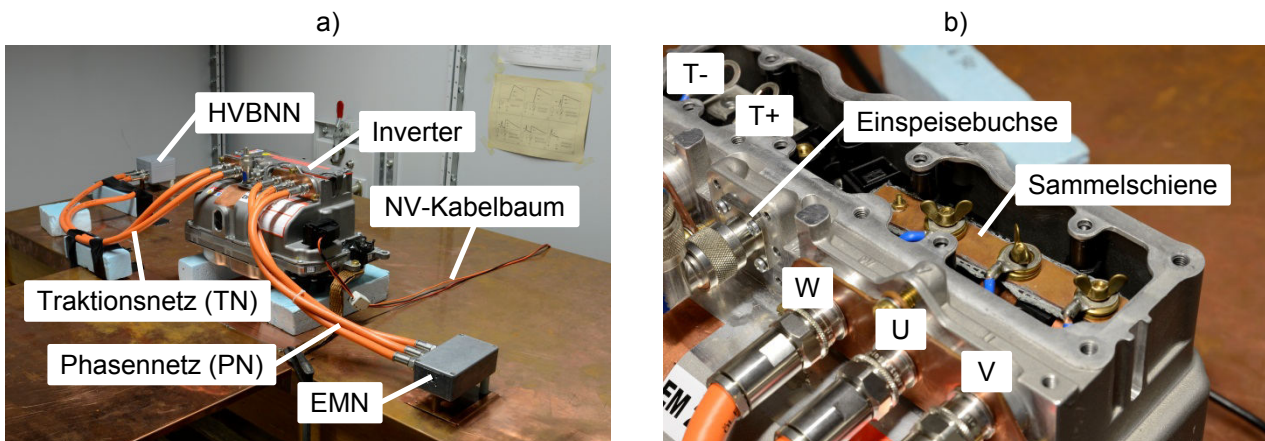


Abb. 3: a) Vereinfachtes Gesamtsystem eines Inverteraufbaus in einer SE

b) Nahaufnahme der internen Verschaltung am Beispiel der Phasennetz-Anregung über U, V, W

5. Verifikation der Methode

Zur Verifikation der Methode werden das TN und das PN über die Einspeisebuchse des modifizierten Inverters mittels eines Mitlaufgenerators (MG) gleichzeitig mit den Gleichaktsignalen $I_{TN\ MG}$ und $I_{PN\ MG}$ beaufschlagt, siehe Abb. 4a). Hierfür ist der Innenleiter der Einspeisebuchse über eine gemeinsame Sammelschiene mit T+ und T- sowie mit U, V, und W verbunden. Die Messung der entstehenden Störströme auf beiden Netzen erfolgt sequenziell mit einer Stromzange. Das über eine Monopol-Antenne und einen Messempfänger gemessene elektrische Feld $E_{meas\ MG}$ dient als Referenz. Mittels (6) und der gemessenen Ströme $I_{TN\ MG}$ und $I_{PN\ MG}$ erfolgt die Berechnung des elektrischen Feldes $E_{calc\ MG}$. Abb. 4b) zeigt den Vergleich von gemessener zu berechneter Feldstärke. Die Kurvenverläufe der Referenzmessung $E_{meas\ MG}$ und der Berechnung $E_{calc\ MG}$ sind überwiegend identisch. Es entstehen lediglich geringe Abweichungen kleiner 5 dB unterhalb von 0.4 MHz und zwischen 5 und 12 MHz. Hierdurch zeigt sich die Anwendbarkeit der Kombination zweier TF im Frequenzbereich bis 30 MHz ohne Verwendung zusätzlicher Phaseninformation für das vorgestellte verzweigte System.

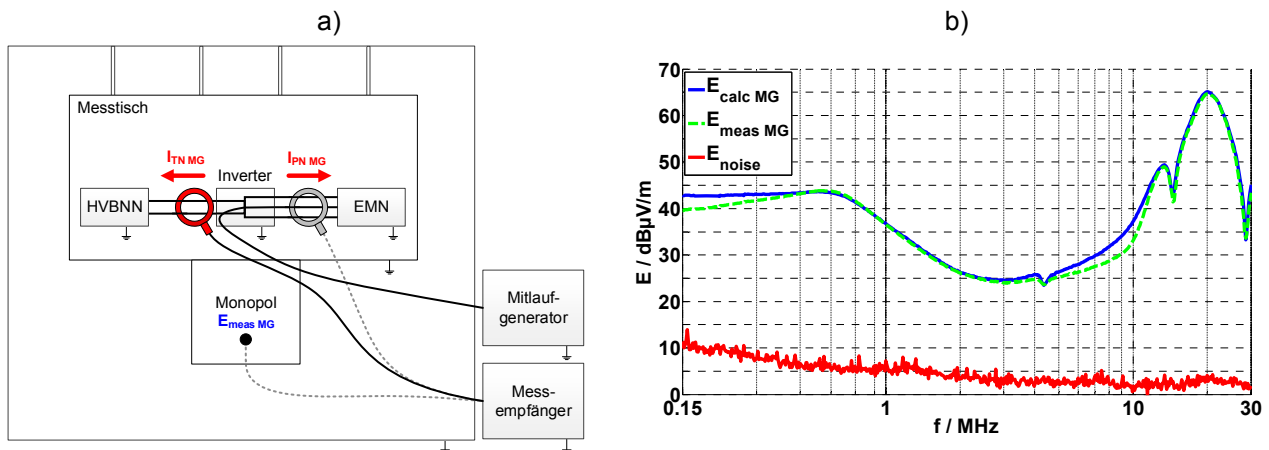


Abb. 4: a) Schematischer Aufbau für die Verifikationsmessung in einer SE

b) Vergleich der Referenzmessung $E_{meas\ MG}$ in einer SE zur Verifikation der Berechnung $E_{calc\ MG}$

6. Berechnung der Inverteremissionen des vereinfachten Aufbaus

Nach der Verifizierung der TF muss die Methode auf einen sich im Betrieb befindenden Inverter angewendet werden, um ihre Einsatzfähigkeit zu zeigen. Hierzu ist die Inverterelektronik intern mit den Eingängen von T+ und T- sowie den Ausgängen von U, V und W verbunden. Die Versorgung des Inverters erfolgt mit 12 V sowie 24 V, wie oben beschrieben. Die entstehenden Störströme werden wie bei der Verifikation auf dem TN und dem PN ermittelt. Als Referenz steht das gemessene elektrische Feld $E_{meas\ Inv}$ zur Verfügung. Mittels der verifizierten TF und der gemessenen Störströme in Verbindung mit (6) berechnet sich das elektrische Feld $E_{calc\ Inv}$ als Abschätzung. Abb. 5a) zeigt das Resultat, wobei die Berechnung $E_{calc\ Inv}$ sehr gut das Referenzfeld $E_{meas\ Inv}$ widerspiegelt. Lediglich von 0.3 bis 2 MHz kommt es zu einer Überbewertung von maximal 10 dB. In diesem Bereich wirken im Inverter intern verbaute Filter, welche durch die TF nicht erfasst sind. Dieses Ergebnis ist ausreichend für eine Pre-Compliance Prüfung und kann auf Problemstellen hinweisen.

Neben der möglichen Kostenreduzierung durch die Methode der TF in Kombination mit Störstrommessungen an einem Laboraufbau kann auch anstatt einer teuren ALSE lediglich eine einfache SE, wie im gezeigten Aufbau, verwendet werden. Dies ist im Frequenzbereich unterhalb von 30 MHz möglich, da es für die betrachteten Aufbauten nicht zu Wellenablösungen kommt und somit Absorber nicht zwingend notwendig sind. Abb. 5b) zeigt einen Vergleich zwischen den gemessenen elektrischen Feldern $E_{\text{meas ALSE}}$ und $E_{\text{meas SE}}$ des beschriebenen Aufbaus in einer ALSE zu einer SE. Hierfür wird der Tischaufbau inklusive Tisch aus Abb. 3a) zusätzlich in einer Absorberhalle vermessen. Es ist zu erkennen, dass beide Kurvenverläufe sehr ähnlich sind, jedoch bei Messung in einer SE eine Überbewertung von 10 dB erfolgt. Dies ist aus Sicht einer Pre-Compliance Abschätzung ausreichend genau.

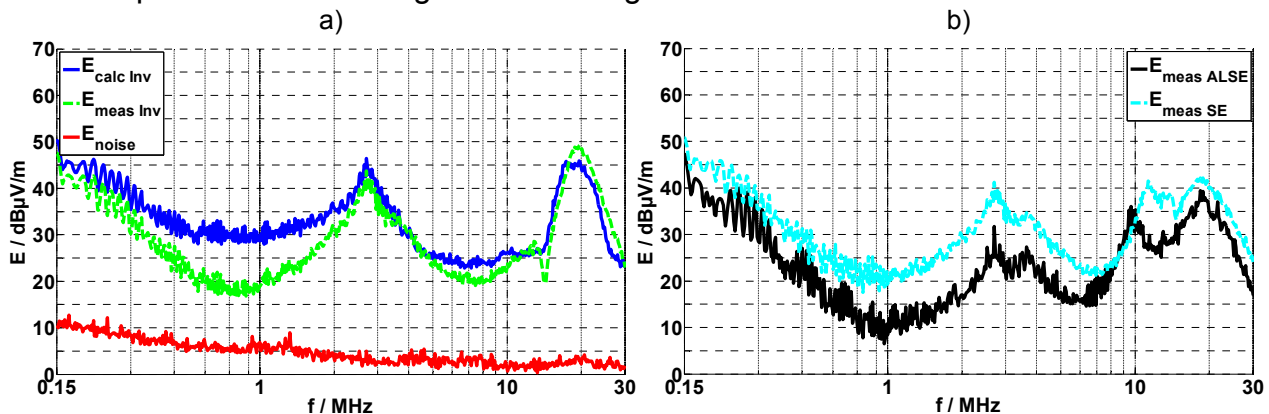


Abb. 5: a) Vergleich der Referenzmessung $E_{\text{meas Inv}}$ des Inverters in einer SE zur Berechnung $E_{\text{calc Inv}}$
b) Vergleich der Feldmessungen des vereinfachten Aufbaus in einer ALSE und einer SE

7. Erweiterter Inverteraufbau

Um den Aufbau an heutige Spezifikationen der Automobilindustrie für HV-Komponenten heranzuführen, muss der zuvor vorgestellte vereinfachte Aufbau erweitert und in einer ALSE platziert werden. Dazu liegt der NV-Kabelbaum, wie die Leitungen des TN und des PN, 100 mm entfernt und parallel zur Tischkante. Hierbei befindet er sich nach Norm 50 mm über der metallischen Tischplatte [1]. Zusätzlich kommen für den NV-Kabelbaum BNN als Abschluss zum Einsatz, über die die 12 V Versorgungsspannung anliegen. Die hierfür verwendete Autobatterie steht zu diesem Zweck direkt auf dem Messtisch. Die eingesetzte HVBNN besteht aus zwei normgerechten BNN in einer Schirmbox. Aufgrund des Einflusses der Leitungen zwischen den BNN und den zwei in Reihe geschalteten 12 V Batterien auf die TF-Erstellung, sind die Batterien ebenfalls in der Schirmbox platziert. Abb. 6a) zeigt hierzu das Blockschaltbild des erweiterten Aufbaus. In Abb. 6b) ist die Realisierung in einer ALSE zu sehen.

Für den erweiterten Aufbau erfolgt die Erstellung der benötigten TF für das TN und das PN ebenfalls sukzessive, wie in Kapitel 3 beschrieben. Zur Erstellung der TF ist nach dem Mitlaufgenerator, welcher eine Ausgangsleistung von 0 dBm an 50 Ω besitzt, ein 30 dB Verstärker geschaltet. Dies ist nötig, um unterhalb von 1 MHz die elektrischen Felder der einzelnen Netze oberhalb der Rauschgrenze messen zu können.

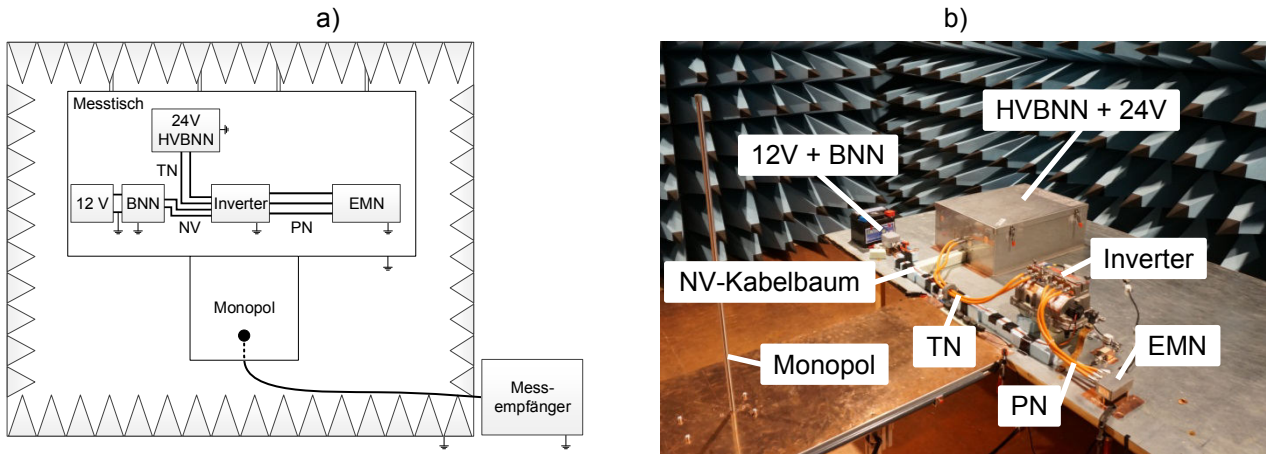


Abb. 6: a) Blockschaltbild des erweiterten Systems
b) Erweitertes System in einer ALSE

Abb. 7a) zeigt das Ergebnis der Verifikationsmessung, wie in Kapitel 5 beschrieben, für den erweiterten Aufbau. Der Kurvenverlauf von $E_{\text{meas MG}}$ lässt sich durch $E_{\text{calc MG}}$ gut nachgebildet. Im Bereich von 4 bis 20 MHz entstehen Abweichungen von ca. 5 dB. Die Ursache dieser Abweichungen kann auf die verwendete EMN zurückgeführt, jedoch noch nicht vermieden werden. Abb. 7b) zeigt die Berechnung der Störemissionen $E_{\text{calc Inv}}$ des sich im Betrieb befindenden Inverters im Vergleich zur Referenzmessung $E_{\text{meas Inv}}$. Die Tendenz des berechneten Kurvenverlaufes gibt die der Referenz wieder. Es stellt sich von 0.15 bis 3.5 MHz eine Überbewertung von bis zu 15 dB ein. Diese hohe Überbewertung entsteht durch den komplexeren Aufbau. Die Ursache muss in weiteren Schritten gefunden werden. Ab 3.5 MHz werden um ca. 5 dB höherer Werte berechnet. Die Berechnung gibt einen guten Gesamteindruck des zu erwartenden Störpotentials.

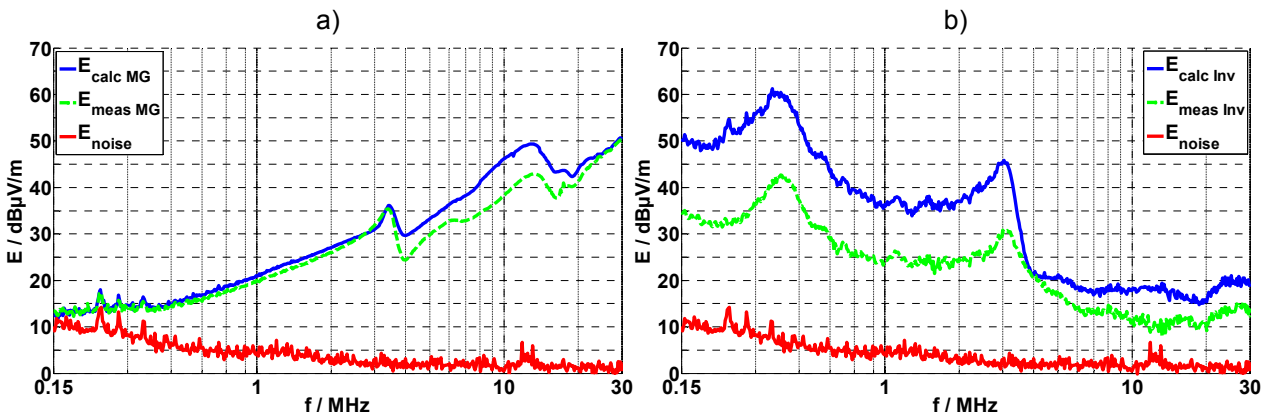


Abb. 7: a) Vergleich der Referenzmessung $E_{\text{meas MG}}$ in einer ALSE zur Verifikation der Berechnung $E_{\text{calc MG}}$
b) Vergleich der Referenzmessung $E_{\text{meas Inv}}$ des Inverters in einer ALSE zur Berechnung $E_{\text{calc Inv}}$

8. Zusammenfassung und Ausblick

Zur Einsparung von Kosten durch EMV-Entwicklungsmessungen sind alternative Messmethoden gefragt, die das zu beobachtende elektrische Feld während eines Komponententest nach klassischen CISPR 25 Messungen abschätzen können. In diesem Beitrag wird anhand eines verzweigten Systems aus Inverter, BNNs und EMN, die TF-Methode auf ihre Anwendbarkeit hin untersucht. Die TF-Methode nutzt die Korrelation von Störströmen auf Kabelbäumen und dem entstehenden elektrischen Feld aus. Für einen ver-

einfachten Aufbau mit HV-Inverter ist somit eine Berechnung des elektrischen Feldes mit einem Fehler, im Vergleich zur Referenzmessung, von Großteiles unter 3 dB möglich. Eine Überbewertung von bis zu 10 dB im Bereich von 0.3 bis 2 MHz entsteht durch interne Filter, die in einem weiteren Schritt in die TF einzubinden sind. Die Störabstrahlung eines erweiterten und komplexeren Aufbaus, welcher sich an heutigen Spezifikationen der Automobilindustrie orientiert, kann ebenfalls auf Grundlage der Störströme in Verbindung mit TF ermittelt werden. Hier kommt es zu Abweichungen von 15 dB im Bereich von 0.15 bis 3.5 MHz, darüber zeigt sich eine Überbewertung von ca. 5 dB. Die vorgestellten Messungen zeigen die prinzipielle Einsatzfähigkeit der angewandten Methode, die Potential zur Kosteneinsparung mit sich bringt. Es lässt sich ein guter Eindruck des zu erwartenden Störpotentials gewinnen. Für einen praktischen Einsatz dieser Pre-Compliance Methode muss eine Überprüfung erfolgen, ob EMV-Maßnahmen, wie das Einfügen von Filtern oder verändern der Betriebszustände einer Komponente, über die TF-Methode abgebildet werden können. Im Weiteren muss sich zeigen, ob die zur Berechnung verwendeten Störströme in einem Laboraufbau reproduzierbar messbar zu denen in einer ALSE sind. Hier können Einflussfaktoren, wie leicht geänderte Geometrie oder veränderte Übergangswiderstände zur Masse, die Methode beeinflussen.

9. Danksagung

Die Autoren möchten sich bei der Robert Bosch GmbH für die Finanzierung der Arbeit und die Bereitstellung von Messmitteln und Prüflingen bedanken. Des Weiteren gilt besonderer Dank Herrn Dipl.-Ing. Roland Eidher und Herrn Dr. Dr. Shinichiro Nishizawa von der Robert Bosch GmbH für ihre Unterstützung.

10. Literaturverzeichnis

- [1] I. E. Comission, „CISPR 25 Ed.3: Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers,“ 2008.
- [2] W. Smith und R. Frazier, „Prediction of anechoic chamber radiated emissions measurements through use of empirically-derived transfer functions and laboratory common-mode current measurements,“ *Electromagnetic Compatibility, 1998. 1998 IEEE International Symposium on*, Bd. 1, pp. 387-392, 1998.
- [3] D. Schneider, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Pre-compliance test method for radiated emissions of automotive components using scattering parameter transfer functions,“ *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*, pp. 1-6, Sept. 2012.
- [4] D. Schneider, M. Böttcher, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Pre-Compliance Test Method for Radiated Emissions with Multiple Segment Transfer Functions,“ *Electromagnetic Compatibility, 2013 IEEE International Symposium on*, pp. 605-610, Aug. 2013.
- [5] D. Schneider, M. Böttcher, B. Schoch, S. Hurst, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Transfer Functions and Current Distribution Algorithm for the Calculation of Radiated Emissions of Automotive Components,“ *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium on*, pp. 443-448, Sept. 2013.
- [6] C. Paul, „A comparison of the contributions of common-mode and differential-mode currents in radiated emissions,“ *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, Bd. 31, Nr. 2, pp. 189-193, May 1989.
- [7] C. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [8] F. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [9] J. Wang, O. Fujiwara und K. Sasabe, „A simple method for predicting common-mode radiation from a cable attached to a conducting enclosure,“ *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, Bd. 3, pp. 1119-1122, 2001.
- [10] R. Chundru, D. Pommerenke und S. Chandra, „A new calibration method for current probes,“ *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on*, Bd. 1, pp. 163 - 168, Aug. 2004.
- [11] M. Reuter, T. Friedel, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Emulation of Conducted Emissions of an Automotive Inverter for Filter Development in HV Networks,“ *Electromagnetic Compatibility, 2013 IEEE International Symposium on*, pp. 236-241, Aug. 2013.

Ermittlung der Störspannungen an HF-Antennen unter Einsatz der MoM

Dr.-Ing. Harm-Friedrich Harms, ThyssenKrupp Marine Systems, TWF,
Dipl.-Ing. (FH) Holger Arends, ThyssenKrupp Marine Systems, TWF,
Dipl.-Ing. (FH) Thorsten Büscher, ThyssenKrupp Marine Systems, TWF,

1. EMV auf Marineschiffen

Aufgrund der zahlreichen elektrischen und elektronischen Geräte und Anlagen hat die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einen hohen Stellenwert auf Marineschiffen. Im Rahmen der EMV werden auch die Thematik des HF-Strahlenschutzes (Personengefährdung) sowie die Vermeidung der Gefährdung von Kraftstoffen und Munition betrachtet.



Bild 1: Marineschiff mit Antennenstrukturen.

1.1 Externe Kommunikation auf Marineschiffen

Neben der offensichtlichen Funktion als Aufklärungs- und als Waffensystem stellen moderne Marineschiffe insbesondere schwimmende Kommunikationszentralen dar. Daher hat innerhalb der EMV gerade die Betrachtung des ungestörten Funkempfangs einen hohen Stellenwert. In den militärischen Normen (Verteidigungsgeräte, VG) sind Messverfahren und Grenzwerte niedergelegt, die die Verfahren zur Sicherstellung des Funk-

empfangs beschreiben. Es handelt sich dabei um die „Störspannungen an den Betriebsempfangsantennenanlagen“ gemäß VG 95 370 Teil 16 (Verfahren) und Teil 26 (Grenzwerte) [1].

Für die Kommunikation mit Schiffen allgemein hat die Satellitenkommunikation eine essentielle Bedeutung. Schiffe sind weltweit, jederzeit problemlos zu erreichen. Diese Satelliten könnten im Krisenfall jedoch nicht mehr verfügbar oder manipuliert sein. Daher ist insbesondere im militärischen Bereich die Kommunikation über Kurzwelle (hier 1,5 MHz bis 30 MHz) immer noch unverzichtbar. Der Vorteil besteht darin, dass eine direkte Kommunikation zwischen den Einheiten ohne die Zwischenschaltung von Satelliten möglich ist. Prinzipiell ist auch über Kurzwelle eine weltweite Kommunikation möglich. Der Nachteil dieser Kommunikation besteht in einer deutlich geringeren Datenübertragungsrate.

Aufgrund dieser Relevanz des Kurzwellenbereichs für die Marinekommunikation beschränken sich die folgenden Untersuchungen auf diesen Bereich (1,5 MHz bis 30 MHz). Basierend auf den Frequenzbereichen der VG-Norm wurde der Bereich von 150 kHz bis 30 MHz untersucht, wobei der Fokus auf die Spanne zwischen 1,5 MHz bis 30 MHz gelegt wurde.

1.2 Störspannungen an den Betriebsempfangsantennenanlagen

Der Grundgedanke der Begrenzung dieser Störspannungen besteht darin, dass der Betreiber des Schiffes, die Marine, die volle Empfindlichkeit ihrer Betriebsempfangsantennenanlagen ausnutzen möchte. Der Betrieb des Schiffes sollte den aus der Umgebung stammenden Rauschpegel idealerweise gar nicht, oder zumindest nicht wesentlich anheben. Um objektive, vergleichbare Messungen möglich zu machen, wird jedoch nicht dieser Rauschpegel bei „totem Schiff“ (alle Geräte und Anlagen außer Betrieb) als Referenz herangezogen. Stattdessen werden die Grenzwertkurven gemäß VG 95 370 Teil 26 zwischen dem Auftragnehmer (der Werft) und dem Auftraggeber (der Marine) vereinbart.

Die VG-Normen liefern Hinweise für die Konstruktion des Schiffes und für die anzustrebenden EMV-Eigenschaften der Geräte und Anlagen. Bei ihrer EMV-Vermessung müssen diese in Abhängigkeit von Ihrer elektromagnetischen Umgebung unterschiedliche Grenzwertklassen (GWK) von 1 bis 4 einhalten. Sowohl bei den Störaussendungen als auch bei der Störfestigkeit repräsentiert die Grenzwertklasse 1 innerhalb der VG-Normen die höchste, die Grenzwertklasse 4 die niedrigste Anforderung.

Die empfindlichen Antennensysteme (potentielle Störsenken) sind im Oberdecksbereich der Schiffe installiert. In ihrer (unmittelbaren) Umgebung befinden sich viele elektrische / elektronische Systeme die potentielle Störquellen darstellen. Ein Blick auf den Antennenplan moderner Marineschiffe zeigt, dass es kaum Möglichkeiten gibt, eine elektromagnetische Entkopplung von potentiellen Störquellen und Störsenken über eine Vergrößerung des Abstandes zu erzielen. Nicht nur die reine Anzahl, sondern auch die Funktionalität schränkt die Möglichkeiten zur Positionierung erheblich ein. Eine GPS-Antenne sollte z.B. nicht neben einem Mast(-haus) installiert werden, da dieses die „Sicht“ auf weite Teile des Himmels und damit die Empfangsmöglichkeit von GPS-Satelliten erheblich einschränkt.

Bezüglich der Störaussendungen (SA) der Geräte und Anlagen in der Nähe von Antennen schlägt die VG-Norm folgendes vor um an der Antenne die Grenzwertklasse 1 bezüglich SA06S einzuhalten (Tabelle 1):

1. GWK: Keine Schirmung und keine entkoppelnden Metallflächen zwischen Gerät/Anlage und Antenne.
 - Schiff: Gilt für Geräte/Anlagen in unmittelbare Antennennähe.
2. GWK: Keine wesentliche Schirmung, jedoch entkoppelnde Metallflächen vorhanden oder räumlich großer Abstand zwischen Gerät und Antenne.
 - Schiff: Grundforderung für Geräte/Anlagen im Oberdeck
3. GWK: Sowohl Schirmung als auch entkoppelnden Metallflächen vorhanden.
 - Schiff: Grundforderung für Geräte/Anlagen im Unterdeck.
4. GWK: Geschlossener Schirm oder mehrfache Schirmung, z.B. durch zwei ineinander liegende Schirme.
 - Schiff: Z.B. Geräte im geschirmten Maschinenraum.

Tabelle 1: Vorgabe der Gerätegrenzwerte gemäß VG-Norm.

Die spezifische geometrische Anordnung der potentiellen Störsenken und Störquellen und die Umgebung die einen Einfluss auf die Feldverteilung nehmen kann sind hier noch nicht berücksichtigt. Vielmehr geht diese Tabelle von einem „worst-case“-Szenario aus, die Einhaltung der Störspannungen sollte für alle realen Fälle möglich sein. Für spezielle Anordnungen sind separate Untersuchungen durchzuführen.

2. Untersuchung der Störspannungen

Verantwortlich für die Störspannungen an den Antennen sind die gestrahlten elektrischen und magnetischen Störaussendungen der Geräte und Anlagen in der Umgebung der Antenne. Während der EMV-Vermessung dieser G/A werden für den hier relevanten Frequenzbereich Messungen im Abstand von 1 m von der Oberfläche durchgeführt. Gemäß Prüfprozedur ist die Ausrichtung und Position der Messantenne in Relation zum Prüfling zu verwenden, die die größte Spannung liefert. Diese maximale Abstrahlung („worst-case“) ist die Basis für alle weiteren Betrachtungen zur Störspannung.

Handelt es sich bei der potentiellen Störquelle um ein Gerät, das sich aufgrund seiner Funktion dreht, so würde es beliebig komplex werden, die reale Abstrahlung dieses Gerätes zu betrachten. Um wiederum den ungünstigsten Fall abzudecken liegt es daher nahe, die potentielle Störquelle durch einen isotropen Kugelstrahler [2] nachzubilden. Ein isotroper Kugelstrahler ist eine künstliche Referenzantenne, die nicht realisierbar ist. Auch mit dem verwendeten Simulationswerkzeug CONCEPT II der TUHH, das auf der Momentenmethode (MoM) basiert, war dies nicht möglich.

2.1 Simulation der potentiellen Störquelle

Im ersten Ansatz ging es um die Auswirkung der magnetischen Einstrahlung in die Empfangsantenne. Da sich ein isotroper Kugelstrahler nicht darstellen ließ, wurde ein anderer Elementarstrahler genutzt, ein magnetischer Dipol, modelliert durch eine kleine Loop-Antenne. Typische Geräte und Anlagen im Oberdecksbereich weisen Abmessungen von ca. 1 m x 1 m x 1 m auf. Da die Feldstärke in 1 m Abstand von der Oberfläche

dieser Geräte gemessen wird, wurde der Speisestrom der Loop-Antenne so eingestellt, dass sich in 1,5 m Abstand von der Quelle eine Feldstärke von 0 dB μ V/m ergibt (Bild 2). Um den unterschiedlichen Strahlungsrichtungen der potentiellen Störquellen Rechnung zu tragen, wurden in drei aufeinanderfolgenden Simulationen jeweils ein magnetischer Dipol mit einer x-, y- und einer z-Ausrichtung verwendet. Die Simulation mittels der Momentenmethode (MoM) liefert somit drei Kurven, die die Abhängigkeit der Störspannung von der Frequenz darstellen.

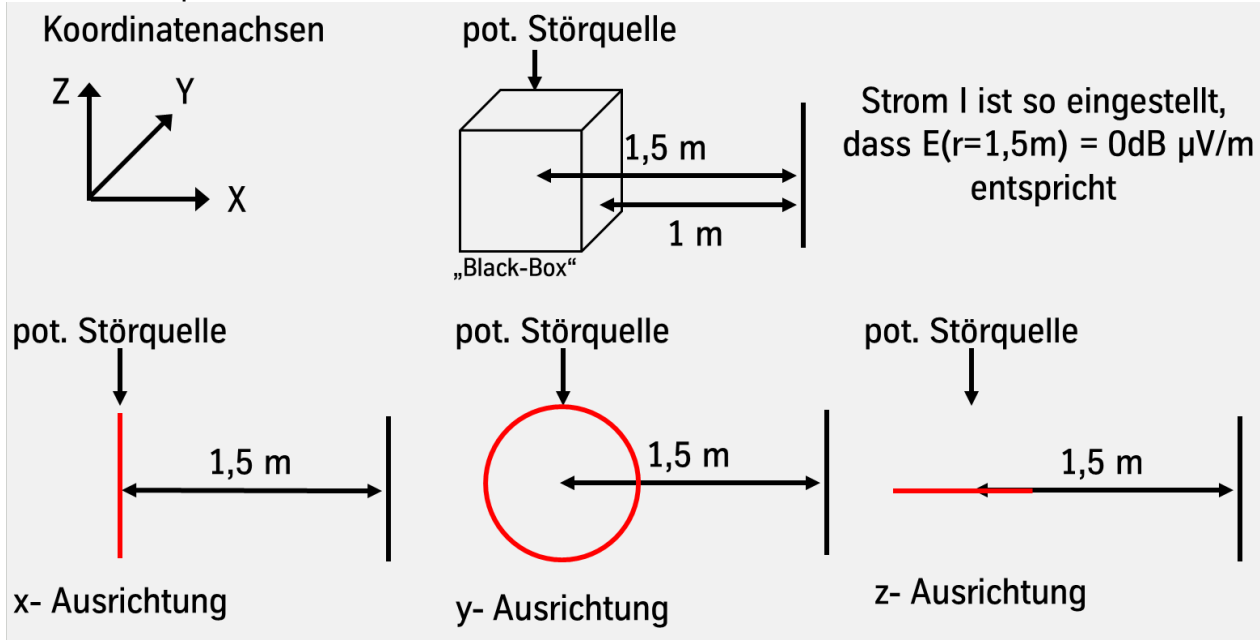


Bild 2: Störquelle wird durch eine Loop nachgebildet, die in alle Koordinatenachsen gelegt wird.

2.2 Verifikation des Modells an einer typischen Schiffskonfiguration

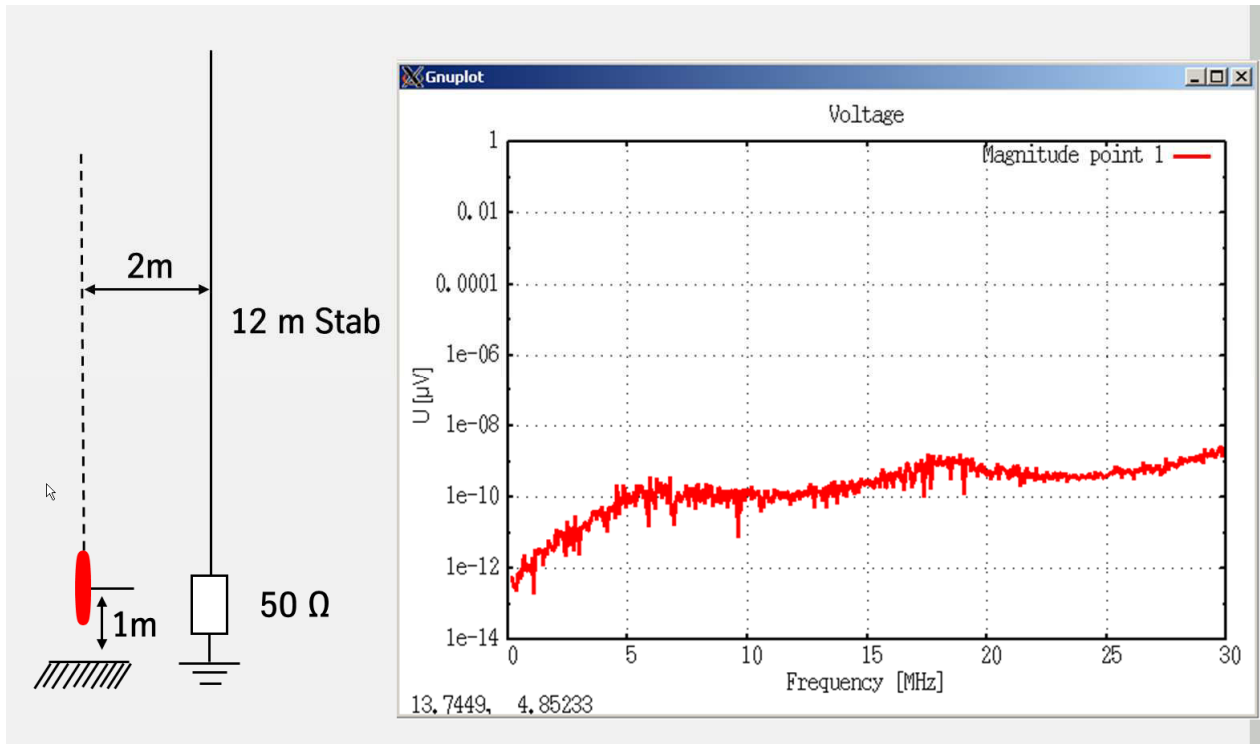


Bild 3: Störquelle mit x-Ausrichtung.

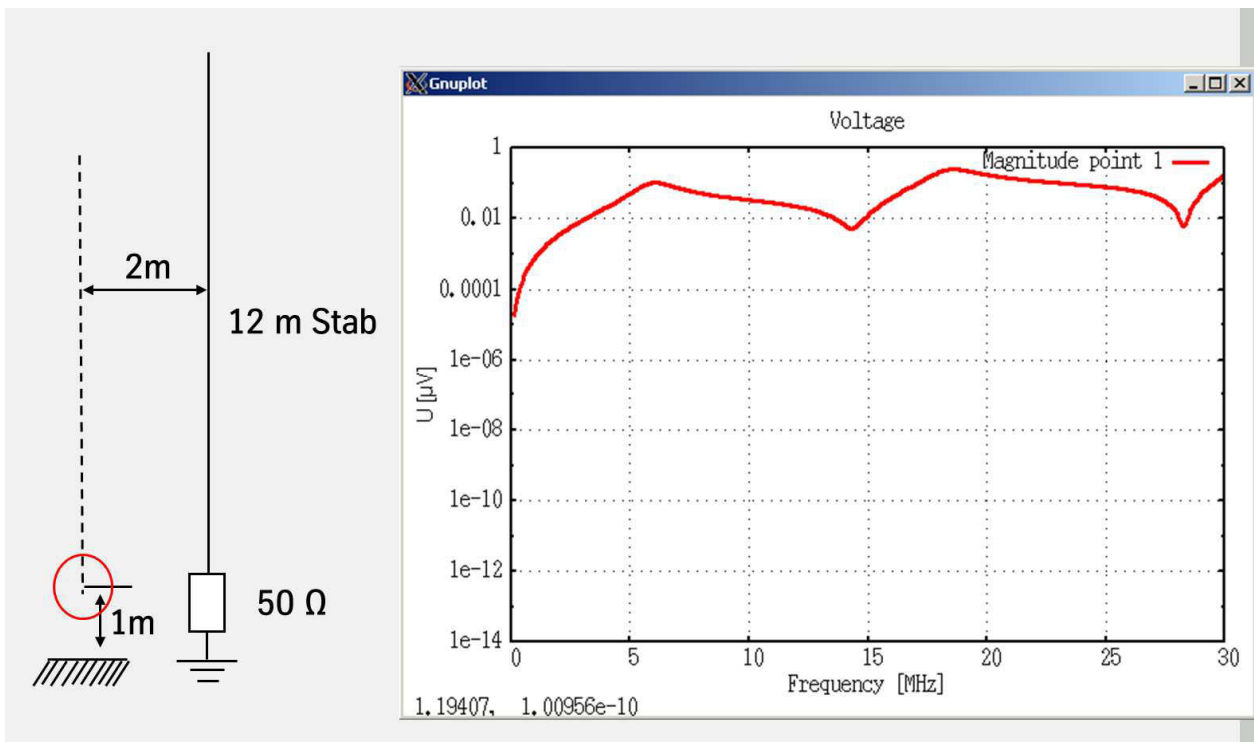


Bild 4: Störquelle mit y-Ausrichtung.

Um das Modell zu verifizieren wurde eine Untersuchung an einem Monopol mit einer Länge von 12 m (einer typischen HF-Schiffsantenne) durchgeführt. Die Quelle befindet sich in einer Höhe von 1 m über der leitenden Ebene in einem Abstand von 2 m vor dieser Antenne (Bilder 3, 4 und 5). Die 12 m-Stabantenne ist mit 50 Ohm abgeschlossen.

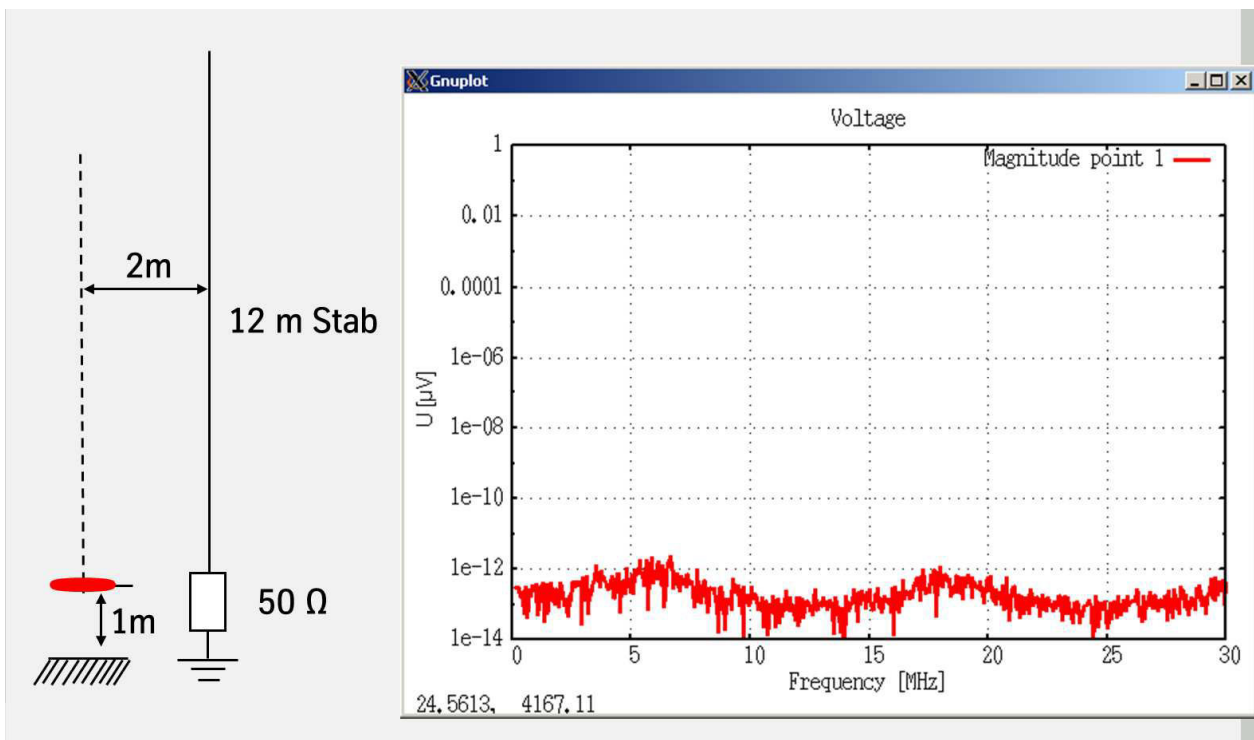


Bild 5: Störquelle mit x-Ausrichtung.

Die Bilder 3 bis 5 zeigen die am Abschlusswiderstand bestimmten Spannungen. Wie zu erwarten war, liefert nur eine y-Ausrichtung (Bild 4) der Quelle eine nennenswerte Spannung. Die Diagramme der Bilder 3 und 5 zeigen vernachlässigbare Spannungen, die um mehr als 120 dB unter den Werten gemäß Diagramm 4 liegen. Diese Spannungsverläufe haben keinen physikalischen Hintergrund und sind als numerisches Rauschen aufzufassen.

2.3 Verarbeitung der Simulationsergebnisse

Für die weitere Auswertung wurde lediglich die y-Ausrichtung des magnetischen Dipols berücksichtigt (Bild 4; Bild 6, Simulation Concept). Auf das Ergebnis der Simulation wird der Wert der zulässigen frequenzabhängigen Störaussendung gemäß GWK1 VG 95 373 Teil 22 SA02G addiert. Es ergibt sich der Verlauf der Spannung wie er bei einem 50 Ohm Abschlusswiderstand zu erwarten ist.

In Realität besitzt diese Antenne jedoch ein abstimmbares Antennenanpassnetzwerk (Antenna Tuning Unit, ATU) welches im Sendefall die frequenzabhängige Impedanz der Antenne an die Impedanz des Senders anpassen soll. Dieses Netzwerk führt diese Anpassung auch im Empfangsfall durch. Daher wurde die ermittelte Kurve nochmals für den Fall einer idealen, verlustlosen Leistungsanpassung umgerechnet (ATU + GWK1 VG 95 373 Teil 22 SA02G). Es ist bekannt, dass ATUs im unteren Frequenzbereich vor der ersten Resonanz der Antenne einen schlechten Wirkungsgrad aufweist. Daher wird in der Realität der tatsächliche Verlauf zwischen den beiden ermittelten Kurven, 50 Ohm Abschluss und ATU-Abschluss) liegen.

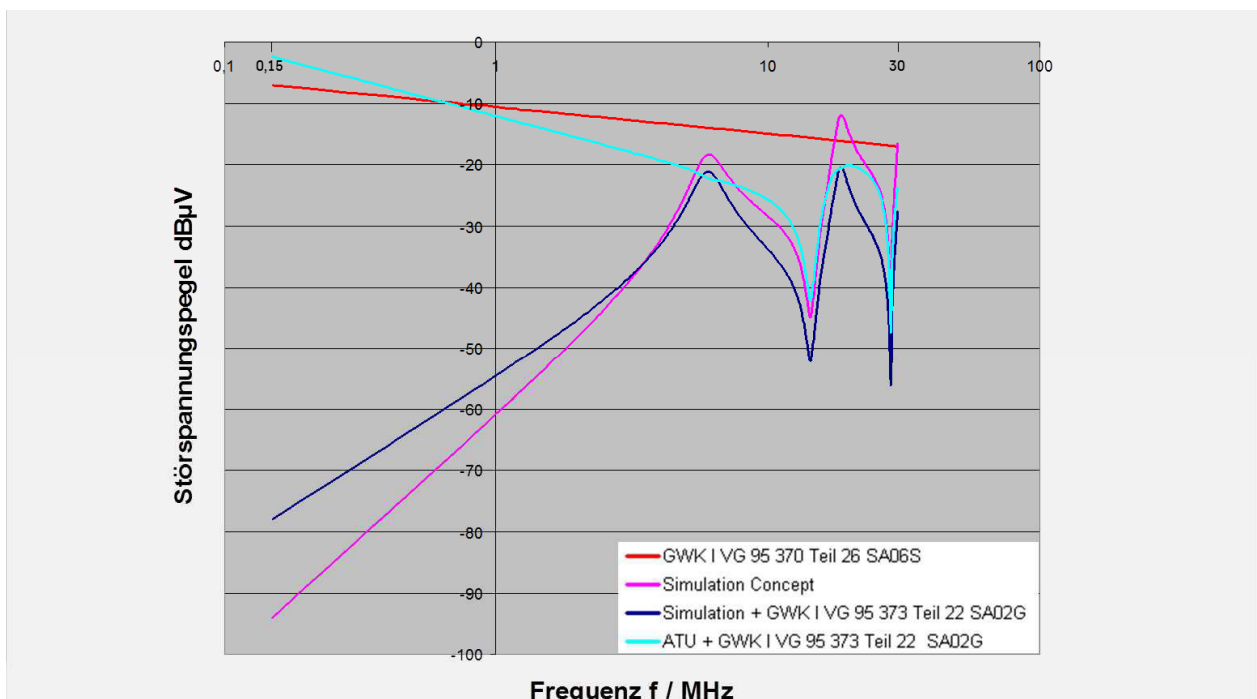


Bild 6: Störspannung an der 12 m-Stabantenne bei Abschluss mit 50 Ohm bzw. bei idealer Leistungsanpassung mittels Antennenanpassnetzwerk (Antenna Tuning Unit, ATU) bei Störaussendungen gemäß Grenzwertklasse 1.

Aus Bild 6 ist ersichtlich, dass, sofern das Gerät die GWK 1 für den Gerätegrenzwert gemäß SA02G einhält, an der Antenne der Systemgrenzwert SA06S mit der GWK 1 oberhalb von 1 MHz sicher eingehalten wird. Bild 7 zeigt die Verhältnisse für den Fall,

dass das Gerät die Störaussendungen gemäß Grenzwertklasse 2 einhält. Zwar zeigen sich hier leichte Überschreitungen, aber unter Berücksichtigung des geringen Wirkungsgrades der ATU im unteren Frequenzbereich kann auch hier davon ausgegangen werden, dass dann die GWK 2 des Systemgrenzwertes SA06S eingehalten wird.

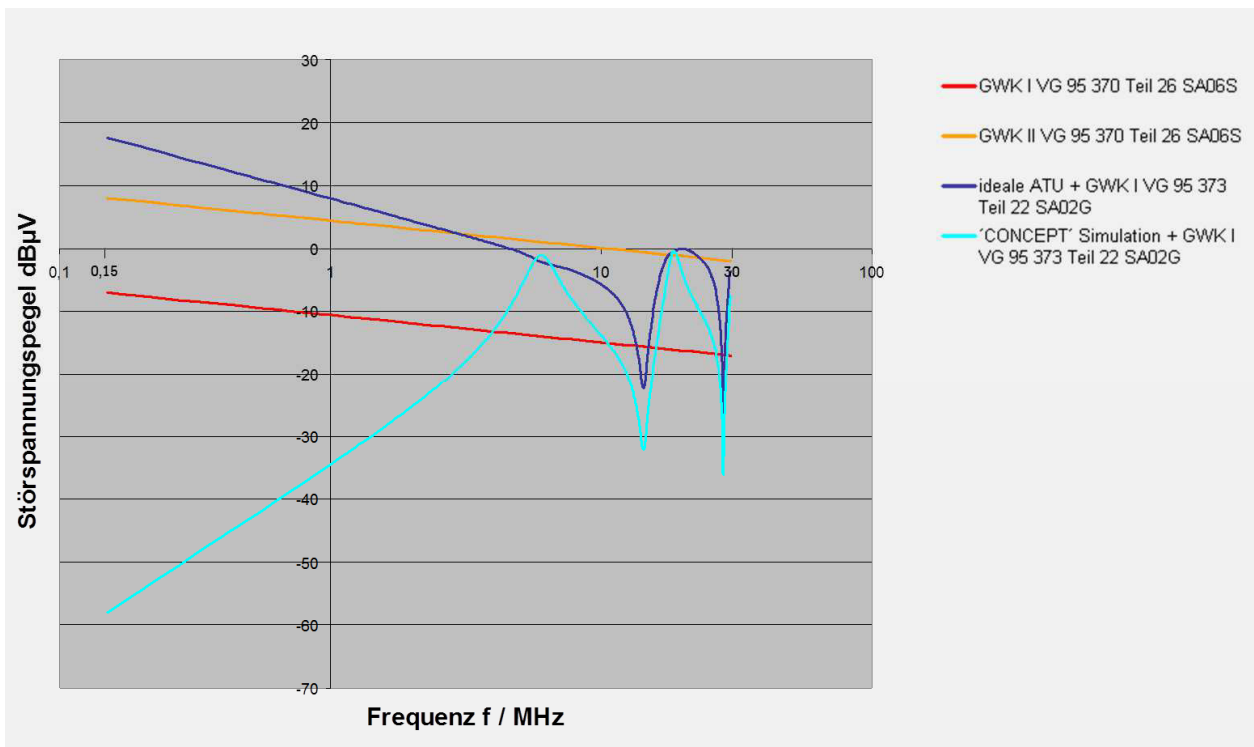


Bild 7: Störspannung an der 12 m-Stabantenne bei Abschluss mit 50 Ohm bzw. bei idealer Leistungsanpassung mittels Antennenanpassnetzwerk (Antenna Tuning Unit, ATU) bei Störaussendungen gemäß Grenzwertklasse 2.

2.4 Auswertung der Resultate

Die Verifikation hat gezeigt, dass das gewählte Verfahren realistische Werte für die Störspannungen an den Betriebsempfangsantennenanlagen liefern kann. Die Ergebnisse korrespondieren mit den in den VG-Normen gemachten EMV-Grenzwertvorgaben für die Geräte und Anlagen für die unterschiedlichen Montageorte an Bord des Schiffes (Tabelle 1). Insofern scheint das Verfahren geeignet für die Untersuchung des Schiffdesigns.

3. Einsatz des Verfahrens für Schiffe

Das dargestellte Vorgehen wurde genutzt um Simulationen für einen konkreten Schiffsentwurf durchzuführen. Dazu wurde neben der dargestellten Betrachtung der magnetischen Kopplung auch die elektrische Kopplung betrachtet. Basis sind hier die Störaussendungen gemäß SA03G gemäß VG 95 373 Teil 22. Als Störquelle wurden elektrisch kurze Dipole verwendet, die jeweils in x-, y- und z-Richtung ausgerichtet werden um eine Feldabstrahlung der potentiellen Störquelle in alle Raumrichtungen anzunähern.

Aufgrund der komplexen Struktur des Oberdecks eines Schiffes kann nicht wie im Beispiel des 12 m-Monopols davon ausgegangen werden, dass nur eine Ausrichtung der Elementarstrahler eine Spannung an einer Antenne bewirkt. Bereits durch die Schiffsstruktur als solche kommt es zu starken Verzerrungen des Feldes. Hinzu kommt die Ausrüstung des Oberdecks die für weitere Beeinflussungen der Feldverteilung sorgen.

Die Resultate der Simulationen in den drei Raumrichtungen wurden nach den drei Einzelsimulationen zusammengefasst. In der Auswertung wurde dazu jeweils nur die höchste Spannung berücksichtigt. Zur Bewertung einer möglichen Überschreitung von Grenzwerten wurden somit für die Konstellation einer potentiellen Störquelle und einer potentiellen Störsenke jeweils zwei Diagramme generiert, eins für die Betrachtung der Verkopplung durch das elektrische Feld und eins für die Bewertung der Verkopplung durch das magnetische Feld.

Das dargestellte Vorgehen wurde in einem konkreten Fall für die Untersuchung einer kritischen Konstellation einer potentiellen Störquelle und einer empfindlichen Empfangsantenne genutzt. Die Kritikalität der Anordnung konnte mittels der Untersuchungen bestätigt werden. Die Untersuchung von weiteren Kombinationen von potentiellen Störquellen und potentiellen Störsenken bestätigte jeweils die Ergebnisse des Vorgehens gemäß der Vorgaben in der VG (Tabelle 1).

4. Zusammenfassung

Das dargestellte Vorgehen wurde in einem aktuellen Auftrag genutzt um in einem kritischen Fall eine Prognose für eine Störspannung zu erhalten. Ein Vergleich zu Messungen konnte noch nicht erfolgen, da der Auftrag noch nicht so weit fortgeschritten ist, als dass Messungen möglich wären. Diese Messungen werden voraussichtlich erst während des EMV-Funktionsnachweises durchgeführt werden. Aufgrund der Ergebnisse der Untersuchungen wurden jedoch zusätzlich EMV-Maßnahmen zur Reduktion der Störaussendung der potentiellen Störquelle initiiert. Zudem wurde unter Einbeziehung des Kunden eine Kompromisslinie zwischen der Funktionalität der beiden betroffenen Subsysteme und den Anforderungen der Elektromagnetischen Verträglichkeit gesucht und gefunden. Auf Basis der Messungen während des Funktionsnachweises EMV werden dann gemeinsam Entscheidungen getroffen um die Elektromagnetische Beeinflussung möglichst gering zu halten. In der Konstruktion des Schiffes konnten diese Maßnahmen in dem frühen Stand der Konstruktion noch ohne großen Mehraufwand berücksichtigt werden.

Da das Verfahren recht aufwändig ist, sollte es nur für kritische Konstellationen von potentiellen Störsenken und Störquellen genutzt werden. Es müssen für jede Kombination aus Störsenke und -quelle 6 Simulationsläufe durchgeführt werden. Um sie in größerem Rahmen anzuwenden müsste man den gesamten Ablauf andernfalls automatisieren.

5. Literatur

- [1] DIN-Taschenbuch 516 - Elektromagnetische Verträglichkeit 2, Beuth Verlag, 1996
- [2] Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, H.H. Meinke, F.W. Gundlach, Springer Verlag Berlin, 1992

Die Vorverstärkerentkopplung in der Magnetresonanztomographie

M.Sc. E. Pannicke^{1,2}, Dipl.-Ing R. Mueller², Prof. Dr.-Ing. R. Vick¹, Prof. Dr. H. E. Moeller²

¹Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV

²Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften, Leipzig

1 Einleitung

In der Medizintechnik, als wesentlicher Wirtschafts- und Technologiebereich, ist eine zuverlässige Funktion der Geräte unabdingbar. Die Magnetresonanztomographie (MRT), als vielseitiges Werkzeug für die Diagnostik, stellt den Entwickler vor große Herausforderungen – besonders seitens der EMV. In diesem Beitrag wird am Beispiel einer Empfangsspule für die MRT eine spezifische Analyse der Entkopplung nah beieinanderliegender Leiterschleifen durchgeführt.

Ziel dieser Veröffentlichung ist es, eine allgemein verständliche Darstellung dieser Entkopplung zu präsentieren. Die Grundzüge der Entstehung einer Entkopplung werden dargestellt und eine Dimensionierungsgleichung hergeleitet. Diese wird am bekannten Beispiel [3] validiert. Desweiteren werden andere bisher unbekannte Aspekte aufgezeigt. Die Ergebnisse werden diskutiert und mit dem aktuellen Stand der Technik verglichen.

2 Grundlagen

Der grundlegende Aufbau einer Empfangsspule ist in Abb. 1 zu sehen. Der Vorverstärker wird durch seinen Eingangswiderstand charakterisiert (Block D). Das Netzwerk C wird als beliebig angenommen. Seine Eigenschaften sollen erst im Beitrag hergeleitet werden.

Charakteristischerweise besitzen Verstärkerschaltungen nicht nur eine Eingangsimpedanz für Leistungs-, sondern auch eine für die Rauschanpassung. Bei dieser trägt die Verstärkerschaltung die geringste Rauschleistung bei. Für kleine Signale wird diese Art der Anpassung gewählt, um das SNR möglichst wenig zu verringern. Rausch- und Leistungsanpassung sind in der Regel nicht gleich.

Am Ausgang des Netzwerkes C kommt es zur Reflexion. Die Ströme und Spannungen in der Anordnung lassen sich nun als Überlagerung einer vor- und zurücklaufenden Welle beschreiben:

$$I_S(z) = \frac{U_S}{Z_0} \cdot (e^{-jkz} - \Gamma_{A/B} e^{jkz}), \quad (1)$$

$$I_S(z=0) = \frac{U_S}{Z_0} \cdot (1 - \Gamma_{A/B}). \quad (2)$$

Die Spannungsquelle in Abb. 1 repräsentiert das in die Empfangsspule induzierte Signal. Um die magnetische Kopplung zu minimieren darf diese Spannung U_I keinen Strom I_S in der Spule zur Folge haben. Wenn positionsabhängige Stromänderungen auf der Leiterschleife vernachlässigt werden können (z. B. Umfang der Spule klein im Vergleich zur Wellenlänge ($\lambda \gg u$) oder Einsatz verteilter Kapazitäten) entspricht der Strom am Übergang A/B dem der Spule entspricht.

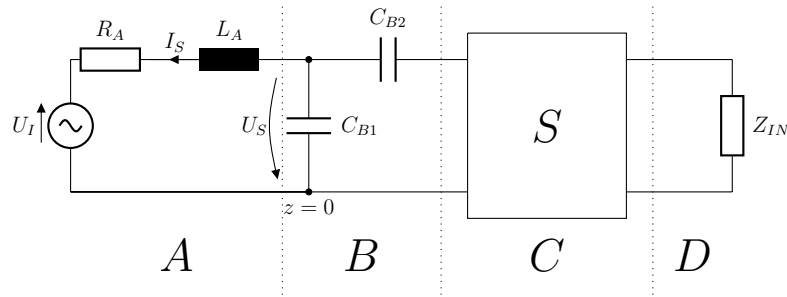


Abbildung 1: Grundlegender Aufbau für eine Empfangsspule mit Vorverstärkerentkopplung.

Das Signal erfährt am Übergang C/D eine Reflexion, die durch den Reflexionsfaktor $\Gamma_{C/D}$ gegeben ist:

$$\Gamma_{C/D} = \frac{Z_{IN} - Z_{C-}}{Z_{IN} + Z_{C-}} = |\Gamma_{C/D}| \cdot e^{j\phi_{C/D}}. \quad (3)$$

Dabei ist Z_{IN} die Eingangsimpedanz der Verstärkerschaltung und Z_{C-} die linksseitige charakteristische Impedanz des Netzwerkes C. Desweiteren wird angenommen, dass die rechtsseitige charakteristische Impedanz des Netzwerkes Z_0 entspricht. Durch eine geeignete Transformation des Reflexionsfaktors $\Gamma_{C/D}$ am Übergang A/B soll an diesem gelten:

$$I_S(z) = \frac{U_S}{Z_0} \cdot (1 - \Gamma_{A/B}) = 0. \quad (4)$$

Die Schaltung B ist an ihrem Ausgang an Z_0 und am Eingang an R_A angepasst. Dabei handelt es sich für um eine für MR-Empfangsspulen typische Anpassschaltung, weshalb diese hier verwendet wird. Die notwendigen Parameter C_{B1} und C_{B2} sind durch die Güte der Spule, die Lamorfrequenz sowie Z_0 gegeben und in der einschlägigen Literatur zu finden [2]. Mit diesen Bedingungen lässt sich die Transformation von $\Gamma_{C/D}$ stufenweise ausdrücken als:

$$S_{11}(C) = S_{22}(C) = 0, \quad (5a)$$

$$\Gamma_{B/C} = S_{12}(C) \cdot \Gamma_{C/D} \cdot S_{21}(C), \quad (5b)$$

$$\Gamma_{A/B} = S_{12}(B) \cdot \Gamma_{B/C} \cdot S_{21}(B). \quad (5c)$$

Für die Übertragungsfunktion der Netzwerke B und C gilt:

$$S_{12}(C) = S_{21}(C) = e^{-j\phi_C}, \quad (6a)$$

$$S_{12}(B) = S_{21}(B) = e^{-j\phi_B}, \quad (6b)$$

wobei ϕ_B und ϕ_C komplexe Argumente sein können. Bei der Bestimmung von $S_{12}(B)$ ist darauf zu achten, dass auch die Induktivität aus Block A mit einzubeziehen ist. Nur mit dieser bildet Block B ein Netzwerk, das reale Impedanzen transformiert.

Um (4) zu erfüllen muss gelten:

$$\Gamma_{A/B} = 1. \quad (7)$$

Verwendet man (5) und setzt (6) ein, erhält man die Beziehung zwischen $\Gamma_{A/B}$ und $\Gamma_{C/D}$:

$$\Gamma_{A/B} = \Gamma_{C/D} \cdot e^{-j2\phi_B} \cdot e^{-j2\phi_C}. \quad (8)$$

Durch die festgelegten und gegebenen Bedingungen lässt sich nur noch ϕ_C ändern, und so muss für Netzwerk C gelten:

$$\phi_C = \frac{\phi_{C/D} - 2\phi_B - j \ln(|\Gamma_{C/D}|)}{2} \quad (9)$$

Der minimale Strom an dem Übergang A/B lässt sich folglich einstellen, wenn die Übertragungsfunktion des Netzwerkes C $G = e^{-j\phi_C}$ entspricht. Dieses Prinzip der Stromverringern wird allgemein als Vorverstärkerentkopplung bezeichnet.

Der Imaginärteil von (9) ist immer:

$$1 < \Im(\phi_C) < 0 \quad (10)$$

und kann damit als Verstärkungsfaktor interpretiert werden. Dies ist ein Verstärkungsfaktor, den die reflektierte Welle erfahren müsste, um eine ideale Stromunterdrückung zu realisieren. Da $|\Gamma_{C/D}|$ im praktischen Bereich nicht Eins erreichen wird, ist auch der Strom in der Spule nicht Null.

Eine andere, geeignetere Interpretation ist es $\Im(\phi_C)$ als Gütefaktor für die Stromunterdrückung zu wählen. Des Weiteren ist es unerheblich welches Vorzeichen $\Gamma_{C/D}$ hat. Solange $\Gamma_{C/D} \neq 0$ gilt, lässt sich auch ein ϕ_C finden um die Stromunterdrückung zu maximieren. Abb. 4 zeigt die Stromunterdrückung in Abhängigkeit der Reflexion am Eingang des Vorverstärkers.

2.1 Beladungsverhalten

Die Eigenschaften einer Empfangsspule werden zu einem beträchtlichen Teil durch die Umwelt bestimmt. Die Nähe zum menschlichen Körper führt zu einer Veränderung des Widerstandes und der Induktivität [2]. Die Beeinflussung der Schaltung durch diese Effekte wird im folgenden Teil betrachtet. Dazu wird von den Streuparametern des Anpassnetzwerkes ausgegangen, das zusammen mit der Induktivität der Spule ein T-Glied ergibt (Abb. 1).

$$S_{11}(B) = - \left(\left(1 - \frac{X_1 + X_2}{Z_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{X_3 + X_2}{Z_2} \right) + \frac{X_2^2}{Z_1 Z_2} \right) / N, \quad (11a)$$

$$S_{22}(B) = - \left(\left(1 + \frac{X_1 + X_2}{Z_1} \right) \cdot \left(1 - \frac{X_3 + X_2}{Z_2} \right) + \frac{X_2^2}{Z_1 Z_2} \right) / N, \quad (11b)$$

$$S_{12}(B) = S_{21}(B) = \frac{2 \cdot X_2}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \cdot \frac{1}{N}, \quad (11c)$$

$$N = \left(1 + \frac{X_1 + X_2}{Z_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{X_3 + X_2}{Z_2} \right) - \frac{X_2^2}{Z_1 Z_2}. \quad (11d)$$

X_1 , X_2 und X_3 sind die Impedanzen der Induktivität L_A , und Kapazitäten C_{B1} und C_{B2} . Desweiteren ist $Z_1 = R_A$. Für die weitere Vereinfachung der Ausdrücke werden die Parameter a und b eingeführt:

$$a = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} (1 + Q^2) - 1}, \quad b = \frac{Z_1'}{Z_1}. \quad (12)$$

Z_1 stellt den aktuellen realen Widerstand der Spule dar und Z'_1 den Wert auf den die Anpassung erfolgte. Der Quotient b stellt damit die Veränderung des Widerstandes dar und ist immer positiv ($b > 0$). Das Auftrennen der Ausdrücke zu Zähler und Nenner und Einführen der Dimensionierungsgleichungen für C_{B1} und C_{B2} führt zu:

$$N = \frac{1+b}{b} \cdot d, \quad Z(S_{11}) = \left(\frac{1-b}{b}\right) \cdot d, \quad Z(S_{22}) = \left(\frac{1-b}{b}\right) \cdot d^*, \quad (13a)$$

$$Z(S_{12}) = Z(S_{21}) = -2j\sqrt{\frac{Z_1}{bZ_2}} \cdot \left(\frac{1+Q^2}{Q-a}\right), \quad (13b)$$

wobei sich für d und dd^* ergibt:

$$d = 1 - j\left(\frac{Qa+1}{Q-a}\right), \quad dd^* = \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{1+Q^2}{Q-a}\right)^2. \quad (14)$$

Für den Reflexionsfaktor, der durch einen beliebige Vierpol transformiert wird, gilt:

$$\Gamma = S_{11} + \frac{S_{12}\Gamma_L S_{21}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}. \quad (15)$$

Für den angepassten Fall gilt:

$$S_{11}(B)' = S_{22}(B)' = 0, \quad S_{12}(B)'\Gamma_{B/C}S_{21}(B)' = 1. \quad (16)$$

$\Gamma_{B/C}$ bestimmt sich nach (5). Wie schon zuvor wird auch (15) in Zähler und Nenner aufgespalten:

$$\Gamma_{A/B} = \frac{Z(S_{11}(B)) \cdot N - |Z(S_{11}(B))|^2 \cdot \Gamma_{B/C} + Z(S_{12}(B)) \cdot \Gamma_{B/C}}{N(N - Z(S_{11}(B))^* \cdot \Gamma_{B/C})}. \quad (17)$$

Setzt man in (17) die Ausdrücke aus (13) und (16) ein ergibt sich:

$$\Gamma_{A/B} = \frac{\frac{(1-b)(1+b)}{b^2} \cdot d^2 + \left(\frac{1-b}{b}\right)^2 \cdot \frac{Z_2}{Z_1} \cdot dd^* \cdot \left(\frac{Q-a}{1+Q^2}\right)^2 \cdot d^2 + 4 \cdot \frac{d^2}{b}}{\left(\frac{1+b}{b}\right)^2 \cdot d^2 - \frac{1-b}{b} \cdot \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{Q-a}{1+Q^2}\right)^2 \cdot d^2 \cdot \frac{1+b}{b} \cdot dd^*}. \quad (18)$$

Nach Ausmultiplizieren der Terme resultiert:

$$\Gamma = \frac{1 - b^2 + 1 - 2b + b^2 + 4b}{1 + 2b + b^2 + 1 - b^2} = \frac{2 + 2b}{2 + 2b} = 1 \quad (19)$$

Einmal eingestellt ändert sich die Vorverstärkerentkopplung für die Zielfrequenz nicht (Abb. 2(a)). Für eine Änderung der Induktivität durch Beladungsänderung lässt sich numerisch zeigen, dass erst eine sehr hohe Änderung der Induktivität zu einer Verstimmung der Vorverstärkerentkopplung führt (Abb. 2(b)). Die am Vorverstärker anliegende Spannung ändert sich dabei auch nicht (Abb. 3). Damit ist es möglich, den Signalempfang zu optimieren und die externen Einflüsse auf die Anordnung zu minimieren.

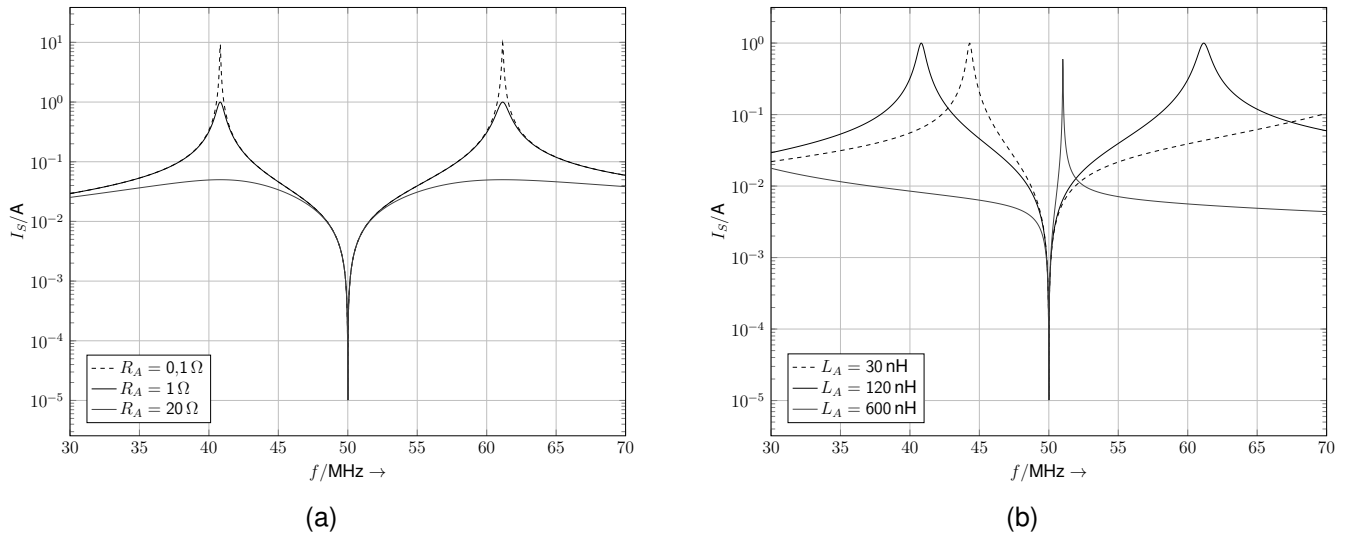


Abbildung 2: Strom in der Spule in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Widerstände und Induktivitäten.

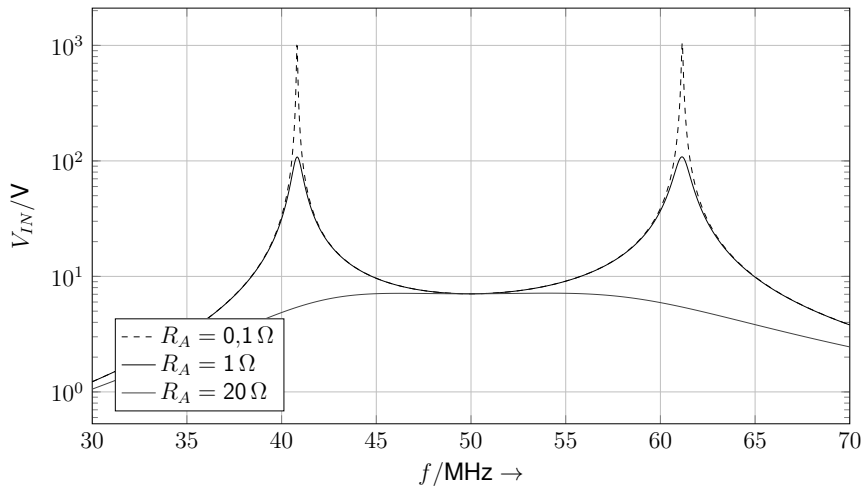


Abbildung 3: Spannung an dem eingesetzten Vorverstärker ($Z_{IN} = 5 \text{ M}\Omega$)

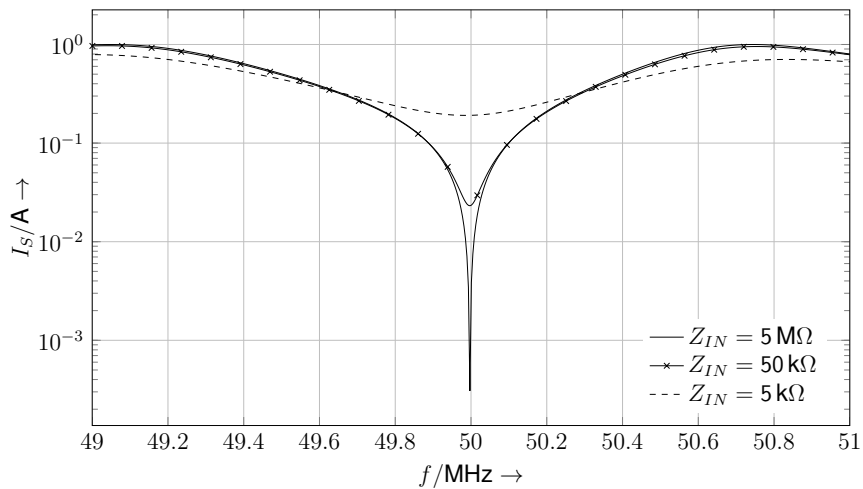


Abbildung 4: Stromunterdrückung in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Reflexionen am Vorverstärker.

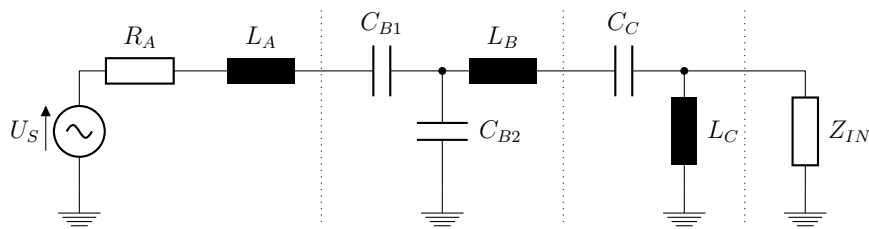


Abbildung 5: Netzwerk zur Vorverstärkerentkopplung wie es in [3] vorgestellt wurde.

Beispiel In Abb. 5 ist die in Roemer et. al. [3] vorgestellte Schaltung zur Vorverstärkerentkopplung dargestellt. Die Dimensionierungsvorschriften können der Literaturstelle entnommen werden. Das zwischen Spule und Vorverstärker geschaltete Netzwerk transformiert stufenweise den Spulenwiderstand auf die vorgegebene Rauschanpassung des Verstärkers. Dabei ändert sich die in Abschnitt 2 hergeleitete Gleichung (9) nicht. Um diese anwenden zu können muss erst die Übertragungsfunktion S_{12} bestimmt werden, wie es in Abschnitt 2 beschrieben wurde. Dies ergibt für eine Spule mit $L_A = 120 \text{ nH}$ und $R_A = 1 \Omega$:

$$S_{12}(B) = e^{-j \cdot \phi_B} = e^{j \cdot \frac{\pi}{2}}$$

Der Reflexionsfaktor, der sich aus den Angaben der Literaturstelle ergibt ist $\Gamma_{C/D} = 0.9995$. Eingesetzt in Gleichung (9) ergibt sich für ϕ_C :

$$\phi_C = -\frac{\pi}{2} + j \cdot 2.5 e^{-4}$$

Verwendet man nun die Dimensionierungsformeln für ein PI-Glied mit dem Übertragungsverhältnis $Z_A/Z_E = 25$ und einer Phasenverschiebung von $\Re(\phi_C)$ erhält man die Werte für die Impedanzen im Längs- und Quersweig. Diese stimmen mit den in der Literaturstelle angegebenen Impedanzen überein. Es ist zu beachten, dass der Schaltung in Abb. 5 die erste Querimpedanz im Block C fehlt. Für rein reale Werte für Z_{IN} ist die Abweichung zwischen dem Γ -Glied in Abb. 5 und einem Π -Glied minimal.

3 Messtechnischer Nachweis

Zum Nachweis der Vorverstärkerentkopplung und der in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Eigenschaften wurde der in Abb. 6 abgebildete Aufbau realisiert. Die zwei angepassten Spulen wurden gegenüberliegend über einem Testobjekt angeordnet. Die elektrischen Eigenschaften des Testobjekts entsprechen dem von menschlichem Gewebe. Das Experiment bestand aus zwei Teilversuchen zum Nachweis der prinzipiellen Wirksamkeit der Vorverstärkerentkopplung und zur Überprüfung der in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Eigenschaften.

Experiment I: Um die Kopplung zwischen beiden Spulen unter realistischen Bedingungen überprüfen zu können, wurde eine kleine Leiterschleife verwendet. Diese induziert die in Abschnitt 2 beschriebene Spannung in die Empfangsspulen II. Ziel ist es, den Signaleintrag in die Empfangsspule I zu minimieren. Dazu wurde II an ein Oszilloskop angeschlossen. Das Oszilloskop bietet eine Eingangsimpedanz Z_{IN} mit wahlweise 50Ω und

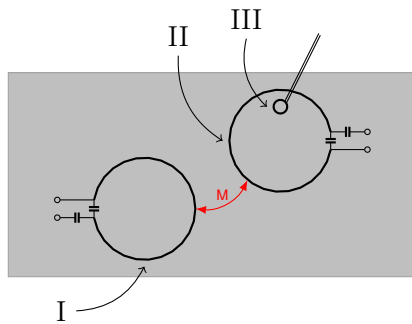


Abbildung 6: Messaufbau zum Nachweis der Entkopplung.

EMV-Gewebe	Eingangswiderstand	
	50 Ω	1 MΩ
ohne	27 mV	40 mV
mit	15 mV	39 mV

Abbildung 7: Die in Experiment II gemessene Spannung.

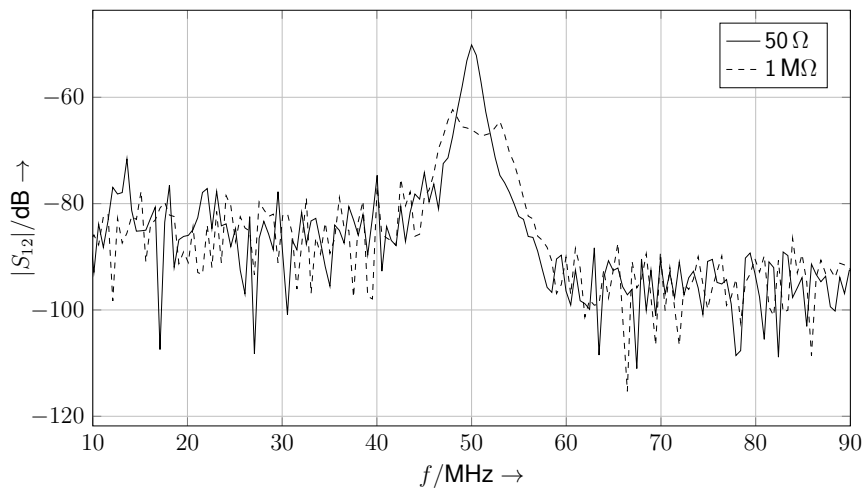


Abbildung 8: Ergebnis der in Abs. 3 beschriebenen S_{12} Messung

1 MΩ. Der letztere Wert kann dazu verwendet werden eine Stromunterdrückung gemäß (9) einzustellen. Um den Signalübertrag zu evaluieren, wurde das S_{12} zwischen I und III gemessen.

Experiment II: Um die in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Eigenschaften zu überprüfen wurden nur II und III verwendet. Die Einstellungen für die Vorverstärkerentkopplung wurden nicht geändert. Der Dipol wurde von einem Signalgenerator mit einer Sinusfunktion gespeist ($f = 50$ MHz). Als reale und reaktive Laständerung wurde ein EMV-Abschirmgewebe verwendet. Durch die Leitfähigkeit des Gewebes erhöht sich der Widerstand der Spule und durch die induzierten Wirbelströme deren Induktivität. Der Dipol wurde in der in Abb. 6 gezeigten Position belassen und die Empfangsspule II teilweise mit dem Abschirmgewebe belegt, während das induzierte Signal am Oszilloskop für beide Eingangsimpedanzen ausgewertet wurde.

In Abb. 8 ist das gemessene S_{12} zwischen Spule III und I dargestellt. Wird die Eingangsimpedanz am Oszilloskop verändert, verringert sich der Signalübertrag um -15 dB. Tabelle 7 enthält die gemessenen Spannungen am Oszilloskop für verschiedene Konfigurationen des Eingangswiderstandes sowie Beladungen der Spule. Für 50Ω ist keine Vorverstärkerentkopplung wirksam. Wird die Spule mit dem Abschirmgewebe beladen, ändern sich deren Eigenschaften stark und das Signal fällt um die Hälfte ab. Im Gegensatz dazu ist die Vorverstärkerentkopplung für $1 \text{ M}\Omega$ voll wirksam und für beide Beladungszustände

lässt sich nur eine minimale Spannungsänderung feststellen – das Übertragungsverhalten bleibt stabil (siehe Abb. 3). Auch ist die Spannung am Empfänger durch den hohen Widerstand deutlich höher als für $50\ \Omega$.

4 Zusammenfassung

Es wurde ein einfaches Konzept für die Entkopplung von Empfangsspulen in der MRT beschrieben, das es ermöglicht, die maximale Stromunterdrückung für jegliche Art Verstärker zu finden. Die neue Formulierung verdeutlicht, welche Komponenten beim Entwurf einer solchen Schaltung wichtig sind und unterscheidet sich damit von der ursprünglichen Darstellung [3]. Dies wurde in Experiment I nachgewiesen. Zusätzlich lässt sich mittels dieser neuen Darstellung ein Qualitätsparameter definieren, der die Stromminimierung charakterisiert und damit vergleichbar macht.

Die vereinfachte Darstellung macht auch ein vielfach beobachtetes Phänomen leicht erklärbar. Durch die Vorverstärkerentkopplung wird der Strom am Übergang A/B minimiert, aber die Spannung wird maximiert. Gerade für dicht gepackte Spulenarrays oder benachbarte Spulen, die mit einem „*magic overlap*“ entkoppelt wurden, ist dies problematisch. Diese Methode verringert zwar die magnetische Kopplung, hat aber parasitäre Kopplungskapazitäten zur Folge. Durch die Maximierung der Spannung wird der Signalübertrag über diesen Koppelpfad erhöht. Eine Kombination beider Methoden sollte deshalb vermieden werden. Diese Schlussfolgerung steht im Einklang mit den Beobachtungen anderer Forschungsgruppen [1, 4].

Außerdem wurde analytisch und experimentell eine besondere Eigenschaft dieser Schaltung nachgewiesen – ihre Stabilität gegenüber Beladungsänderung der Spule.

Literatur

- [1] R. F. Lee, R. O. Giaquinto, and C. J. Hardy. Coupling and decoupling theory and its application to the mri phased array. *Magnetic Resonance in Medicine*, 48(1):203–213, 2002.
- [2] J. Mispelter, M. Lupu, and A. Briquet. *NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments: Theoretical Principles & Practical Guidelines*. Imperial College Press, 2006.
- [3] P. B. Roemer, W. A. Edelstein, C. E. Hayes, S. P. Souza, and O. M. Mueller. The NMR Phased Array. *Magnetic Resonance in Medicine*, 16(2):192–225, 1990.
- [4] D. Zanche, Nordmeyer-Massner, Brunner, and Pruessmann. Noise correlation and coupling mechanisms: a comparison of overlapped and non-overlapped surface coils at 3T. In *ISMRM*, 2008.

Analyse ausgewählter Power Quality Parameter für LED-Lampen

M. Sc. Anke Fröbel, Jean-Baptiste Weh, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick,
Otto-von-Guericke-Universität, Lehrstuhl für EMV, Magdeburg

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Forderung, elektrische Last durch die Verwendung effizienter Beleuchtung zu reduzieren, nicht zuletzt durch die EG-Verordnung 244/2009 [1], resultiert seit einiger Zeit in gesteigertem Interesse an LED Lampen. Aufgrund der erforderlichen Gleichrichter weisen LED Lampen jedoch, ähnlich wie die bereits verbreiteten Energiesparlampen, im Vergleich zu konventionellen Lichtquellen signifikante Unterschiede im Strom-Spannungs-Verhalten auf. Dementsprechend wird die Spannungsqualität (Power Quality) des angrenzenden Versorgungsnetzes beeinflusst. Bei der Diskussion um Energiesparlampen und LEDs wird häufig allein das Energieeinsparpotential betrachtet. Gleichwohl ist eine Untersuchung möglicher Störpotenziale bei hoher Durchdringung des Niederspannungsnetzes mit den neuen Leuchtmitteln erforderlich.

1.2 Vorgehensweise

Mittels leitungsgebundener Labortests wurden für zehn handelsübliche LED Lampen unterschiedlicher Nennleistungen und Hersteller die aufgenommenen Ströme erfasst. Um auch mögliche Störbeeinflussungen der Lampen selbst durch das Energieversorgungsnetz zu untersuchen, wurden zusätzlich die Bedingungen an den Anschlussklemmen so variiert, dass eine Vorbelastung der Versorgungsspannung mit Oberschwingungen nachgebildet wurde.

Die gewonnenen Messdaten werden im Zeit- und Frequenzbereich analysiert. Besonderer Fokus wird auf die erzeugten Oberschwingungen gelegt. Dabei wird zwischen Startprozess und Normalbetrieb unterschieden. Beim Betrieb mehrerer verteilter Oberschwingungserzeuger treten Dämpfungs- und Diversitätseffekte (*engl. attenuation and diversity effects*) auf [2]. Da sowohl die Amplituden als auch die Phasenwinkel der Stromoverschwingungen variieren, verringert sich häufig das gesamte Oberschwingungslevel im Netz [3]. Durch Kombination mehrerer LED Lampen und eine anschließende Analyse der aufgenommenen Ströme wird dieser Effekt gezeigt.

2 LED-Lampen als Ursache von Netzurückwirkungen

Der Betrieb von LEDs mit Gleichstrom verbessert ihre Effizienz und Lebensdauer. Daher ist bei handelsüblichen LED Lampen häufig eine Gleichrichterschaltung integriert. Im einfachsten Fall handelt es sich um einen Zweiweggleichrichter mit Glättungskondensator. Die am Eingang anliegende Wechselspannung des Netzes wird

gleichgerichtet und durch den Kondensator geglättet. Dieser wird bis zum Spitzenwert einer Halbwelle aufgeladen und gibt bis zur nächsten Halbwelle einen Teil seiner gespeicherten Ladung wieder ab. Nur wenn die Spannung am Gleichrichter größer ist als die am Kondensator, erfolgt netzseitig ein Stromfluss. Die Folge sind pulserende Stromverläufe mit großen Amplituden, die auf das Netz als Oberschwingungen rückwirken.

Die gesamte harmonische Verzerrung THD_i (*engl. total harmonic distortion*) des Stromes kann entsprechend Formel (1) aus der geometrischen Summe aller Oberschwingungsanteile bis einschließlich der n -ten Oberschwingung in Bezug auf die Grundschwingung berechnet werden.

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} \quad (1)$$

Ein weiteres Kriterium zur Bewertung der Power Quality ist der echte Leistungsfaktor (*engl. true power factor*) λ . Er beschreibt das Verhältnis der vom Verbraucher umgesetzten Wirkleistung P zur Gesamtscheinleistung und berücksichtigt im Gegensatz zum Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ den Beitrag der Wirkleistungen aller Frequenzen.

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt}{U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}} \quad (2)$$

Um den Leistungsfaktor zu verbessern bzw. Oberwellenanteile zu verringern, werden Leistungsfaktorkorrekturkreise (*engl. power factor correction*, PFC) eingesetzt. Passive PFC-Kreise nutzen Drosseln und Kondensatoren zur Zwischenspeicherung der aus dem Netz entnommenen Energie und Minimierung der Oberwellen. Sie finden vorrangig in den unteren Leistungsklassen bis 6 W Anwendung, da dort der Energiegehalt der Oberwellen gering ist. Die kostenintensiveren aktiven PFC-Kreise erreichen auch in höheren Leistungsklassen einen besseren Leistungsfaktor. Sie nutzen aktive leistungselektronische Komponenten und erzeugen eine Stromentnahme ähnlich der einer Widerstandslast.

3 Messung der elektrischen Parameter verschiedener LED-Lampen

3.1 Messaufbau und -prozedur

Für die Untersuchungen wurden je fünf handelsübliche, nicht dimmbare LED Lampen unterschiedlicher Nennleistung von zwei Herstellern ausgewählt. Alle Lampen haben integrierte Gleichrichterschaltungen und werden über Fassungen des Typs E27 mit Leistung versorgt. Die Nennleistungen variieren zwischen 3 W und 8 W (Tabelle 1). Die Erfassung der von den Lampen aufgenommenen Ströme wurde mittels der in Abbildung 1 dargestellten Messschaltung realisiert. Zur Spannungsversorgung diente eine programmierbare TESEQ NSG 1007 Quelle. Dadurch waren Messungen zum

einen bei annähernd idealer Sinusspannung mit 230 V/50 Hz und zum anderen bei beliebig verzerrten Klemmenspannungen möglich. Eine eigens angefertigte Schaltkonstruktion mit mehreren E27-Fassungen erlaubte sowohl die Analyse einzelner LED Lampen als auch Parallelschaltungen von bis zu fünf Lampen. Die Signalerfassung erfolgte über eine Tektronix TM502A Stromzange, einen Differential-Tastkopf und ein Tektronix DPO3014 Oszilloskop. Die Datenauswertung wurde in MATLAB vorgenommen.

3.2 Ideale Versorgungsspannung

Zunächst wurden die aufgenommenen Ströme jeder einzelnen LED Lampe bei sinusförmiger Klemmenspannung mit 230 V/50 Hz gemessen. Die Messungen erfolgten jeweils beim Start und im Normalbetrieb (nach etwa 1 Minute Brenndauer). Auf die Einzelmessungen folgten verschiedene Parallelschaltungen.

Einzelmessungen Einschaltphase:

Abbildung 2 zeigt die Ströme verschiedener LED Lampen während der Einschaltphase. Zum Einschaltzeitpunkt können sehr hohe Stromamplituden verzeichnet werden. Je nach Lampe sind sie um einen Faktor fünf bis 50 größer als die entsprechenden Amplituden im Normalbetrieb. Die gezoomten Darstellungen (b), (d) und (f) in Abbildung 2 zeigen zudem, dass die Art der Stromverläufe kurz nach dem Einschalten von Lampe zu Lampe variiert.

Tabelle 1: Parameter der untersuchten LED Lampen*

lfd. Nr.	Hersteller	Nennleistung	Nennleistungsfaktor λ	lfd. Nr.	Hersteller	Nennleistung	Nennleistungsfaktor λ
1	Hersteller 1	3 W	0,44	6	Hersteller 2	3 W	k.A.
2	Hersteller 1	4,2 W	0,5	7	Hersteller 2	4 W	0,5
3	Hersteller 1	5 W	0,6	8	Hersteller 2	5 W	k.A.
4	Hersteller 1	6 W	k.A.	9	Hersteller 2	5,5 W	0,6
5	Hersteller 1	8 W	0,8	10	Hersteller 2	8 W	0,6

* aus den jeweiligen Datenblättern der Hersteller entnommen

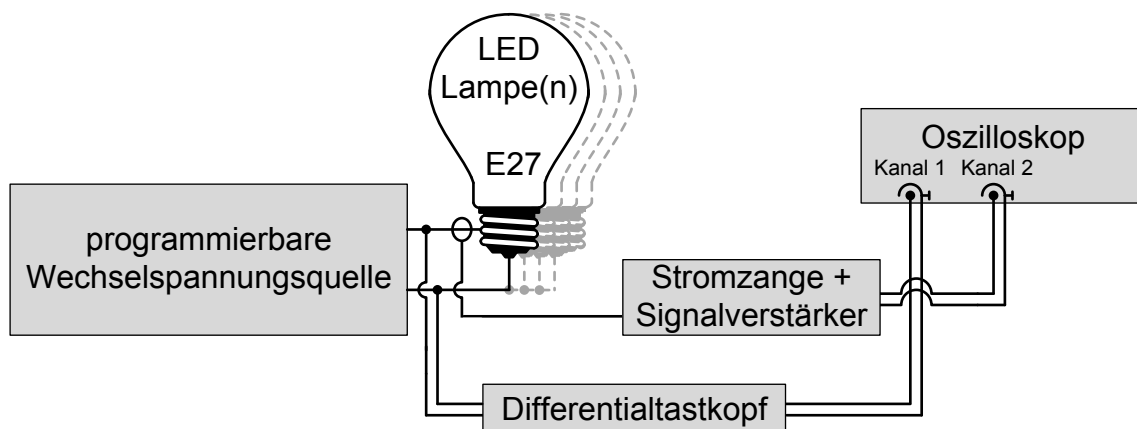


Abbildung 1: Schematische Darstellung des Messaufbaus

Während der Strom von Lampe 3 transient um die Nullachse oszilliert, ist der Strom von Lampe 10 nur unidirektional. Bei Lampe 5 tritt einzig ein einmaliger Peak auf. Die Transienten sind stark gedämpft, d. h. ihre Amplitude und ihr Energieinhalt nehmen auch mit Abstand zur Quelle rasch ab. Ein signifikanter Einfluss auf andere Betriebsmittel ist daher nicht zu erwarten. Lediglich der Anschlusspunkt muss für die zeitweilig auftretenden Stromspitzen ausgelegt sein.

Bei allen untersuchten LED Lampen wird nach höchstens fünf bis sechs Perioden der stationäre Zustand erreicht.

Einzelmessungen Normalbetrieb:

Bedingt durch die Kondensatoren in den Vorschaltgeräten, eilen die Ströme den Spannungen voraus, gut erkennbar beispielsweise für Lampe 3 in Abbildung 3. Die LED Lampen bilden demnach für das Netz kapazitive Lasten. Aufgrund der Oberschwingungen muss zusätzlich zur Verschiebungsblindleistung noch Verzerrungsblindleistung bereitgestellt werden. Die nach Formel (2) ermittelten Leistungsfaktoren sind etwas geringer als die von den Herstellern angegebenen Nennwerte.

Jede Lampe zeigt einen anderen charakteristischen Stromverlauf, ein Hinweis auf die unterschiedlichen verwendeten Vorschaltungen zur Gleichrichtung bzw. Leistungsfaktorkorrektur. Der Stromverlauf der 3 W Lampe lässt aufgrund der typischen Stromspitzen eine klassische Zweiweggleichrichtung vermuten. Die 5 W Lampe hingegen zeigt einen für aktive PFC-Netzwerke charakteristischen, annähernd sinusförmigen Strom mit hochfrequenten Anteilen.

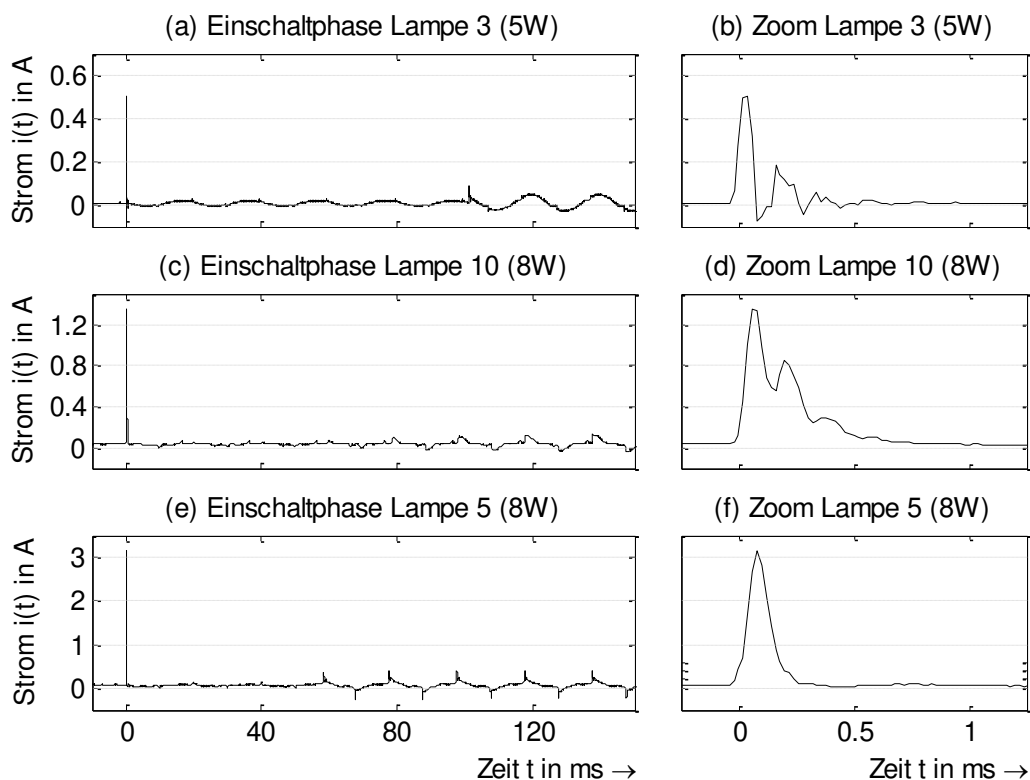


Abbildung 2: Stromverlauf verschiedener LED Lampen während der Einschaltphase

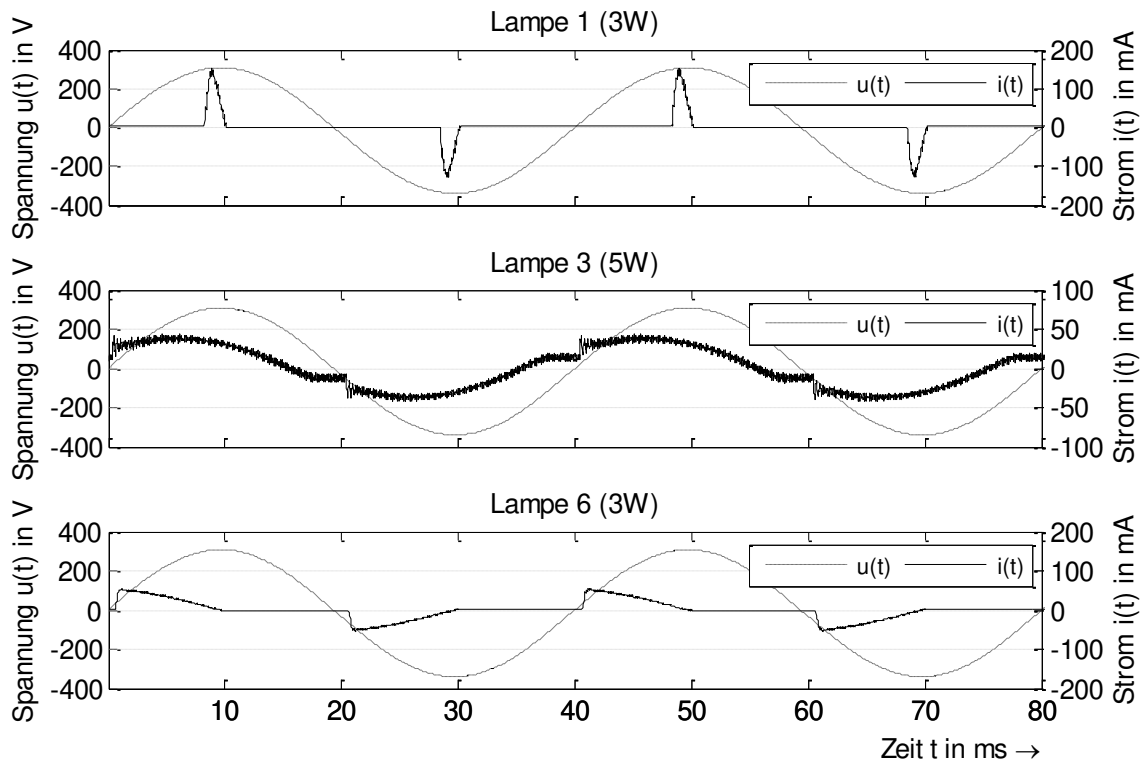


Abbildung 3: Stromverlauf verschiedener LED Lampen im Normalbetrieb

Werden die Stromkurven mittels einer Fouriertransformation in ihre Frequenzanteile zerlegt, so ergeben sich sehr langsam abfallende Spektren von ungeraden Harmonischen. Dementsprechend hoch sind die THD_i -Werte, die aus den Oberschwingungsanteilen bis einschließlich der 40sten Ordnung berechnet werden (siehe Tabelle 2). Einzige Ausnahme bildet die Lampe 3.

Tabelle 2: THD_i -Werte der einzelnen LED Lampen

lfd. Nr.	THD_i	lfd. Nr.	THD_i	lfd. Nr.	THD_i	lfd. Nr.	THD_i	lfd. Nr.	THD_i
1	252,19 %	3	9,65 %	5	69,58 %	7	78,30 %	9	110,47 %
2	203,75 %	4	226,09 %	6	72,19 %	8	172,67 %	10	57,98 %

Parallelschaltungen:

Um die gegenseitige Einflussnahme der Oberschwingungen mehrerer LED Lampen zu betrachten, wurde der aufgenommene Strom verschiedener Parallelschaltungen gemessen. Abbildung 4 zeigt die Ergebnisse für die Parallelschaltung der fünf Lampen von Hersteller 2. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich der Gesamtstrom der Parallelschaltung gemäß der Kirchhoff'schen Knotenregel aus den Einzelströmen zusammensetzt. Besonders gut zu sehen sind die zeitversetzten Stromspitzen, die jeweils durch die 4 W, 5 W und 6 W-Lampe verursacht werden.

Die Analyse der Frequenzspektren zeigt, dass die Effektivwerte der jeweiligen Harmonischen in der Parallelschaltung geringer sind, als die Summe aus den Einzel-

messungen (vgl. Abbildung 4 (b)). Die THD_i der Gesamtschaltung beträgt rund 58 % und ist somit deutlich geringer als bei den Einzelmessungen. Auch der Leistungsfaktor stellt mit 0,64 eine Verbesserung dar. Aufgrund der unterschiedlichen Phasenlagen kompensieren sich die Oberschwingungskomponenten der einzelnen Lampen in der Parallelschaltung. Abbildung 4 (c) zeigt zur Veranschaulichung des Überlagerungseffektes den Zeitverlauf der fünften Harmonischen der einzelnen LED Lampen sowie der Parallelschaltung. Die Addition der komplexen Größen der Einzelmessungen zeigt nur minimale Abweichung zur Messung bei Parallelschaltung.

3.3 Verzerrte Versorgungsspannung

Um künftige Oberschwingungslevel möglichst genau voraussagen zu können, ist es nötig auch den Einfluss bereits verzerrter Versorgungsspannungen auf die nichtlinearen Lasten zu studieren. Gemäß [4] darf der Gesamtüberschwingungsgehalt der Versorgungsspannung maximal 8 % betragen. Zudem gelten für jede einzelne Harmonische feste Grenzwerte. Die relative Spannungsamplitude der dritten Harmonischen darf beispielsweise 5 % nicht überschreiten. Im zweiten Messabschnitt wurde der Grundschwingung eine 3te Oberschwingung mit 18,4 V Effektivwert (8 %) und einer Phasenverschiebung von 0° überlagert. Auf diese Weise wurde ein Extremfall außerhalb der Norm simuliert, um die Effekte besonders hervorzuheben und den Einfluss einer bereits verzerrten Versorgungsspannung auf die Stromverläufe und die Oberschwingungen zu analysieren.

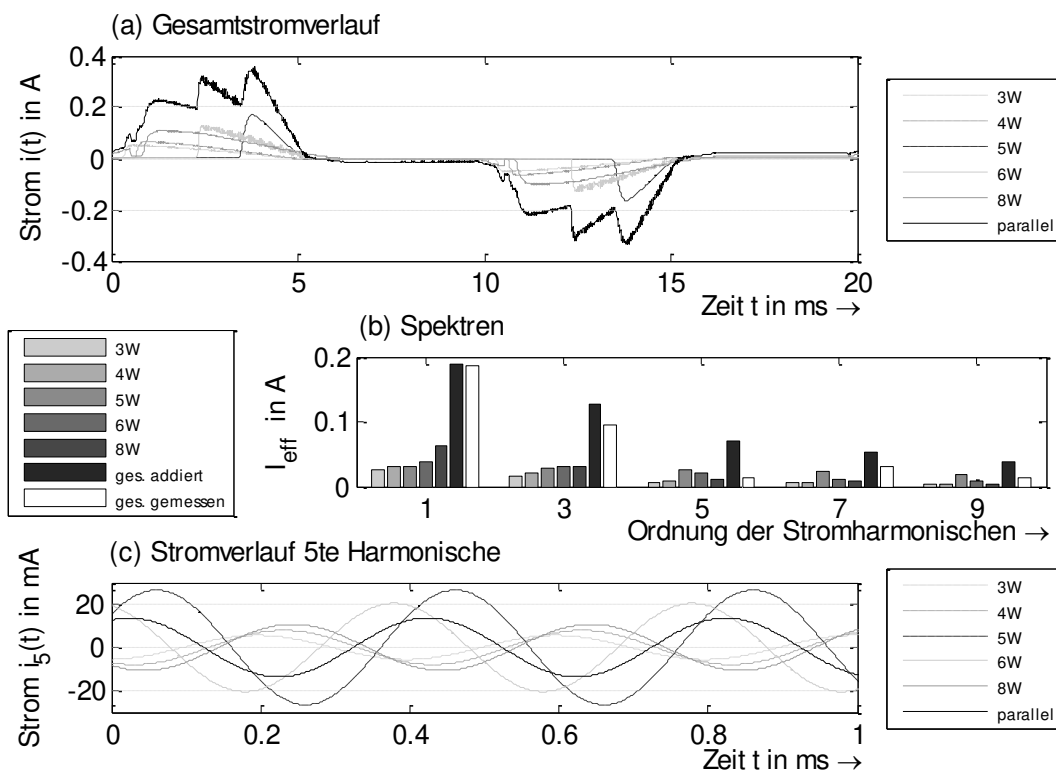


Abbildung 4: Stromverläufe/Spektren der Parallelschaltung der fünf Lampen von Hersteller 2

Bei allen Lampen ist eine Auswirkung auf die Ströme erkennbar. Besonders deutlich werden die Effekte bei der 3 W Lampe von Hersteller 1. Die Phasenlage der Oberschwingung wurde daher zusätzlich in 30°-Schritten zwischen 0° und 330° variiert. Dabei verringert oder vergrößert sich die Amplitude des Stromes. Auch der Zeitraum, in dem Strom fließt, verändert sich in Abhängigkeit davon, wie lange die Spannung am Gleichrichter größer ist als die Spannung am Kondensator. Abbildung 5 zeigt drei verschiedene Fälle. Es lässt sich feststellen, dass eine abgeflachte Versorgungsspannung den Gesamtoberwellengehalt des Stromes verringert, während eine spitzere Spannung den gegenteiligen Effekt hat.

3.4 Konformität mit normativen Vorgaben

Auch wenn LED Lampen der getesteten unteren Leistungsklasse nicht explizit von der DIN EN 61000-3-2 [5] erfasst werden, können zur Orientierung die dort angegebenen Grenzwerte für Beleuchtungseinrichtungen mit einer Bemessungsleistung ≤ 25 W zur Bewertung des Oberschwingungsverhaltens herangezogen werden.

Mit Ausnahme der Lampe 3 weisen alle Lampen einen hohen Anteil an Oberschwingungen im Eingangsstrom auf. Die zulässigen Höchstwerte der Oberschwingungsströme je Watt werden bei allen übrigen getesteten Lampen schon ab der 5ten Harmonischen deutlich überschritten, teilweise bis zum 8-fachen Wert. Eine alternative Anforderung in [5] sieht vor, dass der Oberschwingungsstrom der 3ten Ordnung 86 % und der der 5ten Ordnung 61 % des Grundschwingungsstromes nicht überschreiten dürfen. Zudem muss die Kurvenform des Stromes so beschaffen sein, dass er vor bzw. bei 60° zu fließen beginnt, seinen Spitzenwert vor bzw. bei 65° erreicht und nicht vor 90° zu fließen aufhört. Auch diese Option wird von vier der zehn getesteten Lampen nicht eingehalten. Ähnliche Untersuchungen, die in [6] beschrieben werden, kommen zu vergleichbaren Ergebnissen. Eine Erweiterung der Norm scheint empfehlenswert.

4 Bewertung und Ausblick

Die Messungen zeigen, dass nicht nur von Hersteller zu Hersteller, sondern auch für unterschiedliche Nennleistungen die verwendeten Vorschaltungen für LED Lampen variieren. Eine verlässliche, einheitliche Prognose des Oberschwingungsverhaltens ist daher nicht möglich. In den meisten Fällen wird ein hoher Anteil an Oberschwingungsströmen erzeugt. Bei den betrachteten Nennleistungen sind diese Ströme jeweils für sich genommen sehr klein und können als ungefährlich für das Versorgungsnetz eingestuft werden. Mittels Analyse verschiedener Parallelschaltungen konnte zudem gezeigt werden, dass sich Oberschwingungsanteile verschiedener LED Lampen kompensieren können. Weitere Messungen können Aufschluss darüber geben, ob und wie die Auswirkungen sich vergrößern, wenn mehrere Lampen gleicher Bauart und Leistungsklasse parallel geschaltet werden oder wenn die Versorgungsspannung ein breiteres Spektrum an Oberschwingungen aufweist.

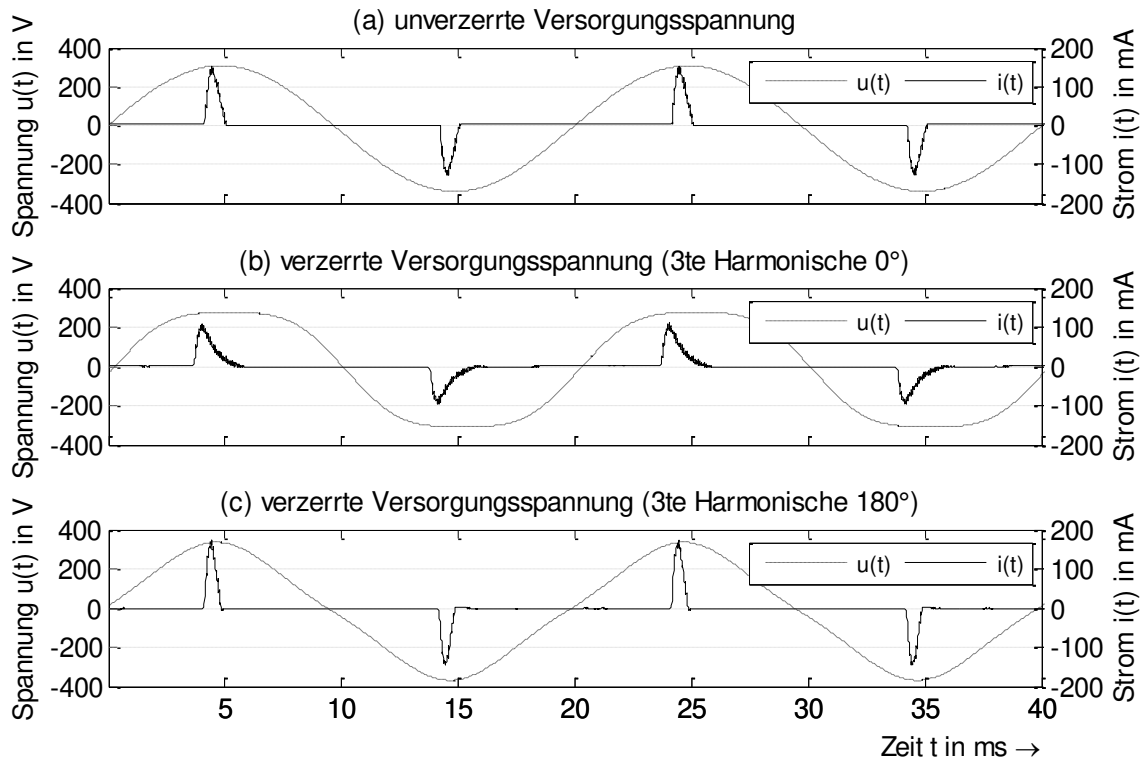


Abbildung 5: Ströme der 3W Lampe (Hersteller 1) bei verschiedenen Versorgungsspannungen

Literatur

- [1] Verordnung (EG) Nr. 244/2009 zur Durchführung der Richtlinie 2005/32/EG des Europäischen Parlaments und des Rates im Hinblick auf die Festlegung von Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung von Haushaltslampen mit ungebündeltem Licht (Text von Bedeutung für den EWR). In: Amtsblatt der Europäischen Union. 24. März 2009 (Verkündungsdatum), S. L 76/3 – L 76/16
- [2] A. Mansoor, W. M. Grady, A. H. Chowdhury, M. J. Samotyj: *An investigation of harmonics attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, no. 1, pp. 467-473, Jan. 1995
- [3] E. E. Ahmed, W. Xu, G. Zhang: *Analyzing systems with distributed harmonic sources including the attenuation and diversity effects*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 4, Oct. 2005
- [4] DIN EN 50160, Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen, Februar 2011
- [5] DIN EN 61000-3-2, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter), März 2010
- [6] D. Matvoc, M. Maksic: *Comparison of LED and CFL Lamps and Their Impact on Electric Power Network*, IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012, pp. 320-327

Vereinfachter Störfestigkeitstest gegen Oberschwingungen in der Netzspannung

Prof.(i.R.) Dr.-Ing. Ralf Gretsch, Universität Erlangen-Nürnberg
Dipl.-Ing. Frank Deter, Miele & Cie. KG, Abt. OE/LA

1. Oberschwingungspegel und zugehörige Normung

1.1 Zeitliche Entwicklung der Oberschwingungspegel

Etwa ab dem Jahre 1980 hat die Elektronik Einzug in die elektrischen Niederspannungsnetze gehalten, beginnend mit Geräten kleiner Leistung, z.B. Fernseh- und Audiogeräten, Videorekordern, Rechnern, Monitoren und Energiesparlampen. Später kamen aus Energiespargründen leistungsstärkere elektronische Geräte hinzu, insbesondere solche mit drehzahlgeregelten Antrieben, z.B. bei Waschmaschinen, Wäschetrocknern, Staubsaugern, Heizwasser-Umwälzpumpen und Lüftern; hierbei geht der Trend seit längerer Zeit zu Asynchronmotoren mit Frequenzumrichtersteuerung. In jüngerer Zeit nimmt wegen der gewünschten dezentralen Energieversorgung die Zahl von Pulsumrichtern zur Netzeinspeisung aus Photovoltaik-Anlagen und künftig eventuell aus Brennstoffzellen erheblich zu.

Alle diese fast immer einphasigen Verbrauchsgeräte benötigen ein ac/dc-Netzteil, das dann meist einen Zweiweg-Gleichrichter mit Glättungskondensator hat und für das Netz eine nichtlineare Last darstellt: dem Netz wird ein impulsförmiger Strom entnommen, der je Halbperiode für nur etwa 1,5...2,5 ms (15-25% der Zeit!) fließt, und zwar jeweils dann, wenn der Augenblickswert der Netzspannung in der Nähe ihres Scheitelwertes liegt. Ein solcher impulsförmiger Strom enthält neben der Grundschwingung praktisch alle Oberschwingungen (auch hoher Ordnungszahlen!), deren Gesamteffektivwert den der Grundschwingung meist deutlich übersteigt, Bild 1, Kurve i_{sin} . Auch die genannten dc/ac-Pulsumrichter erzeugen Oberschwingungen, allerdings meist höherer Ordnung.

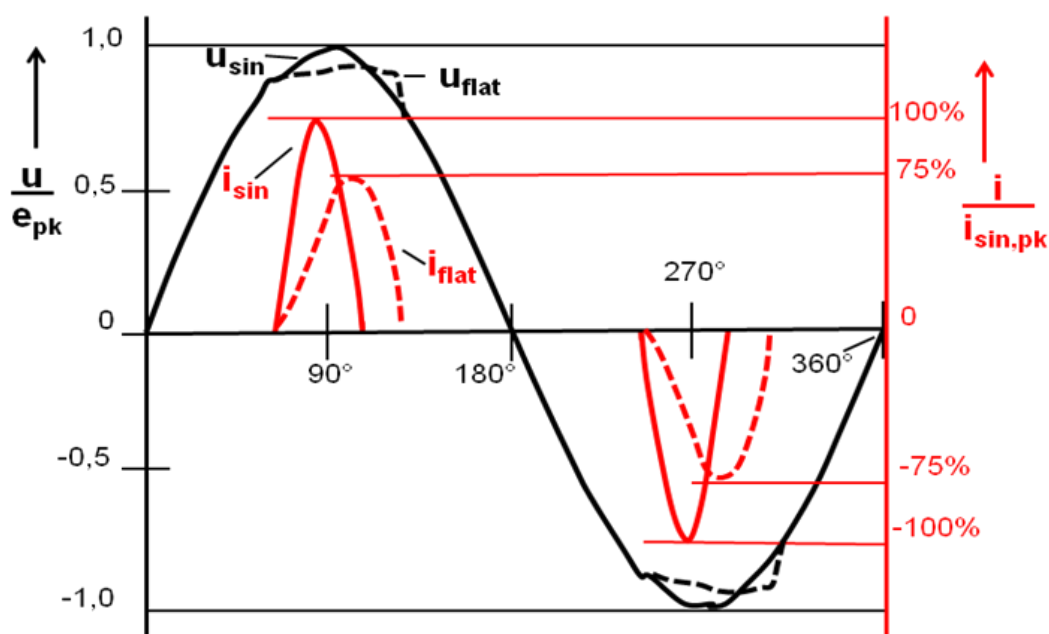


Bild 1: Diodenbrücke mit kapazitiver Glättung an sinusförmiger und „abgeflachter“ Spannung

Wegen der physikalisch bedingten Synchronisation der Stromimpulse mit dem Scheitelwert der Netzspannung differieren die Phasenwinkel der Oberschwingungsströme der Geräte zumindest bei niedrigen Ordnungszahlen nur wenig, so dass sich die Oberschwingungsströme dieser am selben Netz angeschlossenen Geräte kaum gegenseitig kompensieren, sondern nahezu algebraisch addieren. An der (frequenzabhängigen) Netzimpedanz verursacht die Summe dieser Ströme entsprechende Oberschwingungen in der Spannung, die zu einer deutlichen Abflachung ihres Scheitelwertes führen („Flat curve“), Bild 1, Kurve u_{flat} . Deshalb sind weltweit die Oberschwingungspegel ($u_h = U_h/U_1[\%]$) seit 1980 angestiegen, in Deutschland beispielsweise auf der Niederspannungsebene bei der 5. Ordnung von 3% auf über 5% bis 1995 (bei 95% Nichtüberschreitens-Wahrscheinlichkeit).

Seit etwa 1995 sind die in Niederspannungsnetzen gemessenen Pegel jedoch kaum noch angestiegen, teilweise – örtlich unterschiedlich - sogar leicht gesunken. Die Gründe für diese erfreuliche Tatsache sind hauptsächlich:

- Selbstbegrenzung der Scheitelwert-Abflachung: Je flacher die Spannung beim Scheitelwert ist, desto breiter und damit niedriger wird der Stromimpuls (Bild 1, „ i_{flat} “) und umso niedriger werden seine relativen Oberschwingungsströme;
- geräteseitiger Einsatz von Drosseln zwischen Netz und Gleichrichter;
- Kompensation zwischen einphasigen und dreiphasigen Gleichrichtern;
- vermehrter Einsatz rasch schaltender Netzteile mit gesteuerter oder geregelter „sinusähnlicher“ Stromaufnahme, die für geringere relative Oberschwingungsströme und zusätzlich für eine größere Winkeldiversität bei diesen sorgen; dies gilt insbesondere auch für die rasch steigende Zahl von PV-Wechselrichtern.

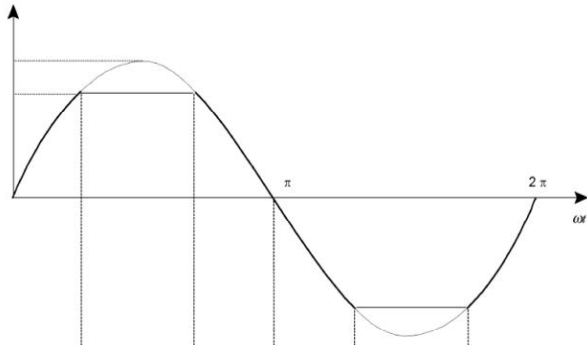
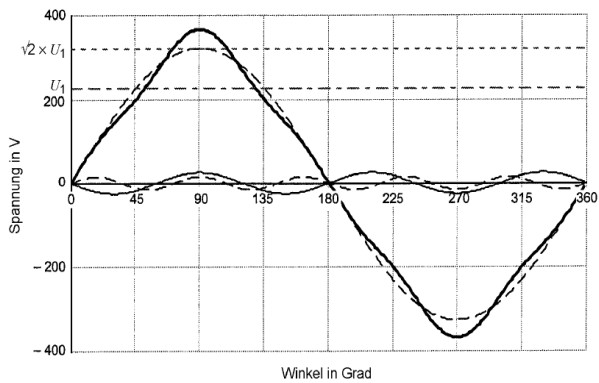
1.2 Internationale Normung für Oberschwingungen

Die geschilderte globale Entwicklung der Oberschwingungspegel ab 1980 hat zur Schaffung internationaler Normen geführt: Es wurden in der Norm IEC 61000-2-2 Verträglichkeitspegel (s. Tab. 1, Spalte 2) vereinbart, die für Oberschwingungen eine Koordinierung zu ihrer Begrenzung einerseits und zum Erreichen einer ausreichenden Störfestigkeit gegen sie andererseits anstreben. Von diesen Pegeln ausgehend entstanden mit IEC 61000-3-2 und IEC 61000-3-12 Normen zur Begrenzung der von Geräten ausgehenden Oberschwingungsströme und mit IEC 61000-4-13 für die vorzusehende Störfestigkeit der Geräte gegen Oberschwingungen in der Netzspannung, Tab. 1.

1.3 Störfestigkeitsprüfung gegen Oberschwingungen nach IEC 61000-4-13

Die Norm IEC 61000-4-13 für die Störfestigkeit enthält unterschiedliche Prüfschärfeklassen für die Geräte, je nachdem, in welcher Netzumgebung diese eingesetzt werden sollen. Für öffentliche Niederspannungsnetze gilt Klasse 2; sie ist die bei weitem gebräuchlichste und soll hier näher betrachtet werden.

Das zu prüfende Gerät wird nacheinander mit einer Spannung entsprechend einer „Flat curve“, Bild 2a, und einer „Over swing curve“, Bild 2b, betrieben. Anschließend folgt die Prüfung nach der sog. „Meisterkurve“, bei der der Grundschwingung (U_1 mit Frequenz $f_1 = 50\text{Hz}$) eine sinusförmige Spannung zwischen $(2,25...9)\% U_1$ überlagert wird, deren Frequenz innerhalb von etwa 15 min schrittweise von $0,33 \times f_1$ (16,5 Hz) bis $40 \times f_1$ (2 kHz) gesteigert wird. Das Gerät hat die Prüfung bestanden, wenn in keinem Fall eine Abweichung vom normalen Betrieb auftritt.

**Bild 2a:** Flat curve nach IEC 61000-4-13**Bild 2b:** Over swing curve nach IEC 61000-4-13

Flat curve (Bild 2a)

Bei der „Flat curve“ wird die Spannung im Bereich ihres Maximums auf 90% des Scheitelwertes der Grundschwingung begrenzt; diese Zeitfunktion bildet näherungsweise den Spannungsverlauf in realen Netzen nach, Bild 1, die stark durch Geräte mit Zweiweg-Gleichrichter und Glättungskondensator belastet sind. Die Prüfspannung enthält nur geringe relative Oberschwingungsanteile ($u_3 = 3,1\%$; $u_5 = 2,2\%$; $u_7 = 1,2\%$; $u_{\geq 9} < 0,4\%$), die deutlich kleiner als die Verträglichkeitspegel sind. Insofern wird hierbei nicht wirklich auf Störfestigkeit gegen Oberschwingungen geprüft, die durchaus in öffentlichen Niederspannungsnetzen in Höhe des Verträglichkeitspegels vorkommen, sondern es wird festgestellt, ob ein Gerät mit ac/dc-Netzteil auch mit einer reduzierten Gleichspannung am Ladekondensator ($0,9 \times \sqrt{2} \times U_{\text{prüf}}$) noch störungsfrei arbeitet. Als Erleichterung für das Bestehen der Prüfung kann gelten, dass die vor dem „Abschneiden“ sinusförmige Prüfspannung $U_{\text{prüf}}$ dabei von 230 V auf 239 V angehoben wird, um den Gesamteffektivwert der abgeschnittenen Spannung bei 230 V zu halten; bezogen auf 230 V entspricht dies nur einer Begrenzung auf 93,5%.

Over swing curve (Bild 2b)

Bei der „Over swing curve“ werden der Grundschwingung U_1 die Oberschwingungen 3. und 5. Ordnung überlagert, und zwar so, dass sich ihre Scheitelwerte addieren; mit $U_3 = 8\% U_1$ und $U_5 = 5\% U_1$ ergibt sich eine Erhöhung um 13%. Die Korrektur von U_1 auf 229 V, um auch hier den Gesamteffektivwert von 230 V einzuhalten, wirkt sich dabei praktisch nicht aus. Eine ähnliche Zeitfunktion kann in realen Netzen im Resonanzfall auftreten, oder wenn Niederspannungsnetze über Transformatoren mit unterschiedlichen Schaltgruppen (Yd und Yy) an dasselbe Mittelspannungsnetz angeschlossen sind. Diese Prüfspannung zielt ebenfalls auf Geräte mit ac/dc-Versorgung; diesmal erhöht sich allerdings die Gleichspannung am Ladekondensator ($1,13 \times \sqrt{2} \times U_{\text{prüf}}$). Für eine echte Prüfung auf Störfestigkeit gegen Oberschwingungen fehlen jedoch die Spannungsharmonischen höherer Ordnung.

Meisterkurve

Bei der Meisterkurve wird der Grundschwingung nur jeweils eine sinusförmige Spannung überlagert, deren Frequenz in kleinen Schritten erhöht wird; die Höhe dieser Spannung übersteigt die zugehörigen Verträglichkeitspegel erheblich (Tab. 1, Spalte 2). Es ist dies also eine scharfe Prüfung auf Störfestigkeit sowohl gegen Oberschwingungen wie auch gegen Zwischenharmonische. Die Meisterkurve bildet die Wirkung der Rundsteuerung ab; in realen Netzen tritt dabei immer nur eine überlagerte Spannung auf, nicht aber eine Kombination mit mehreren Frequenzen. In der Regel sind die tatsächlichen Rundsteuerspannungen deutlich kleiner als die Prüfpegel.

2. Störphänomene in realen Netzspannungs-Verläufen

Nach der bestehenden Norm 61000-4-13 wird die Störfestigkeit gegen einzelne Spannungsharmonische hinreichend geprüft; nur unzureichend werden jedoch solche Kombinationen abgeprüft, die aus vielen dieser Oberschwingungen bestehen und die Spannungsverläufe entsprechen, die in den Netzen tatsächlich vorkommen. Deshalb werden nachfolgend zwei Modifikationen der genormten Prüffunktionen „Flat curve“ und „Over swing curve“ vorgestellt, die

- außer der Spannungsabflachung, Bild1, bzw. einem Überspringen weitere tatsächlich vorkommende „Ereignisse“ im Netzspannungsverlauf nachbilden,
- dazu Oberschwingungen möglichst in Höhe der Verträglichkeitspegel verwenden,
- für Geräte „kritische“ Beanspruchungen darstellen und somit verborgene Mängel aufdecken helfen, die sich sonst erst beim Betrieb am realen Netz zeigen.

2.1 Kommutierungseinbrüche in der Netzspannung

Kommutierungseinbrüche werden durch leistungsstarke Stromrichter verursacht. Sie treten beim Umschalten des Stromflusses von einem zum nächsten Phasenleiter auf. Dabei kann die Spannung je Periode mehrfach kurzzeitig für $\approx 0,3 \dots 0,5$ ms bis zu $\approx 25\%$ ihres Scheitelwertes einbrechen, Bild 3. Dadurch werden gelegentlich Resonanzen angeregt mit der Folge, dass die Spannungseinbrüche in Schwingungen mit Frequenzen bis zu 2,5 kHz binnen 1...2 ms ausklingen. Solche Schwingungen können aber auch durch Phasenanschnittsteuerungen angestoßen werden.

Die Spannungseinbrüche - gerade auch in Verbindung mit den Schwingungen - können elektronische Steuerungen „ausser Tritt“ bringen; insofern sollte dieses „Phänomen“ in die Störfestigkeitsprüfung aufgenommen werden.

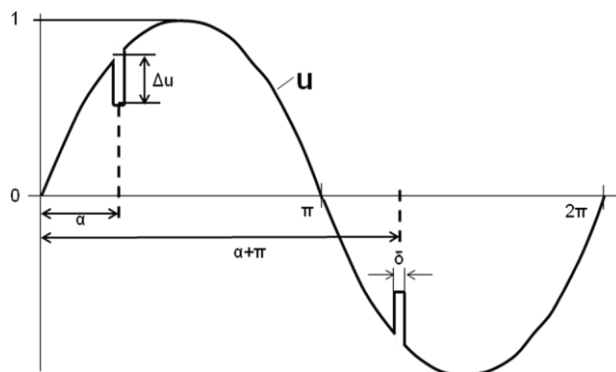


Bild 3: Kommutierungseinbrüche in der Spannung

Die auf den Scheitelwert „1“ bezogene Oberschwingungs-Amplitude der Ordnung h beträgt für

- ungerade $h = 2n + 1$:

$$u_{h,\text{peak}} = 4 \Delta u \cdot \sin(h \cdot \delta / 2) / (\pi \cdot h) ,$$

- gerade $h = 2n$: $u_{h,\text{peak}} = 0$.

Der Winkel der Oberschwingung der Ordnung h beträgt

$$\varphi_h = \pi/2 - h \cdot (\alpha + \pi) .$$

Die Oberschwingungsanalyse solcher kurzen Spannungseinbrüche zeigt, dass Harmonische höherer Ordnung ($h \geq 15$) darin mit hohem Anteil enthalten sind. Wenn beispielsweise je Halbperiode ein Spannungseinbruch mit der Tiefe $\Delta u = 24\%$ und der Breite $\delta = 5^\circ$ in der Prüfspannung enthalten ist, dann kommen die zugehörigen Oberschwingungen für $h \geq 15$ in die Nähe ihres Verträglichkeitspegels oder überschreiten ihn, für $h=3n$ (n : ganzzahlig) sogar deutlich; die Einhaltung der Winkel φ_h ist dabei unabdingbar. Auf diese Weise ist es möglich, mit der Nachbildung der Kommutierungseinbrüche die drei in Kap. 2 genannten Ziele a) bis c) zu erreichen. Die bestehende „Flat curve“ kann sehr einfach in dieser Weise modifiziert werden.

2.2 Unsymmetrie der Spannung - nicht klapp-symmetrische Halbperioden

Zwei Arten von Strom- und Spannungs-Unsymmetrien sind zu unterscheiden,

- die des Drehstrom- bzw. Drehspannungssystems, wenn nämlich die Zeitfunktionen der Ströme bzw. Spannungen in den drei Leitern nach Verschiebung um jeweils ein Drittel der Netzperiode nicht gleich sind (hier nicht betrachtet),
- die bei Einphasenstrom bzw. -spannung, wenn die Zeitfunktionen in positiver und negativer Halbperiode nicht klapp-symmetrisch sind (hier betrachtet).

Abweichungen von der Klappsymmetrie werden durch Einweg-Gleichrichtung, Bild 4, nicht symmetrische Pulspaket- und Phasen- bzw. -abschnittsteuerung, Bild 5, und prinzipiell auch von schnell regelnden Pulsrichter und Thyristorsteuerungen verursacht, insbesondere dann, wenn deren Regelung fehlerhaft arbeitet.

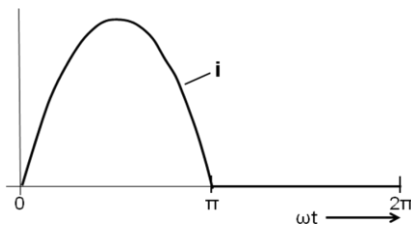


Bild 4: Einweg-Gleichrichtung

Bsp: Oberschwingungen
der Einweggleichrichtung:
 $h=2n: I_h/I_1=4/[\pi(h^2-1)]$
 $h=2n+1: I_h/I_1=0$

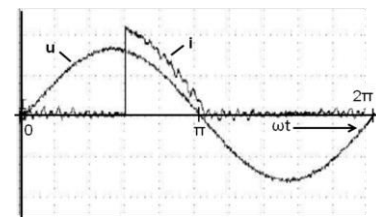


Bild 5: Unsymmetrischer Phasenanschnitt

Während bei vorhandener Klappsymmetrie in Strom und Spannung nur ungeradzahlige Oberschwingungen entstehen, treten nun ausschliesslich oder zusätzlich geradzahlige Harmonische sowie meist auch Gleichanteile auf; letztere werden hier nicht betrachtet. Beim Schalten mit einfacher oder doppelter Netzfrequenz (Diode, Triac, Thyristor) entstehen hauptsächlich $2n$ -fache Harmonische niedriger Ordnung; Pulsrichter erzeugen - insbesondere bei fehlerhafter Regelung - eher Harmonische höherer Ordnung. Vor allem diese können bei möglichen Resonanzen im Netz, die oft durch Kompensationskondensatoren oder LC-Filter verursacht werden, die für geradzahlige Ordnungen geltenden Verträglichkeitspegel nach IEC 61000-2-2 erreichen - selten im öffentlichen Netz, gelegentlich in Industrienetzen.

Geradzahlige Oberschwingungen können zu unterschiedlich hohen Netzspannungsscheitelwerten in den positiven und negativen Halbperioden führen; dadurch überlagert sich der Ausgangsgleichspannung von ac/dc-Netzgeräten ein netzfrequenter Anteil („Ripple“), der zu Funktionsstörungen im versorgten Gerät führen kann. Der größte Einfluss auf die Unterschiede beim Scheitelwert und bei der Halbperiodendauer ergibt sich bei Oberschwingungswinkeln $\varphi_h = \pi/2$ oder $\varphi_h = -\pi/2$ mit $h=2n$.

Auch unterschiedlich lange Zeiten zwischen den Nulldurchgängen können durch geradzahlige Oberschwingungen verursacht werden; ist beispielsweise die 2. Spannungsharmonische bei den Nulldurchgängen der Grundschwingung stets positiv, so verlängert sich der positive Bereich der Zeitfunktion auf Kosten des negativen. Mit der Netzfrequenz synchronisierte Steuerungen können dadurch „außer Tritt“ geraten; das kann z.B. bei Lampen mit Dimmern zu Lichtflacker führen oder sogar zu Defekten bei Motoren, die über Phasenanschnitt gesteuert werden.

Gleiches Vorzeichen der $2n$ -fachen Harmonischen führt zu maximalen Abweichungen der Halbperiodendauer; mit steigender Zahl n abwechselndes Vorzeichen ergibt dagegen maximale Abweichungen zwischen positivem und negativem Scheitelwert.

Zur vollständigen Prüfung der Störfestigkeit von Geräten sollten daher die geradzahli- gen Oberschwingungen in die Prüfspannung aufgenommen werden, und zwar in Höhe des Verträglichkeitspegels in die modifizierte „Over swing – Kurve“. Damit werden auch bezüglich Unsymmetrie die drei in Kap.2 genannten Ziele a) bis c) erreicht.

2.3 Mehrfache Nulldurchgänge in der Netzspannung

In Netzen mit schwach gedämpften Resonanzen (Schwachlastbetrieb!) kann es vorkommen, dass Spannungs-Oberschwingungen den positiven und/oder negativen Nulldurchgang der Grundschwingung so überlagern, dass drei oder mehr Nulldurchgänge sehr kurz nacheinander erfolgen. Dies ist der Fall, wenn beim Nulldurchgang der Grundschwingung ($\omega t = 0$) deren Steigung $du_1/dt = \omega_1 \cdot \sqrt{2} \cdot U_1$ kleiner ist als die Summe der Steigungen aller Oberschwingungen $\sum du_h/dt \leq \omega_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \sum(hU_h)$ und diese Summe entgegengesetztes Vorzeichen hat.

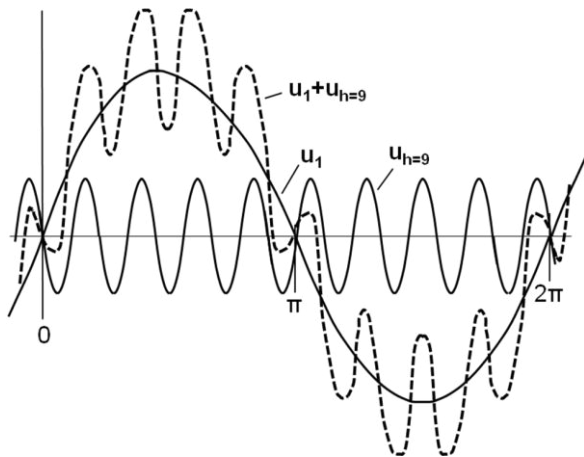


Bild 6: Zwei 3-fache Spannungsnulldurchgänge
Symmetrischer Fall wegen $h = 2n+1 = 9$

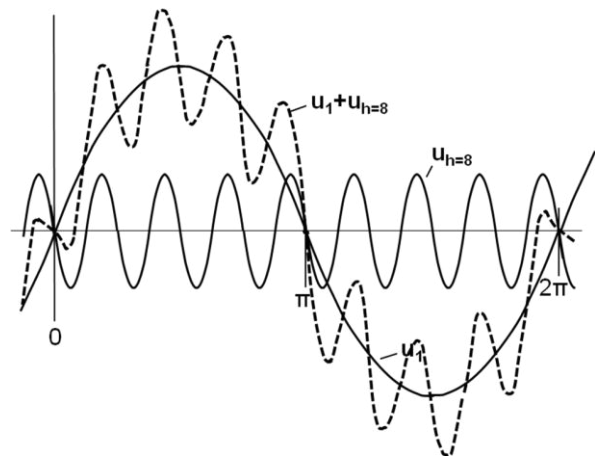


Bild 7: Ein 3-facher Spannungsnulldurchgang
Unsymmetrischer Fall wegen $h = 2n = 8$

Der Betrag von $\sum du_h/dt$ wird maximal, wenn für alle Harmonischen $\varphi_h = 0$ oder $\varphi_h = \pi$ gilt. Wenn beispielsweise alle geraden Harmonischen der Ordnung $h = 10 \dots 50$ in Höhe ihrer Verträglichkeitspegel auftreten und die Phasenlage $\varphi_h = \pi$ haben, wird bei $t = 0$ die Summe $\sum du_h/dt = -2,1 \cdot \omega_1 \sqrt{2} U_1$, d.h. die negative Steigung beträgt das 2,1-fache der positiven, und es gibt mindestens einen 3-fachen Nulldurchgang je Netzperiode!

Werden die mehrfachen Nulldurchgänge durch ungerade Harmonische verursacht, dann tritt wegen der Klappsymmetrie dieser Effekt bei allen Nulldurchgängen in gleicher Weise auf, Bild 6; bei geraden Ordnungen ist der Verlauf bei positivem und negativem Nulldurchgang unterschiedlich, Bild 7. In beiden Bildern ist zur Verdeutlichung jeweils nur eine Oberschwingung mit niedriger Ordnungszahl ($h = 8$ bzw. 9) mit entsprechend (unrealistisch) hoher Amplitude angenommen.

Bei mehrfachen Nulldurchgängen in der Spannung können mit der Netzfrequenz synchronisierte Steuerungen, wie in 2.2 bereits beschrieben, „außer Tritt“ geraten und mit der Netzfrequenz synchronisierte Uhren erheblich „vorgehen“.

Geräte sollten daher auch auf Störfestigkeit gegen das Phänomen „Mehrfache Nulldurchgänge“ geprüft werden. Für die Nachbildung unsymmetrischer Nulldurchgänge sorgen die geradzahigen Oberschwingungen bis zur doppelten Höhe des Verträglichkeitspegels in der modifizierten „Flat curve“; symmetrische Nulldurchgänge werden durch ungeradzahige Oberschwingungen höherer Ordnung ($h \geq 13$) meist in Höhe des Verträglichkeitspegels in der modifizierten „Over swing curve“ nachgebildet. Damit werden – verteilt auf beide Kurven – auch bezüglich mehrfacher Nulldurchgänge die drei in Kap.2 genannten Ziele a) bis c) erreicht.

3. Prüfspannungen zur Nachbildung realer Netzspannungs-Verläufe

Das Störverhalten von Geräten gegen einzelne Spannungsharmonische wird derzeit durch Anwendung der in der Meisterkurve vorgegebenen hohen Pegelwerte zuverlässig geprüft. Mit der Kombination verschiedener Harmonischer werden durch die „Flat curve“ und die „Over swing curve“ nur diese zwei von den in der Netzspannung vorkommenden „Phänomenen“ geprüft, wobei die dazu verwendeten Oberschwingungen die Verträglichkeitspegel deutlich unterschreiten, Tab. 1, Spalten 2 und 3. Deshalb wird vorgeschlagen, diese beiden Zeitfunktionen so zu modifizieren, dass alle Oberschwingungs-Ordnungen darin vorkommen, und zwar jeweils in einer der beiden Kurven mindestens in Höhe der Verträglichkeitspegel. Die Beträge und Winkel der dazu nötigen Harmonischen sind in Tab. 1, Spalten 4 und 5 enthalten.

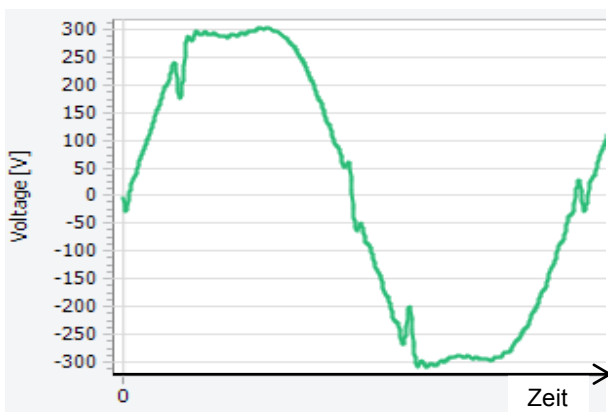


Bild 8: Modifizierte „Flat curve“

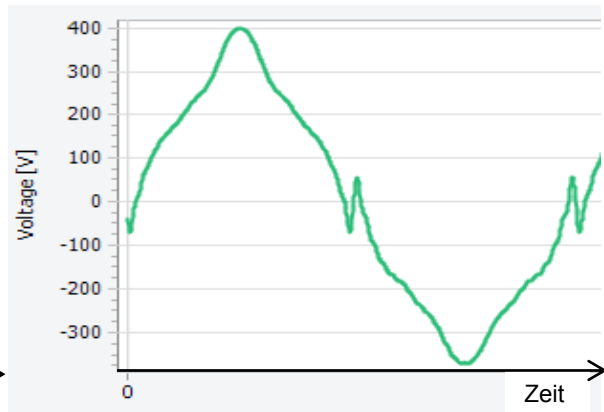


Bild 9: Modifizierte „Over swing curve“

3.1 Modifizierte „Flat curve“ zur Störfestigkeitsprüfung

Die modifizierte „Flat curve“, Bild 8, repräsentiert reale sehr ungünstige Netzspannungsverläufe und enthält

- Abflachung („Clipping“) auf 90% des Scheitelwertes von 325V etwa entsprechend der aktuellen Prüfklasse 2, hauptsächlich realisiert mit den ungeraden Ordnungszahlen $h = 3 \dots 7$ meist unterhalb der Verträglichkeitspegel,
- Kommutierungseinbrüche bei $\alpha = 45^\circ$ (deutlich vor „Clipping“-Beginn) mit $\delta = 5^\circ$ Breite und $\Delta u = 24\%$ Tiefe, realisiert mit den ungeraden Ordnungen $h = 9 \dots 49$ teils unterhalb, teils oberhalb der Verträglichkeitspegel, wobei steigend ab $h = 9$ der Oberschwingungswinkel φ_h zyklisch $-135^\circ, +135^\circ, +45^\circ, -45^\circ$ beträgt,
- unsymmetrische mehrfache Nulldurchgänge, realisiert mit geraden Ordnungen $h = 2 \dots 50$ in Höhe des doppelten Verträglichkeitspegels und Winkeln $\varphi_h = 180^\circ$, so dass bei $t = 0$ die maximale negative Steigung $\Sigma du_h/dt$ erreicht wird.

3.2 Modifizierte „Over swing curve“ zur Störfestigkeitsprüfung

Die modifizierte „Over swing curve“, Bild 9, repräsentiert ebenfalls reale sehr ungünstige Netzspannungsverläufe und enthält

- Überschwingen („Over swing“) des Spannungs-Scheitelwertes um etwa 21% über den der Grundschwingung, gemittelt über die positive und negative Halbschwingung, hauptsächlich realisiert mit den ungeraden Ordnungszahlen $h = 3 \dots 11$, und zwar mindestens in Höhe der Verträglichkeitspegel,

- Unsymmetrie von etwa 4%, so dass die Spannung in der positiven Halbperiode um etwa 25%, in der negativen um 17% überschwingt, realisiert mit den geraden Ordnungszahlen $h = 2...50$ in Höhe der Verträglichkeitspegel bei abwechselnden Winkeln $\varphi_h = -90^\circ$ bzw. $+90^\circ$,
- symmetrische 3-fache Nulldurchgänge, realisiert mit den ungeraden Ordnungen $h = 13...49$ mindestens in Höhe der Verträglichkeitspegel und Winkeln $\varphi_h = 180^\circ$, so dass bei $t = 0$ die maximale negative Steigung $\Sigma du_h/dt$ erreicht wird.

Ordnung h	Verträglichkeitspegel Klasse 2 [IEC 61000-2-2] $(U_h/U_1) / \%$	Störfestigkeitstest Klasse 2 [IEC 61000-4-13] $(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]			Modifizierte Prüffunktion „Flat Top“ $(U_h/U_1) / \%$ $\varphi_h / ^\circ$		Modifizierte Prüffunktion „Overswing“ $(U_h/U_1) / \%$ $\varphi_h / ^\circ$	
		ungerade $h \neq 3n$	$(U_h/U_1) / \%$	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$\varphi_h / ^\circ$
5	6	2,2	4	9	3,1	180	6	0
7	5	1,2	-	9	0	0	5	180
11	3,5	0,17	-	8,2	1,3	135	3,5	180
13	3	0,32	-	6,9	1,3	45	3	180
17	2	0,06	-	5,3	1,2	-135	2	180
19	$f_{CL,1} =$ $2,27 \times 17/h - 0,27$	≈ 0	-	4,7	1,2	135	1,8	180
23-25		≈ 0	-	3,9-3,6	1,1	s. Text	1,4-1,3	180
29-37 (49)		≈ 0	-	3,1-2,4	1,0-0,5	s. Text	1,1-0,5	180
ungerade $h = 3n$	$(U_h/U_1) / \%$	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$\varphi_h / ^\circ$	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$\varphi_h / ^\circ$
3	5	3,1	6	9	7,4	0	8	180
9	1,5	0,28	-	9	1,3	-135	1,5	0
15	0,4	≈ 0	-	6	1,2	-45	1,5	180
21	0,3	≈ 0	-	4,3	1,2	45	1,6	180
27-39 (45)	0,2	≈ 0	-	3,3- 2,3	1,0- 0,6	s. Text	1,2-0,6	180
gerade	$(U_h/U_1) / \%$	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$\varphi_h / ^\circ$	$(U_h/U_1) / \%$ [Flat] [Over][Meister]	$\varphi_h / ^\circ$
2	2	-	-	3? 9?	4,0	180	2	-90
4	1	-	-	9	2,0	180	1	90
6	0,5	-	-	9	1,0	180	0,5	-90
8	0,5	-	-	9	1,0	180	0,5	90
10-40 (50)	$f_{CL,2} =$ $0,25 \times 10/h + 0,25$	-	-	9 – 2,3	1,0- 0,6	180	0,5-0,3	-90

Tab. 1: Oberschwingungen - Verträglichkeitspegel, Normwerte zur Störfestigkeitsprüfung nach IEC 61000-4-13 und Werte für die zwei empfohlenen modifizierten Prüffunktionen „Fette“ Werte erreichen oder überschreiten den jeweiligen Verträglichkeitspegel.

4. Zusammenfassung

- Ein Störfestigkeitstest gegen Spannungs-Oberschwingungen wird für die an das Niederspannungsnetz angeschlossenen Geräte immer wichtiger.
- Es wird eine neue Testmöglichkeit vorgeschlagen, bei der im Vergleich zu den Prüfungen nach IEC 61000-4-13 mit den modifizierten Kurvenformen „flat top“ und „overswing“ sehr viel Zeit gespart werden kann.
- Die einzelnen Oberschwingungen dieser Kurvenformen werden mit Amplituden mindestens in Höhe der Verträglichkeitspegel mit einer solchen Phasenlage zur Spannungs-Grundschiwingung addiert, dass die wichtigsten Phänomene der Netzspannung realistisch nachgebildet werden. Es ist beabsichtigt, diese modifizierten Kurven zur Ergänzung der IEC 61000-4-13 bei IEC SC77A vorzuschlagen.

Erstellung einer IEC 62578 konformen Netznachbildung und Erfahrung in der Auslegung und Anwendung

B.Sc. Artur Mambetow, Labor für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Hochschule Ostwestfalen-Lippe, Lemgo

Prof. Dr.-Ing. Holger Borchering, Labor für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Hochschule Ostwestfalen-Lippe, Lemgo

1 Einleitung

Netzstromrichter, die im Pulsbetrieb arbeiten, werden zwischen dem Drehstromnetz und einem Gleichspannungs- oder Gleichstromkreis eingesetzt. Sie kommen in einer Vielzahl von Anwendungen vor, u.a. in Frequenzumrichtern der elektrischen Antriebstechnik, bei unterbrechungsfreien Stromversorgungen, aktiven Netzfiltern, Solarwechselrichtern und Windenergieanlagen. In der IEC62578 [2] werden diese Schaltungsarten als Active-Infeed-Converter (AIC) klassifiziert. Neben den verschiedenen Typen von AIC werden dort auch die physikalischen Ursachen der Netzurückwirkung beschrieben [4]. Durch den Pulsbetrieb treten im Bereich der Pulsfrequenz und höher deutliche Netzurückwirkungen auf. Während für Niederspannungsgeräte oberhalb von 9 kHz die Messverfahren der leitungsgeführten Störaussendung normativ festgelegt sind, besteht zwischen 2 und 9 kHz eine Lücke, insbesondere für dreiphasige Geräte und Geräte oberhalb 16 A Bemessungsstrom [3]. Hierin beruht die Motivation zur Entwicklung einer Netznachbildung für den Frequenzbereich von 2 bis 9 kHz, die in diesem Beitrag beschrieben wird.

Die handelsüblichen Netznachbildungen nach CISPR 16 für den Frequenzbereich oberhalb 9 kHz sind für AIC nicht geeignet, um die Netzurückwirkung unterhalb von 9 kHz zu bewerten. Ihr Impedanz-Frequenzgang zeigt eine Resonanz um 3 kHz, die im Betrieb von AIC sowohl die Regelgüte beeinflusst als auch zu praxisuntauglicher Auslegung von Netzfiltern führt. Neuere Untersuchungen [1,3] belegen, dass der Netzimpedanz-Frequenzgang zwischen 2 bis 9 kHz viel geringere Werte aufzeigt als bisher angenommen, insbesondere für dreiphasige AIC und für Kabel- und Industrienetze.

Die in der IEC 61000-4-7 angegebene Netznachbildung für Geräte mit einem Bemessungsstrom kleiner 16 A ist für einphasige Geräte konzipiert. Sie wurde aus einphasigen Messungen in ländlichen, wenig besiedelten Wohngebieten abgeleitet, die über Freileitungen versorgt werden. Dortige Netze besitzen die Eigenschaften, dass sie zum Teil lange Freileitungen zum nächsten Mittelspannungstransformator besitzen. Somit wird die Impedanz durch den hohen Kupferanteil und die höhere Induktivität der Freileitungen geprägt. IEC 61000-4-7 benutzt eine Netzimpedanz, die einen 90% Fall darstellt: 90% der im Vorfeld gemessenen Netze hatten eine geringere Netzimpedanz als die normative Netznachbildung, 10% eine höhere. Weiterhin wurden sämtliche Messungen zwischen Phase und Neutralleiter durchgeführt. Mangels passender Messgeräte wurden keine dreiphasigen Netzimpedanzen ermittelt. Für dreiphasige Geräte ohne Neutralleiter ist nur die Impedanz der einzelnen Phase relevant. Ein Maß dafür sind die Impedanzen im Mitsystem, welche nach [3] um 50% kleiner ausfallen als die Impedanzen zwischen Phase und Neutralleiter.

AIC werden in Industriebetrieben sowie größeren Wohngebieten mit Gewerbebereichen eingesetzt. Hier herrschen Kabelnetze vor, deren Netzimpedanz deutlich geringer ist und für die Abbildung 1 eine statistische Verteilung der Netzimpedanz zeigt.

In der IEC62578 ed. 2, die in 2014 erscheinen soll, wird die konkrete Schaltung für eine Netznachbildung für ein- und dreiphasige Active-Infeed-Converter (AIC) angegeben, die zur Bewertung der leitungsgeführten Störaussendung zwischen 2 und 9 kHz herangezogen werden soll. Sie beruht auf den Ergebnissen von [3], die in Abschnitt 2.1 vorgestellt werden.

In diesem Beitrag wird die Konstruktion einer IEC62578 ed. 2 konformen Netznachbildung [5] mit einem Bemessungsstrom von 32A beschrieben, die in der Bachelorarbeit des Hauptautors entwickelt und aufgebaut wurde. Abschnitt 2.2 beschreibt den Einfluss von Bauteiltoleranzen, Abschnitt 2.3 den Einfluss des Versorgungsnetzes. In Abschnitt 3 werden der mechanische Aufbau und Messergebnisse gezeigt.

2 Theoretische Ausarbeitung der Netznachbildung

2.1 Untersuchung der Netzimpedanz von Kabelnetzen

Für das Forschungsprojekt NENEP [3] wurden an 25 verschiedenen Standorten in Nord-, Mittel- und Süddeutschland sowie Nordfrankreich innerhalb von drei Jahren Langzeitmessungen durchgeführt. Als Messgerät wurde ein EWS 120 der Firma Haag eingesetzt, das die komplexen Netzimpedanzen von Niederspannungsnetzen von 0 bis 20 kHz ermitteln kann. Daher werden im Folgenden auch alle Frequenzgänge bis 20 kHz dargestellt, obwohl normativ nur der Bereich von 2 bis 9 kHz betrachtet werden muss. Es werden zeitgleich die Netzimpedanzen zwischen allen Außenleitern und N, Leiter-Leiter sowie die Impedanzen des Mit-, Gegen- und Nullsystems ermittelt.

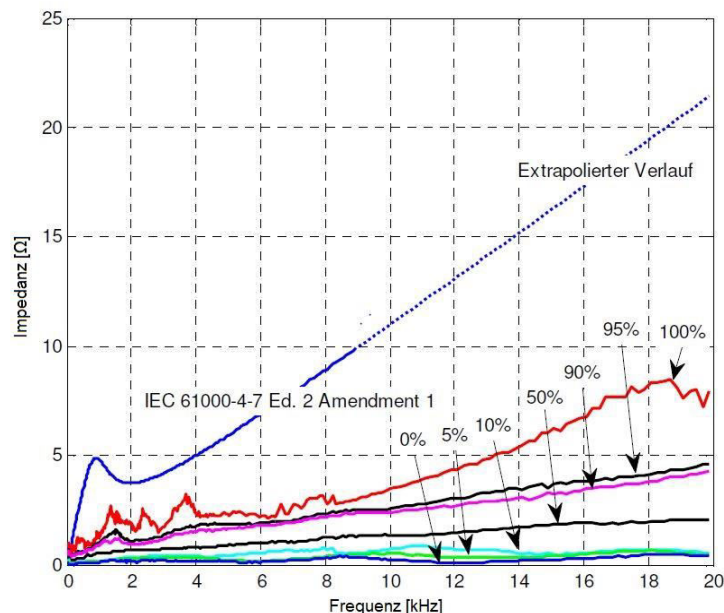


Abbildung 1: Statistische Verteilung der Netzimpedanz (Mitsystem) in Niederspannungsnetzen im Vergleich zum Frequenzgang der Netzimpedanz IEC 61000-4-7 ed. 2

Angeschlossen wurde an einem zugänglichen Netzanschlusspunkt. Gemessen wurde jeweils über mindestens 24 Stunden, damit der Einfluss von zu- und abgeschalteten Verbrauchern sichtbar wurde. Es wurde gemischt sowohl in Industriebetrieben und öffentlichen Einrichtungen, als auch in privaten Haushalten gemessen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 1 zu sehen. Die 100%- Kurve stellt für jede Frequenzstützstelle den Maximalwert aller Einzelmessungen dar, während die 0%-Kurve den Minimalwert angibt. Zur Erstellung des Impedanz-Frequenzgangs in der IEC62578 ed. 2 wurde die 90%-Kurve gewählt, ein gängiger Kompromiss, der Extremwerte ausschließt und dennoch die meisten aufgetretenen Impedanzwerte abdeckt. Aus demselben Grund wurde auch in der IEC 61000-4-7 dieses Kriterium bei der Wahl des Impedanz-Frequenzgangs verwendet. Quantitative Vergleiche zwischen beiden Impedanz-Frequenzgängen sind somit ebenfalls möglich.

2.2 Ableitung der Netznachbildung und Einfluss von Bauteiltoleranzen

Nachdem der charakteristische Netzimpedanz-Frequenzgang definiert wurde, erfolgt im nächsten Schritt die Modellierung dessen mit einer geeigneten Topologie und den erforderlichen elektrischen Bauteilen. In Abbildung 2 wird die vorgeschlagene Topologie gezeigt, die Parameter der einzelnen Bauteile sind in Tabelle 1 zu finden. Alle Daten sind aus [3] entnommen. Die Impedanz Z_1 wurde empirisch ermittelt. Für Z_3 werden die Werte aus der IEC61000-4-7 übernommen. Die Parameter für Z_2 folgen aus der Bedingung, dass der quadratische Fehler aus Mess- und Simulationswerten minimal werden soll. Die daraus resultierende Gleichung wird mittels Gradientenverfahren so angepasst, dass die Gesamtimpedanz aus Sicht des EUT(Equipment Under Test) der 90%- Kurve der Mitimpedanz entspricht. Sie imitiert den eigentlichen Netzimpedanz-Frequenzgang, während Z_1 und Z_3 die Entkopplung vom Netz gewährleisten sollen.

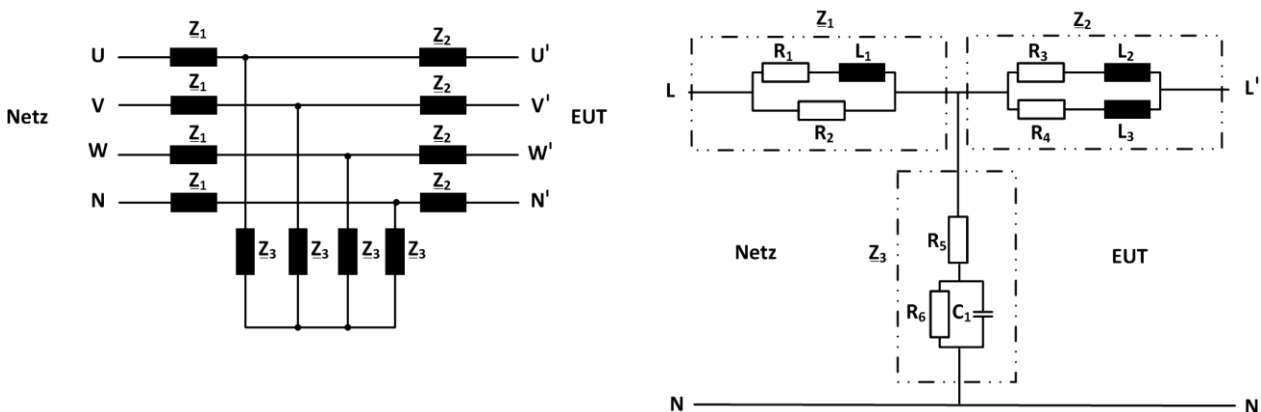


Abbildung 2: Verwendete Topologie für die Netznachbildung der IEC62578 ed.2

Tabelle 1: Parameter der Netznachbildung der IEC62578 ed. 2

$R_1 /$ [Ω]	$R_2 /$ [Ω]	$R_3 /$ [Ω]	$R_4 /$ [Ω]	$R_5 /$ [Ω]	$R_6 /$ [k Ω]	$L_1 /$ [μ H]	$L_2 /$ [μ H]	$L_3 /$ [μ H]	$C_1 /$ [μ F]
0,02	0,8	0,38	7,03	1	10	100	44,2	22,1	50

Im weiteren Verlauf wurden die Auswirkungen auf den Frequenzgang untersucht, welche bei Parameterveränderungen innerhalb der zulässigen Bauteiltoleranzen entstehen können. Besonders bewertet werden sollten Resonanzerscheinungen, parasitäre Einflüsse durch den mechanische Aufbau sowie die Verdrahtung.

Mit Hilfe der Monte-Carlo-Analyse wurden Parametervarianzen durch Simulation ermittelt. Die Parameter wurden so verändert, dass sie zufällig, aber innerhalb ihrer typischen Bauteiltoleranzgrenzen lagen. Es wurde eine Gleichverteilung der Streuung angenommen. Pro Simulationsdurchgang wurde immer nur ein Wert verändert und der resultierende Kurvenverlauf aufgezeichnet. Um den Rechenaufwand zu begrenzen, wurden pro Simulation vier zufällige Werte für jeden Parameter angenommen, so dass nicht alle möglichen Kombinationen berechnet wurden, sich aber eine aussagefähige statistische Verteilung ergab.

Die Toleranzen wurden wie folgt angenommen: C $\pm 20\%$, L $\pm 4\%$ und R $\pm 2\%$. Die Ergebnisse sind in Form eines Intensitätsdiagramms in Abbildung 3 dargestellt.

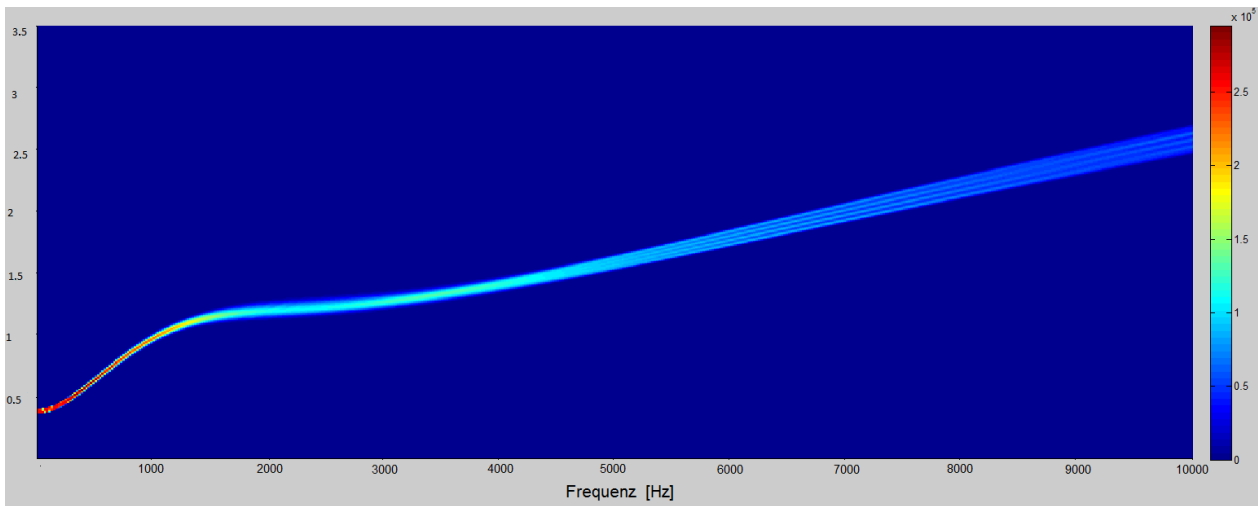


Abbildung 3: Intensitätsdiagramm des Impedanz-Frequenzgangs mit Variation der Bauteilparameter

Aus dem Diagramm lässt sich entnehmen, dass bis ca. 2 kHz kaum Unterschiede im Verlauf festzustellen sind. Erst mit zunehmender Frequenz werden die Abweichungen immer deutlicher. Die Toleranzen unterscheiden sich insgesamt nicht mehr als $\pm 10\%$ von den Mittelwerten. Auch die im Vorfeld nicht ausschließbaren Resonanzen sind nicht eingetreten. Zur Ermittlung der maximalen Abweichungsgrenze wurde ein zusätzliches Worst-Case-Szenario betrachtet. Die daraus resultierenden Ergebnisse liegen ebenfalls im Toleranzbereich von $\pm 10\%$. Dieser anzunehmende Fehler kann als ausreichend gering angesetzt werden, wenn für eine normative Messung der Störaussendung maximal 3 dB Gesamtfehler incl. aller Messgeräte-Fehler angenommen werden.

2.3 Einfluss von Netzimpedanzen

Um reproduzierbare Messergebnisse zu erhalten, muss die Impedanz des örtlichen Versorgungsnetzes durch die Netznachbildung soweit gefiltert werden, dass bei typischen Netzverhältnissen eine noch zulässige Toleranz, gesehen vom EUT, erreicht wird. Aus [3] ist bekannt, dass die Impedanzen im Netz sowohl orts- als auch zeitabhängig sind. Die Netzimpedanz der IEC62578 ed.2 setzt voraus, dass das Versorgungsnetz vernachlässigbar ist. Dieses ist z.B. bei aktiven Spannungsversorgungen, wie sie einige EMV-Prüfzentren verwenden, gegeben. An Versorgungsnetzen, die der Verteilung aus Abbildung 1 entsprechen, ergeben sich für die resultierende Netzimpedanz am EUT höhere Werte. Ziel der Parameteranpassung war, mit geringen Änderungen der Bauteilwerte einen Impedanz-Frequenzgang zwischen 2 und 9 kHz zu erreichen, dessen Toleranz

sich weniger als 10% vom charakteristischen Verlauf unterscheidet, wenn die Netzimpedanz an einem typischen Versorgungsnetz angeschlossen ist, wie es in Prüflaboren und Industriebetrieben anzutreffen ist. Ausgehend von den Ergebnissen aus [3] wurden zwei Versorgungsnetzimpedanzen mit ohmsch-induktiven Innenwiderstand \underline{Z}_n hierfür angenommen: a) $0,3 \Omega$, $80\mu\text{H}$; b) $0,2 \Omega$, $100\mu\text{H}$.

Die ersten Simulationsergebnisse zeigten Abweichungen mit mehr als 10 % vom Mittelwert aus Abbildung 1, wodurch die geforderte Bedingung nicht erfüllt wird. Somit wäre die Reproduzierbarkeit nicht gewährleistet. Zur Verbesserung wurden zum einen eine zusätzliche Entkopplung betrachtet, zum anderen wurden Änderungen der Bauteilwerte aus Tabelle 1 untersucht.

2.3.1 Entkopplung des Netzes durch einen Saugkreis

Eine in der Praxis gängige Methode zur Entkopplung vom Versorgungsnetz ist ein Saugkreis, bestehend aus einer Reihenschaltung aus Kondensator und Drossel, der versorgungsnetzseitig der Netznachbildung parallel geschaltet wird, wie in Abbildung 4 zu sehen ist. Die Entkopplung vom Netz erfolgt im Bereich der Resonanzfrequenz des Saugkreises, die zwischen 2 und 9 kHz liegen sollte. Weiterhin ist eine ausreichende Bandbreite notwendig. Einige exemplarische Auslegungen zeigten, dass die notwendige Kapazität C_{SK} um Faktoren höher sein muss als C_1 aus Tabelle 1. Damit stiegen der Bauteilaufwand und das Volumen der Netznachbildung insgesamt, weshalb ein Saugkreis ungeeignet erschien.

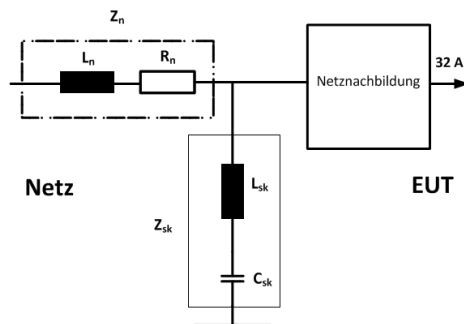


Abbildung 4: Saugkreis zur Entkopplung vom örtlichen Versorgungsnetz

2.3.2 Anpassung der Parameter für ausreichende Entkopplung

Für die Analyse wurde zuerst der Einfluss von \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 und \underline{Z}_3 separat betrachtet. Deren Impedanz-Frequenzgänge sind in Abbildung 5 zu sehen.

Aus Sicht des EUT verhalten sich \underline{Z}_1 und \underline{Z}_3 als Parallelschaltung, deren Gesamtimpedanz kleiner ist als die kleinste Einzelimpedanz. In der verwendeten Topologie sollte \underline{Z}_3 die niedrigste Einzelimpedanz darstellen, um eine Entkopplung vom Netz zu gewährleisten. Bei den verwendeten Parametern aus [3] ist dies nicht der Fall, wie aus der Grafik in Abbildung 5 zu entnehmen ist. Die Berücksichtigung der Netzimpedanz \underline{Z}_n ergibt den Impedanz-Frequenzgang der Netznachbildung. Das heißt, eine Entkopplung vom Netz tritt erst ein, wenn die Summe aus \underline{Z}_1 und \underline{Z}_n größer ist als \underline{Z}_3 . Dies führte zu der Entscheidung, \underline{Z}_3 zu verringern, während alle anderen Parameter unverändert blieben. Bei zunehmender Frequenz bestimmt nun maßgeblich R_5 den betragsmäßigen Impedanz-Frequenzgang von \underline{Z}_3 . Durch Verringerung von R_5 wird die Entkopplung insgesamt verbessert, die Erhöhung von C_1 sorgt für die Verschiebung des entkoppelten Be-

reichs zu niedrigeren Frequenzen. Somit kann durch geeignete Dimensionierung dieser beiden Bauteile die Entkopplung im Bereich von 2 - 9 kHz unter Berücksichtigung der geforderten Toleranzgrenzen von $\pm 10\%$ stattfinden. Für R_5 wurde $0,6\ \Omega$ und für C_1 $150\ \mu\text{F}$ gewählt.

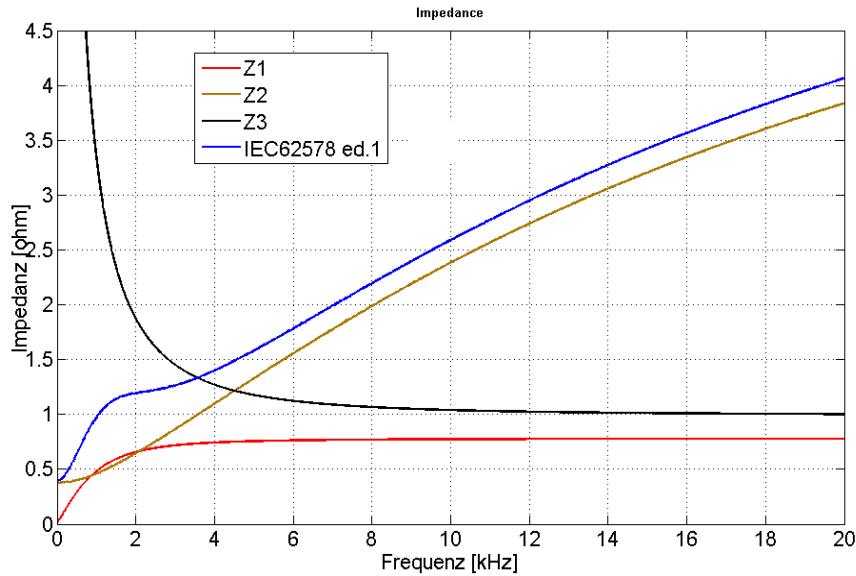


Abbildung 5: Darstellung der Impedanz-Frequenzgänge von Z1, Z2 und Z3

Nachfolgende Abbildung 6 zeigt die Impedanz-Frequenzgänge mit ursprünglichen (Referenz) und geänderten Parametern (optimiert). Ziel ist der obere Verlauf von c), der die Impedanz aus IEC62578 ed.2 darstellt. Die Verläufe zeigen den Einfluss der exemplarisch angenommenen, typischen Netzimpedanzen. Deutlich zu erkennen ist die verbesserte Übereinstimmung im Frequenzbereich ab 2 kHz. Bei typischen Versorgungsnetzen liegen die Abweichungen vom Ziel unter 3 %.

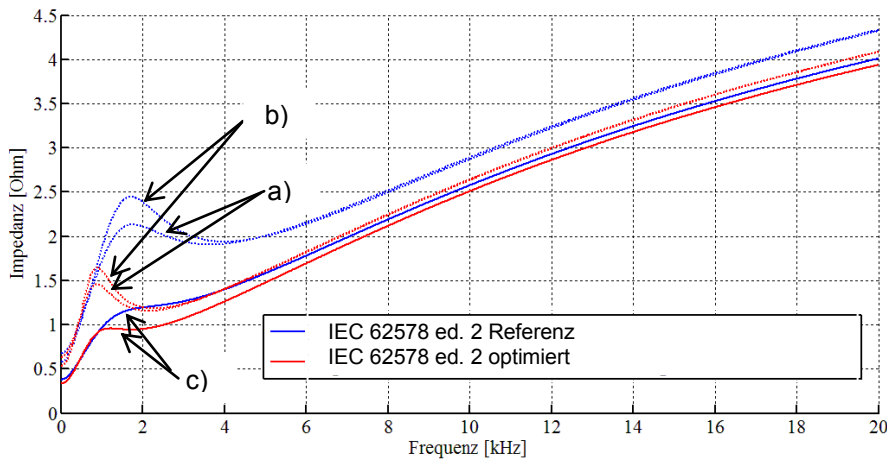


Abbildung 6: Gegenüberstellung der Impedanz-Frequenzgänge unter Berücksichtigung der Versorgungs-Netzimpedanzen a) $0,3\ \Omega$, $80\ \mu\text{H}$ (---); b) $0,2\ \Omega$, $100\ \mu\text{H}$ (---), c) $0\ \Omega$, $0\ \mu\text{H}$,

In Tabelle 2 werden die Parameter für die verwendeten Bauteile aufgeführt. R_1 kann unter Berücksichtigung der vorhandenen Leitungsresistenzen entfallen.

Tabelle 2: Parameter für die Netznachbildung mit geänderten Werten

$R_1' /$ [Ω]	$R_2 /$ [Ω]	$R_3 /$ [Ω]	$R_4 /$ [Ω]	$R_5' /$ [Ω]	$R_6 /$ [k Ω]	$L_1 /$ [μH]	$L_2 /$ [μH]	$L_3 /$ [μH]	$C_1' /$ [μF]
0	0,76	0,35	7,0	0,6	10	100	44	22	150

3 Mechanische Ausführung der Netznachbildung

Um die Baubarkeit der IEC62578 konformen Netznachbildung zu untersuchen, wurde ein mechanischer Aufbau erstellt.

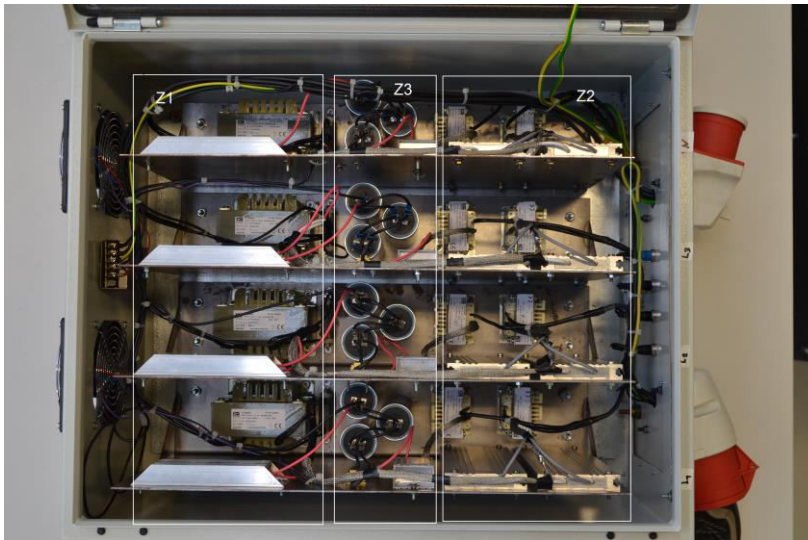


Abbildung 7: Mechanischer Aufbau der Netznachbildung

Die Technischen Daten sind:

$$U_N = 3 \times 400 \text{ V}$$

$$I_N = 32 \text{ A}$$

$$B \times H \times T : 600 \text{ mm} \times 500 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$$

$$\text{Gewicht: ca. } 45 \text{ kg}$$

$$\text{Verlustleistung: } 1,2 \text{ kW}$$

Abbildung 7 zeigt den mechanischen Aufbau der Netznachbildung bei geöffnetem Gehäusedeckel. Jedem Leiter (L1-L3, N) ist eine identisch aufgebaute Baugruppe zugeordnet, oben befindet sich die Baugruppe für den N-Leiter, darunter L3, L2 und L1. Der Anschluss des EUT's und des Versorgungsnetzes erfolgt über CE-Steckverbinder. Für die Störspannungsmessung sind seitlich Anschlussbuchsen angebracht. Beim mechanischen Aufbau wurden Kopplungen der Leitungen untereinander durch Schirmung weitgehend unterbunden.

Nach dem Aufbau folgte die Überprüfung des Impedanz-Frequenzgangs mit dem EWS120 am Versorgungsnetz des Labors Leistungselektronik anhand des Mitsystems. In Abbildung 8 ist der gemessene Gesamt-Impedanz-Frequenzgang dem berechneten Verlauf gegenübergestellt. Die verbesserte Entkopplung vom lokalen Netz ist deutlich zu erkennen. Die Abweichungen sind abhängig von der tatsächlichen lokalen Netzimpedanz und liegen innerhalb von $\pm 5\%$. Zum Vergleich ist der gemessene Impedanz-Frequenzgang einer Netznachbildung nach CISPR 16 des Herstellers Rohde & Schwarz abgebildet.

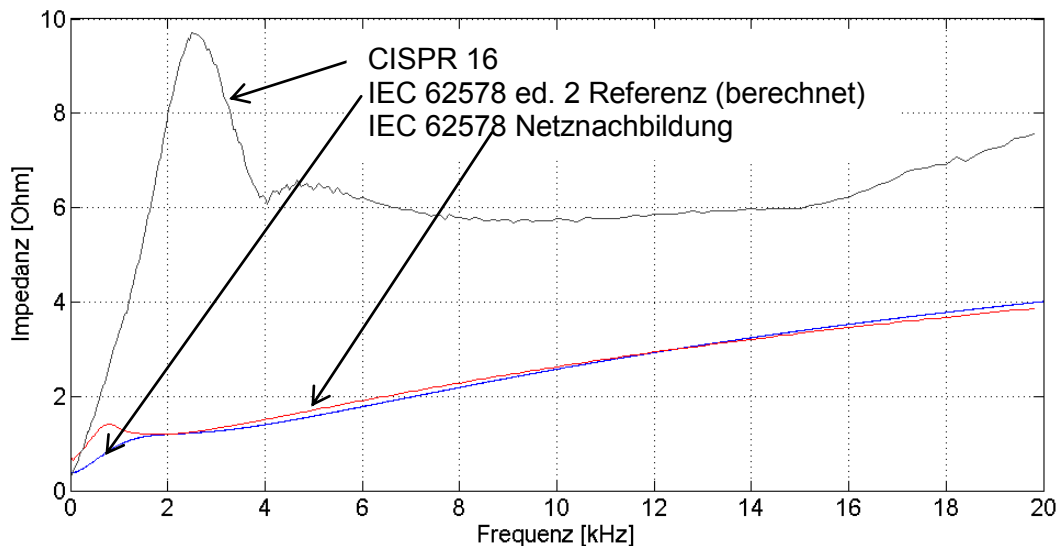


Abbildung 8: Gemessene Impedanz-Frequenzgänge des Mitsystems bei Netznachbildungen CISPR 16 und IEC62578 an einem Versorgungsnetz im Vergleich zur

4 Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wird die Konstruktion einer IEC62578 ed. 2 konformen Netznachbildung für die Messung der leitungsgeführten Störaussendung von Active Infeed Convertern zwischen 2 und 9 kHz beschrieben. Die Auswirkungen durch Streuung von Bauteilwerten konnte durch Simulationen als unkritisch beurteilt werden. Durch gezielte Anpassung von Parametern konnte die Entkopplung von der lokalen Netzimpedanz verbessert und der zu betrachtende Frequenzbereich an die geforderten Grenzen angepasst werden. Nach der Montage der Netznachbildung belegten Messungen am realen Netz die Funktion. Um Erfahrung mit der Netznachbildung zu gewinnen, sollen im Lauf des Jahres 2014 in Kooperation mit Industriefirmen verschiedene AIC vermessen werden, um weitere Erfahrung zu gewinnen.

Literatur

- [1] Balzer, E., Borchering, H., Garbe, H.: Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen, Kongressband, EMV 2010, Seiten 511–518, Stuttgart, September 2010.
- [2] IEC62578: Service Conditions and Characteristics of Active Infeed Converter, Norm, 2012.
- [3] Abschlussbericht zum Forschungsprojekt „Netzurückwirkungen von Netzpulsstromrichtern im Einzel- und Parallelbetrieb in industriellen und öffentlichen Netzen“, Kurztitel NENEP, BMBF Förderlinie Ingenieurnachwuchs, 2011
- [4] Borchering, H.: Über den Inhalt der IEC 62578 DTS: Technical Specification: Operations and Characteristics of active infeed converter applications, internationaler ETG Kongress, Düsseldorf, 2009
- [5] IEC62578 ed 2. (Draft): Service Conditions and Characteristics of Active Infeed Converter Applications including recommendations for Emission limits below 150 kHz, Normentwurf, 2013.

Untersuchung der Störgrößenausbreitung und –emission von Leistungswechselrichtern in Höchstspannungssystemen durch Magnetfeldmessungen

Dipl.-Ing. Alexander Küllmer, Dipl.-Ing. Jens Schüür, Prof. Dr. rer. nat. Achim Enders, TU Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit
M.Sc. Kevin Hermanns, TU Darmstadt, Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung Fachgebiet Leistungselektronik

1. Einleitung

Die von Bevölkerung und Politik in Deutschland gewünschte Energiewende bedingt ein großes Umdenken in der Erzeugung und Übertragung elektrischer Energie. Zur Erhöhung der Produktion regenerativ erzeugter elektrischer Energie werden zunehmend Photovoltaik-Anlagen sowie on- und offshore Windkraftanlagen installiert. Photovoltaik-Anlagen sowie onshore Windkraftanlagen speisen ihre erzeugte Energie unmittelbar in das Energieverteilnetz ein. Offshore Windparks hingegen benötigen häufig die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ). Auf Grund ihrer Entfernung zur Küste ist eine Netzanbindung mit einer Wechselstromübertragungsstrecke nicht wirtschaftlich. Dies führt allerdings zu der Notwendigkeit eines Wechselrichters an Land, welcher aus dem Gleichstrom durch wiederholtes Ein- und Ausschalten seiner leistungselektronischen Bauelemente einen für die Einspeisung benötigten Wechselstrom erzeugt. Diese unumgänglichen Ein- und Ausschaltvorgänge regen durch ihre Schaltflanken je nach verwendeter Art der Halbleiterelemente und Wechselrichtertopologie Frequenzen bis zu mehreren 10 MHz an. Die so erzeugten Frequenzen werden durch Filterkreise und den Step-Up-Transformator bedämpft und gefiltert, ehe sie sich in das angeschlossene Umspannwerk ausbreiten. Inwieweit die angeregten Frequenzen des Magnetfelds nach der Filterung und Dämpfung noch mit Hilfe von Antennen messbar sind, hängt maßgeblich von den Geometrien innerhalb des Umspannwerkes und der an dieses angeschlossenen Leitungen ab.

Eine negative Beeinflussung des Isolationsvermögens elektrischer Betriebsmittel durch hochfrequente spektrale Anteile wurde bereits beispielhaft in [1] – [3] untersucht. Neben einer schädlichen Beeinflussung kann es zum Beispiel durch Sättigungseffekte zu einer Beeinträchtigung der Schutz- und Fernwirktechnik von Energieverteilanlagen kommen. Die Beeinflussung eines elektronischen Elektrizitätszählers im Niederspannungsnetz wurde bereits in [4] beschrieben. Unter der Kenntnis, dass Wechselrichter höherfrequente Störungen emittieren wurde in [5] eine Machbarkeitsstudie zum Design eines hochfrequenztauglichen Transformators mit einer Leistung von 350 kVA präsentiert. Es wurde dort aber auch festgestellt, dass weitere Untersuchungen hinsichtlich der Häufigkeit und des Energieinhalts von transienten Ereignissen sowie der Dauerstabilität der Materialien notwendig sind, bevor dieses Konzept auf höhere Leistungsklassen adaptiert werden kann.

Prinzipiell können die real vorhandenen Störgrößen messtechnisch durch leitungsgebundene oder kontaktlose Verfahren erfasst werden. Üblicherweise werden im Hochspannungsnetz ausschließlich leitungsgebundene Messungen zur Ermittlung des Lastflusses sowie zum Zwecke der Abrechnung der transportierten Energie mithilfe von

Spannungsteilern und Stromwandlern durchgeführt. Diese haben aufgrund des benötigten Isolationsvermögens relativ große geometrische Abmessungen, welche wiederum zu hohen Streukapazitäten und –induktivitäten führen. Aus diesem Grund sind diese Messaufnehmer nur für den Einsatz bis hin zu einigen kHz geeignet und müssten aufgrund der starken Ortsabhängigkeit an jedem Messpunkt erneut kalibriert werden. Desweiteren müsste diese Kalibrierung eine rückführbare und dispersionsfreie Messung der geforderten Größen ermöglichen. Da dies nur mit sehr großem Aufwand möglich ist, sollen in dieser Veröffentlichung die Vor- und Nachteile eines kontaktlosen Messaufbaus zur Bestimmung der durch Wechselrichter verursachten Transienten näher beleuchtet werden. Neben einer theoretischen Abschätzung des von verschiedenen Wechselrichtertopologien verursachten Spektrums werden Messungen an verschiedenen realen Leistungswechselrichtern mit einer Bauleistung zwischen 3 MVA und 400 MVA gezeigt. Abschließend wird ein Vergleich der resultierenden Spektren zu einer bereits etablierten Technologie wie „Powerline Communication“ gezeigt.

2. Wechselrichtertopologien

Bei Wechselrichtern ist prinzipiell zwischen den sogenannten netzgeführten und selbstgeführten Typen zu unterscheiden. Die netzgeführten Wechselrichter beziehen Ihre Kommutierungsenergie aus dem Netz und benötigen zur Funktion eine vorgegebene Wechselspannung, wodurch dieser Typ nicht schwarzstartfähig ist. Im Falle eines Netzausfalls kann also die über ihn sonst eingespeiste Energie nicht zum Netzwiederaufbau genutzt werden. Der selbstgeführte Wechselrichter ist hingegen in der Lage, unabhängig von der Netzfrequenz Leistung einzuspeisen. Durch Veränderung des Phasenwinkels der Einspeisung kann gezielt Blindleistung zur Verfügung gestellt werden und zusätzlich wird der Wechselrichter hierdurch auch schwarzstartfähig. Da das deutsche Energienetz in Zukunft mit möglichst wenigen Gas-, Öl- und Kohle-Kraftwerken auskommen soll, muss die über diese Konverter eingespeiste Energie auch nach einem Netzausfall verfügbar sein, weswegen in Deutschland heutzutage fast ausschließlich selbstgeführte Wechselrichter in höheren Leistungsklassen gebaut werden. Unabhängig davon, um welchen der beiden Typen es sich handelt, basieren alle Wechselrichter auf dem Wirkprinzip einer 2-Punkt-, 3-Punkt- oder der sogenannten Multilevel-Umrichtung. Die sogenannten Hybrid-Wechselrichter stellen im eigentlichen Sinne kein neues Prinzip der Umrichtung dar, da die zuvor genannten Prinzipien hier „beliebig“ kombiniert werden. Da das angeregte Spektrum maßgeblich von dem steilsten Anstieg dominiert wird und die 3-Punkt-Umrichtung eine Erweiterung der 2-Punkt-Umrichtung darstellt, wird anschließend nur ein Vergleich zwischen der Multilevel-Umrichtung und der 2-Punkt-Umrichtung durchgeführt.

Bei der 2-Punkt-Umrichtung wird mittels einer Pulsweitenmodulation zwischen positivem und negativem Gleichspannungspotential umgeschaltet. Hierbei entscheidet die Einschaltdauer über den effektiven Mittelwert, wodurch in Kombination mit dem Glättungsnetzwerk ein sinusförmiger Wechselstrom entsteht. Bei der Multilevelumrichtung wird dagegen in Abhängigkeit der Anzahl der Schaltstufen immer nur eine gewisse Spannungsdifferenz zu- bzw. abgeschaltet. Hieraus ergibt sich pro Schalthandlung lediglich ein Spannungssprung von einer Schaltstufe, was zu einem treppenförmigen Verlauf der Spannung und hierdurch zu einer Reduzierung der resultierenden Stör-Amplitude führt. Da sich nun aber unterschiedliche Schaltfrequenzen pro Spannungsebene ergeben, wird ein deutlich breiteres Spektrum angeregt. In den Abbildungen 1 und 2 ist ein Ver-

gleich zwischen der theoretisch errechneten Ausgangsspannung eines Multilevel-Wechselrichters mit 200 Stufen und eines 2-Punkt-Wechselrichters mit einer Schaltfrequenz von 2 kHz dargestellt. Abbildung 1 zeigt das Zeitbereichssignal, in welchem die unterschiedlich langen Pulsdauern von positivem und negativem Potential in Abhängigkeit von der positiven bzw. negativen Halbwelle zu erkennen sind. Im Vergleich hierzu nähert sich das Ausgangssignal des Multilevel-Wechselrichters bereits ohne zusätzliche Filter einer Sinus-Form gut an. Die in Abbildung 2 dargestellten Spektren zeigen, dass die maximale Amplitude des Multilevel-Wechselrichters gegenüber der des 2-Punkt-Wechselrichters auf niedrigerem Niveau liegt. Gleichzeitig kann besonders gut im Frequenzbereich kleiner 1 kHz bei dem Multilevel-Wechselrichter eine deutlich breitere Verteilung der erzeugten Frequenzen festgestellt werden, was prinzipiell eine Ausbreitung von Störgrößen durch Resonanzanregung begünstigt.

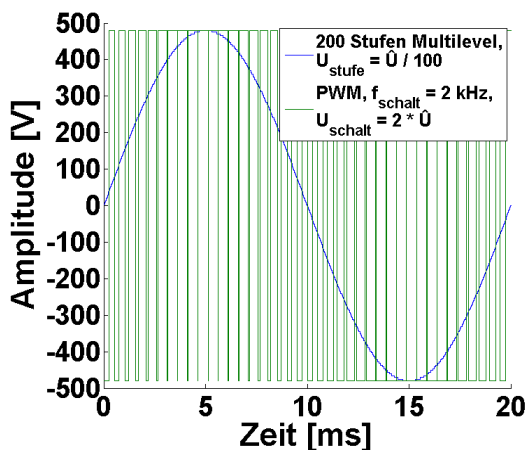


Bild 1: Zeitsignal Multilevel- und 2-Punkt-Wechselrichter

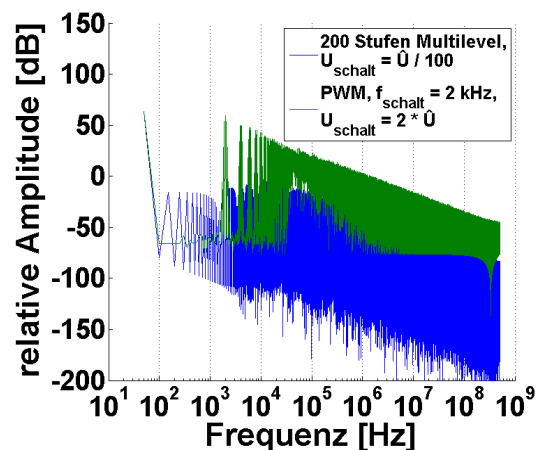


Bild 2: Spektren des Multilevel- und 2-Punkt-Wechselrichters

3. Messaufbau

Betrachtet man die Normen aus der IEC 61000 Familie und die einschlägigen Normen im Bereich der Power Quality wie z.B. die DIN EN 50160, so werden im Frequenzbereich bis 30 MHz ausschließlich leitungsgebundene Messungen durchgeführt. Des Weiteren sind erst ab einer Frequenz von 30 MHz gestrahlte Messungen verpflichtend durchzuführen. Hieraus resultiert eine Lücke zwischen der 50. Harmonischen der Netzfrequenz von 2,5 bzw. 3 kHz und 30 MHz. Innerhalb dieses Bereichs befinden sich aber einige wichtige Funkdienste auf Lang-, Mittel- und Kurzwelle, z.B. militärische Funkdienste zur U-Bootkommunikation sowie der Zeitsynchronisationsdienst DCF77. Die Zeitsynchronisation wird nicht nur von Armband- oder Küchenuhren genutzt, sondern auch zur Synchronisation von Uhren in Steuerungen von automatisierten Produktionsstraßen [6]. In [7] und [8] sind neben der Signalbeschreibung auch typische Empfangsfeldstärkewerte sowie weitere Einsatzgebiete wie zum Beispiel die Übertragung von Warnhinweisen für den Katastrophenschutz dargestellt.

Um eine Beeinflussung des Empfangs von Rundfunkdiensten quantifizieren zu können ist eine Messung der leitungsgebundenen Störgrößen ein erstes Indiz. Entscheidend für die Bewertung ob eine Beeinflussung stattfindet oder nicht ist allerdings nicht das Vorhandensein einer leitungsgebundenen Störgröße, sondern viel mehr wie sich diese Stör-

größe in die Umgebung ausbreitet. Des Weiteren ist zu beachten, dass eine Messung leitungsgebundener Störgrößen immer einen Spannungsteiler benötigt, welcher im Bereich einer 380 kV Hochspannungsleitung nicht bis zu einer Frequenz von 30 MHz kalibriert werden kann. Des Weiteren müsste die Leitung, an welche der Spannungsteiler angeschlossen werden soll, für jeden Auf- und Abbau frei geschaltet werden. Zusätzlich muss aufgrund der veränderten parasitären Elemente eines Spannungsteilers an jedem Aufstellungsort erneut eine Kalibrierung durchgeführt werden. Aus diesen Gründen wurden in dieser Veröffentlichung ausschließlich feldgebundene Messungen unter Verwendung von Rahmenantennen durchgeführt. Abbildung 3 stellt ein Blockschaltbild des verwendeten Messaufbaus dar. Da die Störaussendung von transienten Schaltereignissen analysiert werden soll, wurde anstelle eines Messempfängers oder Spektrumanalysators ein digitales Speicheroszilloskop genutzt. Als Antennen kamen eine aktive sowie eine passive Rahmenantenne zum Einsatz. Um beide Antennen vergleichen zu können, wurden alle Messungen mit beiden Antennen zeitgleich durchgeführt. Zur Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes wurde bei Bedarf ein optionaler Antennenvorverstärker in den Signalpfad der passiven Antenne eingeschaltet.

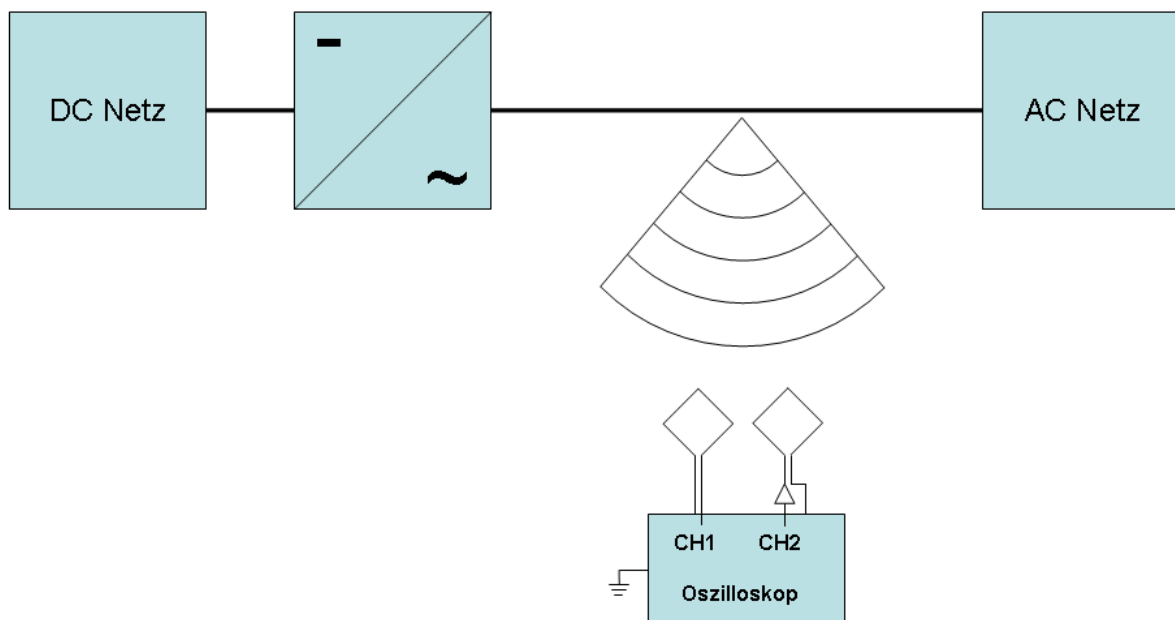


Bild 3: Blockschaltbild des Messaufbaus

[9] gibt einen Messaufbau an zur Qualifizierung der Störaussendung von Hochspannungsleitungen und Umspannwerken in dem interessierenden Frequenzbereich. Dort wird empfohlen, die Empfangsantenne in einem Messabstand von mindestens 80 m Entfernung von der äußersten Phase zu platzieren und dort die Antenne so lange um die eigene Achse zu drehen, bis maximaler Amplitudenausgang festgestellt werden kann. Ob diese Amplitude von der Hochspannungsleitung selbst oder von einem anderen benachbarten Sender stammt, wird hierbei nicht weiter berücksichtigt. Da man auch bei 80 m Messentfernung in dem untersuchten Frequenzbereich noch nicht von Fernfeldbedingungen ausgehen kann, wurden die später gezeigten Messungen mit einer Messentfernung zwischen 5 und 30 m Abstand zum nächsten Leiterseil durchgeführt.

In [10] wird der Ansatz der Suche des Maximums durch Rotieren der Antenne um die eigene Achse verworfen und zur Qualifizierung eine Messung in 3 zueinander orthogonalen Antennenorientierungen gefordert. Im Anschluss wird der geometrische Mittelwert über alle 3 Antennenorientierungen gebildet und hieraus das effektiv gemessene Feld

bestimmt. Die hier gezeigten Messungen orientieren sich an dem in diesem Standard vorgeschlagenen Verfahren und zeigen den Mittelwert über die gemessenen Antennenorientierungen. Während der Auswertung der Messungen wurden die vom Hersteller gegebenen Antennenfaktoren zur Berechnung der Feldstärkewerte verwendet. Trotz Korrektur mittels Antennenfaktoren konnte immer eine Differenz zwischen beiden Messkurven von mehreren dB festgestellt werden. Aus diesem Grund werden alle Messkurven mit relativen Amplituden anstelle von Absolutwerten dargestellt.

4. Messungen

Aufgrund der geometrischen Abmessungen sowie der notwendigen Isolationsabstände konnten die Messungen an den Hochspannungsleitungen nicht in einer geschirmten Umgebung durchgeführt werden. Aus diesem Grund ist in Abbildung 4 eine Nullmessung mit dem typischen Umgebungsruschen dargestellt. Die Peaks im Bereich von 100 kHz bis 250 kHz und 5 MHz bis 20 MHz wie auch der einzelne Peak bei 23 kHz sind auf Funksender zurückzuführen. In Abbildung 5 ist der Unterschied zwischen Messungen eines aktiven und eines ausgeschalteten 400 MVA Wechselrichters an demselben Messort dargestellt. Gut zu erkennen ist, dass eine generelle Erhöhung der Amplituden stattfindet und der Signal-Rausch-Abstand des relativ starken Senders bei ca. 23 kHz um ca. 30 dB absinkt. Die Signalstärke des Zeitsynchronisationsdienstes DCF77 bei 77,5 kHz ist bei den dargestellten Messungen relativ konstant bei ungefähr -120 dB relativer Amplitude. Der Signal-Rausch-Abstand variiert in den in Abbildung 4 und 5 dargestellten Messungen jedoch um ca. 15 dB. Betrachtet man hingegen die gemessenen Spektren in elektromagnetisch „raueren“ Umgebungen, ist aufgrund der generell höheren Amplituden bereits kein DCF77 Signal mehr sichtbar, wodurch eine Störung der Zeitsynchronisation mit hoher Wahrscheinlichkeit auftritt. Ein Beispiel hierfür ist in Abbildung 6 dargestellt. Die dort gezeigten Spektren wurden lediglich mit einem Abstand von ca. 3 bis 5 m von der Antenne zur Transformatordurchführung aufgenommen.

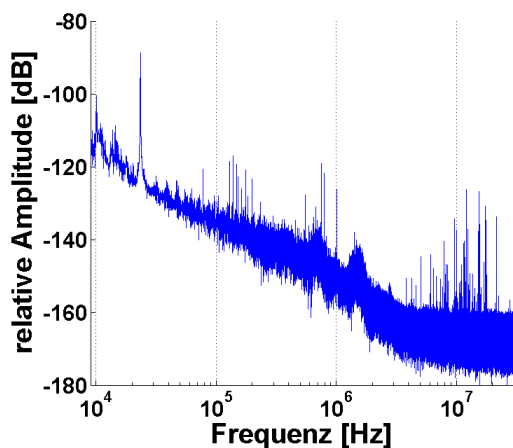


Bild 4: Nullmessung

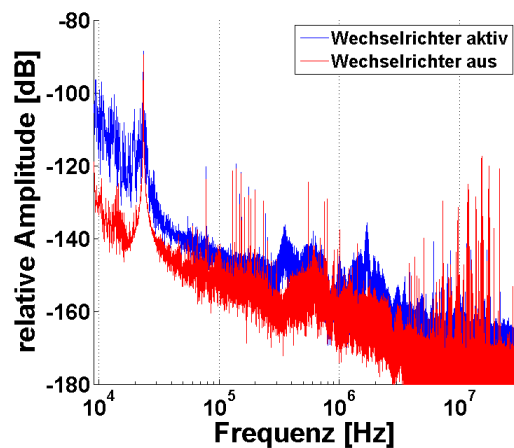


Bild 5: Vergleich Arbeitszustände Konverter

Häufig werden leistungsstarke Wechselrichter mittels eines Step-Up-Transformators mit dem Hoch- bzw. Höchstspannungsnetz verbunden. Dieser Transformator wird aufgrund seiner hohen Induktivität häufig als Sperrinduktivität für hohe Frequenzen angesehen. Dieses vereinfachte Modell besitzt bis ca. 3 kHz auch weitestgehend seine Richtigkeit

bei Betrachtung typischer Frequency-Response-Analysis Fingerprints. Was in diesen Fingerprints aber auch zu erkennen ist, ist die Tatsache, dass ein solcher Transformator ein komplexes Netzwerk darstellt, welches mit steigender Frequenz eine Vielzahl an Resonanzen aufweist. Die Transferimpedanz beschreibt die Filtereigenschaften des Transformators und weist bei einigen Resonanzstellen quasi transparentes Verhalten nach. Dieser Effekt ist in Abbildung 6 messtechnisch erfasst. Dargestellt sind Messungen an einem Transformator, welcher die Spannungen von eingangsseitig 110 kV auf 16 kV umsetzt und einen direkt angeschlossenen 30 MVA Wechselrichter speist. Für weite Frequenzbereiche stimmt die Annäherung als Blockinduktivität relativ gut, während bei 180 kHz sowie 400 kHz keine nennenswerte Dämpfung beobachtet werden kann. Hierdurch wird eine Ausbreitung der Störgrößen durch das Netz und somit unter Umständen sogar über mehrere Spannungsebenen wahrscheinlich.

Des Weiteren wird immer häufiger über die Einführung der sogenannten „Powerline Communication“ im elektrischen Energieversorgungsnetz diskutiert, um die Fernwirktechnik des Netzes ohne einen zusätzlichen Lichtwellenleiter ansteuern zu können. Als Vertreter für diesen Anwendungsfall wurden beispielhaft zwei kommerziell erhältliche Systeme von „Broadband Powerline Communication Devices“ (kurz: BPL) auf ihre Störaussendung in diesem Frequenzbereich hin untersucht. Um eine Verbreitung des BPL Signals im Stromnetz des Labors zu verhindern, wurde ein Testkabelbaum mit einem integrierten Hochfrequenz-Netzfilter aufgebaut. Bei den gezeigten BPL Modems handelt es sich um zwei unterschiedliche Generationen. Das als Typ 1 bezeichnete BPL Modem ist mit einer maximalen Datenübertragungsrate von 200 Mbit/s spezifiziert, während das als Typ 2 bezeichnete System eine maximale Datenübertragungsrate von 500 Mbit/s ermöglicht. Um eine relativ hohe Datenrate zwischen den Modems zu erzielen, wurde auf einem angeschlossenen Computer ein Videostream betrachtet. In Abbildung 7 sind die Spektren eines 400 MVA Wechselrichters zu den zuvor beschriebenen BPL Modems dargestellt. Beim Vergleich der Kurvenverläufe ist festzustellen, dass beide Systeme denselben Frequenzbereich belegen. Ebenso ist festzustellen, dass die dargestellten Spektren sich generell auf unterschiedlichen Amplitudenniveaus befinden. Dies ist mit den verschiedenen Messszenarien zu erklären und lässt deshalb derzeit keinen Rückschluss auf das jeweilige absolute Störpotenzial zu.

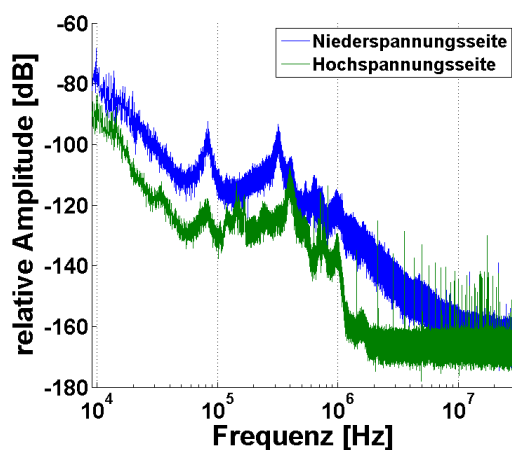


Bild 6: Einfluss Transformator auf Spektrum

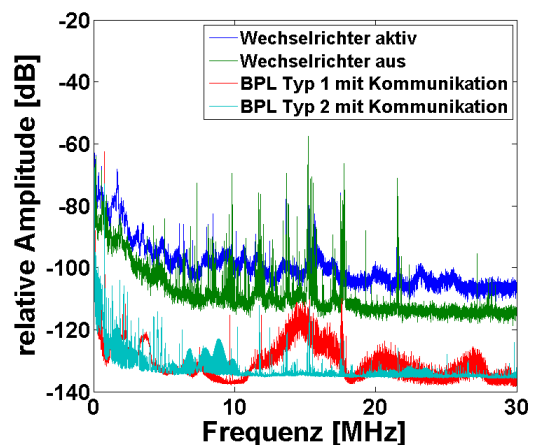


Bild 7: Vergleich der Spektren von Konverter und BPL Modems

Bei den Messungen des Wechselrichters handelt es sich um Vorortmessungen in der Umgebung eines Hochspannungsumspannwerkes, in welchem keine zusätzlichen Schirmmaßnahmen des Messaufbaus ergriffen werden konnten, wohingegen es sich bei den BPL Modems um Messungen innerhalb einer normalen Laborumgebung mit nicht

so leistungsstarken Störquellen wie in einem Umspannwerk handelt. Durch die Doppelbelegung des Spektrums ist generell eine Beeinflussung der Systeme untereinander nicht auszuschließen, selbst wenn diese nicht unmittelbar in derselben Spannungsebene arbeiten.

5. Zusammenfassung

Der in dieser Arbeit vorgestellte Messaufbau ist zur vergleichenden Messung der Störgrößenausbreitung und –emission in Höchstspannungssystemen geeignet. Aufgrund der Untersuchung von räumlich stark ausgedehnten und geometrisch teilweise sehr komplexen Systemen wird immer eine Mischung aus Nah- und Fernfeldern von den Antennen empfangen. Deshalb sollten analog zu dem in [10] beschriebenen Messaufbau immer drei zueinander orthogonale Antennenorientierungen pro Messpunkt durchgeführt und anschließend das geometrische Mittel der Orientierungen berechnet werden, um das einfallende Feld am Messort zu beschreiben. Ohne weitergehende Untersuchung auf dem Gebiet der Antennenkalibrierung kann bereits heute der Betriebszustand eines Leistungskonverters sowie der Einfluss eines Transformators auf das Spektrum messtechnisch erfasst werden. Ebenso wird eine gute Korrelation zwischen den theoretisch ermittelten Spektren und den Frequenzbereichen erhöhter Amplitude bei aktivem Wechselrichter nachgewiesen. Zusätzlich konnte eine mögliche Beeinflussung von sogenannten „Broadband Powerline Communication Devices“ und Wechselrichtern durch das gemeinsam genutzte Frequenzband aufgezeigt werden.

Damit der vorgestellte Messaufbau zu einer Absolutwertmessung genutzt werden kann, sind weitergehende Untersuchungen zur rückführbaren Bestimmung des Antennenfaktors von Magnetfeldantennen notwendig.

6. Literaturverzeichnis

- [1] M. Nagel, P. Otte, T. Leibfried, "Breakdown testing of standard insulation materials with high frequency voltages for an assessment of stresses, generated by repetitive pulses", Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (ISEI 2008), pp. 466 - 469, 2008, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4570374&isnumber=4570258>
- [2] P. Nussbaumer, A. Mitteregger, T. M. Wolbank, "Online detection of insulation degradation in inverter fed drive systems based on high frequency current sampling", IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , pp.1954 - 1959, 2011, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6119605&isnumber=6119266>
- [3] M. Khanali, S. Jayaram, J. Cheng, "Effects of voltages with high-frequency contents on the transformer insulation properties", 2013 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC), pp. 235 - 238, 2013, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6554240&isnumber=6554182>
- [4] J. Kirchhof, "Grenzwertlücke – Wechselrichter stört Elektrizitätszähler", EMV 2010 Düsseldorf, VDE-Verlag, pp. 97-104, März 2010

- [5] L. Heinemann, "An actively cooled high power, high frequency transformer with high insulation capability", Seventeenth Annual IEEE Conference and Exposition Applied Power Electronics (APEC 2002), pp. 352 - 357, 2002, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=989270&isnumber=21321>
- [6] Homepage der Siemens AG, <http://www.automation.siemens.com/mcms/topics/en/siplus/timesynchronisation/Pages/default.aspx> zuletzt aufgerufen am 10.10.2013
- [7] A. Bauch, P. Hetzel, D. Piester, „Zeit- und Frequenzverbreitung mit DCF77: 1959 – 2009 und darüber hinaus“, Wirtschaftsverlag NW, Verlag für neue Wissenschaft GmbH, Bremerhaven, PTB-Mitteilungen 119, Heft 3, pp. 217 – 240, 2009, URL: http://www.ptb.de/cms/fileadmin/internet/fachabteilungen/abteilung_4/4.4_zeit_und_frequenz/pdf/2009_Bauch_PTBM__DCF77.pdf
- [8] Artikel von A. Bauch in PTBnews 2/2004, Deutsche Ausgabe, August 2004, URL: <http://www.ptb.de/cms/fileadmin/internet/publikationen/news/pdf/deutsch/news042d.pdf>
- [9] IEEE Standard Procedures for the Measurement of Radio Noise From Overhead Power Lines and Substations," ANSI/IEEE Std 430-1986, 1986, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=29119&isnumber=1229>
- [10] IEEE Standard for Power Line Communication Equipment -- Electromagnetic Compatibility (EMC) Requirements --Testing and Measurement Methods, IEEE Std 1775-2010, pp. 1 - 66, Jan. 7, 2011, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5682873&isnumber=5682872>

Charakterisierung und Modellierung der ESD-Zerstörfestigkeit von integrierten Schaltungen unter Berücksichtigung verschiedener ESD-Ausfallmechanismen

Dipl.-Ing. Stanislav Scheier, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei,
Technische Universität Dortmund, AG Bordsysteme

1 Einleitung

Die zunehmende Miniaturisierung von eingesetzten Halbleiterstrukturen stellt neue Herausforderungen an den ESD-Schutz sowohl auf der IC- als auch auf der Systemebene. Die Bewertung der ESD-Festigkeit von Systemen mittels von Testreihen ist kosten- und zeitintensiv. Auch ist die versuchsbasierte Auswahl von optimalen Schutzstrukturen mit erheblichem Aufwand verbunden. Hingegen erlaubt eine simulationstechnische Untersuchung des ESD-Verhaltens eines Systems eine schnelle Bewertung und eventuelle Modifikation eines gewählten Schutzkonzepts.

Die simulationstechnische Untersuchung erfordert genaue Modelle der einzelnen Systemkomponenten. Insbesondere ist das Hochspannungsverhalten von IC-Eingängen relevant. Für Modellierung des elektrischen Verhaltens basierend auf Messdaten existieren verschiedene Ansätze. Z.B. wurde in [1] die IBIS-Methode für ESD-Untersuchungen adaptiert. In [2] und [3] wurde die Strom-Spannungs-Kennlinie in einer Lookup-Tabelle hinterlegt und um frequenzabhängige Gehäuseeigenschaften ergänzt. Beide Ansätze können nicht in jedem Netzwerksimulationsprogramm implementiert werden, deshalb ist der Einsatz von Kennlinienfunktionen eine wichtige Alternative.

Um eine Aussage bezüglich der ESD-Zerstörfestigkeit eines Systems zu treffen, ist die Identifikation des Ausfallmechanismus eines ICs wichtig. In [3] wurde gezeigt, dass die thermische Zerstörung bei speziellen ICs für Kfz-Anwendungen mit ausgedehnten ESD-Schutzstrukturen wie bei LIN- und CAN-Transceivern dominiert. Eine Übertragungsmöglichkeit auf ICs aus anderen Bereichen mit anderen Schutzkonzepten ist fraglich.

Bei thermischen Ausfällen kann es zu einer signifikanten Veränderung der gemessenen Eingangskennlinie kommen. Eine Bewertung der Eingangskennlinie kann somit eine Aussage über Schäden an IC-Strukturen liefern. Eine Beschädigung oder Degradation des Chips kann jedoch schon auftreten, noch bevor die Kennlinie sich verändert. Solche Schäden können möglicherweise bereits durch geringe Spannungspegel verursacht werden und sind im schlimmsten Fall nur mit einer kompletten Funktionsüberprüfung sichtbar. So stellen ESD-Schäden am Gate eines IC-Eingangs ein im Vergleich zu einem thermischen Ausfall anderes Fehlerbild dar, das vom ersten Spannungsspeak einer ESD hervorgerufen werden und auf die Kennlinie keinen Einfluss haben kann.

Als Untersuchungs-ICs, die keinen besonderen ESD-Schutz aufweisen, wurden ein 8-Bit Mikrocontroller (μC) und ein Audio-IC für tragbare Multimedia-Geräte ausgewählt. Am μC wurde ein General Purpose Input Output Pin (GPIO) und am Audio IC ein Kopfhörerausgang (HPout) intensiv untersucht. Beide Pins könnten in einer praktischen Anwendung nach außen geführt werden und sind somit ESD gefährdet. Für die Charakterisierung des ESD-Verhaltens wurden spezielle Platinen hergestellt. Diese bieten zusätzlich zu der Möglichkeit der Aufnahme der Eingangskennlinie, die notwendigen Anschlüsse für eine umfangreiche Funktionsüberprüfung nach einer ESD-Belastung. Das elektrische Verhalten wurde mit einer Ersatzschaltung nachgebildet und diese mit

Messungen validiert. Die durchgeführten Untersuchungen werden in diesem Beitrag ausführlich dargestellt. Die Korrelation zwischen den beiden Fehlererkennungsverfahren - Kennlinie und Funktion - wird diskutiert, und Möglichkeiten, um die ESD Zerstörfestigkeit zu erhöhen, werden vorgestellt.

2 Charakterisierung des Hochspannungs- bzw. Hochstromverhaltens

Die Charakterisierung des ESD-Verhaltens von ICs unterteilt sich in Messung der elektrischen Eigenschaften bei Hochspannungstransienten und Feststellung der kritischen Größen für einen Ausfall. Das statische Strom- Spannungsverhalten von Halbleiterbauelementen kann mit Messungen mit einem Kennlinienschreiber und für höhere Ströme mit einem TLP [4], [6] bestimmt werden. Es ist üblich, die Bewertung der Zerstörfestigkeit von ICs anhand einer statischen Messung der Eingangskennlinie durchzuführen [2]. Wird eine signifikante Veränderung der Kennlinie festgestellt, gilt der IC als beschädigt. Bei den hier vorgestellten Ergebnissen wurde zusätzlich eine Funktionsüberprüfung des ICs im Betrieb vorgenommen. Die Funktionsüberprüfung wird im Folgenden kurz erläutert:

- Audio IC: der IC wird mit einer Mikrocontroller-Platine für den Bypass-Modus konfiguriert. In diesem Zustand wird das Signal am Mikrofon-Pin ohne digitale Verarbeitung an den Kopfhörerausgang geleitet. Der Benutzer kann die Amplitude (Lautstärke) einstellen. Für die Funktionsüberprüfung wird ein 1 kHz Sinus eingespeist, in der Amplitude verändert und am Kopfhörerausgang mit einem Oszilloskop gemessen. Der IC gilt als beschädigt, falls die Amplitude des Signals nicht mehr einstellbar ist oder eine deutliche Verzerrung registriert wird.
- μC Eingangsstufe: in Abhängigkeit von dem Pegel an dem getesteten Pin wird eine LED an einem anderen Pin gesteuert. Der maximale Eingangsstrom an einem beliebigen Pin beträgt laut Datenblatt 10 mA. Um auch bei Konfigurationsfehlern diese Bedingung sicherzustellen, wurde das 5 V Eingangssignal über einen seriellen Widerstand von 1 k Ω angelegt.
- μC Ausgangstreiber: der μC bringt eine LED an dem getesteten Pin zum Blinken.

Die Charakterisierung wurde mit äußerster Sorgfalt durchgeführt. Es wurde immer darauf geachtet, dass während der Belastung mit TLP-Pulsen alle für die Funktionsüberprüfung notwendigen Anschlüsse getrennt wurden, und eine ausreichende Masseanbindung vorhanden war. Der Charakterisierungsprozess ist in Abbildung 1 veranschaulicht.

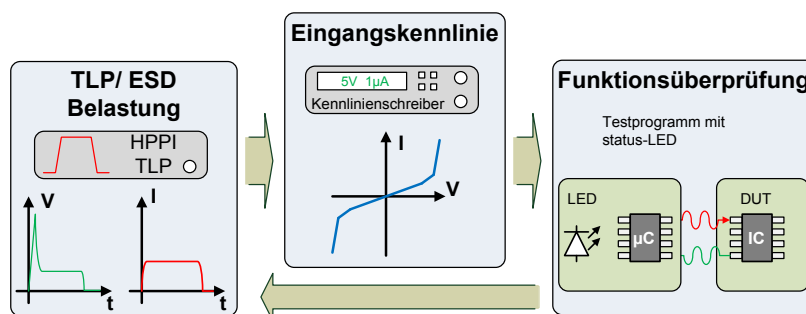


Abbildung 1: Charakterisierungsprozess des Hochstromverhaltens mit Detektion der ESD-Zerstörfestigkeit

2.1 TLP-Platinen

Das Hochstromverhalten des ICs wurde auf Systemebene gemessen. Alle Platinen wurden mit externen Komponenten gemäß Anwendungsinformationen aus dem Datenblatt

bestückt. Vor allem die Pufferkondensatoren an den Versorgungspins können das ESD-Verhalten aufgrund von zusätzlichen Strompfaden maßgeblich beeinflussen. Die Impedanz von Leiterbahnen zum Anschluss des TLP an untersuchte Pins wurde an die 50 Ω des TLP Systems angepasst. Auf diese Weise wurden Reflektionen minimiert. Abbildung 2 zeigt die TLP Platinen für die untersuchten ICs.

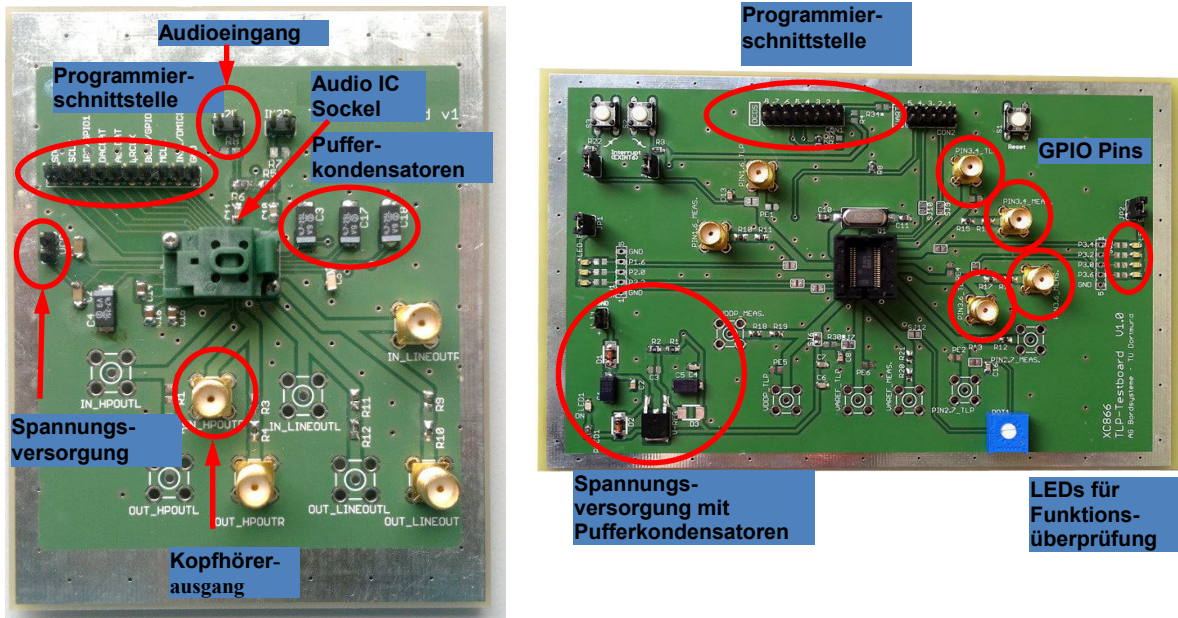
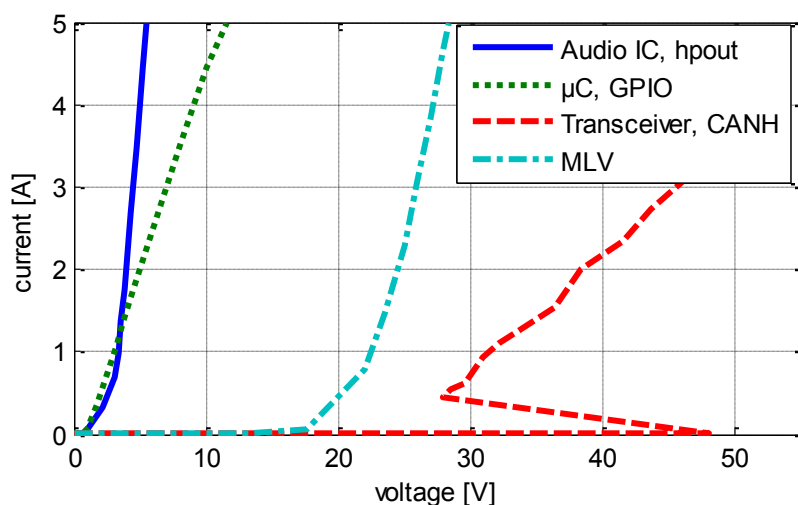


Abbildung 2: TLP Platinen mit Möglichkeit einer Funktionsüberprüfung. Audio IC (links), µC (rechts).

2.2 Elektrisches Verhalten

Abbildung 3 zeigt gemessene UI-Kennlinien für die untersuchten ICs. Zusätzlich sind die Kennlinien eines CAN Transceiver (CAN-High-Pin) und eines Multi-Layer Varistors (MLV) neuer Generation abgebildet. Es fällt auf, dass die Durchbruchspannungen des CAN Transceivers aber auch des MLV deutlich höher sind. Anhand der UI-Kennlinien ist ein ESD-Schutz mit dem vorgestellten MLV aber auch anderen nichtlinearen Schutzkomponenten ohne Beeinträchtigung der Funktionalität wahrscheinlich problematisch.



	Voltage @1 mA	Voltage @1 A
Audio IC, hpout	1 V	3.4 V
µC, GPIO	0.7 V	3.1 V
Transceiver, CANH	48 V	31 V
MLV	12.5 V	22 V

Abbildung 3: Gemessene UI-Kennlinien verschiedener ICs und eines MLV neuer Generation und die charakteristischen Werte

2.3 Zerstörfestigkeit

Für die Parametrisierung des thermischen Ausfallmodells [3] wird die gemessene kritische Energie bei unterschiedlichen TLP Pulsbreiten benötigt.

Der Audio IC zeigte eine außergewöhnlich hohe Robustheit gegenüber TLP Pulsen. Nur unter Belastung mit 200 ns Pulsbreiten wurde eine Zerstörung bei 1200 V mit beiden Kriterien gemessen. Bis zu diesem Pegel ließ der Audio IC sich normal konfigurieren und keine Funktionsbeeinträchtigung konnte festgestellt werden. Für schmalere Pulse hat die maximale Ladespannung des verwendeten TLP System (1480 V) nicht ausgereicht, um eine Zerstörung zu bewirken. Aufgrund dieser Ergebnisse kann der Initialpeak als Fehlerursache sehr wahrscheinlich ausgeschlossen werden und ein thermischer Defekt wird angenommen.

Die Ergebnisse der μC -Charakterisierung zeigen eine thermische Zerstörung mit hoher Wahrscheinlichkeit. Die kritische Energie ist für alle Pulsbreiten beinahe identisch. Eine konstante Ausfallenergie bedeutet, dass kein Wärmeaustausch der aktiven Halbleiterstruktur mit dem Gehäuse während der Pulsbelastung im ns-Bereich stattfindet und der IC adiabat angesehen werden kann. Das Fehlerbild ist für alle Pulsbreiten identisch. Der Leckstrom steigt signifikant an. Nach der Konfiguration als Ausgang kann eine LED betrieben werden. Das Empfangen von Signalen ist jedoch nicht mehr möglich. Tabelle 1 fasst die gemessenen Werte zusammen.

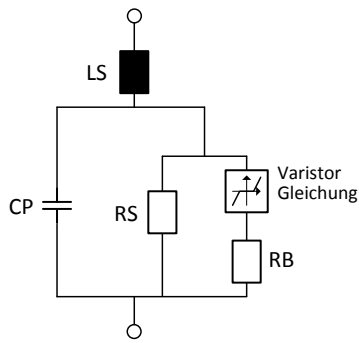
μC , GPIO						Audio IC, HPout				
	U_{TLP}	E_{Kritisch}	Funktion Eingang	Funktion, Ausgang	Statische Kennlinie		U_{TLP}	E_{Kritisch}	Funktion	Statische Kennlinie
50 ns	300 V	13.4	defekt	ok	defekt	50 ns	1480 V	23 μJ	ok	Ok
100 ns	450 V	13.2	defekt	ok	defekt	100 ns	1480 V	43 μJ	ok	Ok
200 ns	650 V	13.3	defekt	ok	defekt	200 ns	1200 V	45 μJ	defekt	Defekt

Tabelle 1: Kritische Energien für untersuchten ICs mit Ergebnissen der Funktionsüberprüfung

3 Modellierung

Wie in der Einleitung bereits angesprochen bietet der Einsatz von Kennlinienfunktionen zur Abbildung des Hochstromverhaltens von ICs und Schutzelementen mehr Flexibilität bei der Wahl des Netzwerksimulationsprogramms und höhere Stabilität bei Ausführung. Um komplexere Setups simulationsbasiert zu untersuchen, werden Modelle von Schutzelementen, hier am Beispiel eines MLV dargestellt, und von ICs benötigt.

Abbildung 4 zeigt das MLV-Modell. Das Verhalten im Vordurchbruchbereich wird über den Sperrschichtwiderstand bestimmt. Der Durchbruch kann mit der Varistor-Gleichung [7] angenähert werden. Bei höheren Spannungen wird der Strom über einen Bahnwiderstand begrenzt. Die Frequenzeigenschaften werden als linear angenommen und über die Gehäuseparameter beschrieben. Diese wurden mit einem Netzwerkanalysator gemessen.



Gehäuseparameter:

LS = serielle Induktivität
CP = parallele Kapazität

Varistor Gleichung:

$$I_{MLV} = \left(\frac{U_{MLV}}{U_{1A}} \right)^n$$

U_{1A} = Durchbruchspannung

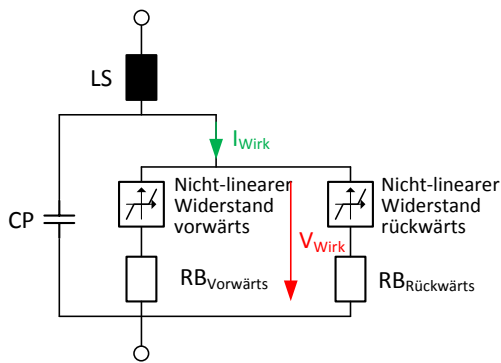
n = Kennliniensteigung

RB = Bahnwiderstand

RS = Sperrschichtwiderstand

Abbildung 4: MLV Modell

Abbildung 5 zeigt die entwickelten IC Modelle. Aufgrund der angenommenen physikalischen Struktur und der gemessenen Ergebnisse wurde die UI-Kennlinie mit einer Diode approximiert. Wenn der innere IC-Aufbau nicht symmetrisch ist, können das Vorwärts- und Rückwärtsverhalten separat modelliert werden. Der Übergang vom nichtleitenden zum leitenden Zustand wird mit der Dioden-Gleichung [7] approximiert. Bei höheren Spannungen wird der Strom, in Analogie zu einer Diode, über einen Bahnwiderstand begrenzt. Auch hier werden die frequenzabhängigen Eigenschaften mit den Parametern LS und CP beschrieben.



Gehäuseparameter:

LS = serielle Induktivität
CP = parallele Kapazität

Nichtlinearer Widerstand:

$$I_D = I_{BR} \cdot \exp \left(- \frac{U_D + U_{BR}}{n_{BR} \cdot U_T} \right)$$

U_{BR} = Durchbruchspannung

I_{BR} = Durchbruchstrom

U_T = Temperaturspannung

n_{BR} = Emissionskoeffizient

RB = Bahnwiderstand

Abbildung 5: IC Modell

Die Parametrisierung des thermischen Ausfallmodells mit einem RC-Netzwerk [3] erfordert gemessene Ausfälle bei mindestens zwei verschiedenen TLP Pulsbreiten. Somit ist das Verfahren auf den Audio IC nicht anwendbar. Bei der Charakterisierung des µC wurde gezeigt, dass der Wärmeabfluss an die Umgebung für transiente Vorgänge wie ESD und TLP Pulse bis 200 ns nicht signifikant ist. Diese Erkenntnisse machen eine Modellierung des Wärmeabfluss mit einem thermischen Widerstand redundant. Die Temperatur an der thermischen Kapazität ist direkt proportional zu der absorbierten elektrischen Energie. Aus diesen Gründen wurde bei der Modellierung auf die thermische Domäne verzichtet. Eine Zerstörung wird angenommen sobald die simulierte Energie $E = \int I_{wirk} \cdot U_{wirk} dt$ einen kritischen Wert übersteigt.

4 Simulationsbasierte Analyse

4.1 ESD-Zerstörfestigkeit auf Systemebene

Die IC-Modelle werden mit den Ergebnissen der TLP-Charakterisierung parametrisiert. Für die Verifizierung der IC-Modelle wurde die ESD-Zerstörfestigkeit nach der Norm

61000-4-2 [8] unter Berücksichtigung der Konfiguration auf den TLP Platinen simuliert und mit Messung verglichen. Ein NoiseKen ESD-Simulator mit einem 150 pF/ 330 Ω Entladnetzwerk kam dabei zum Einsatz. Das äquivalente Modell aus konzentrierten Bauelementen wurde bereits in [5] vorgestellt und an verschiedenen Lasten verifiziert. Bei messtechnischen Untersuchungen wurden die ICs mit drei Impulsen bei 1 Hz pro Spannungslevel beaufschlagt. Nur geringe Abweichungen zwischen der simulierten und gemessenen kritischen Spannung wurden festgestellt (vgl. Abbildung 6).

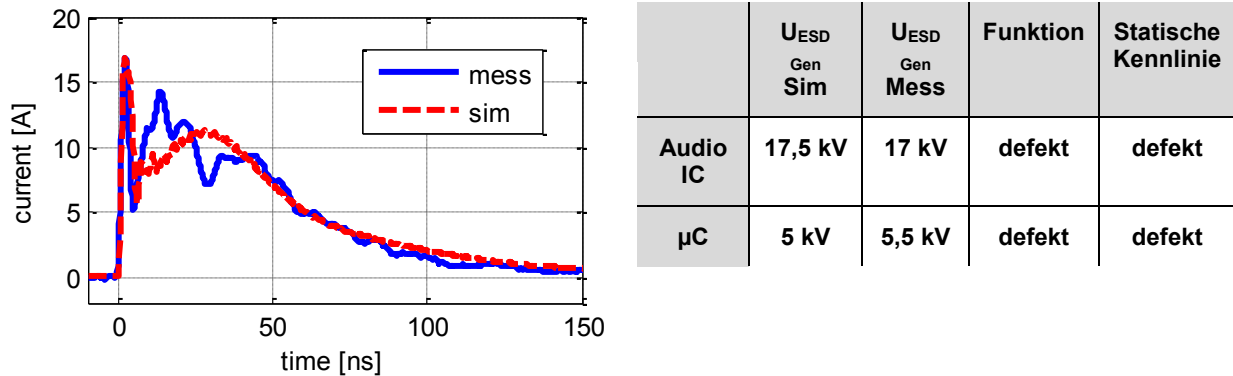


Abbildung 6: Simulierte und gemessene kritische ESD-Generator-Spannung für beide ICs (rechts). Kritischer ESD-Strom bei 5,5 kV auf den μ C (links).

4.2 Schutz von niederohmigen IC-Pins mit geringer Durchbruchspannung

Für die Untersuchung der System-ESD-Zerstörfestigkeit wurden Demonstratorplatinen hergestellt. Die Leiterbahngeometrie wurde an Designs von typischen Steuergeräten bzw. Kommunikationsgeräten angelehnt. Optional können Schutzelemente bestückt werden. Der Einfluss eines Schutzelementes wird ermittelt, indem nur der ESD-Strom durch den IC gemessen wird. Abbildung 7 (rechts) zeigt exemplarisch den Audio-IC-Demonstrator.

Die gemessenen Hochstrom-UI-Kennlinien haben keine schützende Wirkung des MLV prognostiziert (vgl. Abbildung 3). Die Messung zeigte jedoch eine deutliche Abnahme des IC-Stromes (Abbildung 7 links). Der Initialpeak einer ESD wurde komplett vom Schutzelement absorbiert. Ausschlaggebend für diese Ergebnisse sind zwei Tatsachen.

1. Der verwendete MLV weist eine sehr geringe Kapazität von ca. 15 pF, damit ist eine kurze Ansprechzeit verbunden.
2. Das Schutzelement ist von dem IC über eine Leiterbahn von ca. 30 mm Länge entkoppelt. Der Einsatz eines Stromsensors erfordert eine zusätzliche Leiterschleife mit ca. 3 mm Radius und fügt somit eine kleine Induktivität zwischen dem IC und dem Schutzelement hinzu. Aufgrund dessen erfolgt eine weitere Entkopplung der Spannung am MLV von der Spannung am IC.

Der Aufbau wurde in der Simulation nachgebildet. Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung. Die positive Auswirkung des MLV auf die ESD-Zerstörfestigkeit ist auch in Simulationen deutlich zu erkennen. Geringe Abweichungen sind auf die Fertigungstoleranzen und Modellgenauigkeiten der Bauelemente zurückzuführen.

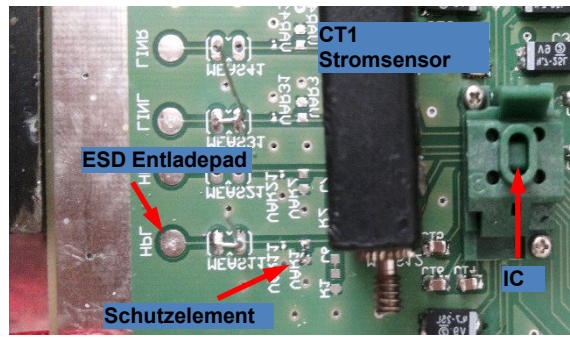
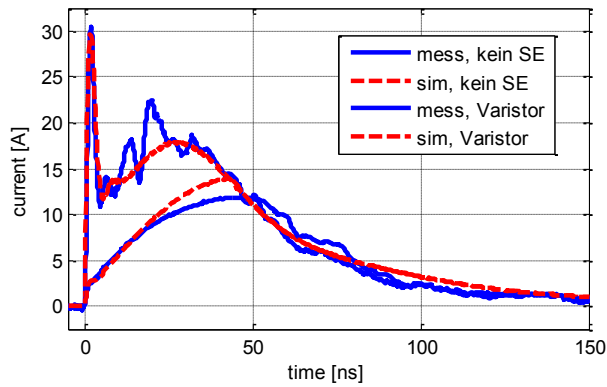


Abbildung 7: Vergleich simulierter und gemessener Ströme am Audio IC mit und ohne MLV bei einer 8 kV IEC-ESD (links). Demonstrator Platine für den Audio IC (rechts).

Es konnte gezeigt werden, dass die Entkopplung des Schutzelements vom IC mit einer Induktivität und Leiterbahn eine deutliche Verbesserung der Schutzwirkung hervorruft. Eine kurze Leiterbahn kann als verlustlos angenommen werden. Kapazitäts- und Induktivitätsbeläge sind von der gewählten Geometrie abhängig, wobei bei kurzen Leitungen der Einfluss der Induktivität auf das Gesamtverhalten dominierend ist. Aus diesen Gründen wurden simulationsbasierte Untersuchungen durchgeführt, bei denen die Leiterbahn mit einer Induktivität approximiert wurde (vgl. Abbildung 8).

Bei einer direkten Entladung sind für den μC 5 kV und für den Audio IC 17,5 kV laut Simulation kritisch. Bei diesen ESD-Generatorspannungen wurde die Induktivität im Bereich 1 nH bis 100 nH variiert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 9 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bereits eine geringe Induktivität ausreichend ist, um den Initialpeak zu dämpfen. 10 nH reduzieren die Energie um 20 %.

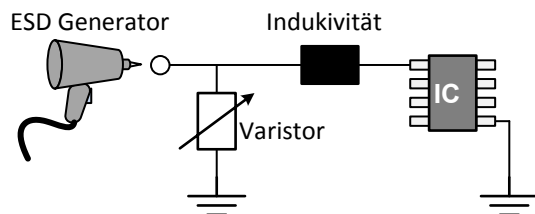


Abbildung 8: Simulationssetup zur Untersuchung des Einflusses der Leiterbahn

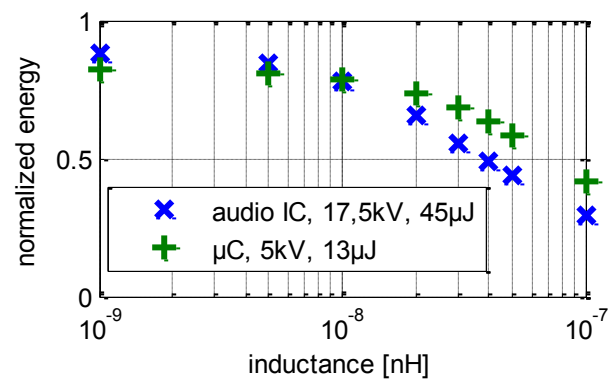
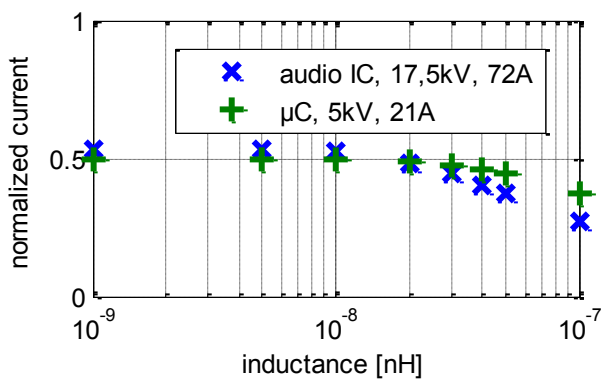


Abbildung 9: Stromamplitude (links)/ Energie (rechts) in Abhängigkeit von der Induktivität. Die Werte wurden normiert auf jeweiligen Maximalwert bei einer ESD-Entladung ohne Schutzelement.

5 Zusammenfassung

Die ESD-Zerstörfestigkeit von einem 8-Bit Mikrocontroller und einem Audio-IC für tragbare Multimedia-Geräte wurde untersucht. Es wurde gezeigt, dass die UI-Kennlinien

beider ICs im Vergleich zu ICs für Kfz-Anwendungen sich stark unterscheiden. Die Durchbruchspannung ist sehr gering. Trotz dieser Unterschiede wurde mit hoher Wahrscheinlichkeit ein thermischer Ausfall als ESD-Fehler nachgewiesen. Die ESD-Ausfall-detektion über die Eingangskennlinie stimmte mit einem Ausfallnachweis durch eine Funktionsüberprüfung überein. Eine Teil-Funktionalität kann aber auch nach Veränderung der Eingangskennlinie erhalten bleiben. Die Modellierung mit Kennlinienfunktionen wurde an den untersuchten ICs durchgeführt und in verschiedenen Aufbauten validiert. Anhand eines Demonstrators wurde gezeigt, dass trotz einer geringen Durchbruchspannung die System-ESD-Festigkeit unter Einsatz von Schutzelementen wie Multi-Layer-Varistoren deutlich erhöht werden kann. Es wurde auch nochmals deutlich gezeigt, dass das Zusammenspiel aller relevanten Komponenten und nicht die Einzelperformance für die ESD-Zerstörfestigkeit auf Systemebene ausschlaggebend ist. Die hier weiterentwickelte Simulationsmethodik ist in der Lage, dieses Zusammenspiel zu reproduzieren und ein Design bereits in der Entwicklungsphase ESD-sicher zu gestalten.

6 Referenzen

- [1] Monnereau, N.; Caignet, F.; Tremouilles, D.; Nolhier, N.; Bafleur, M., "A System-Level Electrostatic-Discharge-Protection Modeling Methodology for Time-Domain Analysis," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.55, no.1, pp.45,57, Feb. 2013
- [2] Arndt, B.; zur Nieden, F.; Frei, S.: „Modellierung und Simulation der ESD-Zerstörfestigkeit von integrierten Schaltungen in KFZ-Anwendungen“, EMV-Düsseldorf, Germany, 2012
- [3] Arndt, B.; zur Nieden, F.; Iglitsyn, O.; Frei, S.: „Modellierung des thermischen Ausfallverhaltens von IC-Eingängen zur Bewertung der System-ESD-Festigkeit“, ESD-Forum 2011, Munich, Germany, 2011
- [4] Simbuerger, W.; Johnsson, D.; Stecher, M.; , “High Current TLP Characterisation: An Effective Tool for the Development of Semiconductor Devices and ESD Protection Solutions,” ARMMS RF & Microwave Society, 2012
- [5] F. zur Nieden, B. Arndt, J. Edenhofer und S. Frei, „Vergleich von ESD-System-Level Testmethoden für Packaging und Handling“, ESD-Forum 2009, Berlin, Dezember 2009
- [6] High Power Pulse Instruments GmbH, <http://www.hppi.de/products.html>, Oktober 2011
- [7] Reisch, M.; “Halbleiter-Bauelemente”, Springer, 2007, ISBN 978-3-540-73199-3
- [8] IEC 61000-4-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2 : Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test, December 2008

Untersuchung des Einflusses von Parametervariationen auf die Störfestigkeit differentieller Kfz-Bussysteme

Dipl.-Ing. Ulf Hilger, Dipl.-Ing. Seyyed Ali Hassanpour Razavi, M.Sc. Sergey Miropolsky,
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei
Technische Universität Dortmund, Dortmund

1 Einleitung

Differentielle Kfz-Datenbusse wie CAN oder FlexRay zeichnen sich durch eine hohe Festigkeit gegen elektromagnetische Störungen aus. Um negative Einflüsse auf die Störsicherheit durch ungünstige Netzwerkkonstellationen oder Terminierungen zu identifizieren, können in einer Rechnersimulation vorab viele relevante Parameter eines Bussystems analysiert werden.

Für die Störfestigkeitssimulation sind auf Systemebene geeignete Impedanz- und Verhaltensmodelle aller beteiligten Komponenten erforderlich. In [1] wurde ein Verfahren vorgestellt, mit dem sich das Verhalten der ICs im kritischen Ausfallpunkt messtechnisch bestimmen und in Form frequenzabhängiger Impedanz- und Ausfallspannungen in die Modelle implementieren lässt.

Mit VHDL-AMS können simulationsbasierte BCI-Störfestigkeitsuntersuchungen an CAN- und FlexRay-Bussystemen im Frequenzbereich bis 100 MHz durchgeführt werden. Die Methodik von BCI-Simulationen wurde bereits in [2] an einem ausgedehnten FlexRay-Netzwerk vorgestellt und die Anwendbarkeit des Verfahrens mit Modellen des gesamten Systemaufbaus nachgewiesen. Weiterführende Analysen in unterschiedlichen Netzwerkkonfigurationen wurden damit jedoch noch nicht durchgeführt.

Daher werden in der vorliegenden Arbeit simulationsbasierte Untersuchungen an CAN- und FlexRay-Bussystemen mit der BCI-Methode angestellt. Die Buserminierungsparameter, die Leitungslängen und die Speiseposition der BCI-Koppelzange werden variiert und die problematischen Konfigurationen herausgearbeitet.

Die vorgestellten Simulationsmodelle von Kfz-Bussystemen können auch in anderen Anwendungsbereichen eingesetzt werden. Beispielsweise wird in [3] auf der Basis eines einfachen Leitungsmodells die Einkopplung einer ebenen Welle in eine einzelne Leitung analytisch beschrieben, die sich 5 cm über einer Metallplatte befindet. Sind die Impedanzen an den Leitungsabschlüssen bekannt, kann beispielsweise das Erreichen der Störschwelle eines Bustransceivers in Abhängigkeit von der Feldstärke in der Umgebung der Leitung berechnet werden. Die Anwendung des Verfahrens auf ein FlexRay-Bussystem wird in Kapitel 3 näher beschrieben.

2 Störsicherheit differentieller Bussysteme

Differentielle Datenbusse wie CAN oder FlexRay arbeiten mit gegensinnigen Signalpegeln und verdrehten Busleitungen. Aufgrund der Verdrehung mit einer kurzen Schlaglänge von etwa 20 mm kann davon ausgegangen werden, dass Gegentaktstörungen den Transceiver nicht oder nur mit einem geringen Störpegel erreichen. Eine Störung des differentiellen Bussignals ist daher sehr unwahrscheinlich. Somit können im Wesentli-

chen Gleichtaktstörungen einkoppeln und sich über die verdrehte Leitung zu den Busknoten fortsetzen. Dadurch werden bei gleichen Impedanzverhältnissen beide Buspegel um einen Offset angehoben. Die Differenz bleibt gleich.

Die Störsicherheit der Bussysteme ist von diversen Faktoren abhängig. Störfestigkeitsmessungen an den Transceivern zeigen, dass die beaufschlagte Störampplitude soweit erhöht werden kann, bis entweder die Transceiverlogik beeinflusst wird oder die Treiber-FETs beziehungsweise ESD-Schutzstrukturen durchbrechen. Letztere können durch Ableiten des hohen Stroms gegen Masse oder V_{DD} zu einer thermischen Zerstörung von Siliziumstrukturen und damit zu einem Defekt des ICs führen.

2.1 Optimierung der Störsicherheit

Eine weitere Erhöhung der Störfestigkeit differentieller Bussysteme kann durch den Einsatz von Gleichtaktdrosseln, Stütznetzwerken oder anderen Filterschaltungen erreicht werden. Abb. 1 zeigt typische EMV-Maßnahmen an einem CAN- beziehungsweise FlexRay-Busknoten bestehend aus einer Gleichtaktdrossel und einem 4,7 nF Split-Kondensator.

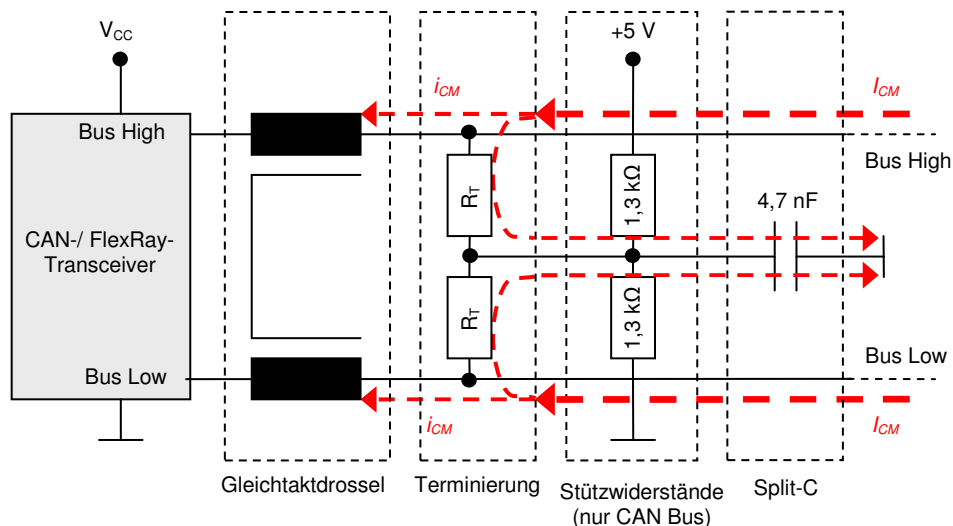


Abb. 1: Typische Terminierung eines CAN- oder FlexRay-Busknotens

Die Stützwiderstände sind in Verbindung mit dem Split-Kondensator nur in der CAN-Spezifikation vorgesehen. Sie sollen das rezessive Bussignal stabilisieren und die Störfestigkeit erhöhen. Durch den 4,7 nF-Split-Kondensator wird ein Tiefpassfilter ($f_g \approx 25$ kHz) realisiert. Common-Mode-Ströme I_{CM} werden zum Teil über die Terminierungswiderstände R_T und den Kondensator gegen Masse abgeleitet. Die Stützwiderstände und der Split-Kondensator sind eine optionale Bestückungsvariante. In der zweiten Stufe dämpft die CM-Drossel weitere asymmetrische Störanteile. An den wellenwiderstandsabgeschlossenen Knoten ist der CAN-Bus mit zweimal $R_T = 50 - 65 \Omega$ [5] und der FlexRay-Bus mit zweimal $R_T = 40 - 55 \Omega$ [6] zu terminieren.

2.2 Struktureller Aufbau differentieller Bustransceiver

FlexRay-Transceiver können in verschiedene Submodule untergliedert werden, die in Interaktion wesentlich die Störfestigkeit gegenüber elektromagnetischen Feldeinkopp-

lungen bestimmen. Hierzu zählen nicht nur die Empfangs- und Treiberstufe, sondern auch der ESD-Schutz, die interne Tiefpassfilterung und die Logikstufe, welche die Signale auf dem Bus überwacht und bei Störungen den Treiber deaktiviert [4].

In Abb. 2 wird ein vereinfachter Überblick über die in einem FlexRay-Transceiver in der Regel integrierten Substrukturen gegeben. Es werden der strukturelle Aufbau einer Empfangsstufe mit einer Differenzverstärkerschaltung zur Detektion des differentiellen Bussignals sowie eine analoge und eine digitale Filterstufe gezeigt.

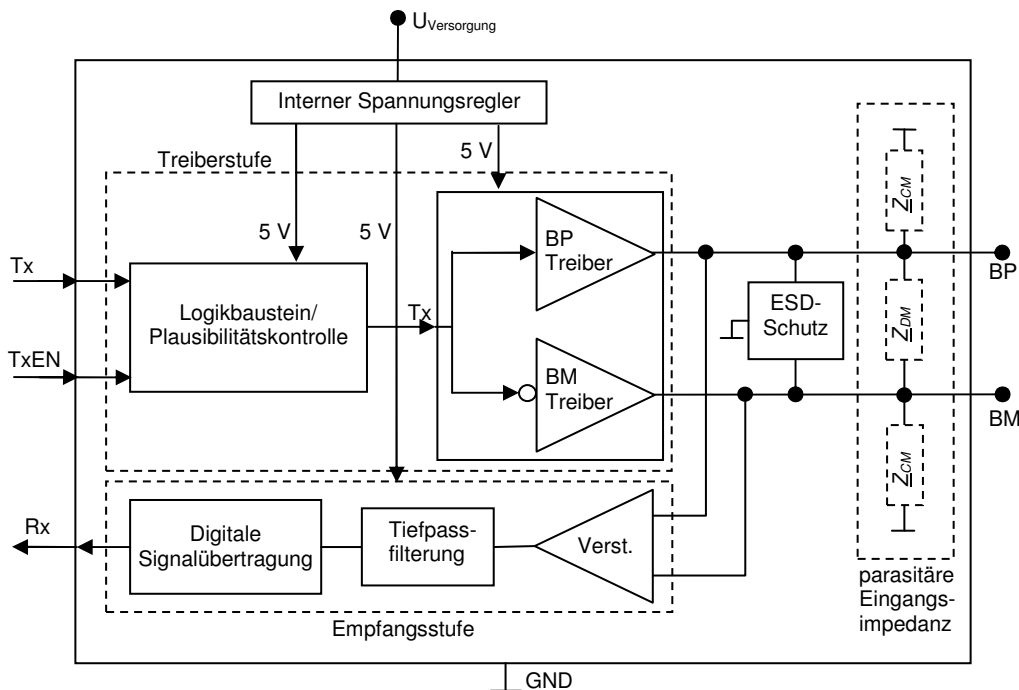


Abb. 2: Stark vereinfachter Aufbau eines FlexRay-Transceivers

In der digitalen Filterung wird das Signal digital aufbereitet und am Rx-Ausgang zur Verfügung gestellt. Die Treiberstufe besteht aus einem Logikbaustein sowie aus der Ansteuerung der Treibertransistoren. Weiterhin werden der integrierte ESD-Schutz sowie die Gleichtaktimpedanz Z_{CM} und die Gegentaktimpedanz Z_{DM} berücksichtigt.

Einem Störfall des Transceivers können verschiedene Ursachen zu Grunde liegen, die meist von außen nicht ersichtlich und somit nicht im Detail modellierbar sind. In dieser Arbeit wird daher ein einfaches Verhaltensmodell verwendet [1], [2]. Ein Ausfall des Logikbausteins oder der Treibertransistoren wird durch die Aufnahme der frequenzabhängigen Störspannung oder Störleistung ebenso im Verhalten erfasst wie das Ansprechen des integrierten ESD-Schutzes. Der Einfluss der Eingangsimpedanzen Z_{CM} und Z_{DM} im kritischen Ausfallpunkt der Transceiver ist ein wesentlicher Bestandteil der Störfestigkeitsmodelle. Da Z_{CM} im Vergleich zu Z_{DM} jedoch um einige Zehnerpotenzen höher sein kann, dominiert dieser Strompfad über Masse und Z_{DM} kann vernachlässigt werden.

3 Einfluss von Parametervariationen auf die Störfestigkeit von CAN- und FlexRay-Bussystemen in einem Netzwerk

Um die Auswirkung unterschiedlicher Parameter auf die Störfestigkeit von Bussystemen zu untersuchen, werden Einflussfaktoren wie Leitungslängen, die Art der Terminierung und die Einkoppelposition der BCI-Zange gezielt variiert. Die Ergebnisse der Simulatio-

nen können Anschluss über Konfigurationen geben, die sich negativ auf die Störsicherheit des Bussystems auswirken.

3.1 Aufbau der Simulationsmodelle

Die Störfallmodelle der verwendeten Bustransceiver werden in einem Netzwerkverbund mit Kabelmodellen und dem Modell einer BCI-Zange verschaltet. Das Systemmodell, bestehend aus vier Knotenplatinen mit passivem Sternpunkt, wurde in [2] an einem FlexRay-Bussystem bis 200 MHz messtechnisch verifiziert. In Abb. 3 ist die Grundkonfiguration des modellierten Bussystems zu sehen. Die Leitungen an den wellenwiderstandsabgeschlossenen Knoten 2 und 3 werden mit einer definierten Länge von jeweils 1 m ausgeführt. Die BCI-Zange befindet sich in einem Abstand von 20 cm zum Knoten 2. Die Leitungslängen an den hochohmig terminierten Knoten 1 und 4 sollen abhängig von der zu untersuchenden Konfiguration variabel ausgeführt werden.

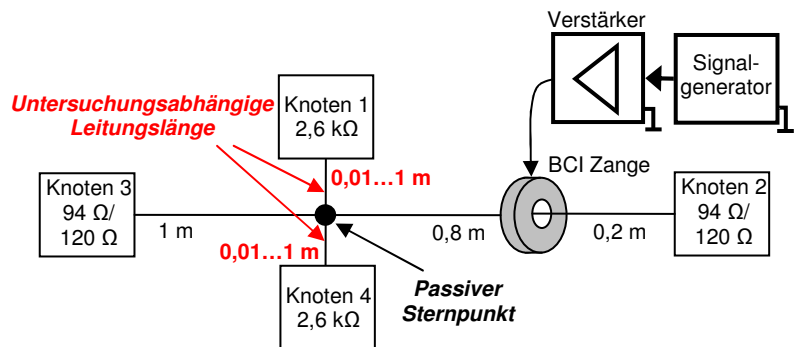


Abb. 3: Grundkonfiguration eines Bussystems mit vier Teilnehmern

Für die Netzwerksimulationen werden die Busknoten jeweils mit einem Störfallmodell des verwendeten CAN- beziehungsweise FlexRay-Transceivers von NXP verschaltet. Für Simulationen bis 100 MHz kann dieses als Ersatzimpedanz bestehend aus einer Parallelschaltung eines Kondensators mit einem Widerstand ausgeführt werden [1].

Die Ausfallschwellen und -impedanzen der verwendeten NXP CAN- und FlexRay-Transceiver sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Transceiver	CAN TJA1050	FlexRay TJA1080
Störfallimpedanz (Z_{CM})	450 Ω 12 pF	2 kΩ 10 pF
Ausfallschwelle	≈ 20...30 V _{RMS}	≈ 50 V _{RMS}

Tabelle 1: Ausfallimpedanzmodell

3.2 Einfluss des Split-Kondensators und der Stützwiderstände

Abb. 1 zeigt eine typische Terminierung, wie sie bei CAN- oder FlexRay-Knoten vorkommen kann. Um den Einfluss des optionalen Split-Kondensators sowie der Stützwiderstände hinsichtlich der Störsicherheit zu untersuchen, werden BCI-Simulationen an einem CAN- und an einem FlexRay-Bussystem mit vier Teilnehmern durchgeführt. Der Aufbau und die Konfiguration der Netzwerke hinsichtlich der Stranglänge und der Einkoppelposition werden entsprechend Abb. 3 realisiert. Die Stichleitungen zu den hochohmig terminierten Knoten 1 und 4 haben hier eine feste Länge von 10 cm.

In Abb. 4 ist eine Gegenüberstellung der in die BCI-Zange einzuspeisenden Leistungen zum Hervorrufen eines Ausfalls in einem Netzwerk mit vier CAN-Knoten abhängig von der Terminierung zu sehen. Die Störfestigkeit des CAN-Bussystems mit NXP TJA1050 Transceivern ist am höchsten, wenn eine Terminierung mit Split-Kondensator und Stützwiderständen verwendet wird. Entfallen die optionalen Stützwiderstände, reduziert sich die Störsicherheit jedoch nur marginal. Bei Entfall des 4,7 nF Split-Kondensators werden hochfrequente Ströme nicht mehr gegen Masse abgeleitet und die Störfestigkeit

sinkt in dieser Konfiguration um 5 – 8 dB. Die Wirkung des Split-Kondensators ist an den wellenwiderstandsabgeschlossenen Knoten am höchsten. Sind die Knoten hochohmig abgeschlossen, reduzieren die hochohmigen Terminierungswiderstände den Ableitstrom über den 4,7 nF Kondensator nach Masse.

In Abb. 5 wird analog die Störsicherheit eines FlexRay-Bussystems in derselben Konfiguration mit NXP TJA1080 Transceivern untersucht. Zu sehen ist die in die BCI-Zange einzuspeisende Ausfalleistung. Die absolute Störfestigkeit des FlexRay-Netzwerks ist im Vergleich zum CAN-Bus in der Simulation um etwa 5 dB höher. Durch den Entfall des optionalen Split-Kondensators sinkt die Störfestigkeit des FlexRay-Busses ebenfalls um etwa 5 – 8 dB.

Durch die Stützwiderstände kann keine signifikante Steigerung der Störfestigkeit erzielt werden. Einflüsse auf die Signalintegrität werden in dem verwendeten Simulationsmodell nicht berücksichtigt. Der Split-Kondensator bringt eine deutliche Erhöhung der Störsicherheit bei CAN- und FlexRay-Bussystemen. Die Bestückung ist daher zu empfehlen.

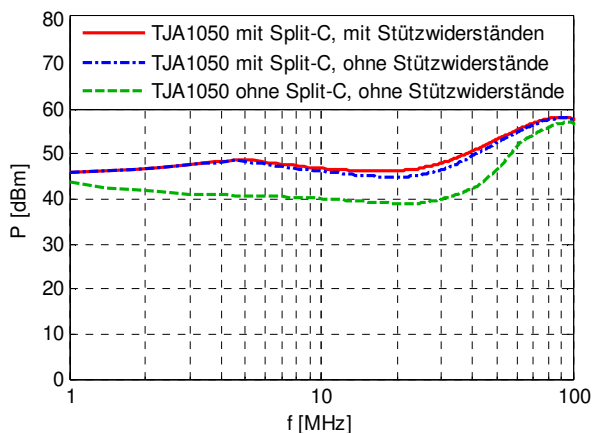


Abb. 4: In ein CAN-Netzwerk mit vier Teilnehmern und unterschiedlicher Terminierung einzuspeisende Ausfalleistung

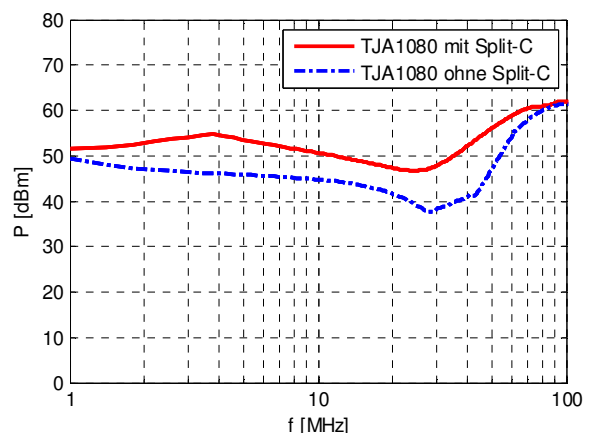


Abb. 5: In ein FlexRay-Netzwerk mit vier Teilnehmern und unterschiedlicher Terminierung einzuspeisende Ausfalleistung

3.3 Variation der BCI-Zangenposition

Zur Untersuchung des Einflusses der Zangenposition auf die Störfestigkeit eines FlexRay-Netzwerks mit vier Teilnehmern wird die BCI-Zange jeweils in einem Abstand von 20 und 100 cm zu unterschiedlichen Busknoten positioniert. Dabei entsprechen 100 cm einer Einkoppelposition unmittelbar am passiven Sternpunkt. Um zusätzliche Resonanzen durch unterschiedliche Leitungslängen zu minimieren, werden alle Busleitungen jeweils mit einer Länge von 1 m ausgeführt. Die Einkopplung erfolgt dabei sowohl auf die Busleitung des hochohmig terminierten Knoten 1 als auch auf den wellenwiderstandsabgeschlossenen Leitungsstrang am Knoten 2.

Alle FlexRay-Knoten sind mit einem 4,7 nF Split-Kondensator gegen Masse bestückt. Da es sich um eine Grundsatzuntersuchung zur Einspeiseposition der BCI-Zange handelt, und die zu erwartenden Effekte nicht direkt abhängig vom Transceivertyp sind, werden die nachfolgenden Untersuchungen beispielhaft ausschließlich mit einem Modell des NXP FlexRay-Transceivers Typ TJA1080 durchgeführt.

Abb. 6 zeigt einen Vergleich von BCI-Einkopplungen auf unterschiedliche Leitungsstränge, jeweils in einem Abstand von 20 cm oder 100 cm zum betroffenen FlexRay-Knoten 1 und 2. Bei Einspeisung in einem Abstand von 20 cm auf den hochohmig terminierten Leitungsstrang am Knoten 1 sinkt die Störfestigkeit aufgrund einer geringeren

Wirkung der Split-Terminierung um etwa 7 dB im Vergleich zur Einspeisung am Knoten 2. Bei einer Zangenposition im Abstand von 100 cm zum betroffenen Knoten nimmt die Störfestigkeit bei Frequenzen oberhalb von 50 MHz zu, da die ersten Resonanzen bei dieser Einspeiseposition etwas gedämpfter auftreten.

Die Ursache für eine Abweichung von bis zu 7 dB bei der Einkopplung auf unterschiedliche Leitungsstränge liegt in der Aufteilung der Impedanzen der angeschlossenen FlexRay-Knoten beidseitig der BCI-Zange. Wird auf den Leitungsstrang von Knoten 1 eingekoppelt, muss der gesamte Störstrom einseitig durch diesen, aufgrund seiner hochohmigen Terminierung weniger störfesten, FlexRay-Knoten fließen. Auf der anderen Seite der BCI-Zange wird sich der Störstrom entsprechend der Impedanzen der restlichen drei Teilnehmer aufteilen und die einzelnen Knoten weniger belasten. Sind alle beteiligten FlexRay-Knoten ähnlich störfest, hängt die Störfestigkeit des gesamten Netzwerks primär von dem Teilnehmer ab, auf dessen Leitungsabschnitt eingekoppelt wird.

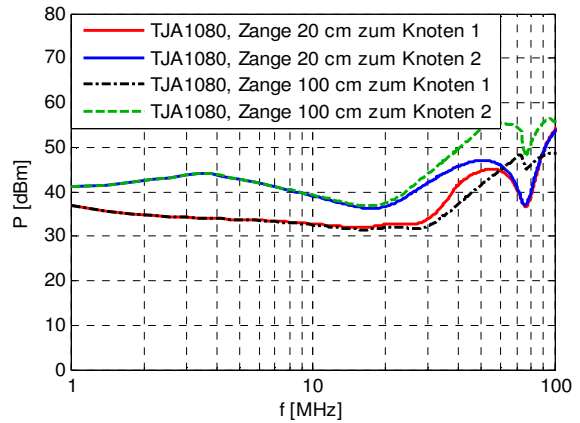


Abb. 6: Ausfalleistung bei BCI-Einkopplung in einem Abstand von 20 oder 100 cm auf unterschiedliche Leitungsstränge

3.4 Längenvariationen der hochohmigen Stichleitungen

Um Leitungsresonanzen in bestimmten Frequenzbereichen zu reduzieren und die Signalintegrität zu verbessern, sollten die hochohmig terminierten FlexRay-Knoten mit möglichst kurzen Stichleitungen an den Bus angebunden werden. Durch die direkte Verbindung aller Busknoten über den passiven Sternpunkt wirken sich Resonanzen auf alle angeschlossenen Stränge aus.

Zur simulatorischen Untersuchung des Einflusses der Leitungslängen werden an den hochohmig terminierten Knoten 1 und 4, basierend auf der Grundkonfiguration in Abb. 3, die Stichleitungen im Bereich von 1 – 100 cm mit einer Schrittweite von 1 cm variiert. Abb. 7 zeigt das Ergebnis der Parametervariation über den Frequenzbereich von 1 – 100 MHz abhängig von der Länge der hochohmig terminierten Stichleitungen. Die Variationsbreite im Bereich unterhalb von 10 MHz ist relativ gering. Oberhalb treten erste Leitungsresonanzen auf, die sich durch die Verlängerung der Stichleitungen um mehr als 30 MHz hin zu niedrigeren Frequenzen verlagern. Mit zunehmender Leitungslänge nimmt die Störfestigkeit des Netzwerks bei Frequenzen oberhalb von 10 MHz um bis zu 15 dB ab. Werden die Resonanzen erst angeregt, so kann der Bus ausfallen und eine Entstörung relativ aufwendig sein. Ein möglicher Lösungsansatz ist eine Variation der Kabellängen am passiven Sternpunkt und somit eine Verlagerung der kritischen Resonanzstelle.

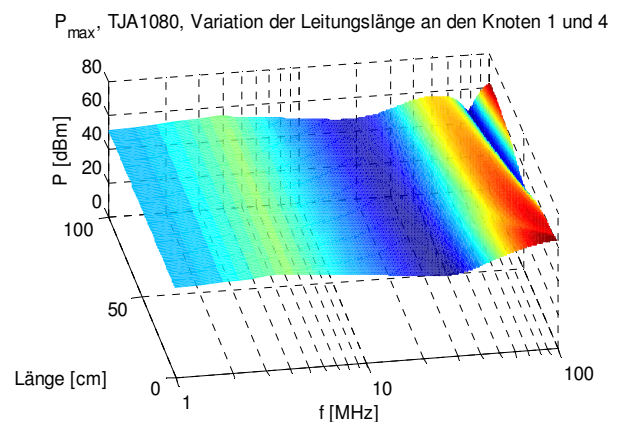


Abb. 7: Einzuspeisende BCI Ausfalleistung, abhängig von der Leitungslänge an den hochohmig terminierten Knoten

4 Berechnung der gestrahlten Störfestigkeit eines FlexRay-Bussystems

In [3] wird ein analytisches Verfahren vorgestellt, das es ermöglicht, den Strom in einer Leitung mit bekannten Abschlussimpedanzen, die sich oberhalb einer Metallplatte befindet, in Abhängigkeit vom umgebenden E-Feld einer ebenen einfallenden Welle zu berechnen. Für die Berechnung der Störfestigkeit eines FlexRay-Bussystem ergibt sich somit die Möglichkeit, mit bekannten Störausfallimpedanzen und den Stromkennlinien der Transceiver auf das kritische E-Feld zurückzurechnen. Hierfür sind die Impedanz \underline{Z}_C und die Ausbreitungsfunktion γ der Leitung erforderlich.

Da FlexRay-Leitungen verdreht ausgeführt werden und die Berechnung in [3] nur für Einzelleiter gültig ist, werden folgende vereinfachende Annahmen getroffen:

- Aufgrund der Verdrehung sind nur Common-Mode-Störungen relevant. Diese koppeln auf beide Busleitungen gleichermaßen ein. Daher wird die verdrehte Leitung im vorliegenden Modell als ein einfacher Leiter realisiert.
- Die Impedanzen Z_{CM} der Transceiver an Bus Plus und Bus Minus werden parallel an das Ende der Einzelleitung geschaltet. Die Ausfallschwellen bleiben unverändert.
- \underline{Z}_C und γ werden aus einer ABCD-Matrix einer verdrehten Leitung extrahiert. Die ABCD-Matrix wurde aus Touchstone-Datensätzen transformiert, die mit dem Netzwerkanalysator anhand einer verdrehten Leitung gemessen wurden.
- Die einfallende Welle ist vertikal polarisiert ($\theta_E = 90^\circ$).

Das kritische E-Feld kann nach Umstellen der Formeln aus [3] und Einsetzen aller Parameter mit Gleichung (1) berechnet werden. Der Aufbau soll in Anlehnung an ISO11452-2 realisiert sein. Die Leitungslängen und Abmessungen gehen aus Abb. 8 hervor.

$$E = \frac{I_L \left(\cosh(\gamma l) (Z_L + Z_R) + \sinh(\gamma l) \left(Z_C + \frac{Z_R Z_L}{Z_C} \right) \right)}{2h \left[\cosh(\gamma l) - 1 + \sinh(\gamma l) \left(\frac{Z_R}{Z_C} \right) \right]} \quad (1)$$

Die berechnete vertikale Ausfallfeldstärke ist in der Umgebung der Busleitung einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung des modellierten FlexRay-Bussystems mit NXP TJA1080 Transceivern in Abb. 9 zu sehen. Dabei werden sowohl Konfigurationen mit als auch ohne Split-Kondensator überprüft.

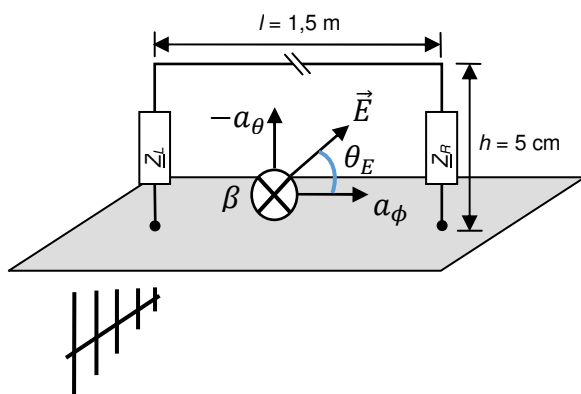


Abb. 8: Aufbau Störfestigkeitsprüfung einer FlexRay Punkt-zu-Punkt-Verbindung gemäß ISO11452-2

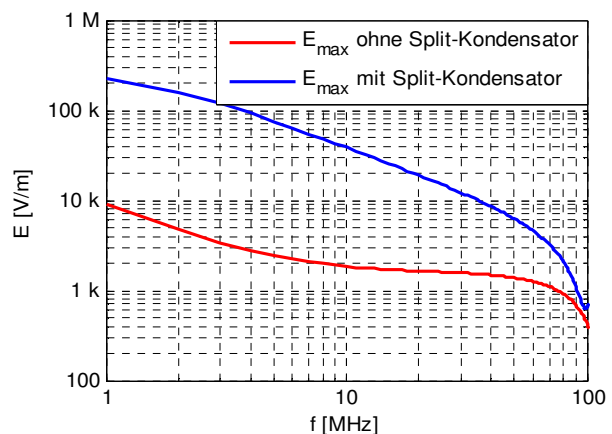


Abb. 9: Ausfallfeldstärke zwischen Busleitung und leitfähiger Grundplatte bei einer FlexRay Punkt-zu-Punkt-Verbindung

Die erforderliche elektrische Feldstärke zum Hervorrufen eines Ausfalls liegt beim Flex-Ray-Bus ohne Split-Kondensator unterhalb von 80 MHz bei über 1000 V/m. Oberhalb von 80 MHz treten erste Resonanzen auf. Durch den Split-Kondensator kann die Störfestigkeit bis zum Auftreten erster Resonanzen um etwa 20 dB gesteigert werden. Im Vergleich zu den BCI-Untersuchungen weist die untersuchte Punkt-zu-Punkt-Verbindung keine hochohmig terminierten Knoten auf. Der Split-Kondensator kann seine Tiefpassfilterwirkung nahezu ungedämpft einbringen. Unter den gegebenen idealisierten Randbedingungen zeigt sich der FlexRay-Bus daher in der Simulation als sehr stör-sicher.

5 Zusammenfassung

Die Ergebnisse der durchgeführten Berechnungen zeigen, dass mit Hilfe von Simulationen Netzwerke mit mehreren Knotenplatinen in verschiedenen Topologien mit unterschiedlichen Transceivertypen auf ihre Störfestigkeit hin überprüft werden können. Die Analyse gibt Aufschlüsse über die Störfestigkeit abhängig von der Terminierung und den Leitungslängen.

Die Variation der hochohmigen Stichleitungen hat bei den BCI-Untersuchungen keinen Einfluss auf die Ausfallgrenze des FlexRay-Netzwerks. Leitungsresonanzen können sich jedoch aus höheren Frequenzbereichen mit steigender Leitungslänge hin zu niedrigeren Frequenzen verschieben und dort durch eine geringere Störfestigkeit kritisch sein.

Eine Variation der BCI-Zangenposition zeigt erst oberhalb von 20 MHz Abweichungen in der Störfestigkeit. Erste Resonanzen fallen deutlich gedämpfter aus.

Die Berechnung der gestrahlten Störfestigkeit eines FlexRay-Bussystems mit einfachen analytischen Formeln zeigt eine weitere Anwendungsmöglichkeit der entwickelten Störfestigkeitsmodelle von Kfz-Bustransceivern.

6 Literatur

- [1] U. Hilger, S. Miropolsky, S. Frei: *Modeling of Automotive Bus Transceivers and ESD Protection Circuits for Immunity Simulations of Extended Networks*, EMC Europe, Wroclaw 2010
- [2] U. Hilger, S. Miropolsky, S. Frei: *Analyse der Störfestigkeit von ausgedehnten Flex-Ray-Netzwerken durch BCI-Simulationen*, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, EMV 2012, Düsseldorf, Tagungsband Seiten 79 – 84, VDE Verlag, 2012
- [3] C. R. Paul: *Analysis of Multiconductor Transmission Line*, John Wiley & Sons, Inc, 1994
- [4] FlexRay Protocol Specification V2.1 Rev. A, 2005, <http://www.flexray.com>
- [5] Norm ISO 11898-2:2003: *Road vehicles -- Controller area network (CAN) -- Part 2: High-speed medium access unit*, 2003, <http://www.iso.org>
- [6] FlexRay Electrical Physical Layer Specification V2.1 Rev. B, 2006, <http://www.flexray.com>

EMV und präventive Qualitätsmethodik

Dennis Hasselberg, BMW AG, München
 Aiko Classe, IAV GmbH, München
 Norman Suttinger, IAV GmbH, München

1 Einleitung

Die Nutzung von präventiven Qualitätsmethoden, wie der Statistischen Versuchsplanung, kann bei EMV-Analysen zum einen zu einer erheblichen Reduzierung des Mess- bzw. Simulationsaufwandes führen, zum anderen lassen sich selbst komplexe Wechselwirkungen erfassen und grafisch darstellen. Dies erlaubt es dem Anwender ein tieferes Verständnis für die Zusammenhänge von Ursachen und Wirkungen unterschiedlichster Störmechanismen zu gewinnen und darüber hinaus auch eine Risikobewertung zukünftiger Konzepte vorzunehmen. Somit können Designfehler frühzeitig erkannt und vermieden werden. Dies soll in diesem Beitrag anhand einer, mittels Leistungs-PWM angesteuerter, Kraftfahrzeugaktuatorik beispielhaft vorgestellt werden. Zur Generierung der Datenbasis wird ein einfaches Simulationsmodell auf Schaltungsebene verwendet.

2 Design of Experiments (DoE)

Moderne Qualitätsmanagementsysteme wie beispielsweise „SixSigma“ [1] arbeiten heutzutage, in unterschiedlichen Projektphasen, mit einer Vielzahl von Methoden zur präventiven Qualitätsarbeit [2]. Eine besonders leistungsstarke ist die sogenannte „Statistische Versuchsplanung“ (engl. „**Design of Experiments**“, „**DoE**“), die unter Zuhilfenahme geeigneter Softwaretools durchgeführt wird. Sie beinhaltet eine systematische Planung und Durchführung von Versuchen, eine Modellbildung des Versuchsraumes mittels Regression, sowie die Auswertung und Analyse der Versuchsergebnisse. Die Versuche selbst schließen sowohl Messungen als auch Simulationen mit ein. Die DoE liefert dabei mit einer geringen Anzahl von Versuchen einen relativ hohen Erkenntnisgewinn. Dies wird durch eine Modellbildung (Regression) erreicht, die aus den Eingangsgrößen (Parametern) und den jeweiligen Versuchsergebnissen (der Zielgröße) eine Funktion erzeugt, die sowohl die Ergebnisse der durchgeführten Versuche selbst, als auch alle anderen möglichen Ergebnisse im Versuchsraum beschreibt. Anschließend können gezielt Optimierungen durchgeführt und die Einflüsse der verschiedenen Parametern, zum einen untereinander („Wechselwirkungen“), als auch auf die Zielgröße hin ausgewertet werden. Insbesondere letzteres ist für die EMV-Analyse von großem Vorteil, um die entscheidenden Stellhebel in einem komplexen System zu erkennen um dort Maßnahmen zu ergreifen, wo sie auch den größten Nutzen erzielen.

Die DoE gliedert sich demnach in folgende Abschnitte:

- 1. Versuchsplanung**
- 2. Versuchsdurchführung**
- 3. Aufstellung des Regressionsmodells**
- 4. Auswertung und Optimierung**

3 DoE-Beispiel: Leistungs-PWM von Kraftfahrzeugaktuatorik

Vor dem Hintergrund neuer gesetzlicher Anforderungen für Elektro- und Hybridfahrzeuge sowie der Störfestigkeit der Motorelektronik rückt die Störaussendung von, mittels Leistungs-PWM angesteuerter, Kraftfahrzeugaktuatorik zunehmend in den Mittelpunkt. Dies soll als Beispiel für eine DoE dienen, die auf der Grundlage einer einfachen Schaltungssimulation, die Einflüsse von der PWM-Quelle, der Zuleitung und des Aktors auf den Störstrom im Bordnetz untersucht. Die Erstellung des Versuchsplans und des Regressionsmodells sowie die Auswertung der Ergebnisse werden dabei unter Zuhilfenahme des Softwaretools „VisualXsel“ [3] durchgeführt.

3.1 Versuchsplanung

Vor der Erstellung des Versuchsplanes müssen zunächst die entscheidenden Einflussparameter ermittelt werden. Dies stellt die eigentliche Ingenieursleistung dar und verlangt Erfahrung sowie ein grundlegendes Verständnis über die Zusammenhänge des Untersuchungsgegenstandes. Hilfsmittel dafür können wiederum weitere Qualitätsmethoden wie z.B. die FMEA („Fehlermöglichkeits- und Einfluss-Analyse“) oder das Ursache-Wirkung-Diagramm sein. Wird in diesem Schritt ein entscheidender Parameter nicht berücksichtigt, wird dies später bei der Regression erkennbar und der gesamte Versuch muss wiederholt werden.

Für diese Untersuchung wurden sieben Parameter definiert (Amplitude, Frequenz, Tastgrad, Flankensteilheit, induktive Last, ohmsche Last und der Abstand des Kabels zur Masse), denen jeweils sieben Einstellwerte zugewiesen wurden. Die Leitungslänge von der Quelle zur Last wurde konstant gehalten (1,5m). Die Zielgröße des Versuches ist der Strom auf dem Kabelbaum, der hinsichtlich seiner EMV-Kritikalität bewerten werden soll. Zur Minimierung des Simulationsaufwandes wurde per Softwaretool ein sog. „D-Optimaler“ Versuchsplan erstellt. Er besitzt, im Vergleich zu einem vollfaktoriellen Versuchsplan mit der Versuchsanzahl

$$n = f^p = 7^7 = 823543 \quad (1)$$

mit der Anzahl der Faktoren f und der Anzahl der Einstellungen je Faktor p , nur lediglich 69 Versuche. Dabei werden, im Gegensatz zum vollfaktoriellen Versuchsplan, gezielt mehrere Parameter gleichzeitig verändert. Bild 1 zeigt einen Ausschnitt aus dem erstellten Versuchsplan.

Nr	Amplitude[V]	Frequenz[Hz]	Tastgrad	Flankensteilheit[s]	L[H]	R[Ohm]	Abstandmasse[m]
1	6	2000	0,23	2,00E-06	1,00E-05	10	0,01
2	1	8000	0,77	5,00E-06	1,00E-05	100	0,05
3	8	4000	0,37	1,00E-07	1,00E-04	1000	0,005
4	12	20000	0,23	2,00E-07	1,00E-06	10000	0,1
5	8	8000	0,5	2,00E-06	2,00E-07	1	0,05
6	4	20000	0,37	1,00E-05	1,00E-02	10	0,01
7	10	6000	0,23	5,00E-06	0,2	50	0,2
8	4	6000	0,77	5,00E-06	0,01	10	0,1

Bild 1: Ausschnitt aus dem Versuchsplan

Ein weiterer Vorteil einer toolgestützten Versuchsplanerstellung ist in Bild 2 veranschaulicht. Hier ist die Verteilung der Versuche im sogenannten Versuchsraum dargestellt. Um dem Regressionsmodell später eine hohe Erklärungswahrscheinlichkeit der Zielgröße zu ermöglichen, ist hier eine homogene Verteilung der Versuche im Versuchsraum anzustreben. Zusätzlich müssen die Versuche im Hinblick auf mögliche Wechselwirkungen der Parameter untereinander ausgelegt werden. Manuell erstellte Versuchspläne hingegen bewegen sich aus psychologischen Gründen oftmals im Zentrum des Versuchsraumes und decken daher nicht die Randbereiche ab. Dies führt dazu, dass die ermittelten Daten und damit auch die darauf basierenden Aussagen nur in einem sehr begrenzten Rahmen gültig und Extrapolationen darüber hinaus ungenau sind.

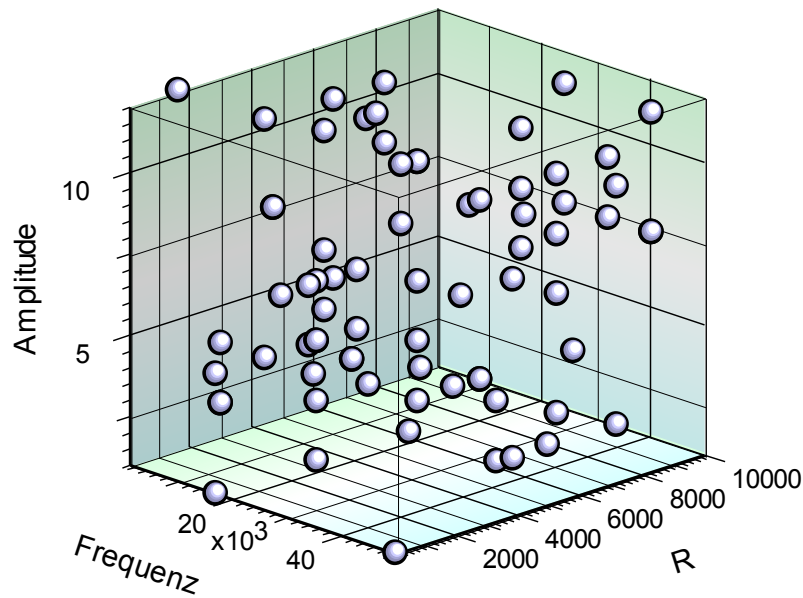


Bild 2: Versuchsraum der Parameter Amplitude, Frequenz und ohmsche Last

3.2 Versuchsdurchführung

Der Versuch ist in dieser Untersuchung eine transiente Schaltungssimulation, die mit einem 3D-TLM-Solver gekoppelt ist [4]. Die Simulation beinhaltet eine PWM-Spannungsquelle, ein TLM-Modell der Zuleitung und eine ohmsch/induktiven Ersatzschaltung für die Komponente (Bild 3). Alle Modellteile sind dabei frei parametrierbar und werden nach den Vorgaben des Versuchsplanes in 69 einzelnen Sequenzen definiert. Das Ergebnis der Simulationen ist der jeweilige Störstrom auf dem Kabelbaum im Zeitbereich. Anschließend erfolgt eine Transformation in den Frequenzbereich und eine Bewertung mittels Spitzenwertdetektor [5]. Die so ermittelten Stromwerte werden schließlich der DoE als Ergebnisse der Zielgröße zurückgespielt.

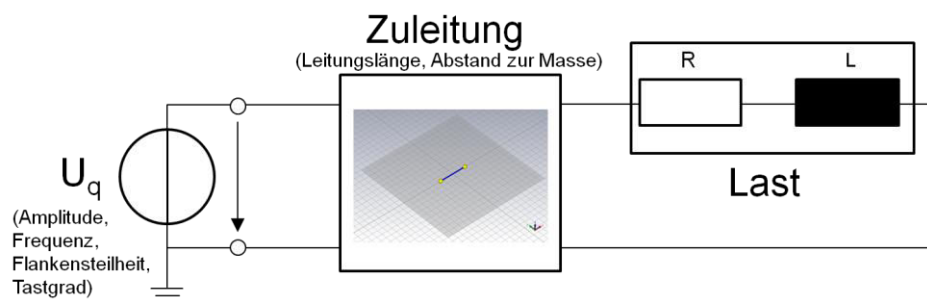


Bild 3: Simulationsmodell

3.3 Aufstellung des Regressionsmodells

Die statistische Analyse der Ergebnisdaten erfolgt nach den Methoden der Regressionsanalyse. Grundsätzlich bildet ein Regressionsmodell den Zusammenhang zwischen der Zielgröße y und den Eingangsparametern x und folgt folgendem Aufbau:

$$y = b_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2 + \dots \quad (2)$$

Mit b_0 = Konstante und $b_1 \dots b_n$ = Koeffizienten der Parameter.

Je nachdem, ob die Zusammenhänge zwischen Zielgröße und Eingangsparametern linear, quadratisch oder kubisch angenommen, und unter den Parametern selbst Wechselwirkungen vermutet werden, sind die entsprechenden Terme in die Gleichung mit aufzunehmen. Nichtlineare Größen lassen sich durch Hinzunahme von quadratischen Termen realisieren, wie z.B.:

$$y = b_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_1^2 + \dots \quad (3)$$

Wechselwirkungen werden dabei als Produkte zweier Parameter erzeugt:

$$y = b_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2 \cdot x_3 + \dots \quad (4)$$

Die Bestimmung der Koeffizienten erfolgt zum Großteil der Fälle über die „Methode der kleinsten Quadrate“. In dieser Untersuchung, mit einer großen Anzahl von Versuchen, wird sie über die sogenannte „Maximum-Likelihood-Methode“ mittels Softwarealgorithmen durchgeführt.

Nach der Erstellung des Regressionsmodells liefern wichtige Kennzahlen Informationen über die Güte und das Vertrauen des gefundenen Regressionsmodells. Das Bestimmtheitsmaß R^2 ist dabei besonders zu erwähnen. Je näher diese Zahl an dem Wert 1 liegt, desto besser wird die Zielgröße y durch die Parameter x beschrieben. Je kleiner R^2 ist, desto mehr streuen die Werte, bzw. es gibt gar keinen Zusammenhang zur Zielgröße. Demnach gibt R^2 an, zu welchem Anteil das Regressionsmodell die Werte der Zielgröße erklären kann. In diesem Fall besitzt das Bestimmtheitsmaß einen sehr guten Wert von $R^2 = 0,995$, d.h. 99,5% aller Werte der Zielgröße können durch das Regressionsmodell erklärt werden.

3.4 Auswertung und Optimierung

Bild 4 stellt im sogenannten Kurvendiagramm, als Ergebnis der Regression, die Abhängigkeiten der Zielgröße von den einzelnen Parametern dar. In der X-Achse lassen sich jeweils die aktuellen Parameterwerte innerhalb der Grenzen des Versuchsraums einstellen. Die Y-Achse zeigt den aktuellen Stromwert, der sich bei den gewählten Einstellungen ergibt. Lineare Abhängigkeiten erscheinen hierbei aufgrund der logarithmischen Zielgröße (dBµA) bogenförmig. Sofort erkennbar sind leicht zu vermutende Zusammen-

hänge wie die direkte Proportionalität des Stromes zur Spannungsamplitude oder die maximale Stromamplitude bei einem Tastgrad von 50%.

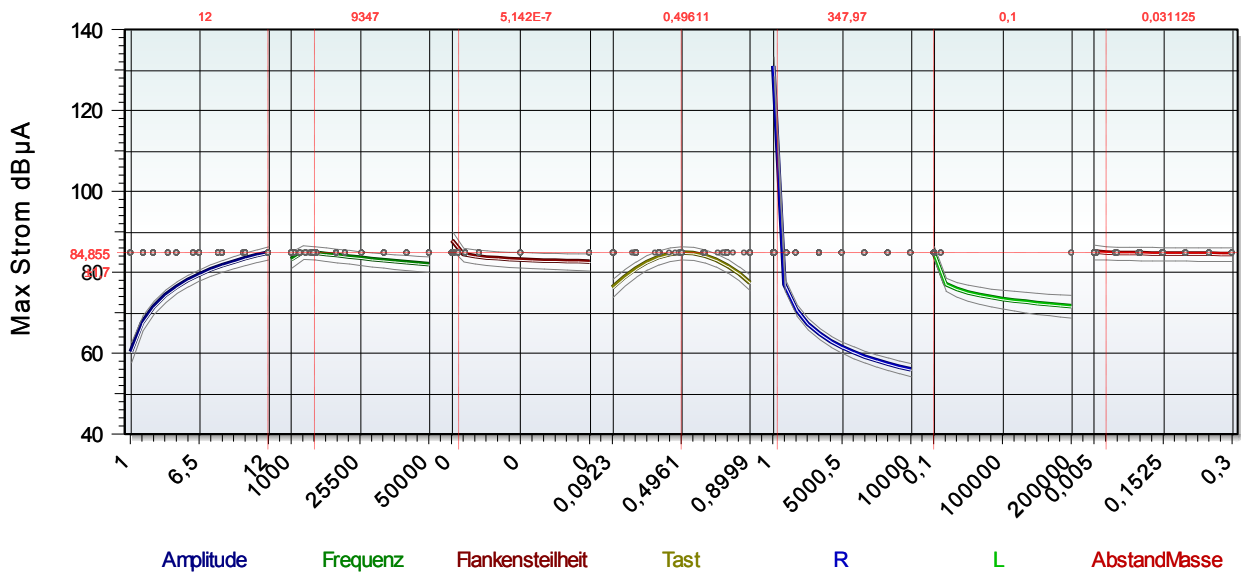


Bild 4: Kurvendiagramm

Aus den Differenzen der Extremwerte der Kurven können die Effekte jedes einzelnen Parameters auf die Zielgröße abgelesen werden (Bild 5). So lassen sich, auch in komplexen Systemen, die Wechselwirkungen beinhalten, sehr schnell die entscheidenden Stellhebel erkennen, mit deren Optimierung die größte Wirkung erzielt werden kann. Maßnahmen, sofern möglich, sollten daher zuerst an diesen Parametern vorgenommen werden. Darüber hinaus bieten viele Softwaretools die Möglichkeit zur Optimierung der Zielgröße mithilfe leistungsstarker Algorithmen unter definierbaren Randbedingungen und natürlich der Berücksichtigung von Wechselwirkungen an.

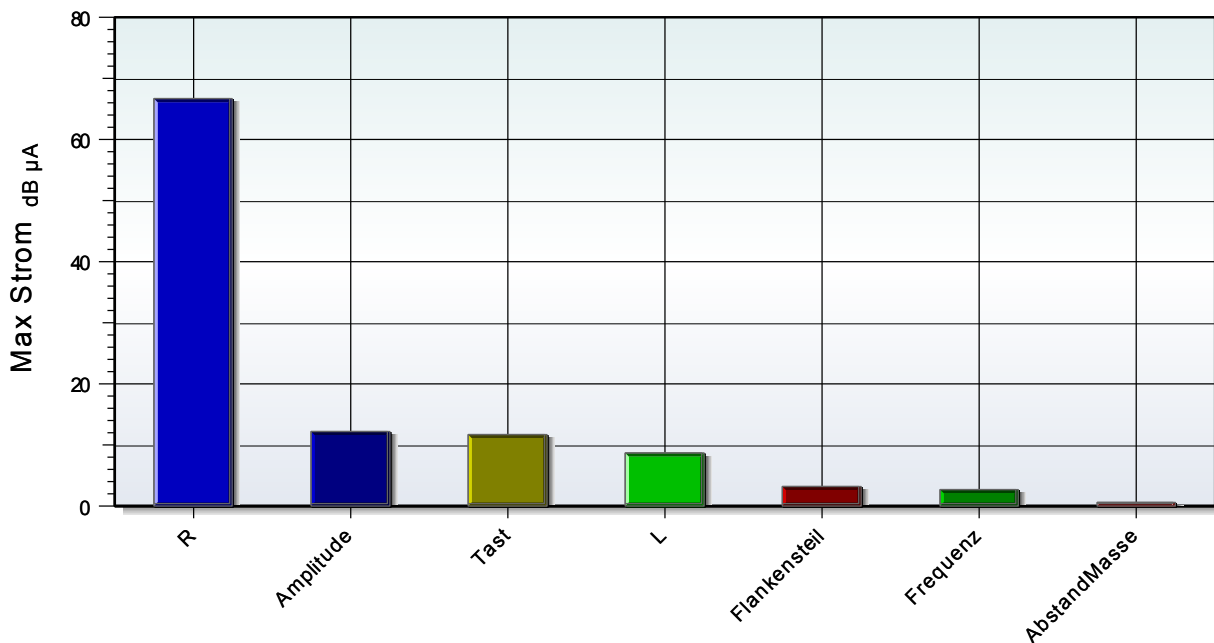


Bild 5: Absolute Effekte

3.5 Verifikation des Regressionsmodells

Zur Verifikation des erstellten Regressionsmodells wurde exemplarisch eine Komponente der Motorelektrik im EMV-Labor vermessen. Die Parameter der PWM-Quelle, des Kabelbaums und der Last sind Tabelle 1 zu entnehmen. Das Ersatzschaltbild der Komponente wurde vorher mittels eines Impedanz Analyzers bestimmt. Zusätzlich wurde eine Simulation mit diesen Werten als Abgleich durchgeführt. Den Vergleich von Messung und Simulation zeigt Bild 6.

Parameter	Wert
PWM Amplitude	12 V
PWM Flankensteilheit	250ns/V
PWM Frequenz	10kHz
PWM Tastgrad	50%
R Last	3 Ω
L Last	80 nH
Abstand zur Masse	0,02 m
Kabellänge	1,5 m

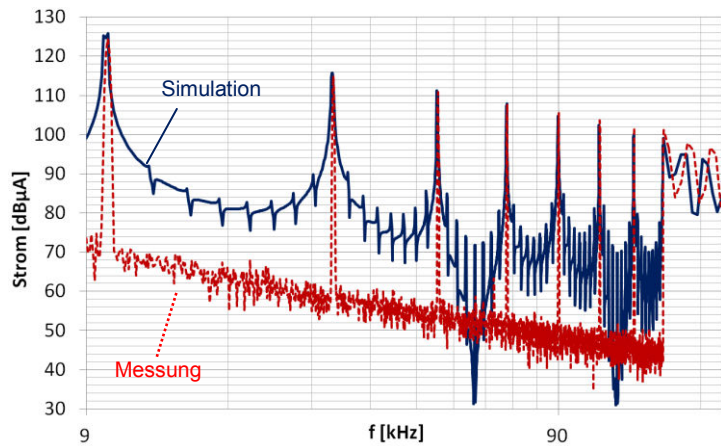


Tabelle 1: Parameter für die Verifikation

Bild 6: Vergleich Messung und Simulation

Die Gegenüberstellung der Ergebnisse von Messung, Simulation und Regressionsmodell für die in Tabelle 1 dargestellten Werte zeigt Tabelle 2.

	I_{eff} [dBµA]
Messung	124,5
Simulation	125,8
DoE	123 ± 2,2

Tabelle 2: Exemplarischer Abgleich von Simulation und Regressionsmodell

4 Zusammenfassung

Aufgrund neuer gesetzlicher Anforderungen für Elektro- und Hybridfahrzeuge gewinnt die Störaussendung von, mittels Leistungs-PWM angesteuerter, Kraftfahrzeugaktuatorik, zunehmend an Bedeutung. Um die Einflussparameter und Stellhebel für eine grenzwertkonforme Auslegung dieser PWM-Signale zu identifizieren, kam in diesem Beitrag die präventive Qualitätsmethode „Statistische Versuchsplanung“ (engl. „Design of Experiments“, kurz „DoE“) zum Einsatz.

Die Untersuchung selbst wurde, um aufwändige Messreihen zu umgehen, mittels einer parametrisierten Schaltungssimulation durchgeführt. Mittels einer toolgestützten Versuchsplanerstellung wurden die optimalen Simulationsdurchläufe im Vorfeld ermittelt, um eine erhebliche Reduzierung des Simulationsaufwandes zu erreichen. Anschließend

ergab eine Auswertung unter Zuhilfenahme der Regressionsanalyse ein Modell, das eine anschauliche Darstellung der Einflüsse der einzelnen Parameter (Leitungssatz, PWM-Quelle und Last) auf die Zielgröße (Störstrom) ermöglicht.

So kann selbst Entwicklern, deren Schwerpunkt der fachlichen Ausbildung nicht in der EMV liegt, aufgrund der Benutzerfreundlichkeit einer fertigen DoE, auch ohne tiefgehende Einarbeitung, ein Werkzeug an die Hand gegeben werden, um selbstständig eine Risikobewertung zukünftiger Konzepte vorzunehmen.

Zur Verifikation der DoE wurde exemplarisch eine, mit Leistungs-PWM angesteuerte, Motorkomponente im EMV-Labor vermessen und mit den Werten der Simulation und des Regressionsmodells verglichen.

5 Literatur

- [1] Stephan Lunau (Hrsg.), „Design for Six Sigma Toolset“, Springer-Verlag
- [2] BMW AG, „Methodensammlung für die Entwicklung“, 2012
- [3] Visual Xsel, <http://crgraph.de/>
- [4] CST Studio, <http://www.cst.com/>
- [5] Matlab, <http://www.mathworks.de>

Analyse der Schirmungseigenschaften von Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge

M.Sc. Abid Mushtaq, Technische Universität Dortmund, Dortmund

M.Sc. Alexander Zeichner, Technische Universität Dortmund, Dortmund

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, Dortmund

1 Einleitung

Die Forschung der vergangenen Jahre bezüglich der EMV von geschirmten Kabeln und Steckern wurde hauptsächlich durch die Kommunikationstechnik vorangetrieben. Die dort eingesetzten Systeme arbeiten in der Regel bei niedrigen Spannungspegeln. Moderne Fahrzeuge, wie Hybrid- oder Elektroautos nutzen elektrische Antriebssysteme, die bei Spannungen von 300 V bis etwa 1 kV arbeiten und zur Leistungsübertragung HV-Kabel verwenden. Auf Grund der hohen Leistungen sind neue Probleme bei der elektromagnetischen Verträglichkeit von solchen HV-Kabel-Stecker-Systemen entstanden. Zur Charakterisierung der EMV-Eigenschaften werden Messmethoden, wie das Paralleldraht-Verfahren (engl. Line Injection Method, LIM) bzw. das Triaxial-Verfahren verwendet. Damit wird die Schirmeffektivität von HV-Kabeln ermittelt. Für die Analyse von HV-Kabel-Stecker-Systemen gibt es im Kfz-Bereich noch keine etablierten Methoden. Häufig wird ein modifiziertes Line-Injection-Verfahren verwendet. Aufgrund der voluminösen HV-Stecker ist dieses Verfahren jedoch mit vielen Freiheitsgraden verbunden und es ist schwer, reproduzierbare Ergebnisse zu bekommen. Die Autoren haben vor kurzem eine neuen Methode, die Ground Plate Method (GPM) [1], vorgeschlagen. Damit kann die Transferimpedanz Z_T von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen in ähnlichen Aufbauten gemessen werden. Diese Methode wird hier kritisch mit dem Triaxial-Verfahren und LIM verglichen. Die Analysen zeigen, dass die GPM ähnliche Ergebnisse für HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systeme liefert.

2 Verfahren zur Messung der Transferimpedanz (Z_T)

Die Transferimpedanz Z_T [2] ist definiert durch:

$$Z_T = \frac{1}{I_{Shield}} \frac{dV_{Shield}}{dl} \text{ (}\Omega/\text{m)} \left. \vphantom{\frac{1}{I_{Shield}} \frac{dV_{Shield}}{dl}} \right\} \text{ Transferimpedanz} \quad (1)$$

Z_T kann als eine Übertragungsfunktion betrachtet werden, wo ein Strom auf einer Seite des Schirms eine Spannung auf der anderen Seite des Schirms erzeugt. Wie in beispielsweise [3,4] erläutert, entspricht sie bei niedrigen Frequenzen dem Kupferwiderstan. Bei höheren Frequenzen setzt die Stromverdrängung ein, die für eine Entkopplung zwischen der Innenseite und Außenseite des Schirms sorgt. Bei noch höheren Frequenzen wird die Transferimpedanz bei Geflechschirmen durch den Aufbau des Geflechts bestimmt. Allgemein verwendete Methoden, um Z_T zu messen, sind das Triaxial-Verfahren und LIM. Beide Messmethoden wurden grundsätzlich entworfen, um Kommunikationskabel zu prüfen, werden zurzeit aber auch verwendet, um die Transferimpedanz von HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systemen zu messen. Abb. 1 zeigt die Basis für beide Messmethoden [5], die als zwei Stromkreise mit dem Schirm als der verbindenden Komponente nachgebildet werden können. Sowohl NWA-Ports als auch die Widerstände (R_{1P} und R_{2P}) sind 50 Ω .

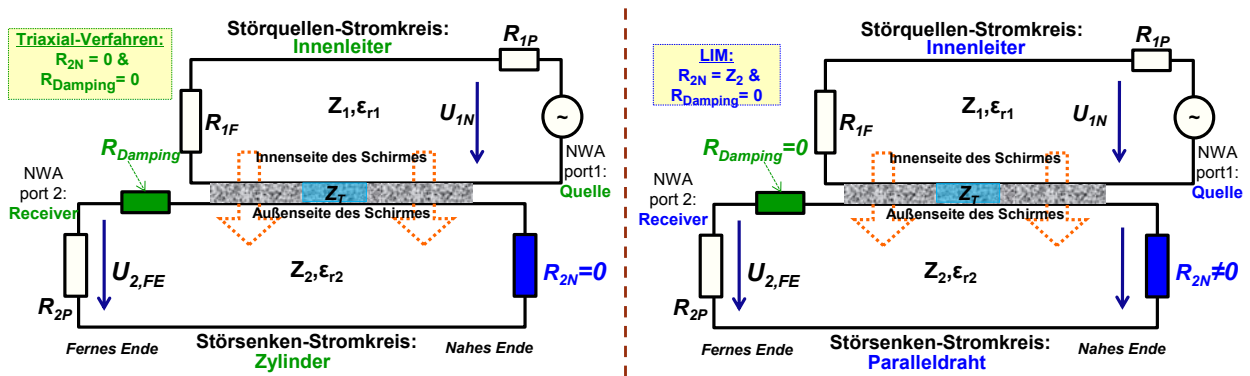


Abbildung 1: Schematischer Aufbau von Triaxial-Verfahren und LIM

Wie in [5] gezeigt wurde, können die Quell- und Empfängerseite vertauscht werden, weil das System reziprok ist.

2.1 Triaxial-Verfahren

Wie in Abb. 1 für das Triaxial-Verfahren [6] dargestellt, wird über Port 1 der innere Stromkreis (Störquellen-Stromkreis) gespeist, der Spannungsabfall über dem Außenschirm wird an Port 2 des Außenstromkreises (Störquellen-Stromkreis) mit Hilfe von dem Parameter S_{21} gemessen.

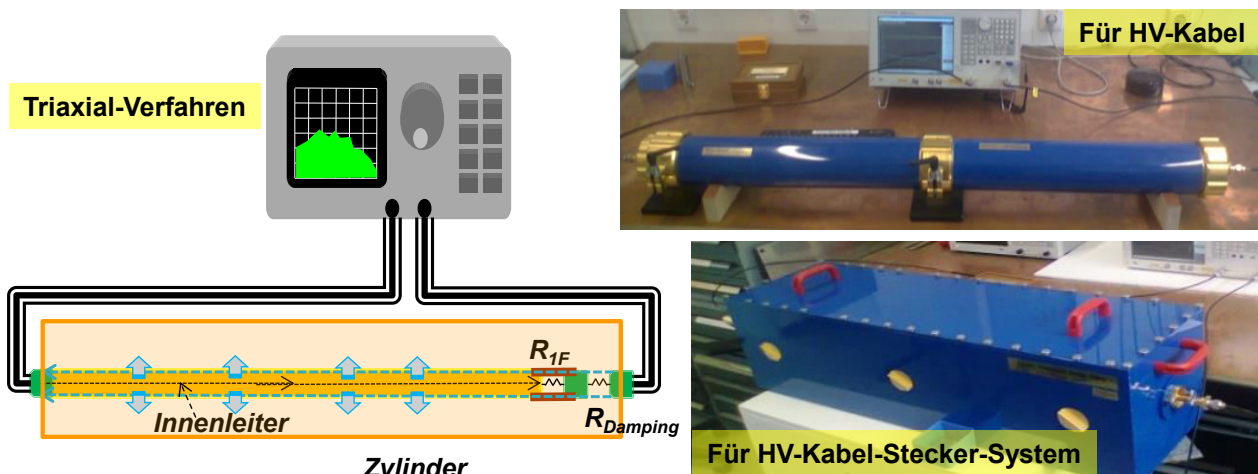


Abbildung 2: Messaufbau des Triaxial-Verfahrens für HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systeme

Abb. 2 zeigt die Geometrie des Aufbaus. Z_T kann berechnet werden mit:

$$Z_T = \frac{1}{l} \left(\frac{R_{1P} + R_{1F}}{2} \right) \left(\frac{R_{2P} + R_{Damping}}{R_{2P}} \right) 10^{\left[\frac{S_{21}(dB)}{20} \right]}, \quad (2)$$

Die maximale Frequenz, mit der Z_T gemessen werden kann, die als „**cut-off-Frequenz**“ ($f_{cut-off}$) bezeichnet wird, hängt von den Abschlusswiderständen, der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel und der Länge des Systems ab [5,6]. Kommt die Kabellänge in den Bereich von etwa 10% der Wellenlänge, machen sich Resonanzen störend bemerkbar. Verzichtet man auf eine optimale Anpassung der Abschlüsse, bedeutet dies, dass ein 1 m langer Aufbau ab etwa 20 bis 30 MHz keine verlässlichen Ergebnisse mehr liefern kann.

2.2 Paralleldraht-Verfahren (Line Injection Method - LIM)

Wie in Abb. 1 zu sehen, bilden bei der LIM der Paralleldraht und die Kabelschirmung den Störquellen-Stromkreis. Der Innenleiter und der Schirm des Kabels stellen den Störsenken-Stromkreis dar. Die jeweiligen Stromkreise sind mit Terminierungen abgeschlossen, so dass die Leitungen angepasst sind und möglichst wenige Reflexionen (S_{11}) auftreten. Aus der Sicht des Ersatzschaltbildes ist der Hauptunterschied zwischen den Methoden, dass bei dem Triaxial-Verfahren der Störsenken-Stromkreis (äußeres Rohr) am nahen Ende mit dem Kabelschirm kurzgeschlossen, also $R_{2N} = 0$ ist, wohingegen bei der LIM der Störsenken-Stromkreis nicht kurzgeschlossen ist.

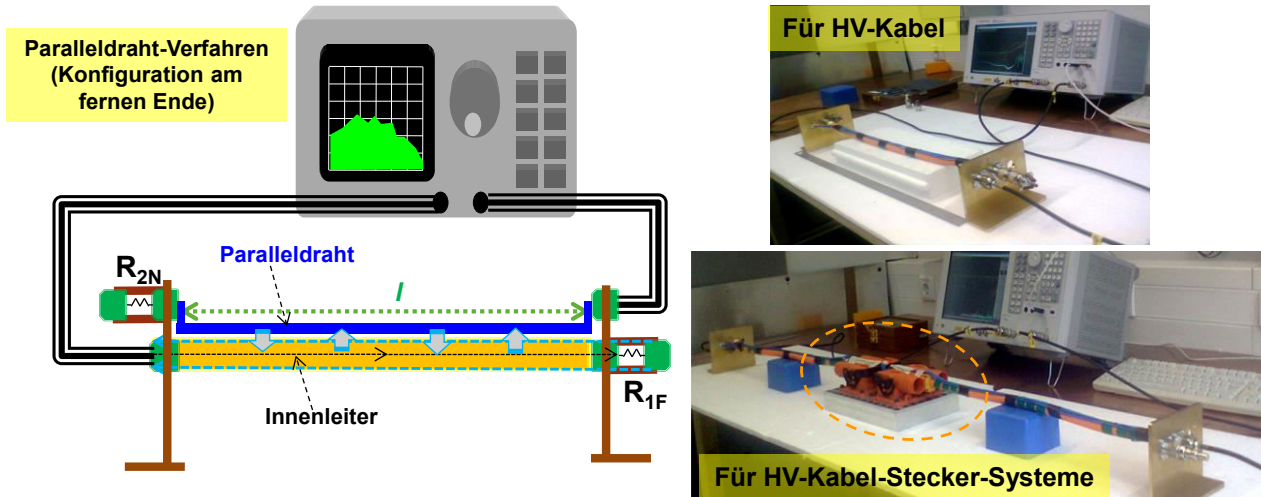


Abbildung 3: Messaufbau nach LIM für ein HV-Kabel und ein HV-Kabel-Stecker-System

Wenn der Netzwerkanalysator wie in Abb. 3 angeschlossen ist, kann die Transferimpedanz des Kabels, mit der Kabellänge l , aus den experimentell bestimmten S_{21} -Parametern berechnet werden:

$$Z_{TE_f} = \frac{2\sqrt{R_{1F}R_{2N}}}{l} 10^{\left(\frac{S_{21}(dB)|_{n,f}}{20}\right)}; \quad (3)$$

Die Breite des parallelen Drahtes wird so gewählt, dass der Wellenwiderstand des Störquellen-Stromkreises ungefähr 50Ω entspricht. Damit kann der Störquellen-Stromkreis mit 50Ω und der Störsenken-Stromkreis mit dem Wellenwiderstand des Kabels abgeschlossen werden. Um eine höhere Genauigkeit bei Frequenzen oberhalb von 100 MHz zu erzielen, ist zu empfehlen für die Terminierung mehrere SMD Widerstände parallel zu verwenden, um parasitäre induktive Effekte zu minimieren. Je höher die Anzahl der parallelen Widerstände, desto niedriger ist die parasitäre Induktivität.

2.3 Ground Plate Method (GPM)

2.3.1 Motivation

In der Automobilindustrie werden HV-Kabel-Stecker-Systeme verwendet, die meist asymmetrisch und relativ groß sind. In solchen Steckern ist die Stromverteilung nicht gleichmäßig [9], was bei der LIM zu schlecht reproduzierbaren Messergebnissen führt. Eine weitere Anforderung ist es, die Effekte des HV-Kabels und des HV-Steckers zu separieren. Ein Vergleich von HV-Kabeln mit und ohne Stecker mit Hilfe der etablierten Verfahren ist schwierig. Verfahren sind wünschenswert, die es erlauben, HV-Kabel und

HV-Kabel-Stecker-Systeme in einer ähnlichen Art und Weise und mit demselben Messaufbau zu vermessen, so dass die Messergebnisse vergleichbar werden. Dadurch eröffnet sich die Möglichkeit, die Effekte des HV-Kabels und des HV-Steckers zu trennen und für Verbesserungen der Schirmung separat zu analysieren.

2.3.2 Implementierung der Ground Plate Method (GPM) und Vergleich mit anderen Verfahren

In Anbetracht der Einschränkungen der LIM und des Triaxial-Verfahrens, speziell bei der Analyse der Eigenschaften von HV-Steckern, wird eine neue Methode namens Ground Plate Method (GPM) vorgeschlagen. In Abb. 4 ist ein Vergleich der GPM mit LIM und dem Triaxial-Verfahren dargestellt, wobei die jeweilige Konfiguration des Störquellen-Stromkreises hervorgehoben wird. In der GPM ersetzt die Kupferplatte das Rohr des Triaxial-Verfahrens und sorgt für einen niederimpedanten Rückstrompfad. Der Kabelschirm wird mit Schraubschellen an den Metallwinkeln fixiert und muss niederimpedant mit der Masseplatte verbunden sein. Hier wird kein Dämpfungsglied verwendet, kann aber am fernen Ende eingebaut werden, um die Anpassung einfach zu verbessern.

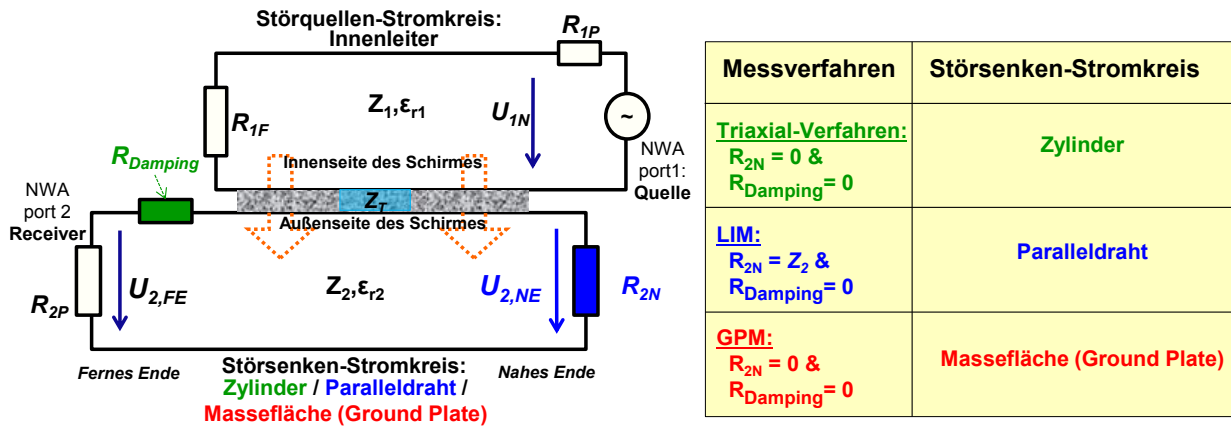


Abbildung 4: Ersatzschaltbild und ein Vergleich der GPM mit der LIM und dem Triaxial-Verfahren

Wie in Abb. 4 und Abb. 5 zu sehen, wird der Störquellen-Stromkreis (Innenleiter, R_{1F} und Innenseite des Schirmes) von der Quelle gespeist, genauso wie bei dem Triaxial-Verfahren. Im Gegensatz zu der Triaxial Methode wird aber bei der GPM der Störströmen-Stromkreis durch die Masseplatte geschlossen, anstatt durch das Rohr. Diese Veränderung im geometrischen Aufbau erlaubt es, beliebig geformte Stecker zu vermessen. Die Transferimpedanz kann aus den gemessenen S_{21} -Parametern, für ein Kabel der Länge l , folgendermaßen berechnet werden:

$$Z_T = \frac{U_{2,FE}}{I_{\text{innershield}} l} = \frac{1}{l} \left(\frac{R_{1P} + R_{1F}}{2} \right) 10^{\frac{[S_{21}(dB)]}{20}} \quad (4)$$

Messungen der Transferimpedanz für ein HV-Kabel und ein HV-Kabel-Stecker-System können, wie in Abb. 5 zu sehen, durchgeführt werden.

In Abb. 5 wird ein Szenario gezeigt, bei dem ein HV-Kabel durch zwei HV-Stecker verbunden wird. In diesem Aufbau war es notwendig, die Stecker in Reihe und in entgegengesetzten Richtungen anzubringen, um den Messaufbau möglichst einfach zu realisieren. Damit kann am fernen Ende eine Terminierung und am nahen Ende eine Quelle angeschlossen werden. An beiden Seiten wird der Schirm mit Schraubschellen an den Metallwinkeln fixiert. Dieser Aufbau ermöglicht einen Vergleich zwischen dem HV-Kabel und dem HV-Kabel-Stecker-System.

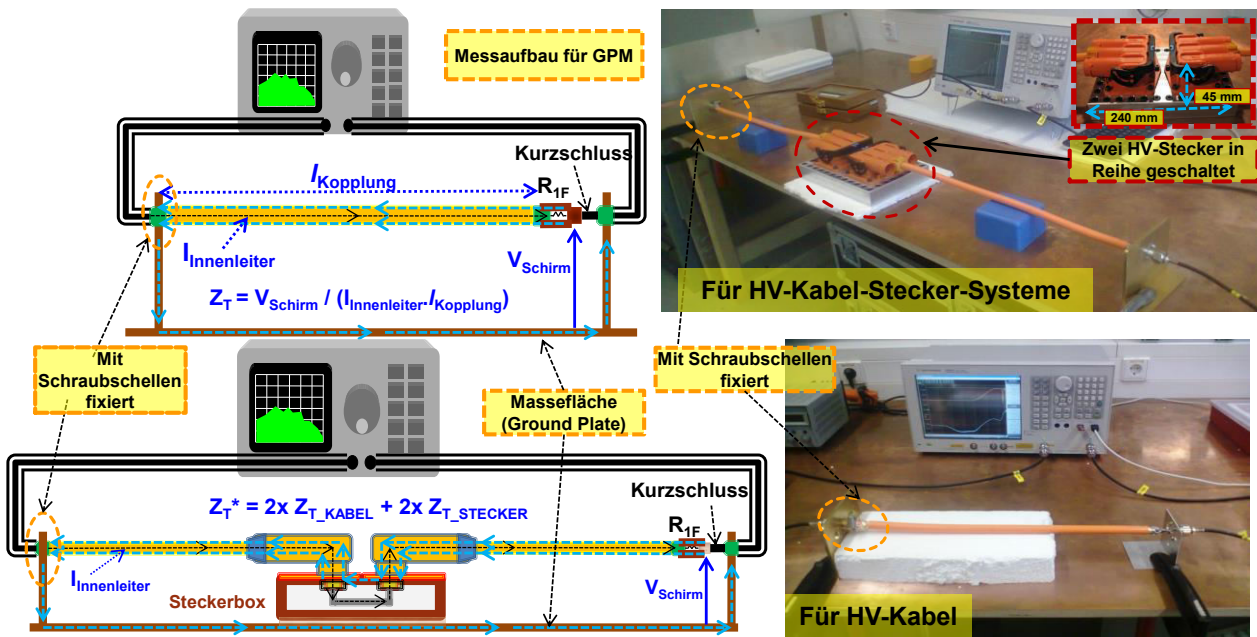


Abbildung 5: Messaufbau der GPM für ein HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-System

3 Ergebnisanalyse und Diskussion

3.1 Messergebnisse für ein HV-Kabel und ein HV-Kabel-Stecker-System

Die Abb. 6 zeigt die Messergebnisse einer Transferimpedanzmessung mit allen drei Messmethoden.

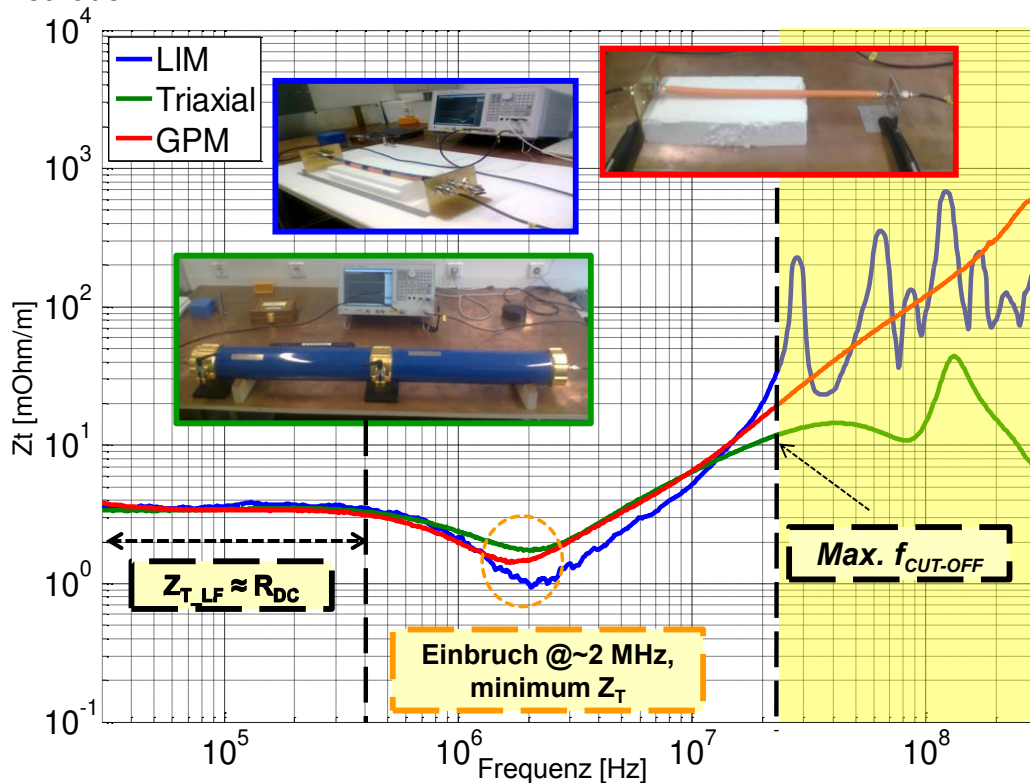


Abbildung 6: Transferimpedanz eines HV-Kabels mit LIM, Triaxial und GPM

Bei niedrigen Frequenzen sind die Messergebnisse der drei Methoden ähnlich und entsprechen dem DC-Widerstand des Schirmes ($Z_{T_LF} = R_{DC}$). Alle drei Kurven weisen einen Einbruch der Transferimpedanz im mittleren Frequenzbereich (~2 MHz) auf.

Dieser Einbruch wird durch Wirbelströme bzw. den Skin-Effekt im Schirmgeflecht verursacht [3-5]. Bei Frequenzen über 2 MHz (in Abb. 5 als Übergangspunkt bezeichnet) steigt Z_T an, hervorgerufen durch die direkte Transmission von elektromagnetischen Feldern durch die Aperturen [9]. Grundsätzlich wird angestrebt, Z_T möglichst niedrig zu halten, weil eine niedrige Transferimpedanz gleichzeitig eine hohe Schirmeffektivität bedeutet [5]. In den Messergebnissen ist zu erkennen, dass die LIM, das Triaxial-Verfahren und die GPM ähnliche Ergebnisse im Frequenzbereich von 10 kHz bis 20 MHz liefern. Bei Frequenzen über 25 MHz ist die Messung nicht mehr verlässlich, weil Ausbreitungseffekte höherer Ordnungen die Ergebnisse beeinflussen. Ähnlichkeiten im Kurvenverlauf bis 20 MHz gibt es auch bei der Z_T Messung eines HV-Kabel-Stecker-Systems bei Anwendung der drei Methoden, dargestellt in Abb. 7. Ein Vergleich der Ergebnisse aus Abb. 6 und Abb. 7 zeigt, dass die induktiven Effekte in einem HV-Kabel-Stecker-System deutlich dominieren. Auf Grund dessen gibt es auch keinen Einbruch der Transferimpedanz bei 2 MHz. Stattdessen fängt Z_T bereits bei ~ 300 kHz an zu steigen.

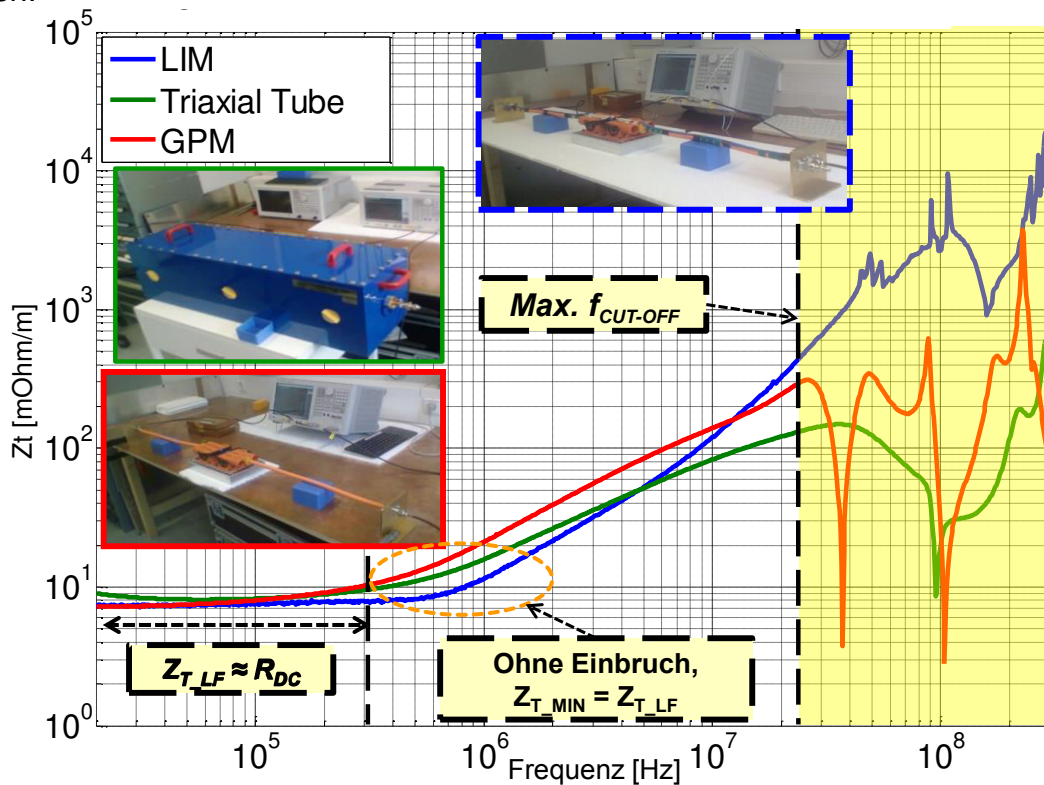


Abbildung 7: Transferimpedanz eines HV-Kabel-Stecker-Systems mit LIM, Triaxial und GPM

Mit allen drei Methoden ist beim HV-Kabel-Stecker-System der Einbruch nicht vorhanden, was darauf hindeutet, dass hier zusätzliche Effekte auftreten, im Gegensatz zum HV-Kabel. Das Problem kann mit dem Modell von Tyni [4] erklärt werden:

$$Z_{T_Tyni} = \begin{cases} Z_{DIFFUSION} + j\omega(L_{HOLE} - L_{BRAID}) & ; \text{For } \alpha < 45^\circ \\ Z_{DIFFUSION} + j\omega(L_{HOLE} + L_{BRAID}) & ; \text{For } \alpha > 45^\circ \end{cases} \quad (5)$$

Für das HV-Kabel zeigt Z_T bis 2 MHz, dass es sich um ein optimiertes Schirmgeflecht handelt, bei dem die Geflecht-Induktivität (L_{BRAID}) des Schirmes der Loch-Induktivität (L_{HOLE}) entgegenwirkt. Bei Anwesenheit von HV-Steckern sinkt L_{BRAID} , weil die Schirmung im Stecker aus einem massiven Schirm besteht. Die Transferimpedanz Z_T steigt in diesem Fall, weil L_{BRAID} klein wird und die Loch-Induktivität L_{HOLE} dominiert.

3.2 Analyse des Niederfrequenz-Widerstandes

Wie bereits beschrieben, entspricht Z_T bei niedrigen Frequenzen dem DC-Widerstand R_{DC} des Schirmes. Um die Messergebnisse des Netzwerkanalysators im Niederfrequenzbereich zu verifizieren, wird ein LCR Meter verwendet. Der DC-Widerstand eines Schirmgeflechtes (nur HV-Kabel) kann mit folgender Formel berechnet werden:

$$R_0 = \frac{4}{\pi d^2 n C \sigma \cos \alpha} \quad (6)$$

Mit dem Geflecht draht-Durchmesser ($d=0,2$ mm), der Anzahl an Schirmträger ($C=24$), der Anzahl an Drähten pro Schirmträger ($n=8$) und dem Webwinkel ($\alpha=30^\circ$) ergibt sich für das HV-Kabel ein Widerstand von $R_0 = 3,3$ m Ω /m. Mit dem LCR-Meter wurde ein Wert von $R_{LCR} = 3,27$ m Ω /m gemessen. Die Abweichung beträgt 0,9% und der Wert kann als zuverlässig angesehen werden. Tabelle 1 fasst die DC-Widerstandsmessung mit allen drei Methoden und dem LCR Meter zusammen.

Tabelle 1: Zusammenfassung von R_{DC} mit verschiedenen Messverfahren

Samples	Triaxial-Verfahren m Ω /m	LIM m Ω /m	GPM m Ω /m	LCR Meter @ 20Hz m Ω /m
Nur HV-Kabel	3,331	3,43	3,389	3,27
$\Delta R_{DC} = (R_{LCR} - R_{ZT})/R_{LCR}$	0,0187 bzw. 1,87%	0,0489 bzw 4,89%	0,0364 bzw. 3,64%	-
HV-Kabel-Stecker-System	8,25 @ 100 kHz	7,76 @ 100 kHz	8,20 @ 100 kHz	8,176
$\Delta R_{DC} = (R_{LCR} - R_{ZT})/R_{LCR}$	0,00905 or 0,9%	0,0509 or 5,09%	0,0029 or 0.29%	-

Es gibt eine gute Übereinstimmung zwischen dem gemessenen Z_T mit allen drei Messmethoden (Tabelle 1). Die Abweichungen zwischen dem ermittelten Z_T mit dem Netzwerkanalysator und den Messergebnissen des LCR-Meters liegen bei unter 5%.

3.3 Diskussion der Ergebnisse

Die GPM liefert ähnliche Ergebnisse wie die Triaxial- Methode und LIM bei Frequenzen von 10 kHz bis 20 MHz, sowohl für das HV-Kabel, als auch für das HV-Kabel-Stecker-System. Der Anstieg der Transferimpedanz ab 1 MHz bis 20 MHz ist bei der GPM ähnlich, wie bei den anderen Methoden, jedoch etwas stärker. Die Messergebnisse der GPM bei höheren Frequenzen können damit erklärt werden, dass durch die nicht angepasste Terminierung mehr Probleme mit Reflexionen auftreten. Aber auch die Verbindung des Geflechtes mit den Metallwinkeln mit Hilfe von Schraubchellen kann zu Fehlern führen. Problematisch sind auch die Kontaktierungen mit den HF-Steckern. Eine Aufweitung des Schirmgeflechtes (am nahen Ende) führt zu einer Erhöhung von L_{HOLE} . Wie bereits erwähnt sind die Wirkungen durch die Geflecht-Induktivität und durch die Loch-Induktivität entgegengerichtet. Dennoch ist der Unterschied zu den anderen Methoden in einer gewissen Weise konstant und kann durch Verbesserung der Verbindung zwischen Schirm und Metallwinkel beeinflusst werden. Bei höheren Frequenzen sind die Ergebnisse auch bei der LIM und dem Triaxial-Verfahren stabiler. Mit der vorgestellte Methode (GPM) kann die Transferimpedanz Z_T von HV-Kabeln aber auch HV-Kabel-Stecker-Systemen von 1 m Länge bis zu einer Frequenz von 20 MHz gemessen werden. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit, direkt Antennenmessungen mit den Aufbauten durchzuführen, was weitere Vorteile bieten kann.

4 Zusammenfassung

Üblicherweise werden Transferimpedanz-Messungen von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen mit dem Paralleldraht- (LIM) bzw. dem Triaxial-Verfahren durchgeführt. In Anbetracht der Limitierungen beider Verfahren wurde eine weitere Methode (GPM) entwickelt, die es ohne großen Aufwand ermöglicht, die Transferimpedanz von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen messtechnisch zu ermitteln. Messergebnisse zeigen, dass die Anwesenheit eines HV-Steckers in einem HV-Kabel-Stecker-System zu einem Anstieg von Z_T bereits im unteren Frequenzbereich führt. Aus den Ergebnissen kann geschlossen werden, dass bei Frequenzen über 20 MHz die HV-Stecker in einem System die Schirmeffektivität stark reduzieren, im Vergleich zum HV-Kabel ohne Stecker. Die Ergebnisse im Niederfrequenzbereich wurden mit Hilfe von Messungen des DC-Widerstandes und einer analytischen Berechnung diskutiert. Der Vergleich zeigte geringe Fehler bei den NWA-Messungen. Die vorgestellte GPM liefert ähnliche Ergebnisse wie die standardisierten Messverfahren, sowohl für HV-Kabel als auch für HV-Kabel-Stecker-Systeme für 10 kHz bis 20 MHz. Die Ergebnisse können weiter verbessert werden, indem der mechanische Aufbau modifiziert und eine bessere Terminierung verwendet wird.

5 Danksagung

Diese Arbeit wurde im Rahmen des CATRENE-Projekts CA310 EM4EM (Electromagnetic Reliability and Electronic Systems for Electro Mobility) durchgeführt. Diese individuelle Forschung wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung unter der Nummer 16 M3092 I gefördert. Die Autoren sind allein für den Inhalt verantwortlich.

6 Literatur

- [1] A. Mushtaq, K. Siebert, S. Frei, J. Bärenfänger, Analysis of Shielding Effectiveness of HV Cable and Connector Systems used for Electric Vehicles, EMC Europe Brugge, Belgium, 241-246, (September 2013).
- [2] S. A. Schelkunoff, Crosstalk between Coaxial Transmission Lines, Bell System Tech. J., 144-164, (1937).
- [3] Vance, E., Shielding Effectiveness of Braided-Wire Shields, Trans. on EMC, 17(2), IEEE, 71-77, (May 1975)
- [4] Tyni, M., The transfer impedance of coaxial cables with braided conductors, Proc. EMC Symp. Wroclaw, Poland, 410-418, (1976)
- [5] IEC 62153-4-1, Metallic communication cable test methods – Part 4-1: Introduction to Electromagnetic compatibility (EMC) Test methods
- [6] IEC 62153-4-3, Metallic communication cable test methods – Part 4-3: Electromagnetic compatibility (EMC) – Surface transfer impedance – Triaxial Method
- [7] IEC 62153-4-6, Metallic communication cable test methods – Part 4-6: Electromagnetic compatibility (EMC) – Surface transfer impedance – Line Injection Method
- [8] IEC 62153-4-15, Metallic communication cable test methods – Part 4-3: Electromagnetic compatibility (EMC) – Test method for measuring the transfer impedance and screening – or the coupling attenuation – with Triaxial Cell
- [9] Tesche, F., Ianoz M., Karlsson, T, EMC analysis methods and computational models, John Wiley & Sons, New York (1997)
- [10] Hoefft, L.O.; Hofstra, J.S., Transfer impedance of overlapping braided cable shields and hose clamp shield terminations, Symp. on EMC, IEEE, 49(1), 480-482, (1995)

Numerische Simulation der Schirmwirkung von mehrlagigen, anisotrop leitfähigen Materialien

Dipl.-Ing. Fabian Happ,
 Dr.-Ing. Heinz-D. Brüns,
 Prof. Dr. rer. nat. habil. Frank Gronwald,
 Technische Universität Hamburg-Harburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik

1 Einleitung

In vielen Hochtechnologiebereichen, wie beispielsweise der Luft- und Raumfahrtindustrie, werden vermehrt Carbonfaser-Kompositwerkstoffe (CFK) verwendet. Diese sind bedeutend leichter als Metall, verfügen über verbesserte mechanische Eigenschaften, gehen aber mit verschlechterten EMV-Eigenschaften bezogen auf Schirmwirkung und elektrische Anbindung einher.

Eine für die EMV komplexer Systeme wichtige Aufgabenstellung ist daher die Modellierung elektromagnetischer Eigenschaften, wie z.B. der Schirmwirkung oder der Streueigenschaften eines Systems, in dem einige oder alle Metallkomponenten durch CFK-Komponenten ersetzt wurden. CFK besteht aus mehreren Schichten von Carbonfasern, die gegeneinander verdreht und in Kunstharz eingeschlossen sind. Im Gegensatz zu Metall, das eine isotrope, d.h. richtungsunabhängige, Leitfähigkeit besitzt, ist jede Schicht von Carbonfasern durch eine anisotrope Leitfähigkeit charakterisiert. Daher werden für die EMV-Analyse Verfahren benötigt, welche es ermöglichen, mehrlagige und anisotrop leitfähige Schichten zu behandeln.

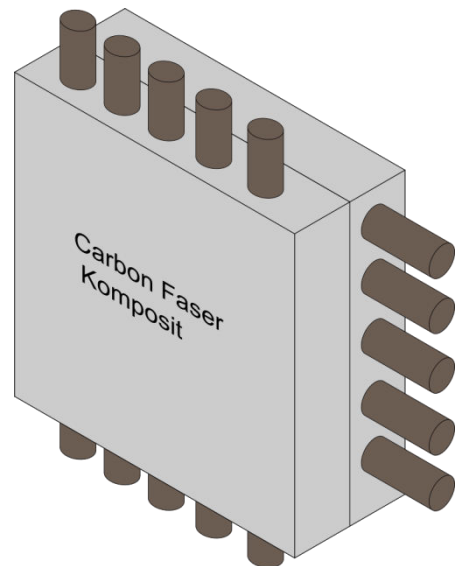


Abbildung 1: Dargestellt ist ein Modell für ein CFK mit zwei Schichten. Die Orientierung der Fasern der zweiten Schicht ist um 90° gegenüber der ersten Schicht verdreht.

In dieser Arbeit wird ein effizientes Verfahren vorgestellt, mit dem die Streu- und Schirmungseigenschaften von anisotropen Schichten bestimmt werden können. Das Verfahren basiert auf der Momentenmethode [1] und erweitert einen bekannten Doppelstromansatz für dielektrische Körper, der bisher die Behandlung dünner, isotrop leitfähiger Schichten ermöglicht [2]. Als Ergebnis resultiert ein Verfahren, das eine analytische Lösung für die elektrische und magnetische Feldstärke innerhalb von anisotropen Schichten als Randbedingung in der Momentenmethode verwendet. Dieses Verfahren ermöglicht es, die elektromagnetischen Felder in der Umgebung und im Innenraum eines Körpers zu simulieren, dessen Oberfläche aus mehreren Lagen von anisotrop leitfähigen Material besteht. Der zusätzliche Rechenaufwand, der im Vergleich zur Simulation eines unbeschichteten, dielektrischen Körpers entsteht, ist minimal. Zur Verifikation des vorgestellten neuen Verfahrens wird anhand einer Beispielanordnung gezeigt, welchen Einfluss die Parameter Leitfähig-

keit, Schichtdicke und Versatzwinkel der Schichten auf die Schirmwirkung haben. Die erhaltenen Ergebnisse werden mit denen von Feldberechnungsprogrammen validiert, die auf der Finiten Integrationstechnik (FIT) [3] bzw. der Finiten-Elemente-Methode (FEM) [4] basieren.

2 Vorstellung des numerischen Verfahrens für mehrlagige, anisotrop leitfähige Materialien

In dem hier vorgestellten Verfahren wird eine Koppelmatrix verwendet, welche die Interaktion zwischen den tangentialen Feldern im Außen- und Innenraum analytisch beschreibt. Diese Koppelmatrix wird innerhalb der Momentenmethode als Randbedingung verwendet.

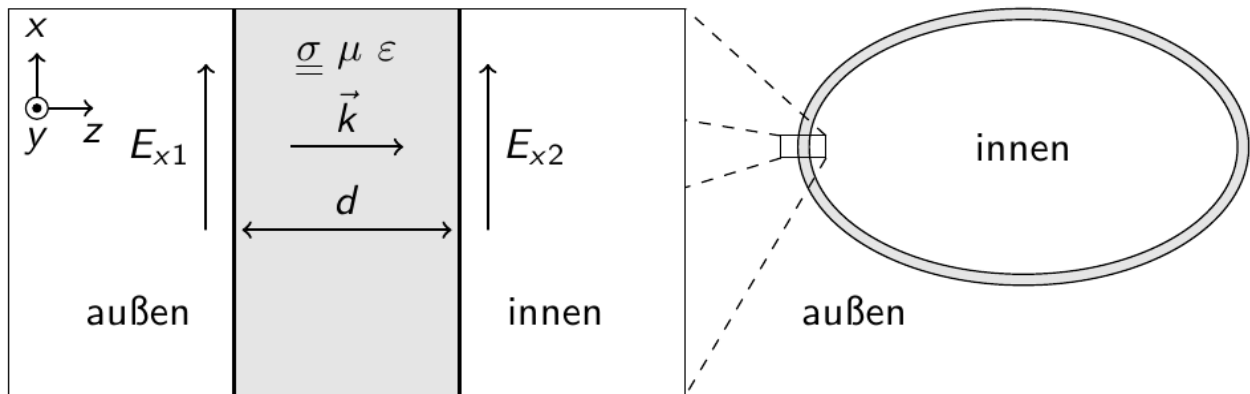


Abbildung 2: Diese Abbildung zeigt einen Körper, dessen Rand durch eine endlich dünne, anisotrop leitfähige Schicht gebildet wird.

2.1 Koppelmatrix

Für die Herleitung der Koppelmatrix werden zwei Annahmen getroffen. Die erste Annahme ist, dass jede Schicht gut leitfähig ist. Die zweite Annahme ist, dass sich jede Schicht, in einem geeigneten lokalen Koordinatensystem, durch einen diagonalen Leitfähigkeitstensor beschreiben lässt. Die erste Annahme führt dazu, dass in der anisotropen Schicht die Wellenausbreitung nahezu senkrecht zur Oberfläche verläuft. Mit der zweiten Annahme kann das Feld in der Schicht in zwei unabhängige Moden zerlegt werden.

Auf diese Weise ist es möglich, für jede Schicht eine analytische Lösung in Form einer Kettenmatrix zu erhalten. Um ein Material aus mehreren Schichten zu beschreiben, werden einfach die Koppelmatrizen der einzelnen Schichten miteinander multipliziert. Somit lässt sich der folgende Ausdruck:

$$\begin{pmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{H}_1 \end{pmatrix}_{tan} = [\mathbf{M}] \begin{pmatrix} \vec{E}_2 \\ \vec{H}_2 \end{pmatrix}_{tan} = \begin{pmatrix} \vec{f}_E(\vec{E}_2, \vec{H}_2) \\ \vec{f}_H(\vec{E}_2, \vec{H}_2) \end{pmatrix} \quad (1)$$

für die gesamte Koppelmatrix schreiben [5], [6]. Dabei ist $[\mathbf{M}]$ eine 4 x 4 Matrix und die Indizes 1 und 2 bezeichnen den Außen- bzw. den Innenraum. Die linearen Funktionen

\vec{f}_E und \vec{f}_H sind eine Kurzschreibweise für die Multiplikation der oberen bzw. unteren beiden Zeilen der Matrix $[\mathbf{M}]$ mit dem Vektor, der die tangentialen Komponenten der elektrischen und magnetischen Feldstärke des Innenraums enthält.

2.2 Verwendung der Koppelmatrix in der MoM

Nun wird auf den Oberflächenelementen der anisotropen Schicht diese Bedingung (1) gefordert und das Testverfahren der Momentenmethode [1] angewendet:

$$\langle \vec{t}, \vec{E}_1 \rangle = \langle \vec{t}, \vec{f}_E(\vec{E}_2, \vec{H}_2) \rangle \quad (2)$$

$$\langle \vec{t}, \vec{n} \times \vec{H}_1 \rangle = \langle \vec{t}, \vec{n} \times \vec{f}_H(\vec{E}_2, \vec{H}_2) \rangle. \quad (3)$$

Dabei ist \vec{t} die jeweilige Testfunktion entlang der Oberfläche und \vec{n} der nach außen zeigende Normalenvektor der Oberfläche. Das innere Produkt ist hier als Oberflächenintegral über die Fläche der beiden zur Testfunktion gehörenden Oberflächenelemente definiert:

$$\langle \vec{t}, \vec{E}_1 \rangle = \iint \vec{t}(r) \cdot \vec{E}_1(r) dA. \quad (4)$$

Auf diese Weise werden die Einträge der Systemmatrix und der rechten Seite des linearen Gleichungssystems erzeugt, dessen Lösung die Oberflächenstromdichte liefert. Mit der bekannten Oberflächenstromdichte können nachfolgend die Feldstärken des elektrischen und magnetischen Feldes in jedem Raumpunkt bestimmt werden.

3 Anwendungsbeispiel

Das vorgestellte Verfahren wird in diesem Abschnitt auf die im Folgenden beschriebene Beispielanordnung angewendet, um den Einfluss der Schichtdicke und der Leitfähigkeit zu untersuchen. Außerdem wird bei einer Anordnung mit zwei Schichten die Orientierung der Fasern der zweiten Schicht gegenüber der ersten Schicht verdreht. Die Auswirkung der verschiedenen Parameter auf die Schirmwirkung der Anordnung wird dargestellt. An einzelnen Simulationsergebnissen wird eine Validierung mittels volumendiskretisierender Feldrechenprogramme vorgenommen.

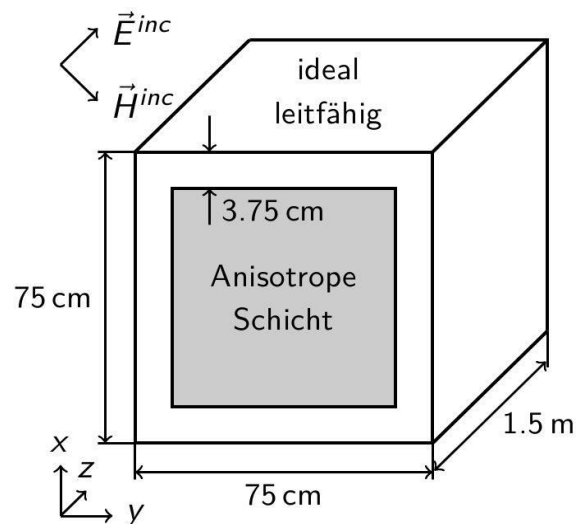


Abbildung 3: Illustration der Beispielanordnung

3.1 Beschreibung der Beispielanordnung

Bei der Beispielanordnung handelt es sich um einen Quader, dessen Oberfläche ideal leitfähig ist. In dieser ideal leitfähigen Oberfläche befindet sich eine quadratische Öffnung. Dort ist, für unsere Betrachtungen, ein ein- oder zweilagiges anisotrop leitfähiges Material eingefügt (**Abbildung 3**). Diese Anordnung wird durch eine ebene Welle im

Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 300 MHz angeregt. Die x- und y-Komponente des Polarisationsvektors des elektrischen Feldes sind gleich groß und betragen 1 V/m. Aus Symmetriegründen folgt, dass bei einer isotrop leitfähigen Schicht die resultierende elektrische Feldstärke in x- und y-Richtung den gleichen Wert ergeben muss.

3.2 Simulationsbeispiele für Einzelschichten

Das beschriebene Verfahren wurde in ein bestehendes Programmpaket implementiert [7] und wird hier zunächst für die Simulation einer Anordnung mit einer Schicht CFK verwendet. Die Schirmwirkung (Shielding Efficiency, SE) wird hier getrennt für zwei Richtungen betrachtet:

$$SE_x = 20 \log \left(\frac{|E_x^{inc}(\vec{p})|}{|E_x(\vec{p})|} \right) \quad SE_y = 20 \log \left(\frac{|E_y^{inc}(\vec{p})|}{|E_y(\vec{p})|} \right). \quad (5)$$

Dabei bezeichnet E_x^{inc} die x-Komponente der einfallenden elektrischen Feldstärke ohne den Schirm und E_x ist die Feldstärke in Anwesenheit des Schirms. Der Aufpunkt \vec{p} wurde hier als der Mittelpunkt der Beispielanordnung mit den Koordinaten (37,5; 37,5; 75) cm gewählt. Die linke untere Ecke des Quaders nach **Abbildung 3** befindet sich bei (0;0;0).

3.2.1 Einfluss der Schichtdicke

Die elektrische Leitfähigkeit beträgt in diesem Beispiel $\sigma_x = 10 \text{ S/m}$, $\sigma_y = 1000 \text{ S/m}$. Die Dicke der Schicht wird in den Grenzen von 0,1 mm bis 1 mm verändert. Da von einer Wellenausbreitung in z-Richtung ausgegangen wird gibt es innerhalb der Schicht keine Feldkomponenten in z-Richtung. Aus diesem Grund hat die Leitfähigkeitskomponente σ_z keine Bedeutung.

Die Ergebnisse der Simulationen sind in **Abbildung 4** zusammengefasst. Wie erwartet ist zu sehen, dass die Schirmwirkung mit steigender Schichtdicke zunimmt. Bei einer Frequenz von 224 MHz haben alle Kurven ein Minimum. Diese Frequenz entspricht der ersten Resonanzfrequenz der Anordnung und es kommt dadurch zu Feldstärkeüberhöhungen im Innenraum. Es handelt sich bei dieser Resonanzfrequenz um die TE_{101} -Mode und der Aufpunkt befindet sich genau in einem Feldstärkemaximum.

Abbildung 5 vergleicht für dieses Beispiel die Feldstärken im Innenraum, die mit dem hier vorgestellten MoM-Verfahren bzw. mit auf FEM oder FIT basierten Feldrechenprogrammen bestimmt wurden, miteinander. Die Resonanzen treten jeweils bei den gleichen Frequenzen auf und auch im übrigen Frequenzbereich ist eine gute Übereinstimmung der Kurven zu erkennen.

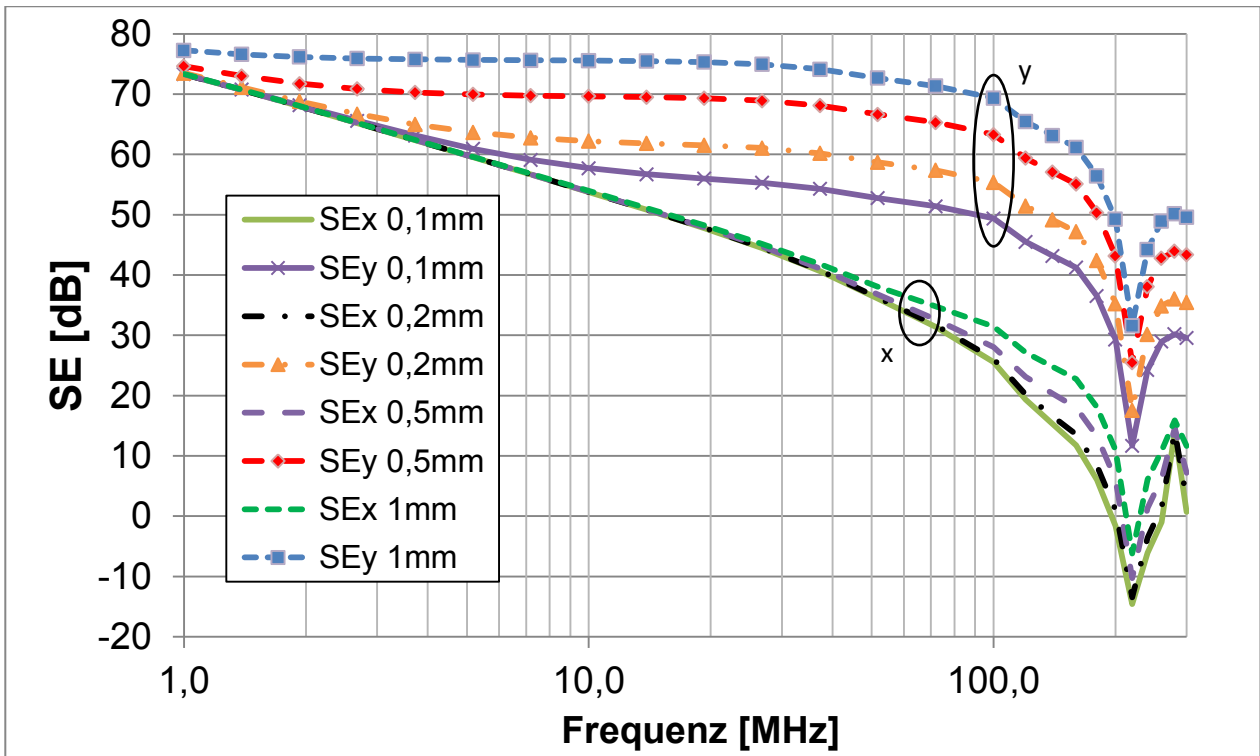


Abbildung 4: Dargestellt ist die Schirmwirkung in x- und y-Richtung in Abhängigkeit von der Frequenz für unterschiedliche Materialstärken, berechnet mit der vorgestellten MoM-basierten Methode. Die Leitfähigkeiten betragen hier $\sigma_x = 10 \text{ S/m}$ und $\sigma_y = 1000 \text{ S/m}$.

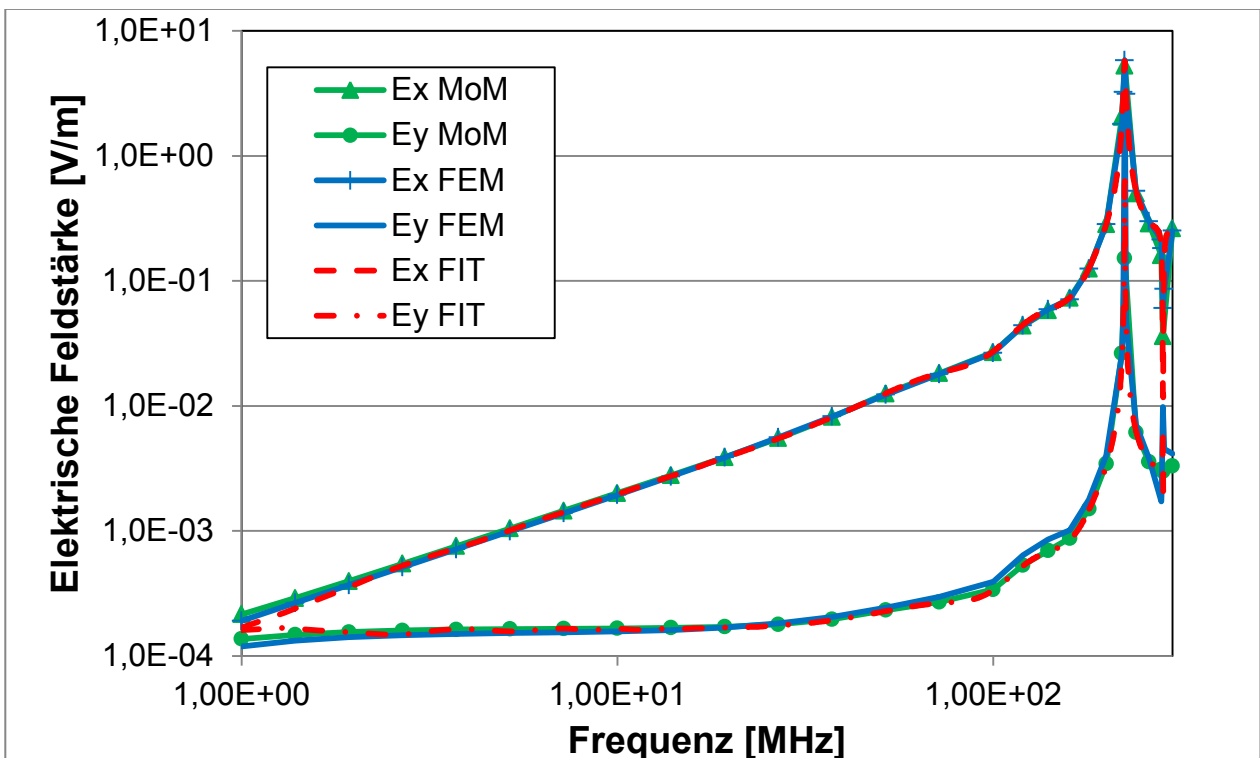


Abbildung 5: Validierung der berechneten elektrischen Feldstärke im Innenraum mit den alternativen Verfahren FEM [4] und FIT [3]. Die Schichtdicke beträgt hier 1 mm und die Leitfähigkeiten haben die Werte $\sigma_x = 10 \text{ S/m}$ und $\sigma_y = 1000 \text{ S/m}$.

3.2.2 Einfluss der Leitfähigkeit

Die Schichtdicke ist bei diesem zweiten Beispiel konstant 0,5 mm. Es werden unterschiedliche Leitfähigkeiten untersucht.

Die Schirmwirkung der Beispielanordnung in **Abbildung 2** ist in **Abbildung 6**, für unterschiedliche Leitfähigkeiten der anisotropen Schicht, dargestellt. Da eine höhere Leitfähigkeit zu einer höheren Absorption innerhalb des Schirmmaterials führt, kann durch Erhöhung der Leitfähigkeit die Schirmwirkung stark verbessert werden.

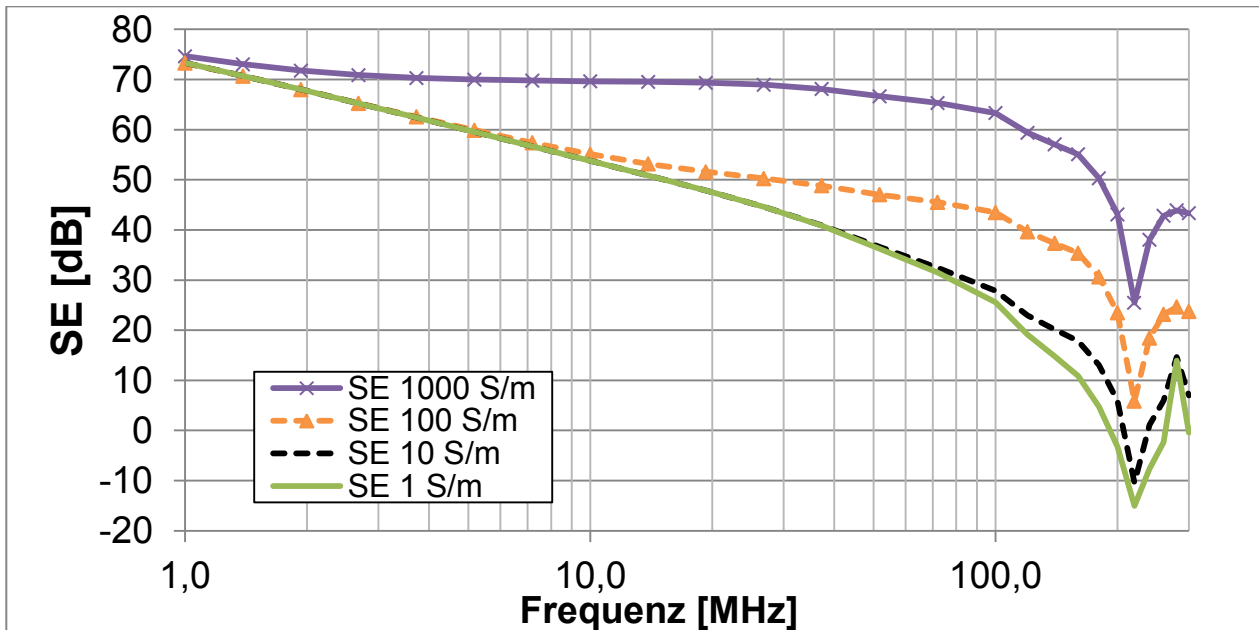


Abbildung 6: In diesem Diagramm wird der Einfluss der Leitfähigkeit auf die Schirmwirkung veranschaulicht. Die Schicht ist in diesem Fall 0,5 mm dick.

3.3 Simulationsbeispiele für Zweifachschichten

In diesem Beispiel wird ein Material aus zwei Schichten betrachtet. Jede Schicht hat die Dicke 0,5mm und die Leitfähigkeiten $\sigma_x = 10 \text{ S/m}$ und $\sigma_y = 1000 \text{ S/m}$. Nun wird die Orientierung der Fasern und damit die Leitfähigkeit der zweiten Schicht im mathematisch positiven Sinn um die z-Achse gedreht.

Die Resultate in **Abbildung 7** zeigen, welchen Einfluss der Verdrehwinkel auf die Schirmwirkung hat. Bei einem Winkel von 0° ist die Schirmwirkung in y-Richtung am größten und die in x-Richtung am geringsten. Wird nun der Winkel vergrößert, erhöht sich auch die Schirmwirkung in x-Richtung, aber die Schirmwirkung in y-Richtung sinkt.

Eine einfallende Welle nimmt für jede Richtung eine effektive Leitfähigkeit wahr. Diese effektive Leitfähigkeit ist dann am größten, wenn die Fasern der beiden Schichten in die gleiche Richtung ausgerichtet sind. Bei einem Versatzwinkel von 90° ist sowohl eine Schicht mit Fasern in x- als auch eine Schicht mit Fasern in y-Richtungen vorhanden.

Darum ist die effektive Leitfähigkeit in beiden Richtungen gleich und die Kurven für die Schirmwirkung in x- und y-Richtung liegen übereinander.

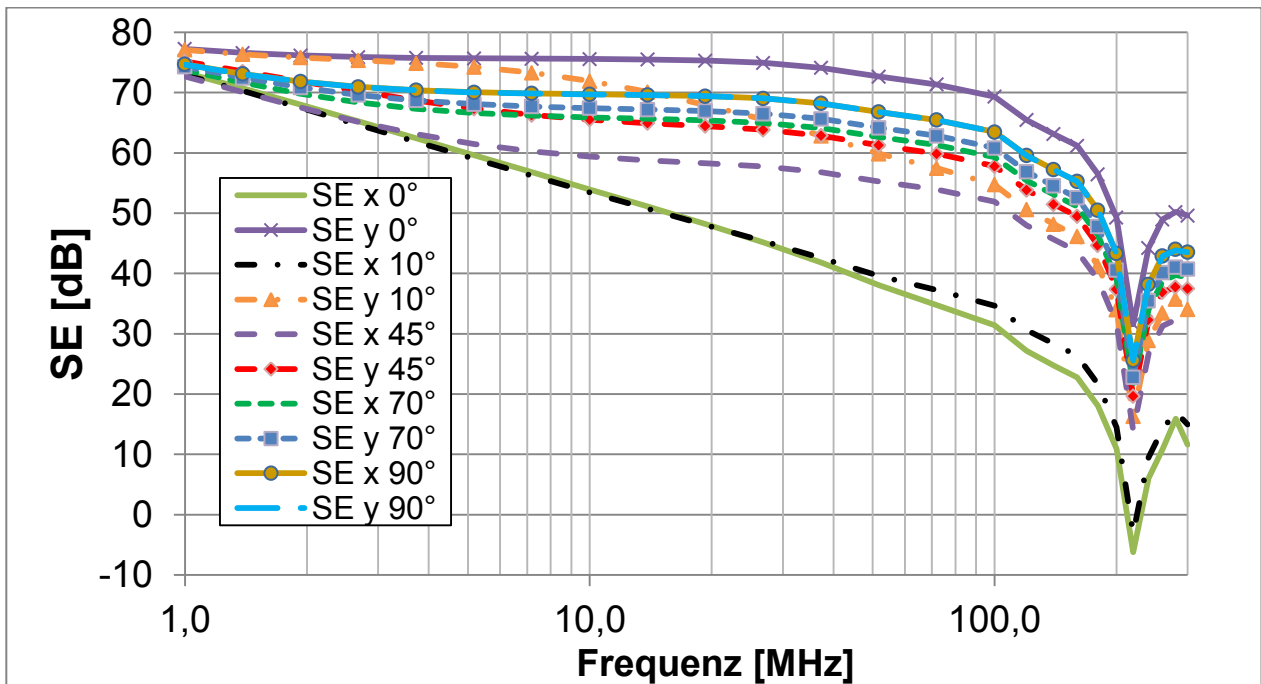


Abbildung 7: Die Schirmwirkung der Beispielanordnung mit zwei Schichten von Carbon-Fasern ist hier dargestellt. Die Orientierung der Fasern der zweiten Schicht wurde dabei zwischen 0° und 90° gegenüber der Orientierung der Fasern der ersten Schicht verdreht.

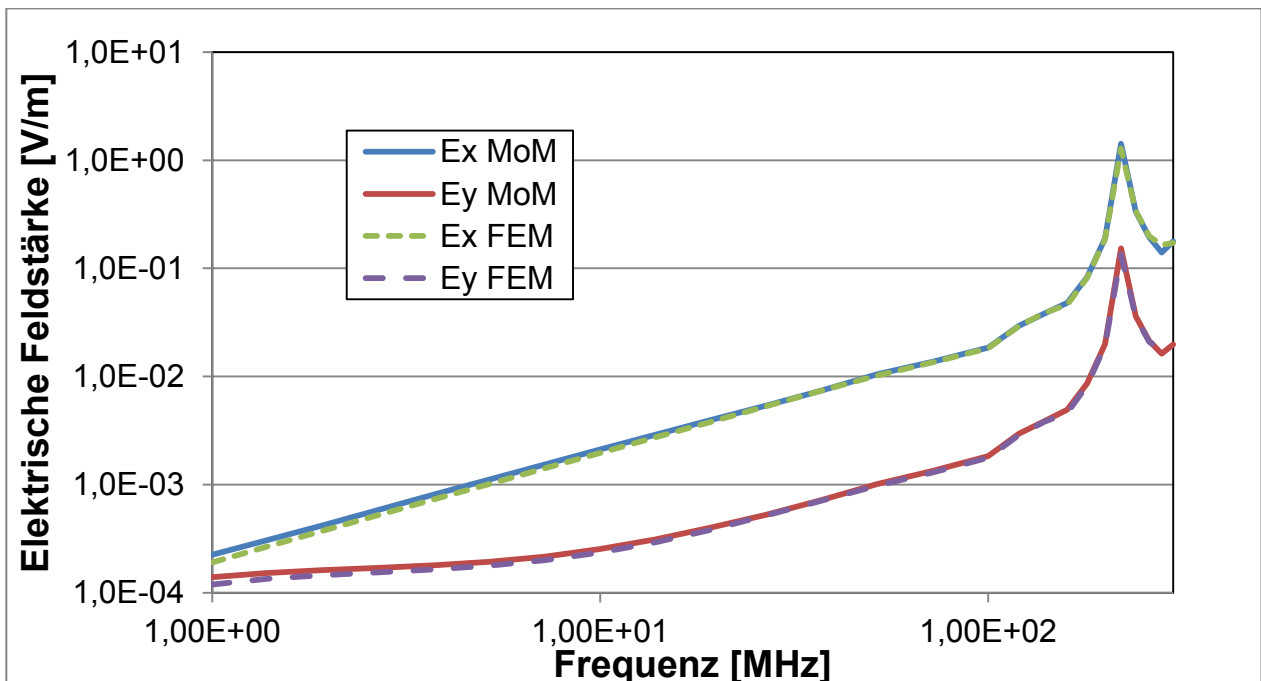


Abbildung 8: Berechnung der elektrischen Feldstärke im Innenraum für die Anordnung mit zwei Schichten, bei der die Orientierung der Fasern der zweiten Schicht um 10° gegenüber der ersten Schicht gedreht ist.

In **Abbildung 8** sind die Komponenten der elektrischen Feldstärke dargestellt, die mit dem hier vorgestellten MoM-Verfahren bzw. mittels FEM errechnet wurden. Es ist eine sehr gute Übereinstimmung der Ergebnisse für die elektrische Feldstärke zu erkennen.

4 Zusammenfassung

Es wurde ein Verfahren vorgestellt, welches es ermöglicht, ein Material aus mehreren Lagen von anisotrop leitfähigen Schichten mit der Momentenmethode numerisch zu modellieren. Dieses Verfahren kann unter anderem dazu eingesetzt werden, um die elektromagnetischen Felder in der Umgebung von CFK-Strukturen zu simulieren.

Weiterhin wurde eine Beispielanordnung betrachtet, um das vorgestellte Verfahren zu validieren und um einige prinzipielle Aussagen treffen zu können. Wie zu erwarten, führt eine Verringerung der Schichtdicke oder der Leitfähigkeit zu einer Verschlechterung der Schirmwirkung.

Um einen möglichst guten Schirm aus CFK herzustellen, sollte die Orientierung der Fasern der verschiedenen Schichten so gewählt werden, dass eine möglichst isotrope Schirmwirkung entsteht. Ansonsten wäre die erzielte Schirmwirkung sehr stark von der Polarisation des einfallenden Feldes abhängig.

Für ein Material aus mehreren Schichten mit unterschiedlicher Faser-Orientierung besteht Grund zu der Annahme, dass sich das Verbundmaterial in einem breiten Frequenzbereich durch eine effektive, isotrope Leitfähigkeit beschreiben lässt.

5 Literaturverzeichnis

- [1] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, Piscataway, NJ: Wiley-IEEE Press, 1993.
- [2] G. Bürger, H.-D. Brüns and H. Singer, "Simulation of thin layers in the method of moments," in *International Zurich Symposium on EMC*, Zurich, Switzerland, 1995.
- [3] CST, „Microwave Studio 2011,“ www.cst.com.
- [4] ANSYS, „HFSS 14.0,“ www.ansys.com.
- [5] M. Sarto, „A matrix surface impedance formulation for the analysis of EM-interactions to finite laminated composite slabs,“ in *IEEE International Symposium on EMC*, Santa Clara, California, USA, 1996.
- [6] F. Happ, A. Schröder, H.-D. Brüns and F. Gronwald, "A method for the calculation of electromagnetic fields in the presence of thin anisotropic conductive layers using the method of moments," in *IEEE EMC Europe*, Bruges, Belgium, 2013.
- [7] Technische Universität Hamburg-Harburg, „CONCEPT-II,“ www.tet.tu-harburg.de/concept/.

Messtechnische Detektion von Schirminhomogenitäten und Aperturen an Hochvoltleitungen in Elektro- und Hybridfahrzeugen mittels der normativen Speisedraht- und Triaxialverfahren im praktischen Vergleich

Dipl.-Ing. Christian Hofmeister, Dipl.-Ing. Karsten Kreisch, Dipl.-Ing. Marc Maarleveld,
Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, Geschäftsführung, EMC Test NRW GmbH, 44227
Dortmund, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Fachgebiet Energietransport
und -speicherung, Bismarckstr. 81, 47048 Duisburg

1. Einleitung

Elektrofahrzeuge gewinnen vor dem Hintergrund der schwindenden Erdölreserven und den damit verbundenen steigenden Primärenergiepreisen zunehmend an Bedeutung [1]. Neben dem Fahrkomfort stellen sich auch hohe Funktionalitätsanforderungen an Multimediasysteme (z.B. Navigationssysteme, Fahrerassistenzsysteme, Audio- und Videoanwendungen). Alle Systeme müssen im Fahrzeug nebeneinander und miteinander einwandfrei funktionieren. Die Hochvoltebene (Antriebsstrang, Ladekreis) ist im Fahrzeug als geschirmtes System ausgeführt. Hierdurch wird ein IT Netz realisiert, welches die Funktion eines Berührungsschutzes übernimmt. Des Weiteren findet die Schirmung Verwendung um ein Hochfrequenzübersprechen eventueller Störungen im HV System in die 12 V-Niedervoltebene zu minimieren. Bild 1 zeigt exemplarisch die unterschiedlichen Spannungsebenen sowie die mögliche Verkopplung der Systeme.

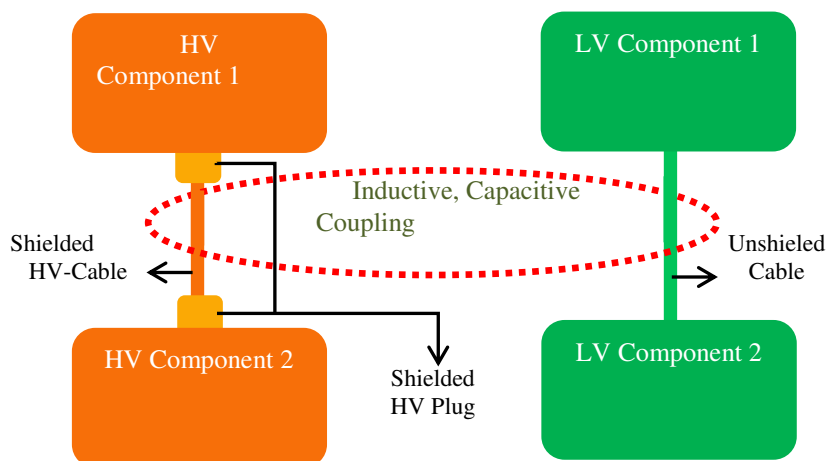


Bild 1: Schirmkonzept in einem Elektrofahrzeug

Produktionsbedingte Schirmdefekte (Löcher in Leitungsschirmen, schlecht geschirmte Leitungen) reduzieren die Schirmwirkung und können somit den Fahrkomfort erheblich reduzieren bzw. auch die Fahrsicherheit beeinträchtigen (z.B. gestörte Sensorik von Fahrerassistenzsystemen oder Busleitungen) [2]. Neben produktionsbedingten Schirm -

inhomogenitäten können auch durch den alltäglichen Fahrzeugbetrieb Schirmdefekte durch Umwelteinflüsse entstehen [4]. (Reibung der Leitungen an Kanten hervorgerufen durch Vibrationen). Fahrzeug- und Steckverbinderhersteller stellen im Allgemeinen einen störungsfreien Betrieb von Antriebssystemen und Niedervoltkomponenten durch vordefinierte Schirmkonzepte sicher.

Im Rahmen dieser Messreihe wird ein vertikales Triaxialverfahren und Speisedrahtverfahren bezüglich der Detektion von Schirminhomogenitäten und künstlich erzeugten Aperturen verglichen und bewertet. Nach ersten Erkenntnissen sind Aperturen und herstellungsbedingte Inhomogenitäten im Kabelaufbau mit dem Paralleldrahtverfahren einfacher zu detektieren.

2. Messverfahren und Randbedingungen

Die Parameter Koppelimpedanz sowie Schirmdämpfung einer Leitung lassen sich generell durch verschiedene Messverfahren sowie zugehörige Berechnungen bestimmen[3]. Im diesem Kapitel werden die Messverfahren näher vorgestellt sowie die Bestimmung der Parameter bzw. Berechnung der Werte näher erläutert.

2.1 Messparameter und Messaufbauten zur Bestimmung der Schirmgüte

Im Allgemeinen bestehen Messverfahren zur Bestimmung der Schirmwirkung von koaxialen Kabeln aus einem speisenden Kreis (Generator, Prüfling, Abschlußwiderstand) und einem empfangenden Kreis (Messempfänger, Schirmoberfläche des Prüflings, gegebenenfalls Abschlußwiderstand). In Kapitel 2.2 werden die verwendeten Verfahren dargestellt. In der Literatur sind im Wesentlichen zwei Messparameter (Schirmdämpfung, Kopplungsimpedanz) zur Bestimmung der Schirmwirkung von Koaxialkabeln bekannt. Die Schirmdämpfung ist das logarithmische Verhältnis von in das System eingespeister Leistung zu maximal abgestrahlter Leistung (siehe Formel 1)

$$a_s = 10 \log_{10} \left| \frac{P_{feed}}{P_{rad,max}} \right| \quad (1)$$

Eine weitere Maßeinheit für die Schirmwirkung ist die Koppelimpedanz. Sie ist definiert als Quotient der Längsspannung, welche im äußeren Kreis induziert wird zum Strom des inneren Kreises oder umgekehrt, bezogen auf die Längeneinheit (siehe Formel 2).

$$Z_T = \left| \frac{U_2}{I_1 \cdot L} \right| \quad (2)$$

U₂: Spannung im äußeren Kreis

I₁: Strom im inneren Kreis

L: Kopplungslänge

In der praktischen Messtechnik werden Netzwerkanalyzer eingesetzt und mittels des Streuparameters S₁₂ die Koppelimpedanz rechnerisch direkt ermittelt. In der Literatur

sind verschiedene Umrechnungsformeln bekannt. Im Rahmen der Messreihe werden die Formeln aus [5] angewendet.

2.2 Aufbau der Messverfahren zur Detektion von Aperturen und Schirminhomogenitäten

In der Literatur werden zwei Messverfahren (Speisedrahtverfahren, Triaxialverfahren) zur Bestimmung der Schirmgüte von KFZ-Hochvoltleitungen angegeben. In der folgenden Tabelle 1 werden die Verfahren beschrieben.

Speisedrahtverfahren	Triaxialverfahren
<p>Das Verfahren besteht aus 2 Kreisen (innerer und äußerer Kreis). Der innere Kreis ist der Prüfling. Der Äußere (in Bild 2 rot dargestellt) besteht aus dem auf dem Prüfling aufgebrachtem Speisedraht. Der Schirm des zu prüfenden Kabels ist gemeinsamer Bestandteil beider Kreise. Sowohl der Prüfling als auch der Speisekreis werden mit seiner Wellenimpedanz abgeschlossen (Aufbau des Verfahrens siehe Abbildung 2).</p>	<p>Dieses Messverfahren ist ein Rohr-in-Rohr Verfahren. Der innere Kreis besteht aus dem wellenimpedanzmäßig richtig abgeschlossenen Prüfling (im Allgemeinen ein Koaxialkabel). Der äußere Messkreis besteht aus der Oberfläche des Schirmes und dem Messrohr, der auf der Messempfänger entfernten Seite einen Kurzschluss bildet (Messaufbau siehe Bild 3).</p>
Vorteile:	
<p>Alle Empfangs- und Sendekreise sind impedanzmäßig richtig angepasst.</p> <p>Ermöglicht wird theoretisch ein frequenzmäßig weiter Messbereich (Abhängig von den verwendeten Abschlussimpedanzen)</p> <p>Einfacher, unkomplizierter Messaufbau Erweiterbar auf zu prüfende Steckverbinder mit großen geometrischen Abmessungen</p>	<p>Messverfahren ist in jeder Industriehalle aufgrund des geschlossenen koaxialen Aufbaus verwendbar (keine hochfrequenten Störungen durch Rundfunk, etc.)</p> <p>Alle Raumrichtungen (x,y,z) des Prüflings werden mittels einer Messung einfach und reproduzierbar erfasst</p>
Nachteile	
<p>Normativ müssen 4 Winkelpositionen vermessen werden</p> <p>Kein koaxiales geschlossenes Messverfahren (erfordert bei hohen äußeren Störpegeln eine geschirmte Halle)</p>	<p>Komplizierter, aufwändiger Messaufbau aus einzelnen Modulen (Aufnahmekopf, Messrohr, Spannvorrichtung)</p> <p>Der äußere Messkreis besteht aus einem Kurzschluss zwischen Prüfling und Messrohr, das theoretisch zu niedrigen Grenzfrequenzen führt (destruktive und konstruktive Interferenzen durch Reflexionen)</p> <p>Je nach Klemmvorrichtung Beschädigung des Kabelmantels (Prüfling) möglich</p>

Tabelle 1: Vergleich der Messverfahren

Es wird deutlich dass sich die beiden Verfahren hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile deutlich unterscheiden.

Die folgenden Abbildungen zeigen das äquivalente Ersatzschaltbild sowie den realen Messaufbau beider Messverfahren.

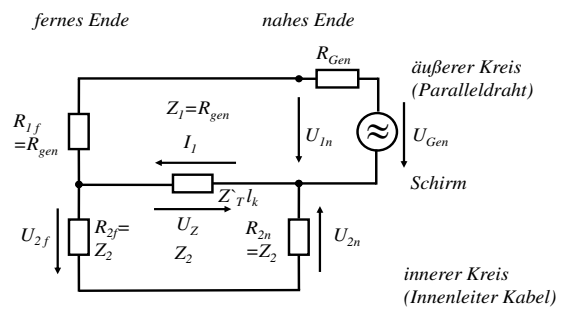
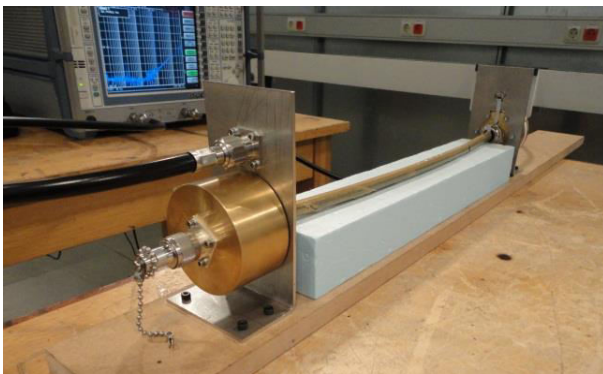


Bild 2 Realer Aufbau sowie ESB des Speisedrahtverfahrens

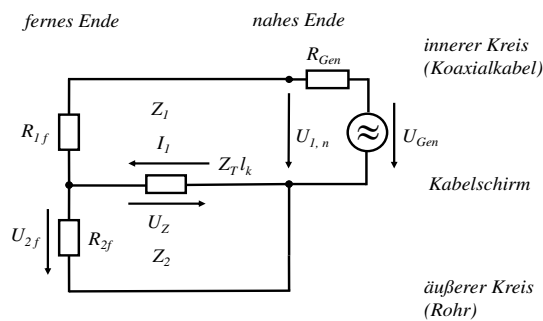
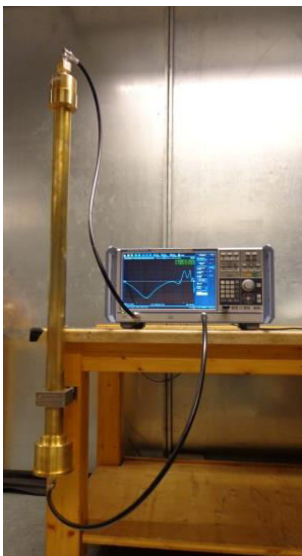


Bild 3 Realer Aufbau sowie ESB des Triaxialverfahrens

So ähnlich sich die beiden Verfahren in ihren ESBs sind, so unterschiedlich sind ihr realer Aufbau sowie die einzuhaltenden Randbedingungen. In wie weit dies Auswirkungen auf die Messergebnisse, vor allem bei Existenz von Aperturen und/oder Inhomogenitäten hat, wird im folgende Kapitel näher untersucht.

3. Messtechnische Untersuchungen

Die Detektion von Schirminhomogenitäten (Schirmdefekte, Aperturen) ist signifikant wichtig für die Produktqualität von Hochvollleitungen und Steckverbindersysteme. In diesen Messreihen werden beide Verfahren auf die Empfindlichkeit zur Erkennung von Schirmqualitätsänderung hervorgerufen und durch künstliche Aperturen und Biegeversuche untersucht.

3.1 Detektion von Schirminhomogenitäten und Aperturen mittels Triaxial- und Speisedrahtverfahren

Um die Rückwirkung einer Apertur auf das Messergebnis des jeweiligen Messverfahrens zu erproben, wird künstlich eine Aperturfläche von 70 mm² erzeugt. Diese Aperturfläche ist in Bild 4 zu sehen.



Bild 4: künstlich erzeugte Apertur

Die so modifizierte Koaxialleitung wird für die folgenden Untersuchungen herangezogen. Die Abbildung 5 zeigt den Kurvenverlauf bei der entsprechenden Aperturfläche für die beiden Messverfahren.

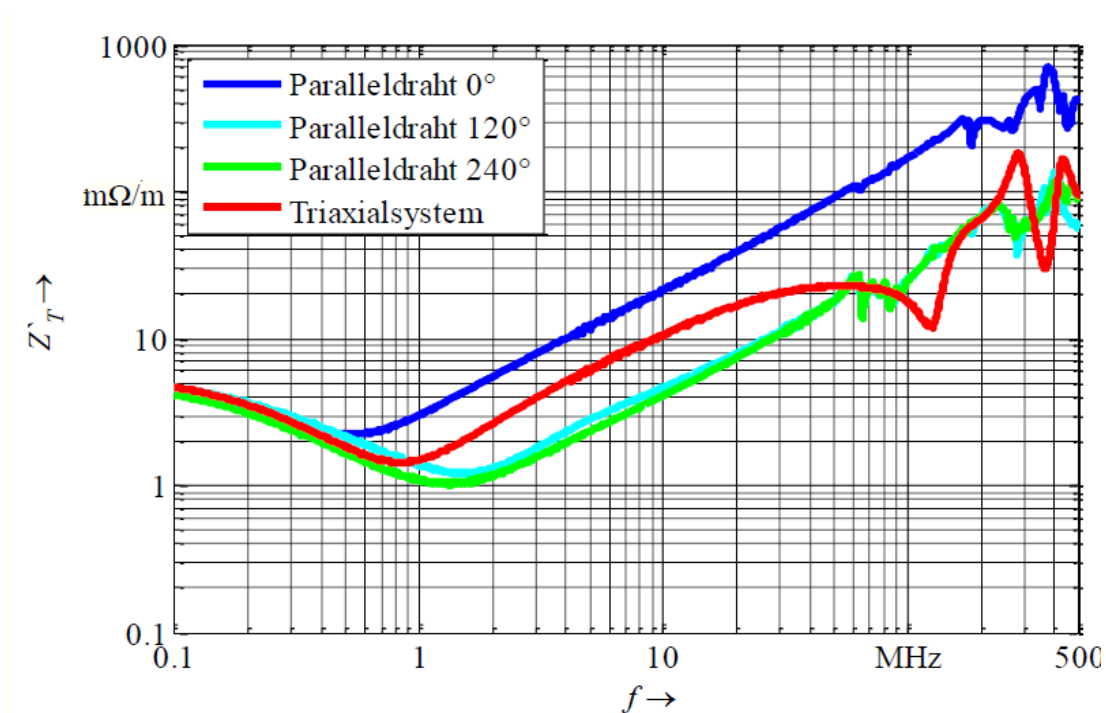


Bild 5 Vergleich beider Messverfahren zur Detektion von Schirmaperturen (Apertur 0° Position)

Zum einen ist deutlich zu erkennen, dass sich ab einer Frequenz von etwa 800 kHz die ermittelten Werte der Koppelimpedanz bei den verschiedenen Messverfahren unterscheiden. Des Weiteren kann die Winkelposition der eingebrachten Apertur bei Betrachtung der Messergebnisse erkannt werden. Die Kurve für die Winkelposition 0° unterscheidet sich deutlich von den Messergebnissen des Paralleldrahtverfahrens für einen Winkel von 120° bzw. 240° .

Neben der Sensitivität gegenüber Aperturen soll abschließend auch die Auswirkung von Biegevorgängen auf das Messergebnis abhängig von verwendeten Messverfahren untersucht werden. Die folgende Abbildung zeigt die gemessene Koppelimpedanz vor und nach dem Biegen des Kabelprüflings für beide Messverfahren.

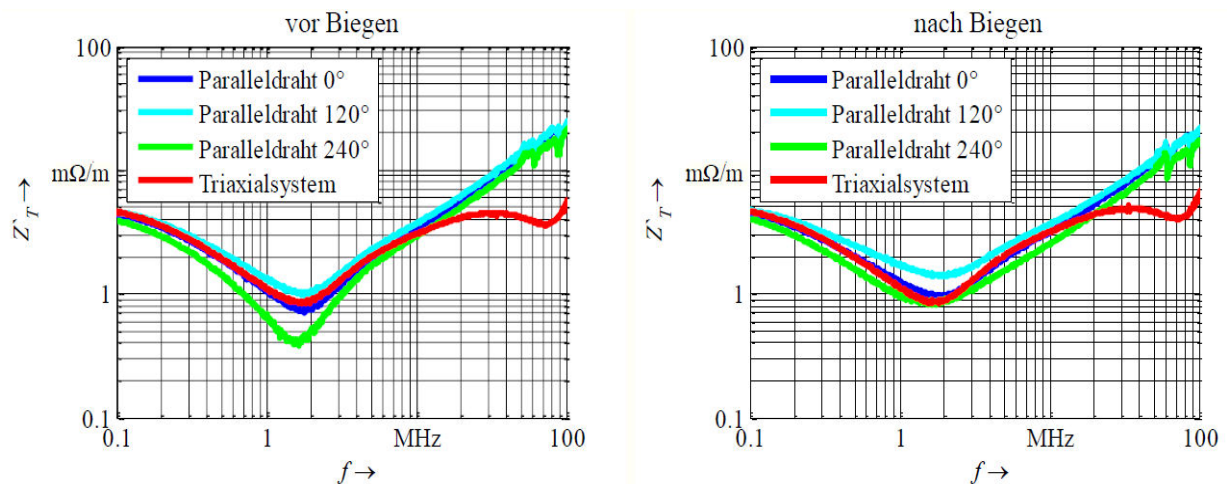


Bild 6 Koppelimpedanzen von Hochvollleitungen vor und nach dem Biegen

Ein Vergleich der beiden Messkurven des Triaxialsystems zeigt, dass die Messergebnisse vor und nach dem Biegevorgang keinen nennenswerten Unterschied zeigen. Bei Verwendung des Paralleldrahtverfahrens zeigt sich jedoch eine Auswirkung der mechanischen Beanspruchung durch den Biegevorgang. Vor allem das Messergebnis für die Winkelposition von 240° zeigt vor und nach dem Biegen unterschiedliche Ergebnisse. Dies ist am deutlichsten im Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 3 MHz ersichtlich.

3.2 Analyse und Diskussion der Ergebnisse

Bei beiden Messreihen (Aperturen, Biegeversuch) wurde das Speisedrahtverfahren und Triaxialverfahren auf die Empfindlichkeit bezüglich der Änderung der Schirmwirkung des Materials verglichen. Die Messkurve des Triaxialsystems verändert sich nach dem Biegeversuch (Bild 6) nicht wesentlich, wohingegen insbesondere sich der Wert der Koppelimpedanz beim Speisedrahtverfahren deutlich verschlechtert (bei 2 MHz steigt der Wert von ca. $0,6 \Omega/m$ auf $1 \Omega/m$ an). Bei dem Triaxialverfahren verändert sich der Anstieg der Koppelimpedanz bei Aperturen nur geringfügig. Das Verfahren ermöglicht somit keine mikroskopische Sicht auf richtungsabhängige Aperturen. Ein weiterer Nachteil des Triaxialverfahrens sind die Reflexionen (Verflachung der Messkurve ab 10 MHz), die für einen niedrigen, künstlichen Transferimpedanzverlauf sorgen. Ziel des Messverfahrens sollte aber die Bestimmung der höchsten Koppelimpedanz (worst-case) sein

4. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Messreihe wurden zwei gebräuchliche Verfahren zur Bestimmung der Schirmwirkung von Koaxialkabeln verglichen. Tabelle 1 gibt eine Zusammenfassung über die Vorteile und Nachteile beider Messverfahren. Praktische Messungen zeigen beim Triaxialverfahren bei höheren Frequenzen einen flacheren Kurvenverlauf und früher einsetzende Systemresonanzen im Gegensatz zum Paralleldrahtverfahren. Die Empfindlichkeit zur Detektion von Inhomogenitäten und Aperturen ist bei dem Speisedrahtverfahren offensichtlich ausgeprägter.

In weiteren Messreihen soll die Detektierbarkeit von Aperturen in Abhängigkeit von verschiedenen Parametervariationen (Apertur, -länge, -breite, -lage) an einem Kupfer-Vollmantelmaterialmantelkabel mittels der vorgestellten Verfahren untersucht werden.

5. Literatur

- [1] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit (BMU): *Leitstudie 2008. Weiterentwicklung der „Ausbaustrategie Erneuerbare Energien“ vor dem Hintergrund der aktuellen Klimaschutzziele Deutschlands und Europas*, Berlin, Oktober 2008.
- [2] Hans A. Wolfspenger: *Elektromagnetische Schirmung*, Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2008
- [3] Adolf J. Schwab, Wolfgang Kürner.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007
- [4] Günter Vogel: *Umweltsimulation für Produkte, Zuverlässigkeit steigern, Qualität sichern*, Würzburg, Vogel Verlag 1999,
- [5] EN50289-1-6:2002: *Kommunikationskabel Spezifikationen für Prüfverfahren*

Abhängigkeit der Pulsfestigkeitsergebnisse von Kfz-Komponenten von den verwendeten Testpulsgeneratoren

Dr. Bernd Deutschmann, Infineon Technologies, Automotive Power EMC Center, München, Germany

Dr. Frank Klotz, Infineon Technologies, Automotive Power EMC Center, München, Germany

Arnaud Wahl, Infineon Technologies, Automotive Power EMC Center, München, Germany

1. Einleitung

Eine Vielzahl von elektronischen Steuergeräten mit komplexen integrierten Schaltkreisen soll sicherstellen, dass unsere modernen Kraftfahrzeuge komfortabler, umweltfreundlicher und vor allem sicherer werden. Die Grundvoraussetzung dafür ist allerdings, dass sich empfindliche Sensor- und Kommunikationselektroniken sowie komplexe Leistungsschalter in Geräten, wie z.B. Motorsteuerung, Antiblockiersystem, Navigationssystem, Abstandskontrollsystem, Airbagsteuerung etc. nicht in ihrer Funktionsweise beeinflussen lassen.

Von entscheidender Bedeutung ist in diesem Zusammenhang die Robustheit dieser Steuergeräte gegenüber transienten Störungen (Über- oder Unterspannungen), die z.B. durch diverse Schaltvorgänge im verteilten Leitungsnetz erzeugt werden können. Repräsentative transiente Testpulse für 12V und 24V Bordnetze sind in der ISO7637 sowie ISO 16750 standardisiert [1], [2]. Seit 2011 gibt es eine neue Ausgabe der ISO7637-2 (3rd Edition 2011), in der ein deutlicher Anstieg der Testanforderungen (Prüfpulsamplituden / Testlevels) festgelegt ist. Daraus hat sich die Notwendigkeit abgeleitet, die resultierenden höheren transienten Belastungen für die Automobilelektronik genau zu analysieren, um mögliche neue Fehlermechanismen zu erkennen und diese bei der Entwicklung geeigneter Maßnahmen zu vermeiden bzw. zu minimieren [3].

2 Problemstellung

Im Zusammenhang mit dieser Analyse wurden signifikante Abhängigkeiten der Messergebnisse von den verschiedenen Testpulsgeneratoren festgestellt und daraufhin genauer untersucht. Bei der Untersuchung der Triggerschwellen von Schutz- und Diagnosefunktionen elektronischer Schaltungen haben sich generatorabhängig teilweise erhebliche Unterschiede im Ergebnis ein- und desselben Prüflings eingestellt.

So hat z.B. der Prüfling in einem EMV-Labor die Prüfung mit Testpulse 2a ohne Probleme bis zur maximalen Prüfpulsamplituden von 112V bestanden, in einem anderen EMV Labor, welches einen anderen Generator zur Erzeugung des Testpulses 2a verwendet, aber schon bei eine Pulsamplitude von 20V einen Ausfall gezeigt.

2.1 Rundversuch zur Generatorverifikation

Die Häufung solcher Beobachtungen hat schließlich dazu geführt, einen Rundversuch mit Laboren von Fahrzeugherstellern, Elektronikzulieferern und Pulsgeneratorherstellern über den DKE Arbeitskreis Pulsstörfestigkeit zu starten, um die Bandbreite der Ergebnisstreuungen zu erfassen, den technischen Hintergrund der Abhängigkeiten zu analysieren und Vorschläge zu erarbeiten die Standardisierung zu erweitern.

Bei dieser Generatorverifikation wurden die Messergebnisse von insgesamt 16 Pulsgeneratoren der am Rundversuch beteiligten Labore ausgewertet, gegenübergestellt und statistisch erfasst. Der Schwerpunkt der Analysen lag dabei auf der Untersuchung der Testpulse 1 und 2a, sowie deren Abhängigkeiten von verschiedenen Belastungen.

2.1.1 Standardisierte Pulsverifikation nach ISO 7637

Alle Untersuchungen basierten auf der im Standard vorgeschriebenen Generatorverifikation mittels Messung der Pulsspannung, wie sie im Bild 1 schematisch dargestellt ist. Die Verifikation erfolgte mit unbelastetem und mit belastetem Generator, wobei dem Standard entsprechend ein rein ohmscher Lastwiderstand R_L , der dem Generatorinnenwiderstand R_i entspricht, verwendet werden soll.

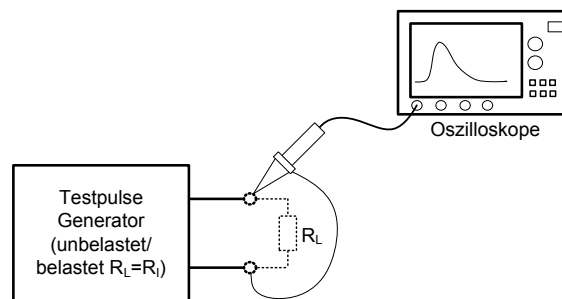


Bild 1: Beispiel des im ISO 7637 beschriebenen Setups zur Generatorverifikation

Der Standard fordert unter diesen Testbedingungen die Einhaltung der Pulsparameter wie sie in der Tabelle 1 für die beiden angesprochenen Testpulse dargestellt ist. Daraus ergibt sich, dass im unbelasteten Fall eine Toleranz der Pulsamplitude von $\pm 10\%$ und der Pulsdauer von $\pm 20\%$ zulässig ist. Im belasteten Fall sind dagegen $\pm 20\%$ Pulsamplitude und $\pm 20\%$ Pulsdauer erlaubt.

		Pulsamplitude U_s	Anstiegszeit t_r	Pulsdauer t_d
Testpuls 1	unbelastet	- 100 V (± 10 V)	1 μ s (+ 0, - 0.5 μ s)	2 ms (± 0.4 ms)
	belastet ($R_L = R_i = 10 \Omega$)	- 50 V (± 10 V)	-	1.5 ms (± 0.3 ms)
Testpuls 2a	unbelastet	+ 75 V (± 7.5 V)	1 μ s (+ 0, - 0.5 μ s)	50 μ s (± 10 μ s)
	belastet ($R_L = R_i = 2 \Omega$)	- 37.5 V (± 7.5 V)	-	12 μ s (± 2.4 μ s)

Tabelle 1: Verifikationsanforderungen nach ISO 7637 für Testpuls 1 und Testpuls 2a

Die sich daraus ergebenden theoretischen Abweichungen der Pulsparameter (allen voran der Pulsleistung und Energie) zwischen den erlaubten Testergebnissen wird in Tabelle 2, an Hand des Testpulses 1 für eine Pulsamplitude von $U_S = -100\text{ V}$ und einem Lastwiderstand vom $R_L = 10\ \Omega$, gezeigt.

	Im Standard definierte max. Abweichung		Normpuls	Zulässiges Testergebnis		Unterschied zwischen den zulässigen min. und max. Testergebnissen
	min	Max		min	Max	
Pulsamplitude $U_S = -100\text{ V}$	- 20 %	20 %	- 50 V	- 40 V	- 60 V	50 %
Pulsstrom I_S	-	-	5 A	- 4 A	- 6 A	50 %
Pulsdauer t_d	- 20 %	20 %	1.5 ms	1.2 ms	1.8 ms	50 %
Pulsleistung P_S	-	-	250 W	160 W	360 W	125 %
Pulsenergie E_S	-	-	108.7 mJ	41.7 mJ	141 mJ	238 %

Tabelle 2: Toleranzbetrachtung der Verifikation anhand von Testpuls 1 mit $U_S = -100\text{ V}$ und $R_L = 10\ \Omega$

Wie aus der Tabelle zu sehen ist, ergeben sich speziell für die Pulsleistung und Energie doch erheblich große Unterschiede in den zulässigen minimalen und maximalen Pulsparametern. Dies macht speziell die Auslegung von externen Schutzmaßnahmen wie Überspannungsableitern schwierig, da diese idealerweise für die max. auftretende Pulsenergie ausgelegt sein müssten.

Bei der Überprüfung der verwendeten Generatoren konnte eindeutig nachgewiesen werden, dass die gemessenen Spannungswerte aller 16 Generatoren, bezogen auf die im Standard definierte Verifikation, innerhalb der spezifizierten Toleranzbereiche liegen. Alle Generatoren erfüllen somit die Verifikationsanforderungen und würden größtenteils sogar noch engere Toleranzgrenzen erlauben.

Ein Beispiel der Untersuchungsergebnisse wird in Bild 2 anhand des Testpulses 1 gezeigt und soll diese Unterschiede verdeutlichen.

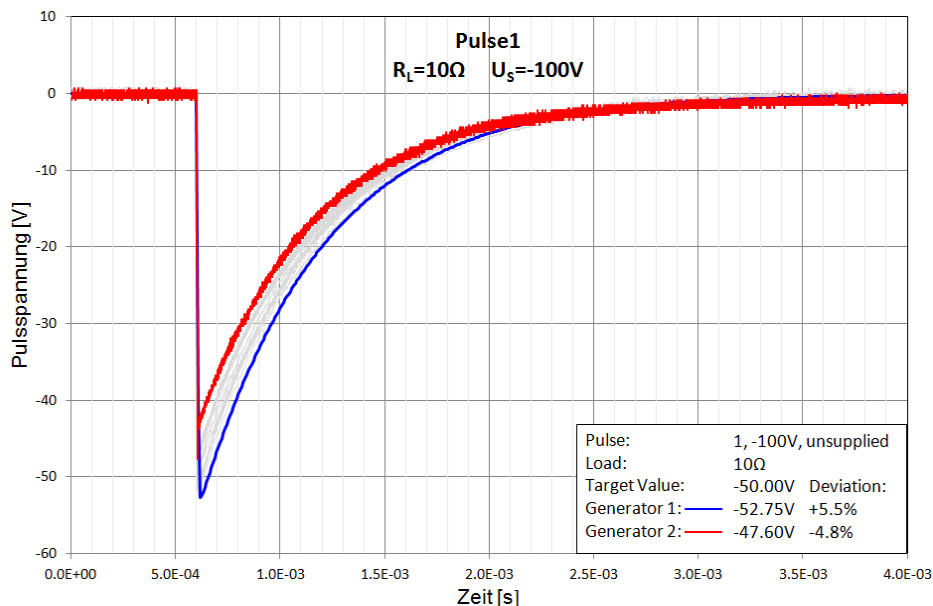


Bild 2: Unterschiede in den Pulsspannungsverläufen der untersuchten Generatoren (Testpulse 1, $U_S = -100\text{ V}$, $U_a = 0\text{ V}$, standardisierte Verifikation mit $R_L = R_i = 10\text{ Ohm}$)

Bezogen auf die im Standard vorgeschriebene Verifikation lagen der Generator mit der größten gemessenen Pulsamplitude (Generator 1) und der Generator mit der kleinsten Pulsamplitude (Generator 2) nur + 5.5 % und - 4.8 % vom "Normpuls" entfernt. Alle Abweichungen lagen somit innerhalb der von der Norm geforderten ± 20 % Toleranz. Bei der Leistung (siehe Bild 3) ergibt sich daraus schon eine Abweichung von + 17.0 % bei Generator 1 und - 12.4 % bei Generator 2.

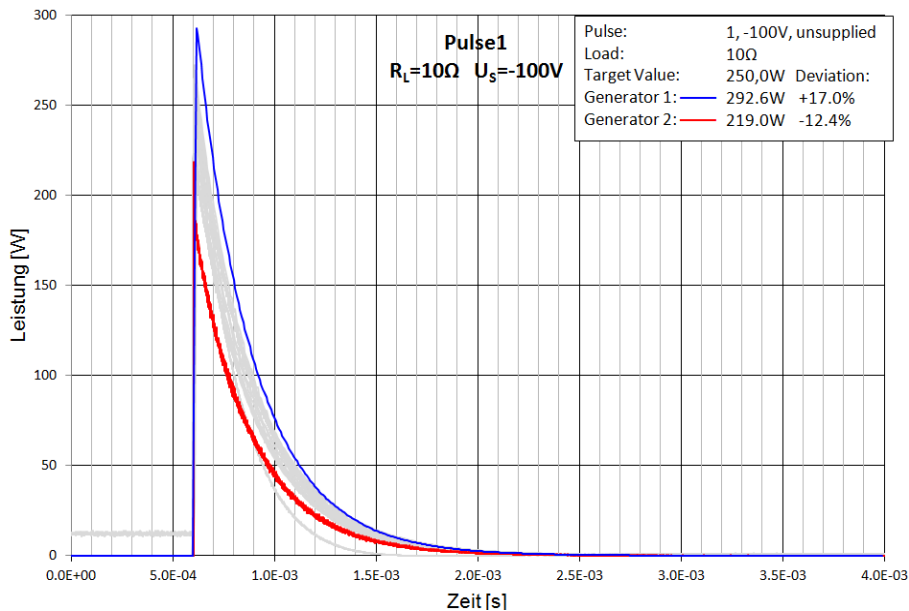


Bild 3: Unterschiede in den Pulsleistungsverläufen der untersuchten Generatoren (Testpulse 1, $U_s = -100$ V, $U_a = 0$ V, standardisierte Verifikation mit $R_L = R_i = 10$ Ohm)

2.1.2 Erweiterung der standardisierten Verifikation

Die standardisierte Generatorverifikation, die bei einer Boardnetzspannung von $U_a = 0$ V durchgeführt werden soll, wurde bei dem Rundversuch noch um applikationstypische Lasten erweitert. Diese sollen einen besseren Bezug zu realen Bedingungen im Fahrzeug darstellen und auch die Boardnetzspannungsversorgung von $U_a = 13.5$ V im Fahrzeug berücksichtigen.

Wie in Tabelle 3 dargestellt, wurden dabei zum Beispiel vier zusätzliche Lastfälle mit Belastungen in Form einer niederimpedanten ohmschen Last mit 1Ω als typischer Stromverbraucher, sowie einer hochimpedanten ohmsch/kapazitiven Last, wie sie z.B. ein zu testender Sensor darstellt, verwendet.

Bei der Verwendung der erweiterten (applikationsnahen) Belastungen traten jedoch erhebliche Unterschiede in den gemessenen Spannungs-, Strom-, Leistungs- und Pulsenergiewerten auf. Die Unterschiede ließen sich in erster Linie auf die Unterschiede in der Ausführung der Testpulsgeneratoren, speziell dem pulserzeugenden Netzwerk und vor allem der Ein- und Entkopplung der Pulse in die Boardnetzspannung zurückführen.

		Testpuls 1			Testpuls 2a		
		Pulsamplitude U_s	Spannungs- versorgung U_a	Belastung R_L	Pulsamplitude U_s	Spannungs- versorgung U_a	Belastung R_L
Nach ISO 7637	unbelastet	- 100 V	0 V	-	75 V	0 V	-
	belastet	- 100 V	0 V	10 Ω	75 V	0 V	2 Ω
erweitert	Lastfall 1	-	-	-	50 V 75 V 100 V 125 V	13.5 V	-
	Lastfall 2	- 50 V - 100 V - 150 V	0 V	1 Ω	50 V 75 V 100 V 125 V	13.5 V	1 Ω
	Lastfall 3	-	-	-	50 V 75 V 100 V 125 V	13.5 V	2 Ω
	Lastfall 4	- 50 V - 100 V - 150 V	0 V	1 k Ω // 100 nF	50 V 75 V 100 V 125 V	13.5 V	1 k Ω // 100nF

Tabelle 3: Übersicht der verwendeten erweiterten Generatorverifikation für Testpuls 1 und Testpuls 2a

Eine statistische Ergebnisauswertungen dieser Untersuchungen wurden bei der 6. GMM-Fachtagung Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik vorgestellt [4] und sind derzeit auch im Entwurf eines Technischen Reports [5] zur ISO 7637-2 aufgezeigt und werden intensiv im Normungsgremium der DKE und ISO diskutiert.

2.1.3 Beispiele der gemessenen Unterschiede in den Pulsparametern

Ein Beispiel der gemessenen Unterschiede in den Verläufen der Pulsformen und im speziellen der sich ergebenden Pulsamplituden der verwendeten Testpulsgeneratoren wird im Bild 4 am Beispiel des Testpulses 2a verdeutlicht. In diesem Fall wurden bei allen Generatoren eine Pulsamplitude $U_s = 100$ V eingestellt und eine der angesprochenen applikationstypischen Belastungen (Lastfall 4) verwendet. Wie im Verlauf der gemessenen Pulsspannungen leicht zu erkennen ist, zeigte sich eine erhebliche Schwankungsbreite der Messwerte. Bei einem Generator ergab sich eine maximale Pulsamplitude über dem Belastungsnetzwerk von ca. 200 V, während sich bei einem anderen Generator eine um fast die Hälfte geringere Pulsamplitude einstellte. Diese worst case Fälle sind im Bild farbig eingezeichnet. Die dazwischen liegenden Messkurven der anderen Generatoren wurden im Bild grau hinterlegt und zeigen die große Schwankungsbreite der Ergebnisse.

Speziell die deutlichen Unterschiede in der sich ergebenden maximalen Pulsspannung kann dazu führen, dass die Ansprechschwellen von Ableitelementen, die zum Schutz der von integrierten Schaltkreise verwendet werden, in einem Fall aktiviert werden und den Puls ableiten, im anderen Fall aber noch gar nicht ansprechen, was zu völlig unterschiedlichen Ergebnissen der Pulsfestigkeitsprüfung führen kann.

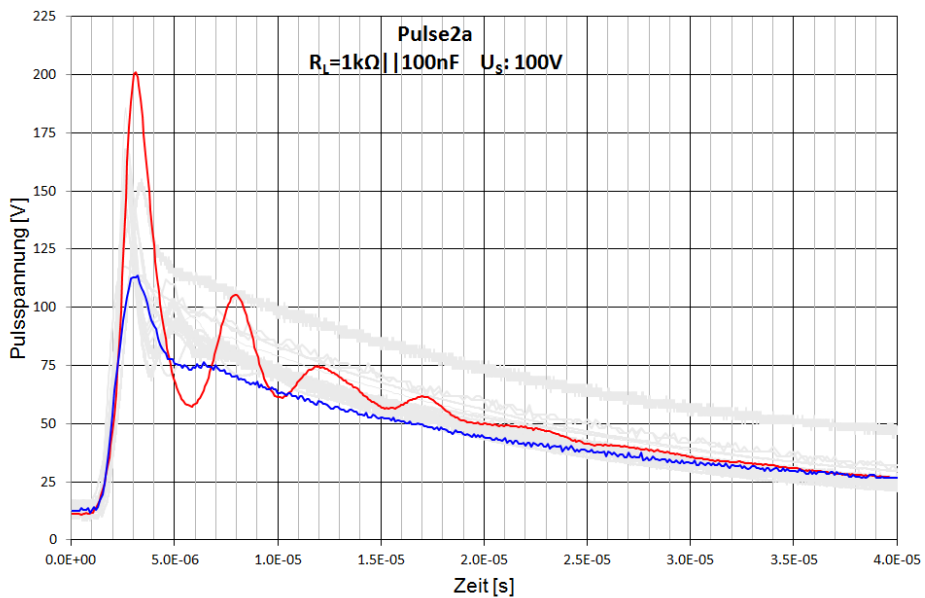


Bild 4: Unterschiede in den Pulsspannungsverläufen der untersuchten Generatoren (Testpulse 2a, $U_s = 100 \text{ V}$, $U_a = 13.5 \text{ V}$, applikationsnahe Belastung mit $R_L = 100 \text{ k}\Omega // 100 \text{ nF}$)

Ein weiteres interessantes Beispiel der sich ergebenden Unterschiede ist in Bild 5 wiederum für den Testpuls 2a im Bezug auf den Lastfall 3 dargestellt. In diesem Fall zeigt sich bei einigen Generatoren in der gemessenen Pulsspannung ein deutlicher Unterschwinger, so dass die angelegte 13.5 V Boardnetzspannung auf bis zu 3 V zusammenbricht. Dieser Unterschwinger ist in erster Linie auf die Rückwirkung der Impedanz des Entkoppelnetzwerkes im Generator zurückzuführen. Er kann zum Beispiel zur Folge haben, dass ein Prüfling mit einer Unterspannungserkennung beim Test mit einem Generator eine Unterspannung detektiert und einen Fehler ausgibt, beim Test mit einem anderen Generator aber keine Unterspannung vorhanden ist und somit der selbe Prüfling als fehlerfrei bewertet wird.

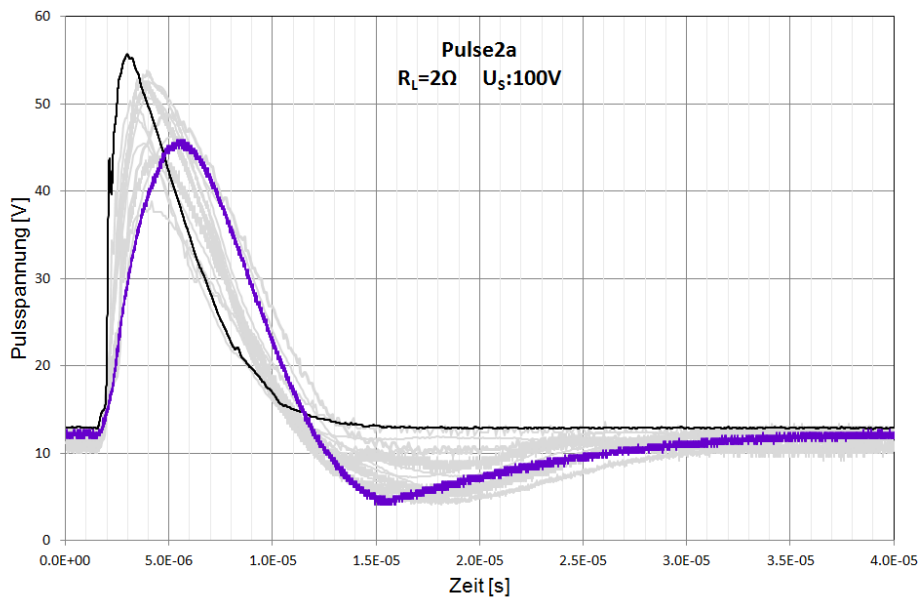


Bild 5: Unterschiede in den Pulsspannungsverläufen der untersuchten Generatoren (Testpulse 2a, $U_s = 100 \text{ V}$, $U_a = 13.5 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ Ohm}$)

3 Maßnahmen zur Reduzierung der unterschiedlichen Ergebnisse bei der Störfestigkeitsprüfung

Wie kann nun mit der dargestellten Problematik der Ergebnisstreuung der Prüflinge umgegangen werden, um einheitliche Testergebnisse ein und desselben Prüflings bei unterschiedlichen Generatoren zu erlangen?

3.1 Vorgehensweise bei generatorabhängigen Testergebnissen

Eine kurzfristige Lösung des Problems ist nicht zu erwarten. Sowohl eine Überarbeitung, als auch eine Modifikation der Koppel- und Entkoppelnetzwerke in den Generatoren braucht Zeit. Daher wird vorerst eine praktikable Vorgehensweise vorgeschlagen, wie mit generatorabhängigen Ergebnisstreuungen umzugehen ist.

Eine unmittelbare Möglichkeit bietet die Überwachung des Pulses am Prüfling während des Tests mit einem hochohmigen Messabgriff. Hier ist es in jedem Fall empfehlenswert, die vom Generator erzeugten Pulsparameter in geeigneter Form auch während der Prüfung zu erfassen, um Rückschlüsse auf die Prüflingsbelastung und eine Interpretation der Ergebnisse zu ermöglichen. Dabei könnte im Falle einer gemessenen Pulsspannung, die höher als die eingestellte Pulsspannung ist, die Pulsamplitude am Generator so lange reduziert werden, bis die gemessene Spannung am Prüfling dem Zielwert entspricht. Hierbei ist aber zu bedenken, dass sich auch die Pulsenergie entsprechend verringert.

Im Fall einer auftretenden Unterspannung in der Boardnetzversorgung sollten die daraus resultierenden Fehler des Prüflings nicht in die Ergebnisbewertung einfließen.

3.2 Ermittlung der Generatoreigenschaften durch Erweiterung der Verifikation

In einem nächsten Schritt sollte die Ermittlung der tatsächlichen Generatoreigenschaften durch eine erweiterte Generatorverifikation erfolgen. Zusätzlich zu den derzeit im Standard definierten Verifikationswiderständen sollte die Pulsverifikation mit den vorgestellten Belastungszuständen und mit angeschlossener Boardnetzspannung durchgeführt werden.

3.3 Erweiterte Generatordefinition

Am sinnvollsten wäre es aber die Generatoren durch eine eindeutige Definition der passiven, pulsformenden Netzwerke sowie speziell der Entkopplungsnetzwerke zu standardisieren und somit zu vereinheitlichen. Eine denkbare Festlegung für die Entkoppelnetzwerke könnte hier aus den schon vorhandenen Definitionen der Boardnetznachbildung, wie sie in den Automotiven Normen der ISO und CISPR vorhanden sind, übernommen werden.

Ebenso können die großzügig definierten Pulsverifikationstoleranzen im derzeitigen ISO 7637 Standard entsprechend eingeeengt werden.

Bei der Erweiterung der Pulsverifikation sollten die, je nach verwendeten Generatortyp unterschiedlich stark auftretenden Abweichungen vom Normpuls, durch pulsspezifische enge Toleranzgrenzen beschränkt werden. Der Unterschwinger der Boardnetzspannung bei niederimpedanter Belastung, sowie der Überschwinger in der Pulsamplitude bei ohmsch/kapazitiver Belastung könnte in diesem Zusammenhang zum Beispiel auf 10 % begrenzt werden.

4 Zusammenfassung

Die Prüfung der Störfestigkeit gegenüber transients Störvorgänge, wie sie zurzeit in der ISO 7637 definiert ist, führt des Öfteren zu unterschiedlichen Ergebnissen in der Prüflingsbewertung. Die Ursache dieser Abweichungen liegt aber nicht am Prüfling oder dem Messaufbau selbst, sondern ist in erster Linie den Generatoren, vor allen den darin verbauten unterschiedlichen Netzwerken zur Erzeugung und Entkopplung der Testpulse zuzuschreiben. Die im Rahmen einer durchgeführten Generatorverifikation ermittelten Ergebnisse zeigen deutlich, dass sich abhängig vom Generatortyp zum Teil erhebliche Unterschiede in den Messergebnissen zwischen den Geräten zeigen, vor allem wenn die Belastungen vom standardisierten Verifikationssetup abweichen.

Dies kann zur Folge haben, dass im Entwicklungsbetrieb widersprüchliche Ergebnisse generiert werden, die zu Fehlentwicklungen und in der Folge zu zusätzlichen Redesigns und Entwicklungsiterationen führen. Im schlimmsten Fall können unterschiedliche Produktbewertungen von verschiedenen EMV-Testlaboren desselben Prüflings erhebliche Probleme in Geschäftsbeziehungen verursachen.

Aus dem Grund lässt sich ein Analyse- und Handlungsbedarf ableiten, um aus standardisierten Pulsstörfestigkeitstests auch verlässlich vergleichbare Ergebnisse zu erhalten.

Ein besonderer Dank gilt an dieser Stelle allen am Rundversuch und der Ergebnisdiskussion beteiligten Experten aus den in alphabetischer Reihenfolge aufgeführten Firmen Bosch, Continental, EM Test, Infineon, Opel, Teseq, Volkswagen und WABCO.

-
- [1] ISO 7637-2:2011 “Road vehicles -- Electrical disturbances from conduction and coupling - Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only”, TC 22/SC 3, www.iso.org
 - [2] ISO 16750-2 3rd Ed “Road vehicles - Environmental conditions and testing for electrical and electronic equipment - Part 2: Electrical loads”, ISO 2010
 - [3] B. Deutschmann, F. Klotz, “Neue Pulsanforderungen und deren Auswirkung auf die Kfz-Elektronik“, Proc. Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, emv 2013, pp. 169 – 174, 07. – 09. März 2012, Düsseldorf
 - [4] F. Klotz, B. Deutschmann, A. Wahl, G. Oberjatzas, “ISO Kfz-Pulsgeneratoren - Verifikationsergebnisse und Erweiterung des Standards“, 6. GMM-Fachtagung Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik, pp. 63-68, 26.- 27. September 2013, Stuttgart
 - [5] N2250 ISO/TC22/SC3/WG3, Technical Report ISO/TR 7637 German proposal, “Enhanced definitions and verification methods for harmonization of pulse generators according to ISO 7637-2”, 2013

Simulationsgestützte Analyse von transienten leitungsgebundenen Störungen im elektrischen Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen

Dipl.-Ing. Dipl.-Inf. Simon Niedzwiedz, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

1 Einleitung

Mit dem steigenden Grad der Elektrifizierung des Antriebsstrangs moderner Kraftfahrzeuge und durch den Einsatz immer leistungsstärkerer Umrichter und Maschinen nimmt das elektrische Störpotential innerhalb des Gesamtsystems Kraftfahrzeug beständig zu. Insbesondere durch die vom Umrichter zu liefernden hohen Spannungen und Leistungen, mit PWM-Frequenzen von 20 kHz und mehr, sowie durch die Ein- und Ausschaltvorgänge steigt das Störpotential von transienten Vorgängen im Gesamtbordnetz deutlich an. Als besonders kritisch sind hierbei die Rückwirkungen auf das Hochvolt-DC-Bordnetz (HVDC) zu betrachten, da diese sich über den Koppelpfad der verschiedenen DC/DC-Wandler, beispielsweise, leicht auf das Niedervolt-DC-Bordnetz (LVDC) übertragen können. Dort können die hochenergetischen Transienten sowohl direkt – leitungsgebunden – zu Störungen in der Elektronik führen, als auch indirekt über elektromagnetische Abstrahlung durch die nicht geschirmten Leitungen im LVDC-Bordnetz. Diese Störpotentiale müssen daher genau analysiert werden, um Gegenmaßnahmen entwickeln und bewerten zu können. Entsprechende standardisierte Messverfahren werden, zum Beispiel, durch die Normen ISO 7637 [1] und CISPR25 [2] definiert. Da diese Messungen oft sehr zeit- und kostenintensiv sind, besonders wenn sie wiederholt an Hardwareprototypen durchgeführt werden müssen, bietet es sich an Vorabanalysen simulationsgestützt durchzuführen, um neue Komponenten oder Maßnahmen schnell bewerten zu können. Hierfür werden hinreichend präzise Simulationsmodelle der beteiligten Komponenten und des Gesamtsystems (Bild 1) benötigt.

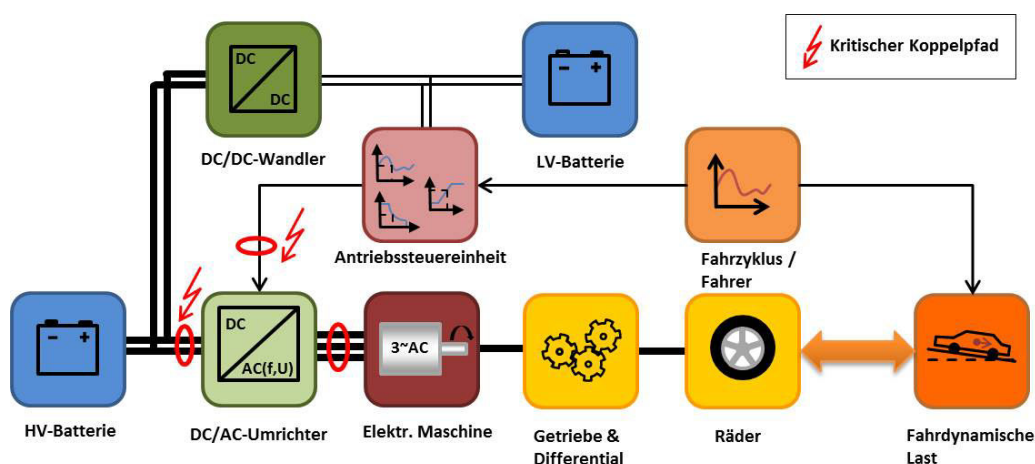


Bild 1: Kritische Koppelpfade im Gesamtsystem eines elektrischen Kfz-Antriebsstrangs

Ein entsprechendes Verfahren zur Modellbildung und simulationsgestützten Analyse von transienten Störungen im (teil-)elektrischen Antriebsstrang soll in diesem Beitrag vorgestellt werden.

2 Modulare Modellbibliothek für (teil-)elektrische Kfz-Antriebsstränge

Die Grundlage des simulationsgestützten Analyseverfahrens bildet eine Bibliothek modularer Simulationsmodelle, die speziell für den Anwendungskontext von (teil-) elektrischen Kraftfahrzeugen entwickelt und an die Anforderungen der standardisierten EMV-Prüfungen angepasst wird. Die einzelnen Komponentenmodelle innerhalb der Modellbibliothek werden hinreichend präzise modelliert und anschließend in einem zweistufigen Verfahren verifiziert und parametrisiert, um eine hohe Modellgüte sicherzustellen.

2.1 Entwicklung einer modularen Modellbibliothek

Der Grundgedanke bei der Entwicklung von Modellen sollte immer sein, dass die Modellierung so einfach wie möglich und damit nur so genau wie unbedingt nötig ist. Da hier der Hauptanwendungszweck die Analyse elektrischer Vorgänge im Kfz-Antriebsstrang und Kfz-Bordnetz ist, werden alle anderen physikalischen Domänen, sofern dies möglich ist, ignoriert oder Modelle hierfür lediglich durch ihr funktionales Verhalten modelliert. Der Aufbau der Modellbibliothek und die Entwicklung der Modelle selbst erfolgen, in Anlehnung an die Grundprinzipien objektorientierter Programmierung (OOP), nach einem modularen aber hierarchischen Konzept [3] [4]. Dies bedeutet, dass jedes Modell einer sogenannten Komponentenklasse zugeordnet ist, deren physikalische und logische Schnittstellen hart definiert sind, um die modulare Verwendung innerhalb der gesamten Modellbibliothek zu sichern. Bei der Entwicklung weiterer Modelle dürfen dann lediglich noch Schnittstellen hinzugefügt oder von logisch in physikalisch umgewandelt werden. Der innere Aufbau eines Modells ist jedoch dem Entwickler überlassen, sofern er sicherstellt, dass alle definierten Schnittstellen bedient werden. Dies ermöglicht es auf sehr komfortable Weise für die verschiedenen Anwendungsfälle neue Abstraktionsebenen der Modelle zu erstellen, deren Kompatibilität mit den übrigen Modellen der Bibliothek implizit sichergestellt wird. So entsteht innerhalb der einzelnen Modellklassen eine Abstraktionshierarchie, die meist bei einfachen Verhaltensmodellen beginnt und sich dann immer mehr der Abbildung der realen physikalischen Struktur annähert. Dieses Entwicklungskonzept hat den entscheidenden Vorteil, dass bei der Analyse einer bestimmten Komponente immer nur diese als präzises Modell verwendet werden muss, während für die übrigen Komponenten sehr niedrige Abstraktionslevel verwendet werden können. Darüber hinaus können durch den modularen Ansatz durch Kombination verschiedener Komponentenmodelle neue Modelle strukturell aufgebaut werden, die Verbesserungen oder Adaptionen der beinhalteten Komponenten direkt übernehmen. Eine diesem Konzept entsprechende Modellbibliothek für (teil-)elektrische Fahrzeuge wurde bereits entwickelt und wird kontinuierlich ergänzt und verfeinert. Zusätzlich zu den Kfz-spezifischen Komponenten wurde die Modellbibliothek um Modelle der Komponenten und Messausrüstung ergänzt, welche bei den standardisierten EMV-Analysen Anwendung finden. Somit können nicht nur die Auswirkungen neuer Kfz-Komponenten auf das elektrische Verhalten des Gesamt-Bordnetzes analysiert werden, sondern auch direkt die notwendigen Standardtests simuliert und beobachtet werden.

2.2 Verifikation und Basisparametrierung der Komponentenmodelle

Um die korrekte Funktion der einzelnen Modelle der Modellbibliothek sicherzustellen, werden alle neu entwickelten Modelle in einem zweistufigen Prozess verifiziert und parametrierung. Dazu werden die Komponenten zuerst individuell und unabhängig vom jeweiligen Einsatzkontext unter Laborbedingungen betrachtet. Dabei werden vor allem das Input-Output-Verhalten und die funktionale Charakteristik der Komponente analysiert und das Simulationsmodell entsprechend adaptiert. Das Ergebnis dieses ersten Schritts ist die Sicherstellung der korrekten Funktionalität des Modells, sowie die Erstellung einer Basiskonfiguration der Modellparameter. Von diesem Schritt profitieren vor allem Simulationsmodelle mit einer Abstraktion der physikalischen Struktur statt einer Verhaltensnachbildung.

Nachfolgend wird die spezifische Komponente in ihrer jeweiligen Einsatzumgebung im Gesamtsystem betrachtet. Zu diesem Zweck wird die Komponente als „device under test“ (DUT) in einen speziellen Komponententeststand (Bild 2) integriert.

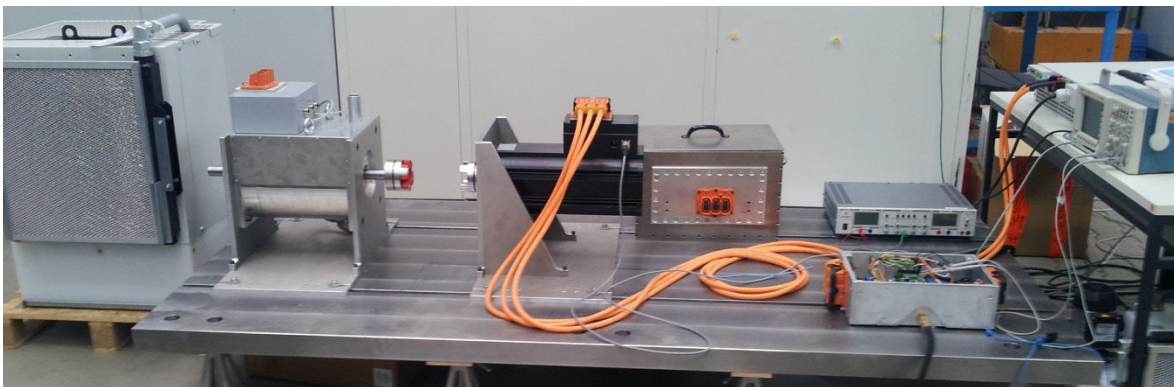


Bild 2: Komponententeststand zur Modellverifikation und Parametrierung

Dieser ist eine für leitungsgeführte Untersuchungen ausreichende Nachbildung des Antriebssystems (teil-) elektrischer Fahrzeuge, mit der Möglichkeit fahrdynamische Lasten oder Arbeitspunkte zu emulieren. Die antriebsseitigen Komponenten sind dabei modular austauschbar, sodass die Auswirkungen einzelner Komponenten unaufwändig, im Vergleich zu einem definierten Referenzsystem, analysiert und bewertet werden können. Dieses Referenzsystem dient zudem als kalibrierte Basis für die Verifikation neuer Komponentenmodelle. Der Komponententeststand ist somit als erweiterte, spezialisierte Variante eines Dynamometers zu betrachten. Ein entscheidender Vorteil gegenüber üblich verwendeten Dynamometern für Kfz-Antriebssysteme ist die unkomplizierte Möglichkeit auch das LVDC-Bordnetz zu integrieren. Dies ist besonders dann von Nutzen, wenn das Kopplungsverhalten leitungsgebundener Störungen zwischen allen drei Bordnetzebenen (HVDC, LVDC, HVAC) analysiert werden soll.

Bei der Modellverifikation wird das DUT innerhalb des Referenzsystems erneut analysiert und – wenn möglich – die gleichen Messwerte wie im ersten Prozessschritt aufgenommen, allerdings für verschiedene Arbeitspunkte, um entsprechenden Verhaltenskennlinien zu erhalten und das Modell weiter zu optimieren. Offensichtlich profitieren vor allem verhaltensbasierte Modelle von diesem zweiten Prozessschritt.

Für einige Testkomponenten – z.B. DC/DC-Wandler, DC/AC-Umrichter – ist es möglich, in beiden Verifikationsschritten dieselben Arbeitspunkte zu untersuchen. Dies ermöglicht es, den Einfluss des Gesamtsystems im Vergleich zum Laborbetrieb zu bewerten. Dadurch kann eine Art Übertragungsfunktion für die Komponente erzeugt werden, die es dann wiederum erlaubt, die Ergebnisse von Labortests – z.B. Prüfungen auf transiente Störemissionen – auf das Gesamtsystem umzurechnen.

3 Modellierung eines Prüfaufbaus zur Erfassung transienter Emissionen

Das in diesem Beitrag vorgestellte Verfahren konzentriert sich auf die simulationsgestützte Analyse transienter leitungsgebundener Störphänomene. Hierzu werden im Vorschlag zum neuen Standard ISO7637-4 [1] verschiedene Tests hinsichtlich der Prüfung auf Störemissionen und Störfestigkeit definiert. Anhand eines ausgewählten Prüf szenarios soll das vorgestellte Verfahren im Folgenden demonstriert werden.

3.1 Standardkonformer Prüfaufbau für transiente Störemissionen

Grundlage für den Störemissionstest ist ein Prüfaufbau wie er in Bild 3 gezeigt wird.

Dieser Prüfaufbau besteht linksseitig der HV-Bordnetznachbildung (HV-LISN) aus einer HVDC-Spannungsversorgung (Batterie oder Netzteil) und einer optionalen Batterielast. Die HV-LISN wird mit 50 Ohm gegen die allgemeine Referenzmassefläche terminiert. Rechtsseitig wird dann das jeweilige Prüfobjekt (DUT) angeschlossen. Gemessen wird dann die differentielle Spannung zwischen den HVDC-Anschlüssen des DUT und hinsichtlich der auftretenden transienten Störemissionen

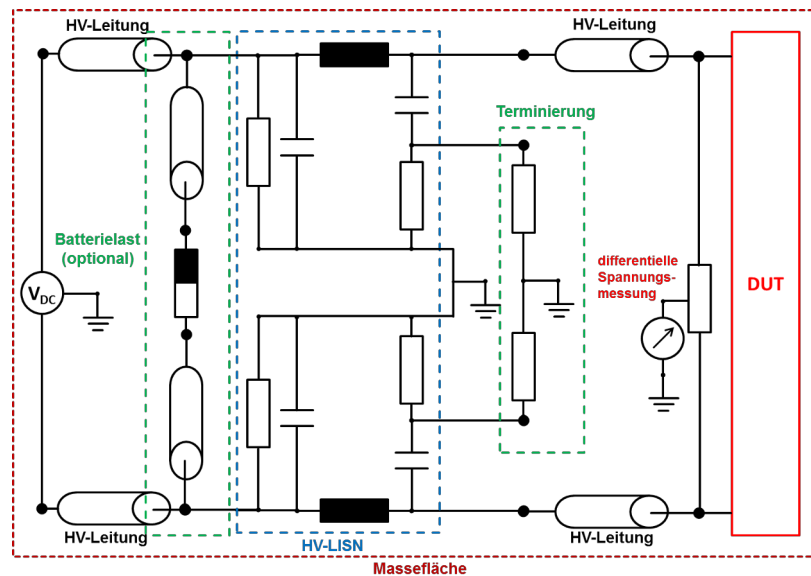


Bild 3: Prüfaufbau transiente Störemissionen nach [1]

bewertet. Für diesen Beitrag wird das DUT aus einer Kombination aus Frequenzumrichter und elektrischer Maschine gebildet. Die Modellierung der elektrischen Maschine für die EMV-Untersuchungen erfolgte in Anlehnung an das in [5] vorgestellte Modell.

3.2 Modellierung eines Frequenzumrichters

Bei der Nachbildung des DC/AC-Umrichters wird der Fokus auf die Modellierung der Leistungselektronik gelegt, da diese für die elektrische Funktionalität und auch für das EMV-Verhalten im Kontext des Gesamtsystems maßgeblich ist.

Das Logikboard, welches hauptsächlich der Ausführung der Regelalgorithmen und der Generierung der PWM-Steuerbefehle für die IGBT-Treiber dient, wird lediglich als algorithmisch korrektes Verhaltensmodell erstellt. Das Treiberboard wird ebenfalls als verhaltensbasiertes Modell erstellt, da es hierbei vor allem auf die Erzeugung der korrekten Treiberspannungen und das Timingverhalten ankommt. Die Einflüsse der Spannungswandler des Treiberboards auf die LVDC-Versorgung können über eine Ripple-Modulation der Versorgungsspannung berücksichtigt werden.

Die Modellierung der Leistungselektronik erfolgt möglichst nahe an der realen physikalischen Struktur, wobei das Augenmerk hier besonders auf einer möglichst genauen Abbildung des Schaltverhaltens der IGBTs und der antiparallelen Freilaufdioden liegt, da

diese Komponenten maßgeblich das EMV-Verhalten – insbesondere hinsichtlich der Transienten – bestimmen.

Bild 4 zeigt das verwendete Diodenmodell. Es besteht einerseits aus einem Zweig mit einer idealen Diode D^* , deren Verhalten nach der bekannten Shockley-Gleichung modelliert ist, und dem Bahnwiderstand R_B . Das nichtlineare Diodenverhalten wird in seinem exponentiellen Verhalten jedoch aus Gründen der numerischen Stabilität ab einem einstellbaren Wert begrenzt und dann linearisiert stetig fortgesetzt. Der zusätzliche RC-Zweig dient der Berücksichtigung der Sperrschichtkapazität und der Recovery-Effekte der Diode. Auf ein präziseres Ladungsträgermodell der Recovery-Effekte [6] [7] wird zu Gunsten der Modellkomplexität des Gesamtsystems verzichtet. Das Umladungsverhalten wird daher als symmetrisch approximiert, wobei die dominante Umladungszeit über die Zeitkonstante des Zweigs eingestellt wird.

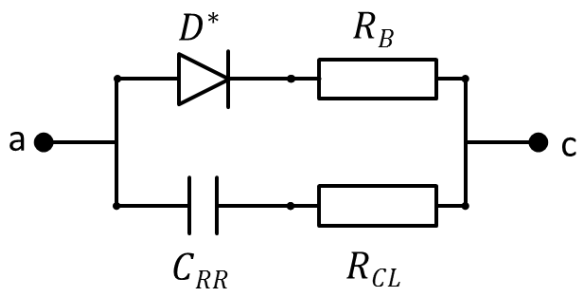


Bild 4: Dioden-Modell (Level 2)

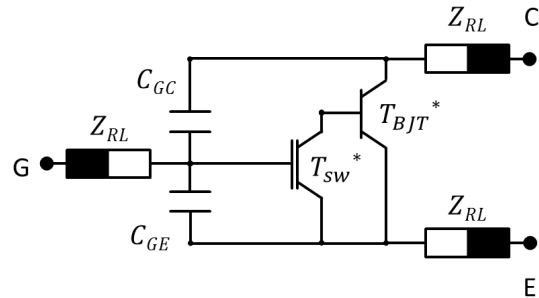


Bild 5: IGBT-Modell (Level 2)

Zur Nachbildung der IGBTs wird ein Modell mit der in Bild 5 gezeigten Struktur verwendet. Als Hauptelemente setzt es sich aus einem MOSFET T_{SW}^* zur Abbildung des Schaltverhaltens und einem Bipolartransistor T_{BJT}^* als eigentlichen Leistungsschalter zusammen. Das Modell des MOSFET-Schalters nutzt dabei das Shichman-Hodges-Modell [8]. Das Modell des Bipolartransistors ist ein adaptiertes Ebers-Moll-Modell [9] [10]. Das Gesamtmodell des IGBT berücksichtigt für EMV-Analysen zusätzlich noch die direkten Anschlussimpedanzen und die Gate-Kapazitäten.

Der gesamte Leistungselektronikteil für die EMV-Analysen wird dann mit der in Bild 6 dargestellten Struktur modelliert [11] [12]. Zusätzlich zu den erläuterten Halbleitermodellen berücksichtigt es die internen Leitungsimpedanzen und die externen Anschlussimpedanzen auf der DC-Seite. Letztere sind vor allem deswegen wichtig, da der Zwischenkreiskondensator – bestehend aus C_{imc} , R_{imc} – direkt integriert wurde und so ein realistischeres Verhalten der Energieflüsse unter Nutzung des Zwischenkreises gewährleistet ist. Vor allem bei der Untersuchung des Kopplungsverhaltens von Transienten zwischen HVAC-Seite und HVDC-Seite des Bordnetzes ist dies wichtig, da der Zwischenkreiskondensator hierbei eine nicht zu unterschätzende Filterwirkung erfüllt.

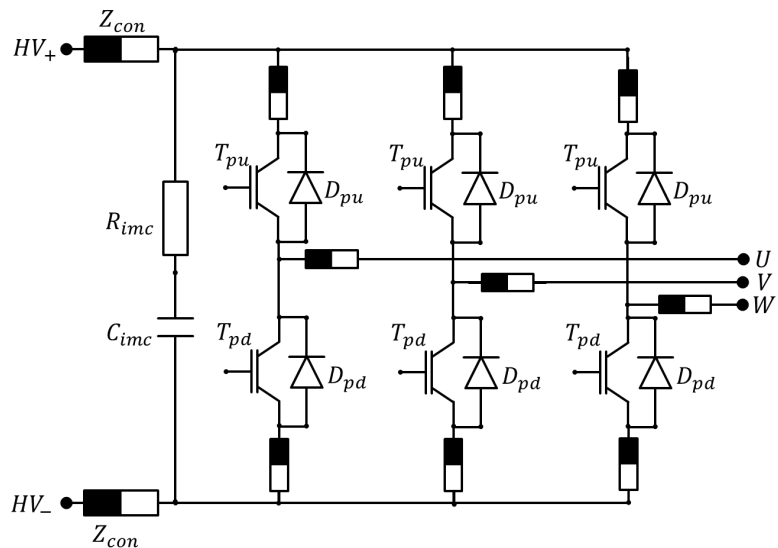


Bild 6: Modell des Leistungselektronikteils des DC/AC-Umrichters (Level 3)

4 Simulationsgestützte Analyse transienter Störpotentiale

Um die Funktionsweise und die Gültigkeit der präsentierten Modelle und Methodik zu demonstrieren, wurde eine simulationsgestützte Emissionsanalyse nach ISO7637-4 exemplarisch mit einem INFINEON HybridPACK2 durchgeführt.

4.1 Verifikation des Simulationsmodells des Frequenzumrichters

Bei der Parametrierung des Frequenzumrichtermodells wurden als Basisparameter zuerst aus den Datenblättern [13] [14] entnommene oder abgeleitete Werte eingestellt. Diese lieferten schon eine gute Näherung des realen Verhaltens. Allerdings zeigte sich bei Messungen innerhalb des Verifikationsprozesses, dass für die Spannungen der IGBT-Treibersignale die Datenblattangaben von $V_{ge} = -8/+15\text{ V}$ nur bedingt galten, da alle sechs Treiber unterschiedliche Steuerspannungen lieferten und die unteren Signalspannung bei $V_{ge} \approx -6,5\text{ V}$ lagen

Nach Anpassungen der Modellparameter an die ermittelten Werte konnte eine recht genaue Übereinstimmung von Messung und Simulation erzielt werden. Exemplarisch dafür sind in Bild 7 die Steuerspannungen der IGBTs in Halbbrücke W dargestellt, und in Bild 8 der zugehörige Spannungspuls der AC-Spannung V_{Wn} . Als Referenzpotential wurde dabei das untere Potential der HVDC- Zwischenkreisspannung $V_{DC,imc}$ verwendet.

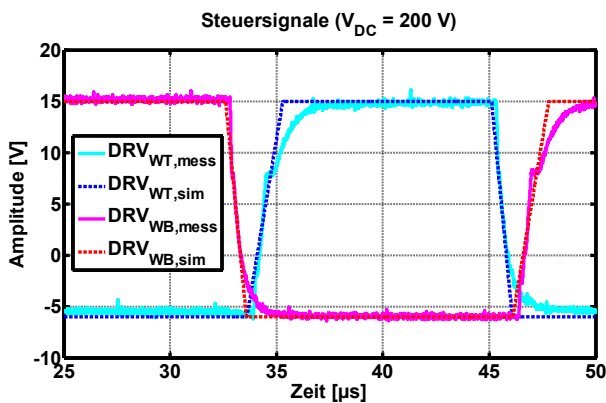


Bild 7: Vergleich IGBT-Steuersignale

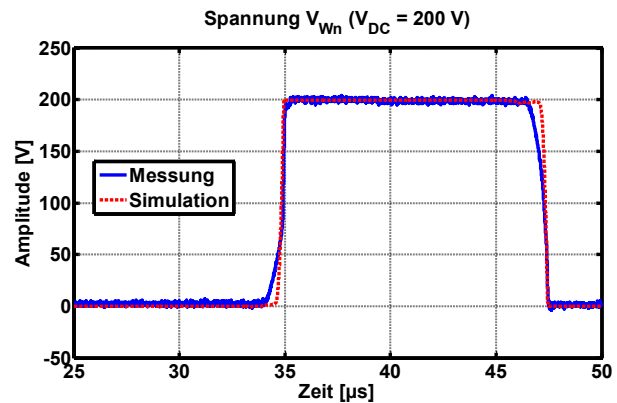


Bild 8: Vergleich AC-Spannung V_{Wn}

4.2 Simulationsgestützte Emissionsprüfung nach ISO7637-4

Mit den vorgestellten verifizierten und adaptierten Komponentenmodellen wurde die in Abschnitt 3.1 vorgestellte Prüfung hinsichtlich transienter Emissionen einer Kombination aus Frequenzumrichter, HV-Kabel und elektrischer Maschine simulatorisch durchgeführt. Den Prüfaufbau zeigt schematisch Bild 9, die wichtigsten Parameter sind in Tabelle 1 aufgeführt.

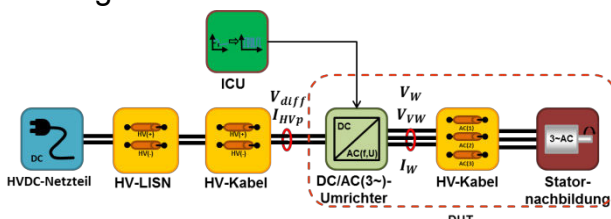


Bild 9: Prüfaufbau des Emissionstests

Betriebsspannungen	$V_{LVDC} = 12,40\text{ V}$ $V_{HVDC} = 278,0\text{ V}$
HV-Kabel	Länge (DC): 1,50 m Länge (AC): 2,50 m
EMR-Parameter	$L_f = 90\text{ mH}$ $R_{s,DC} = 0,4\ \Omega$
Umrichter-Ansteuerung	$f_{Puls} = 20\text{ kHz}$ Duty = 0,25

Tabelle 1: Relevante Parameter des Prüfaufbaus

In Bild 10 ist der Vergleich zwischen Spannungspulsen der gemessenen und der simulierten Spannung V_{Wn} im Zeitbereich dargestellt. Bild 11 zeigt einen Vergleich der zugehörigen Spektren im Bereich 150 kHz bis 30 MHz mit einer Detektorbandbreite von $R_{BW} = 9$ kHz und einer Peak-Detektor-Bewertung.

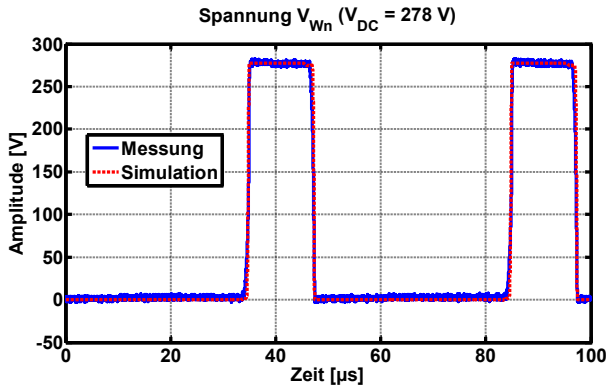


Bild 10: Vergleich V_{Wn} (Zeitbereich)

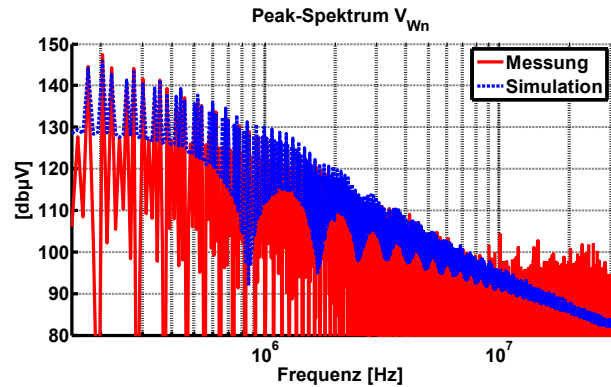


Bild 11: Vergleich V_{Wn} (Frequenzbereich)

Es zeigen sich wiederum gute Übereinstimmungen im Zeitbereich. Im Frequenzbereich wird eine gute Übereinstimmung nur bis ca. 12 MHz erreicht, da ab hier ein fast gleichmäßiger Rauschteppich beginnt.

Bild 12 zeigt das mit der Simulation ermittelte Spektrum der differentiellen Spannungsmessung V_{diff} auf der HVDC-Seite und Bild 13 das Spektrum des zugehörigen Stroms I_{DC} auf der Leitung HVP.

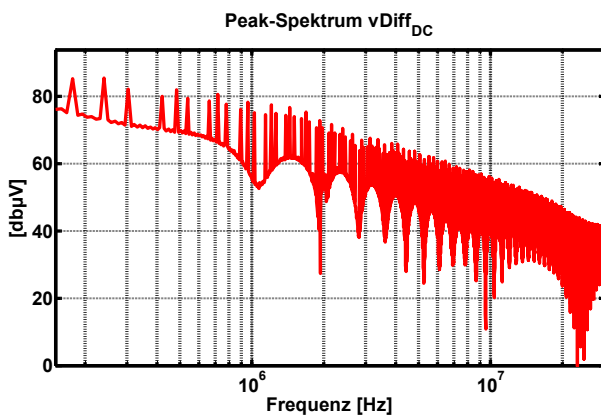


Bild 12: Spektrum der diff. Prüfspannung V_{diff}

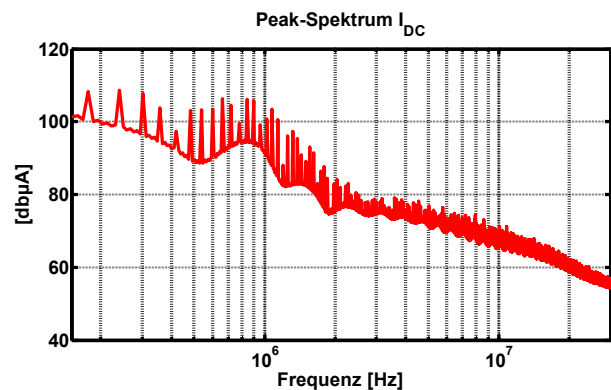


Bild 13: Spektrum des Stroms auf der Leitung HVP

Das Fehlen transienter Überschwinger in den Verläufen erklärt sich dadurch, dass der Arbeitspunkt des DUT hier der Leerlaufbetriebspunkt war. Somit wurde vom System wenig Leistung aufgenommen, welche vom Zwischenkreiskondensator problemlos bedient werden kann. Somit erzielt dieser von der HVDC-Seite aus betrachtet eine sehr gute Filterwirkung.

5 Zusammenfassung

Das in diesem Beitrag vorgestellte Verfahren bietet eine effiziente Möglichkeit leitungsgeführte Störungen, insbesondere von transienten Phänomenen, im Bordnetz (teil-) elektrisch angetriebener Fahrzeuge zu analysieren. Das Verfahren nutzt einen zweistufigen Verifikationsprozess zur Erzeugung hochmodularer Simulationsmodelle von Kfz-Komponenten mit hoher Güte. Diese Modelle können genutzt werden, um zeit- und kostenintensive EMV-Prüfungen während der Entwicklungsphasen schnell und effizient si-

mulationsgestützt durchzuführen. Diese ersetzen zwar nicht die EMV-Prüfungen zur Zertifizierung der Komponenten, können aber als entwicklungsbegleitende Vorabuntersuchung oder zur schnellen Fehlersuche genutzt werden. Die generelle Funktionsweise und Gültigkeit der Methode für stationäre Arbeitspunkte konnte gezeigt werden.

6 Danksagung

Die Arbeit für diesen Konferenzbeitrag wurde teilweise von der Europäischen Union (EFRE), vom Ministerium für Wirtschaft, Energie, Industrie, Mittelstand und Handwerk des Landes Nordrhein-Westfalen (MWEIMH NRW) und dem Ministerium für Klimaschutz, Umwelt, Landwirtschaft, Natur- und Verbraucherschutz des Landes Nordrhein-Westfalen (MUNLV NRW) als Teil des Projekts TIE-IN (Referenznummer 64.65.69-EM-1022A) gefördert.

7 Literaturverzeichnis

- [1] ISO 7637 (Draft-Standard), *"Road Vehicle - Electrical disturbance by conducting and coupling"*, September 2012.
- [2] CISPR25 (Technical Standard), *Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats and on devices - Limits and methods of measurement*, 3rd ed. Hrsg., 2009.
- [3] S. Niedzwiedz und S. Frei, „Eine strukturierte Modellbibliothek für Analysen an Antriebssträngen von Elektrofahrzeugen,“ *Automotive meets Electronics*, 2012.
- [4] P. Fritzson, *Principles of object oriented modeling and simulation with Modelica 2.1*, IEEE Press, 2004.
- [5] M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John und H. Reichl, „Efficient HF Modelling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations,“ *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2006.
- [6] P. Lauritzen und C. Ma, „A Simple Diode Model with Reverse Recovery,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 6, Nr. 2, 1991.
- [7] P. Lauritzen und C. Ma, „A Simple Diode Model with Forward and Reverse Recovery,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 8, Nr. 3, 1993.
- [8] H. Shichman und D. Hodges, „Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits,“ *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Bd. 3, Nr. 3, 1968.
- [9] P. Antognetti und G. Massobrio, *Semiconductor device modeling with SPICE*, McGraw-Hill, 1988.
- [10] U. Tietze und C. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 11th rev. Hrsg., Springer-Verlag, 1999.
- [11] J. Specovios, *Grundkurs Leistungselektronik*, 6th rev. Hrsg., Springer Vieweg, 2013.
- [12] INFINEON Technologies, *Application Note AN2010-09 Automotive IGBT Module*, Rev. 1.0 Hrsg., 2010.
- [13] INFINEON Technologies, *Application Note AN2011-03 HybridKit for HybridPACK2*, Rev. 2.3 Hrsg., 2011.
- [14] INFINEON Technologies, *Datasheet - EICEDRIVER 1ED020I12FA*, Rev. 2.1 Hrsg., 2009.
- [15] IEC61000-4-4 (International Standard), *Electromagnetic compatibility (EMC)*, 2012.

Die Schutzwirkung von IT-Schaltnetzteilen gegenüber leitungsgeführten Störungen auf der Netzspannung

Dipl.-Ing. Tim Peikert, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Leibniz Universität Hannover

Dipl.-Ing. Adrian Kreth, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Leibniz Universität Hannover

Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Leibniz Universität Hannover

Dr.-Ing. Stefan Potthast, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien, Munster

1. Kurzfassung

Schaltnetzteile sind ein weit verbreitetes Betriebsmittel zur Wandlung der netzseitigen Wechselspannung in Gleichspannung. In IT-Systemen werden vorwiegend solche Schaltnetzteile zur Versorgung der internen Systemkomponenten verbaut. Ohne spezielle Filter stellen diese Netzteile den einzigen Schutz für die interne Hardware gegenüber leitungsgeführten Störsignalen dar. Im Allgemeinen stellen Schaltnetzteile aber durch den notwendigen Transformator und die hochfrequenten Schaltvorgängen selber eine elektromagnetische (EM) Störquelle da. Daher wird die elektromagnetische Störaussendung speziell in der Norm EN 50950 und der EMV-Richtlinie 2004/108/EC geregelt. Die Norm weder die Richtlinie schreiben nähere Untersuchung einer Schutzwirkung gegenüber bewusst hervorgerufenen leitungsgeführten Störungen vor.

2. Einleitung

Die Motivation der hier vorgestellten Arbeit ergibt sich aus der wachsenden Gefahr mittels Intentional Electromagnetic Interference (IEMI) angegriffen und der immer größeren Bedeutung von komplexen IT-Systemen im Leben unserer modernen Gesellschaft. Zur Bereitstellung der unterschiedlichen benötigten Spannungen für die Hardware der IT-Systeme werden vorwiegend Schaltnetzteile verwendet. Server Strukturen sind überwiegend mit Überspannungsschutz und Unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) gegen Störungen auf der Netzspannung abgesichert. Dies ist bei IT-Clients, die mit dem Server kommunizieren, nicht die Regel. So stellen die Netzteile einen wichtigen Schutz vor leitungsgeführten Störungen da. Daher wird in dieser Arbeit die Schutzwirkung gegenüber leitungsgeführten Störungen auf der Netzspannung näher analysiert.

Ein IT-Schaltnetzteil besteht aus unterschiedlichen Stufen [1], welche in Bild 1 abgebildet sind. Die Eingangsstufe besteht aus einem Netzfilter zur Entstörung, Gleichrichtung und Siebung, so dass theoretisch keine Überspannungen, Oberwellen und andere Netzstörungen auf die folgenden Stufen gelangen. Aus der Wechselspannung wird eine hohe Gleichspannung erzeugt, die durch die folgende Transistor-schaltstufe wieder zu einer Wechselspannung mit einer höheren Frequenz zwischen 35 und 500 kHz gewandelt wird. Durch die hohe Frequenz können kleine Transformatoren verwendet werden. Was zur Übertragung höherer Leistungen und gleichzeitig zur Ver-

kleinerung der Baugröße eines Netzteils führt. Über mehrere Sekundärwicklungen werden unterschiedliche Ausgangsspannungen geliefert. Der geschlossene Regelkreis sorgt für die Ausgangsleistung, das Lastabhängig die geforderten Ströme fließen.

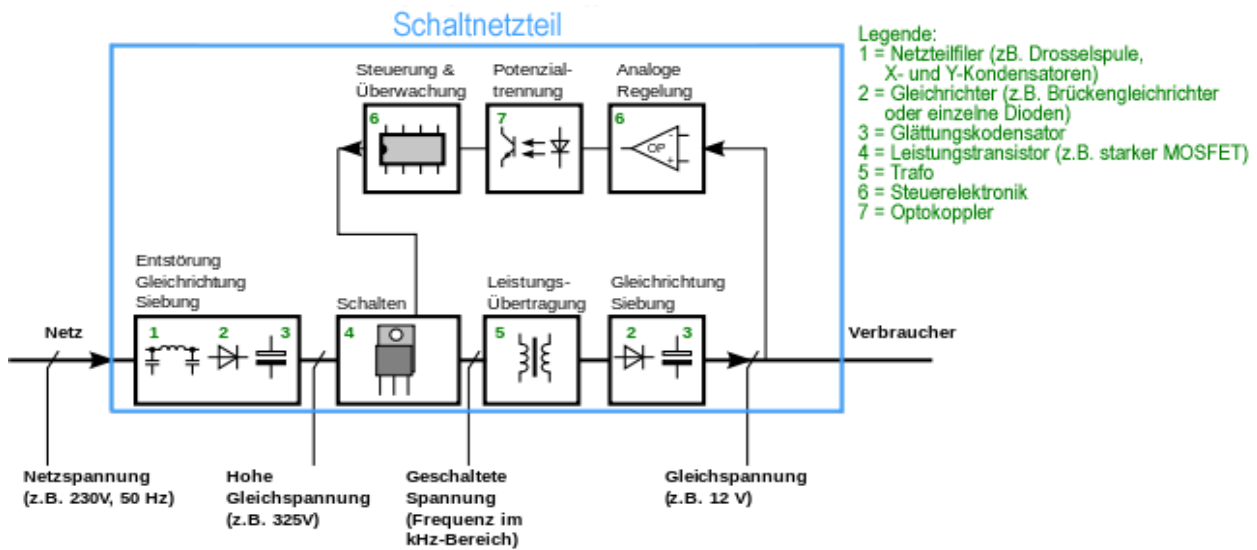


Bild 1: Topologischer Aufbau eines Schaltnetzteils [1]

Typischerweise schützen Schaltnetzteile sich selbst vor Überspannungen auf der Eingangsseite und über eine Strombegrenzung vor einer zu großen Ausgangsleistung. In wie Fern dieser Schutz ausreichend gegenüber bewusst hervorgerufenen leitungsgekoppelten Störungen auf der Netzspannung ist, wird in im folgenden Kapitel näher untersucht.

3. Störmessung der Schaltnetzteile und Ergebnisse

Die Messungen wurden unter Berücksichtigung der Normen IEC 61000-4-4 /-5 /-6 [4, 5, 6] realisiert. Das zu untersuchende System wurde über ein Line Impedance Stabilization (LISN) der Firma Rohde & Schwarz des Typs ESH 3-Z 5 vom Hausnetz getrennt. Das Störsignal wurde über die 1 m lange kapazitive Koppelzange von Schaffner auf die Netzleitung zum Netzteil eingekoppelt. Die zu treibende Ausgangslast am Netzteil wurde über unterschiedliche Leistungswiderstände realisiert, um eine definierte Belastung von 25%, 50% und 75% des Netzteils zu gewährleisten.

Als Netzteil wurden handelsübliches 420 Watt Netzteile gleichen Types verwendet. Insgesamt wurden zehn Stück für die jeweiligen Messungen verwendet, um eine bessere statische Aussage über das Ausfallverhalten zu erhalten. Für die Beschreibung des Ausfallverhaltens werden die Breakdown Failure Rate (BFR) und Destruction Failure Rate (DFR) von Camp [2] verwendet.

$$BFR = \frac{\text{Anzahl der Ausfälle}}{N_B} \quad \text{und} \quad DFR = \frac{\text{Anzahl der Zerstörungen}}{N_B} \quad (1)$$

In Gl.(1) beschreibt N_B die Anzahl der Beaufschlagung des Systems mit einer definierten elektromagnetischen Störgröße. Mit der Strommesszange wurde jeweils die unterschiedlichen Kabel von 3,3 Volt, 5 Volt und 12 Volt vermessen.

Die Netzteile waren für die Vermessung in einem PC-Gehäuse verbaut, um negative Effekte wie auftretende Resonanzen im Gehäuse zu berücksichtigen. Die Zuleitung von

der kapazitiven Koppelzange bis zum Netzteil betrug in jeder Messung 0,5 m. Die Auswirkung von transienten Pulsen im Versorgungsnetz in Gebäuden wurde von Hagmann [3] beschrieben und wurde in dieser Arbeit vernachlässigt.

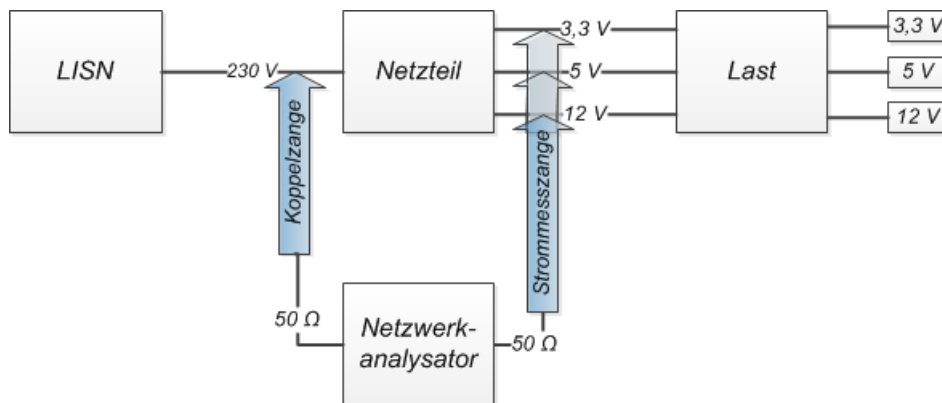


Bild 2: Messaufbau mit einem Netzwerkanalysator

Zur Messung des Koppelverhaltens wurden unterschiedliche Signalgeneratoren verwendet. Zu einem wurde wie in Bild 2 das DUT (Device Under Test) mit einem Netzwerkanalysator des Typs Agilent PNA N5222A oder R&S VNA ZVC gestört und der zugehörige S_{21} Parameter aufgenommen. Zusätzlich wurde das Störsignal mit einem Linear Verstärker (Amplifier Research 25A250A (10k bis 250MHz) und ENI 607L (0,5 bis 1000 MHz) verstärkt.

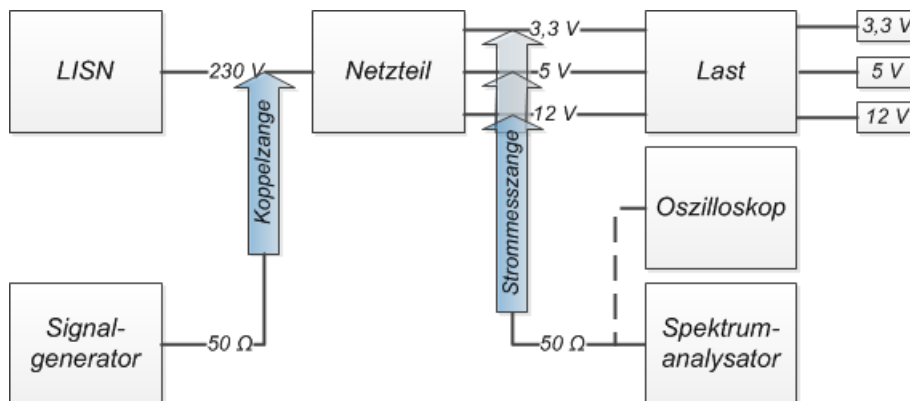


Bild 3: Messaufbau mit Signalgenerator und Spektrum Analysator

Zum anderen wurde das Störsignal wie in Bild 3 durch drei unterschiedliche Signalgeneratoren erzeugt:

- SMT – 3 Signalgenerator von R&S (kontinuierlicher Sinus)
- NSG2025 Burst Generator von Schaffner (Burst Signal)
- PBG 3 High Voltage Pulse Generator von Kentech Instruments Ltd. (doppelt exponentieller Puls)

Damit wurde die Schutzwirkung gegenüber unterschiedlichen transienten Störsignalformen genauer untersucht.

3.1 Messung mit Netzwerkanalysator

Als erste Analyse wurde das Übertragungsverhalten mit einem Netzwerkanalysator analysiert. Hierzu wurden die S_{21} Parameter unterschiedlichen Ausgangsleistungen gemessen und das Ausgangssignal des Netzwerkanalysators zusätzlich um 7 Watt (38 dBm) verstärkt. Es wurde ein Frequenzbereich von 20 kHz bis 1 GHz gewählt, da die Netzteile oberhalb von 1 GHz ein gutes Schutzverhalten gegenüber leitungsgeführten Störungen zeigten. Bei niedrigen Frequenzen von einigen kilo Hertz bis ungefähr 300 MHz, ist eine deutliche Leistungsübertragung vom Eingang zur Ausgangsseite des Netzteils zu erkennen.

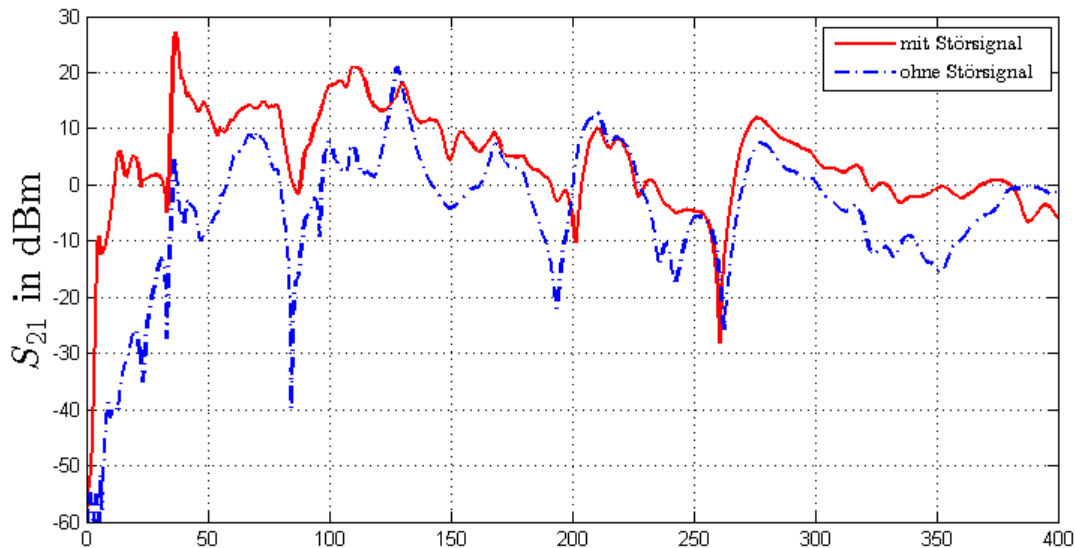


Bild 4: Übertragungsverhalten der Störung bei 30 dBm Eingangsleistung

Ab einem Grenzwert schaltet die Überspannungsschutzfunktion des Netzteils das Netzteil aus. Bei diesem Grenzwert bleibt bei weiterhin anliegendem Störsignal das Netzteil im Schutzmodus. Erst nach der Deaktivierung der Störgröße, kann das Netzteil wieder von Hand eingeschaltet werden.

Leistung	22 dBm	24 dBm	26 dBm	28 dBm	30 dBm
BFR @75%	5 %	35 %	75 %	100 %	100 %
BFR @50%	5 %	25 %	65 %	95 %	100 %
BFR @25%	0 %	10 %	15 %	80 %	95 %
DFR	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %

Tabelle 1: Breakdown Failure Rate der Netzteile bei unterschiedlicher Belastung

In Tabelle 1 ist der ermittelte BFR-Wert von 20 Messungen die Belastungen von 25 %, 50 % und 75 % gegeneinander aufgestellt. Daraus lässt sich erkennen, dass bei einer höheren Belastung, die Elektronik anfälliger gegenüber Störungen ist. Das ist auf den Regelkreis (siehe Bild 1) zurück zu führen, da der Regelkreis im Netzteil für die geforderte Ausgangsleistung zuständig ist und bei höheren Lasten der Regelkreis häufiger die Transistorstufe schalten muss.

3.2 Messung mit Signalgenerator mit fester Frequenz

Als zweite Messung wurde ein kontinuierlicher Sinus mit fester Frequenz als Störsignal (Bild 5) und ein Spektrumanalysator zur Auswertung verwendet. Das Spektrum von drei

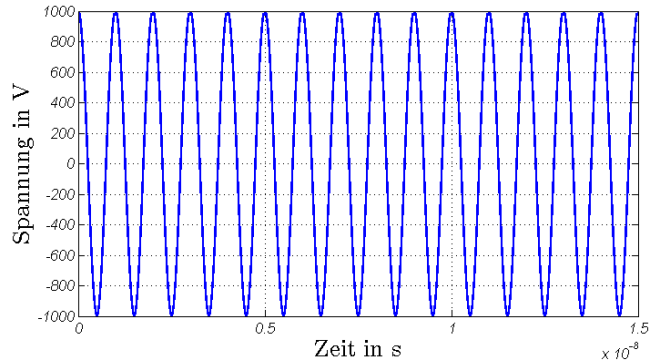


Bild 5: Signalgenerator von Rohde & Schwarz (links) zur Erzeugung eines Sinus als Störsignal (rechts)

Signalen mit 9 MHz, 21 MHz und 67 MHz des Störsignals ist in Bild 6 zu sehen. Im Spektrum sind die höheren Harmonischen des Störsignals deutlich zu erkennen. Die Signale wurden direkt vor dem Abschalten des Netzteils aufgenommen. Die Netzteile schalten sich bei Anspruch des Überspannungsschutz einer eingekoppelten Leistung auf die kapazitive Koppelzange von 23 dBm bis 30 dBm im Frequenzbereich zwischen 5 bis 16 MHz, zwischen 20 bis 23 MHz und im Bereich zwischen 65 bis 70 MHz aus. Bei höheren Frequenzen des Störsignals wird weniger Energie über die Leitung übertragen und jenseits von 70 MHz sinkt die BFR auf 0 %.

Frequenzbereich in MHz	0 bis 10	10 bis 20	20 bis 40	40 bis 70	70 bis 100
BFR @75%	65 %	85 %	25 %	85 %	5 %
BFR @50%	65 %	80 %	20 %	80 %	0 %
BFR @25%	60 %	75 %	15 %	80 %	0 %
DFR	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %

Tabelle 2: Breakdown Failure Rate bei einem Sinus als Störsignal

Dass sich das Netzteil bei bestimmten Frequenzen ausschaltet, ist auf Resonanzen im Regelkreis des Netzteils und in dem Bauelemente des verwendeten Eingangsfilters zurückzuführen. In Bild 6 ist die Übertragung der höheren harmonischen bei einem Störsignal von einer Frequenz von 67 MHz zu sehen. Durch die höheren harmonischen besteht die Möglichkeit Resonanzen der IT-Hardware, die durch das Schaltnetzteil versorgt wird, zu treffen.

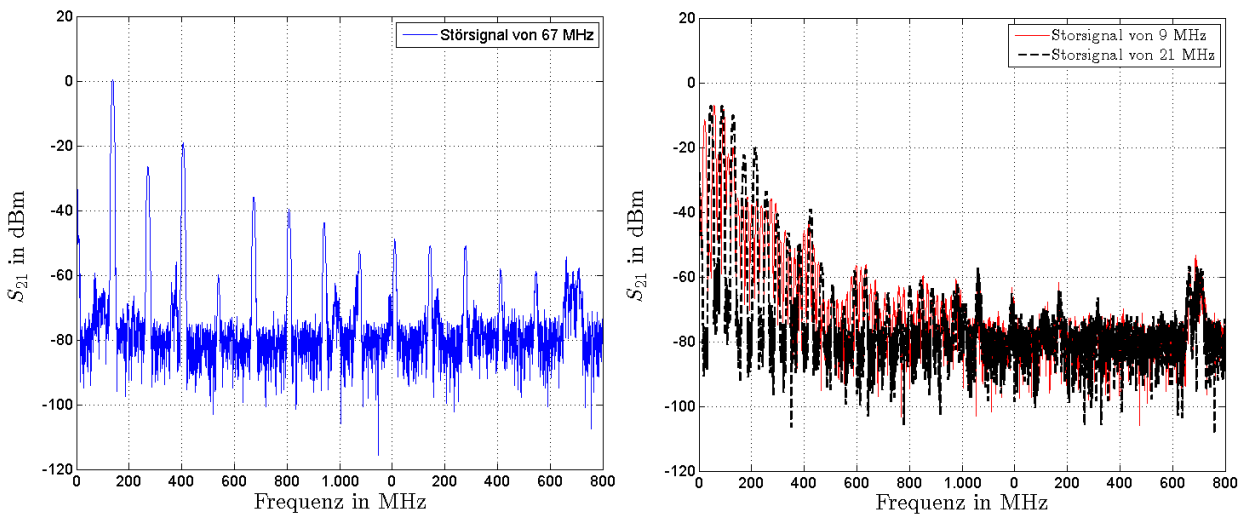


Bild 6: Störmessung mit Signalgenerator SMT 3 von R&S und der Messung des Spektrums am Ausgang

3.3 Messung mit Burst Generator

Eine weitere Messung wurde mit dem Burst Generator von Schaffner (Bild 7) durchgeführt. Hierfür wurde das Zeitsignal am Ausgang des Netzteils über ein Oszilloskop aufgenommen. Das gemessene Signal ist in Bild 8 zu sehen.

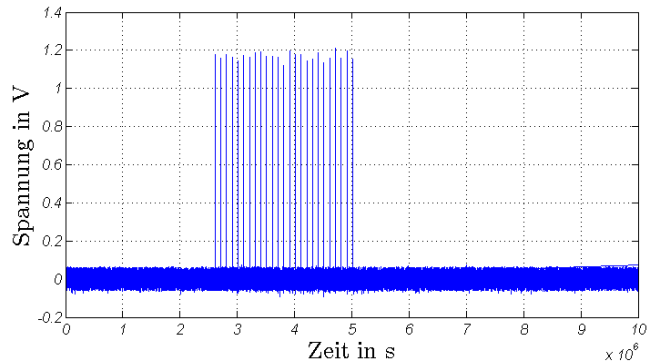


Bild 7: Burst Generator von Schaffner (links) zur Erzeugung des Störsignals (rechts)

Die drei Fälle (Bild 8) veranschaulichen wie groß der Einfluss vom ausgesendeten Feld über der leitungsgeführten Störung ist. Der Einfluss des Feldes fällt vergleichsweise gering gegenüber den beiden Messungen mit angeschlossenen Netzstecker aus.

Amplitude	-0,5 kV	0,5 kV	-2 kV	2 kV	4 kV	-4 kV
BFR @75%	0 %	0 %	0 %	0 %	100 %	100 %
BFR @50%	0 %	0 %	0 %	0 %	100 %	100 %
BFR @25%	0 %	0 %	0 %	0 %	100 %	100 %
DFR	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %

Tabelle 3: Breakdown Failure Rate bei einem Burst Signal als Störsignal

Erst bei einer Ausgangsamplitude von 4 kV am Burstgenerator schalten sich die Netzteile zu jedem Puls kurzzeitig aus und danach sofort wieder ein. Die Netzteile mussten somit nicht wieder von Hand eingeschaltet werden, aber das ständige Ein- und Ausschalten könnte zu einem Defekt der zu versorgenden IT-Hardware führen. Weiterhin ist bei ausgeschaltetem Netzteil ein deutliches Störsignal auf der Ausgangsseite zu erkennen.

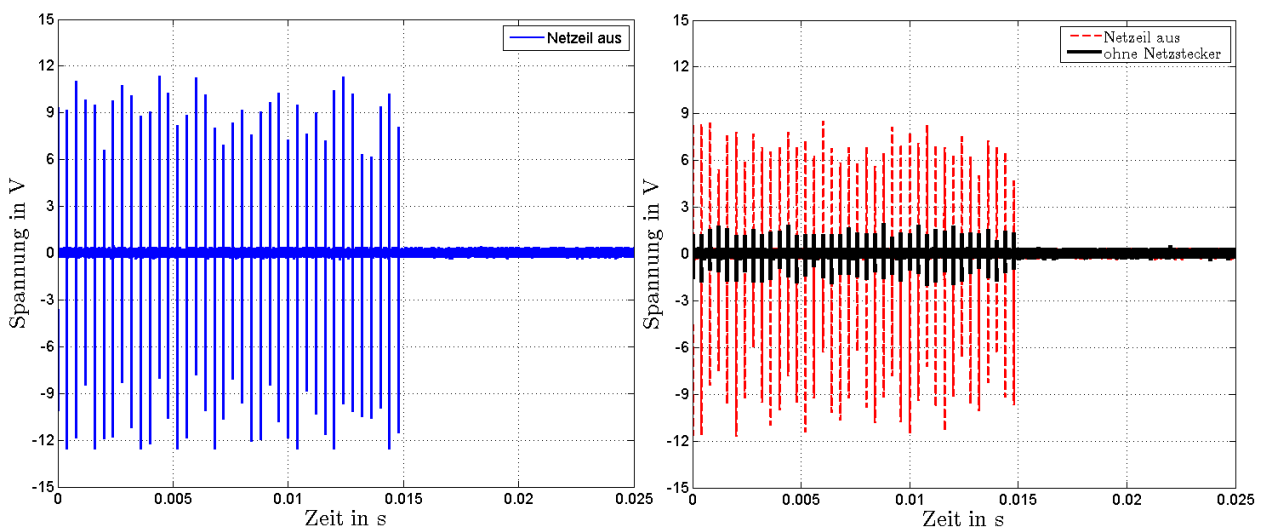


Bild 8: Zeitsignal bei der Störung mit einem Burst Signal

3.4 Messung mit High Voltage Pulse Generator

Als letzte Messung wurde ein doppelt exponentieller Puls nach Bild 9 verwendet, der vom PBG 3 erzeugt wurde. Der PBG 3 liefert als maximale Ausgangsamplitude einen Puls von 12 kV.

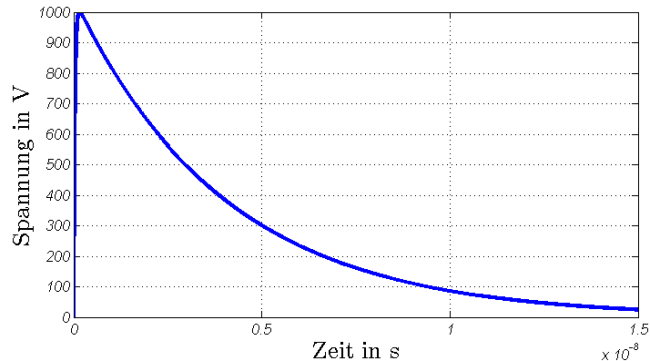


Bild 9: PBG 3 Generator (links) zur Erzeugung eines doppelt exponentiellen Pulses (rechts) als Störsignal

Auf der Ausgangseite des Netzteils wurde das Zeitsignal wie beim Burst Generator mit einem Oszilloskop aufgenommen. Das gemessene Signal ist in Bild 10 zu sehen und zeigt wieder die drei Varianten:

- Netzteil eingeschaltet
- Netzteil ausgeschaltet
- Netzteil ohne Netzstecker

In dieser Messung ist der Einfluss des ausgestrahlten Feldes gegenüber der leitungsgeführten Störung minimal. Hier ist ein deutliches Signal auf der Ausgangsseite zu erkennen, welches die zu versorgende IT-Hardware zusätzlich stören wird.

Amplitude	5 kV	8 kV	10 kV	12 kV
BFR @75%	0 %	0 %	10 %	100 %
BFR @50%	0 %	0 %	5 %	100 %
BFR @25%	0 %	0 %	5 %	100 %
DFR	0 %	0 %	0 %	0 %

Tabelle 4: Breakdown Failure Rate bei einem doppelt exponentiellen Puls als Störsignal

Bei dem maximalen Ausgangspegel des PBG 3 von 12 kV wurde das Netzteil ausgeschaltet. In diesem Fall blieben die Netzteile dauerhaft ausgeschaltet und gingen nicht wieder von selbst an oder ließen sich durch den Schalter wieder von Hand aktivieren.

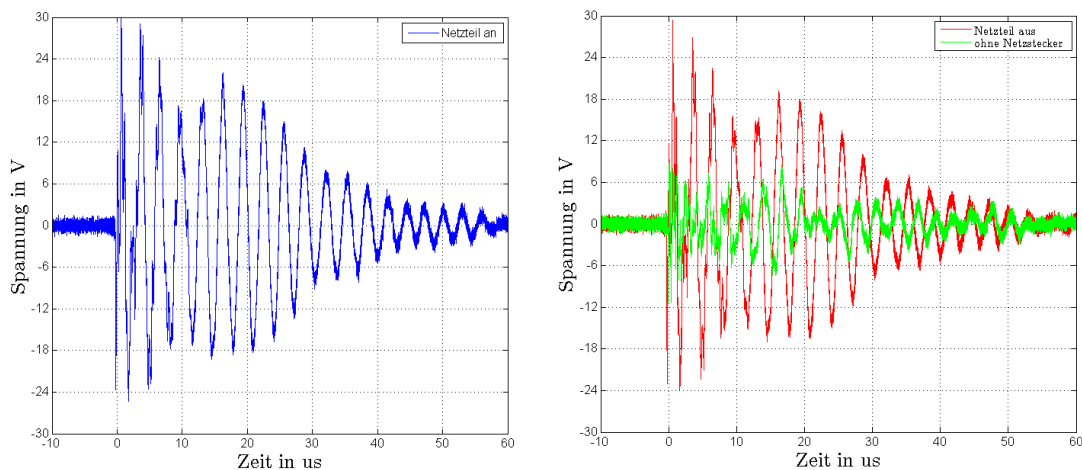


Bild 10: Zeitsignal bei der Störung mit einem doppelt exponentiellen Puls

Erst nach einstweiliger Trennung vom Netz, ließen sich die Netzteile wieder einschalten. Daher liegt die BFR hier bei 100 % Eine Zerstörung des Netzteils blieb auch bei diesem Störsignal aus.

4. Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Schutzwirkung von IT-Schaltnetzteilen gegenüber leitungsgeführten Störungen auf der Netzspannung untersucht. Es zeigte sich, dass die verschiedenen eingekoppelten Störsignale auf der Netzspannung durch das Netzteil auf die Ausgangsleitungen koppeln. Hierfür ist ein ein- oder ausgeschaltetes Netzteil nicht von großer Bedeutung, da die gemessenen Signale sich teilweise nur geringfügig voneinander unterscheiden. Bei Frequenzen oberhalb von 300 MHz wurde durch die EingangsfILTERstufe des Netzteils der Großteil herausgefiltert. Unterhalb von 300 MHz war eine eindeutige Übertragung des Störsignals vom Ein- zum Ausgang zu erkennen.

Des Weiteren ergab sich bei jedem Störsignalen ein Grenzwert, bei dem die Überspannungsschutzfunktion des Netzteils zum bewussten ausschalten führte. Größtenteils schaltete sich das Netzteil nach der Deaktivierung der Störquelle wieder von selbst ein, außer bei dem doppelt exponentiellen Puls. Hier musste das Netzteil vom Netz getrennt werden und war danach wieder einsatzbereit.

Es ist daher möglich über eine bewusste Störung auf der Netzleitung, ein IT-Netzteil ohne dessen Zerstörung auszuschalten. Über einen Burst-Signal kann das IT-System in den Zustand des ständigen Ein- und Ausschalten gebracht werden. Was sich negativ auf die Hardware nach dem Netzteil auswirken könnte.

Somit schützt ein Netzteil vor Frequenzen über 300 MHz, ist aber im Frequenzbereich von 0 bis 100 MHz anfällig auf Störungen, die auf die Ausgänge koppelt und so weiteren Schaden verursachen könnte.

5. Literatur

- [1] U. Schlien, Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV, Springer Vieweg, (2012)
- [2] M. Camp, H. Garbe, and D. Nitsch, UWB and EMP susceptibility of modern electronics, 2001 IEEE EMC International Symposium. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pp. 1015-1020, 2001.
- [3] J. H. Hagmann, S. Dickmann and S. Potthast, Application and Propagation of Transient Pulses on Power Supply Networks, Proc. of the 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility, September pp. 26 – 30, 2011
- [4] DIN EN 61000-4-4, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-4: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen schnelle transiente elektrische Störgrößen/Burst, DIN, 2004.
- [5] DIN EN 61000-4-5, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-5: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen Stoßspannungen, 2005: DIN.
- [6] DIN EN 61000-4-6, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-6: Prüf- und Messverfahren - Störfestigkeit gegen leitungsgeführte Störgrößen, induziert durch hochfrequente Felder, DIN, 2006

Validierung von Messplätzen nach dem neuesten CISPR 25 CD

Dipl.-Ing. Friedrich, Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Team Technik
Dipl.-Ing. Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH, Team Technik

1. Einleitung

Im CISPR wurde vor einigen Jahren beschlossen, für die Erstellung einer Norm zur Validierung von Messplätzen für die CISPR 25 eine gemeinsame Arbeitsgruppe mit CISPR D und CISPR A zu gründen. Diese gemeinsame Arbeitsgruppe wurde vor einigen Jahren installiert. Parallel dazu wurde in Deutschland ein gemeinsamer Arbeitskreis zwischen dem UK 14 und UK 4 gegründet (April 2008). Ziel dieser Arbeitsgruppen ist es, für die CISPR 25 einen Standard für die Validierung von Absorberhallen mit integriertem Prüftisch zu entwickeln. Da dieser Prüftisch eine ground plane (metallische Auflage) besitzt, wird sich die Validierung dieser Anordnung stark von der normalen Absorberhallen Validierung unterscheiden. In den Arbeitskreisen wurde ein Entwurf erarbeitet. In diesem Beitrag wurden Messungen gemäß dem letzten Stand auf verschiedenen Messplätzen durchgeführt und verglichen. Es soll herausgearbeitet werden, wie die Kalibrierung des Messaufbaues und die verschiedenen Möglichkeiten der Erdung des Messtisches auf die Messergebnisse einwirken und welche Herausforderungen gelöst werden müssen.

2. Beschreibung der Messmethode

Diskutiert werden soll der Stand des letzten CISPR 25/Ed4/CD CISPR/D/400/CD. In diesem CD ist die vorgeschlagene Hallenvalidierungsmethode im Annex enthalten. Der Frequenzbereich dieses Normenentwurfes wird unterteilt in den Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz und von 30 bis 1000 MHz. Der Frequenzbereich oberhalb 1 GHz wurde im Moment ausgespart. Im Normenentwurf sind derzeit zwei unterschiedliche Validierungsverfahren angegeben. Das erste Verfahren beschreibt die sogenannte Referenz Mess Methode (RMM). Im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz wird als Sendeantenne eine höchstens 50 cm lange Monopolantenne verwendet, als Empfangsantenne ein 1 m langer aktiver Monopol. Im Frequenzbereich von 30 bis 1000 MHz wird als Sendeantenne eine kleine bikonische Antenne und als Empfangsantenne eine bikonische und eine log per Antenne eingesetzt. Beim 2. Verfahren, der Long Wire Methode (Langdrahtmethode, LWM), wird als Sendeantenne für den gesamten Frequenzbereich eine sogenannte Langdrahtantenne verwendet. Im Normenentwurf ist eine Bauvorschrift für die Langdrahtantenne angegeben. Als Empfangsantennen werden dieselben Antennen wie bei der RMM eingesetzt. Die Messungen wurden nach einem Vorläufer des jetzigen CISPR/D/400/CD durchgeführt. Dieser CISPR/D/391/CD ist aber gleich dem im CISPR/D/400/CD beschriebenen Hallenvalidierungsverfahren.

3. Messungen und Messergebnisse

Die Validierungsverfahren wurden in einer Absorberhalle mit 10 m Messabstand und in einer kompakten „CISPR 25“ Absorberhalle durchgeführt. Beide Absorberhallen sind mit einer leitenden ground plane am Boden und Hybridabsorbern (Kombination aus Ferrit – und Pyramidenabsorbern) an Seitenwänden und Decke ausgerüstet. Die 10 m Absorberhalle erfüllt die Anforderungen nach der CISPR 16-1-4 in 10 m Messabstand. Bei der RMM Methode werden die Antennen auf einem geeigneten Messplatz (Freifeld oder Absorberhalle etc.) kalibriert. Im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz wird die gesamte Anordnung, Sendemonopol, aktiver Empfangsmonopol und Verbindung ground plane vom Sendemonopol zum Empfangsmonopol auf dem Boden des Kalibrierfeldes in 3 Positionen kalibriert. Wird diese Anordnung auf dem Messplatz auf ca. 90 cm angehoben, so wie es in dem Normenentwurf beschrieben ist, wird sich auch der Kalibrierfaktor verändern. Das wird aber nicht berücksichtigt. Im Frequenzbereich von 30 – 1000 MHz schreibt die Norm eine Anbindung des Messtisches mit nur einem Erdungsband zum Boden vor. Wird ein Messplatz mit diesem Aufbau und dieser Kalibrierung validiert, können durch systematische Abweichungen (begründet durch die Kalibrierung) große Abweichungen entstehen, da der Tisch normalerweise mit mindestens 4 Erdungsbänder entweder am Boden oder direkt hinter dem Tisch an der Wand geerdet ist. Bei diesen Messungen wurden verschiedene Arten der Tischerdung gemessen und verglichen.

Wie sich aus den Ergebnissen deutlich zeigt, enthalten die in der Norm vorgeschlagenen Messverfahren unterschiedliche Messgenauigkeiten. Insbesondere die Tischerdung führt zu erheblichen Unterschieden, die bei der Auswertung bzw. Kalibrierung berücksichtigt werden sollten. Während bei der LWM die Messunsicherheiten primär durch das Simulationsmodell und die jeweilige Tischerdung bestimmt werden, liegen die Probleme bei der RMM in der erforderlichen Kalibrierung des Antennenaufbaues und der Tischerdung.

3.1 Kalibrierung im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz

Die Kalibrierung der Messanordnung für RMM wurde in einer Absorberhalle durchgeführt. Drei Messungen wurden mit dem vorgeschriebenen Messaufbau auf dem Boden mittig der Absorberhalle gemacht. Der Unterschied zwischen den drei Messungen ist kleiner als 0,3 dB (siehe Bild 3.1.1). Somit kann diese Kalibrierung zur Validierung von CISPR 25 Messplätzen verwendet werden. Als Empfangsantennen wurde der aktive Monopol VAMP 9243 und als Sendeantenne wurde der Monopol VPMP verwendet.

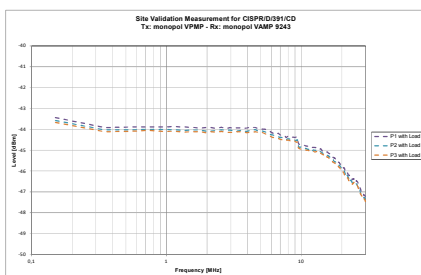


Bild 3.1.1: Kalibrierung Monopol Anordnung für RMM in einer Absorberhalle

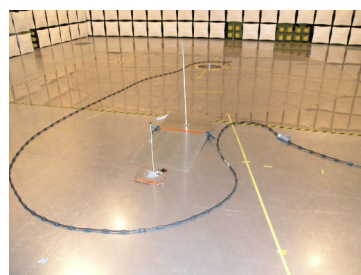


Bild 3.3.1a: Monopolanordnung in einer Absorberhalle

Für die Messung mit der Langdrahtantenne wurden als Referenzdaten die Simulationsdaten des CDs verwendet.

Als Messtisch wurde der Referenztisch mit einer Größe von 2,5*1 m verwendet. Der Tisch wurde mit Erdungsbändern auf der ground plane geerdet.

3.2 Messergebnisse im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz

Referenzmethode mit Antennen (RMM):

Das Bild 3.2.1 zeigt die Messergebnisse im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz mit der Erdung des Messtisches auf der ground plane. Die Erdung wurde mit 4 Erdungsbändern ausgeführt. Die Messkurven zeigen Messergebnisse in Hallenmitte (blau) und nahe an der Seitenwand (rot) der 10 m Absorberhalle und eine Messung in einer typischen ALSE (grün) für CISPR 25 Messungen.

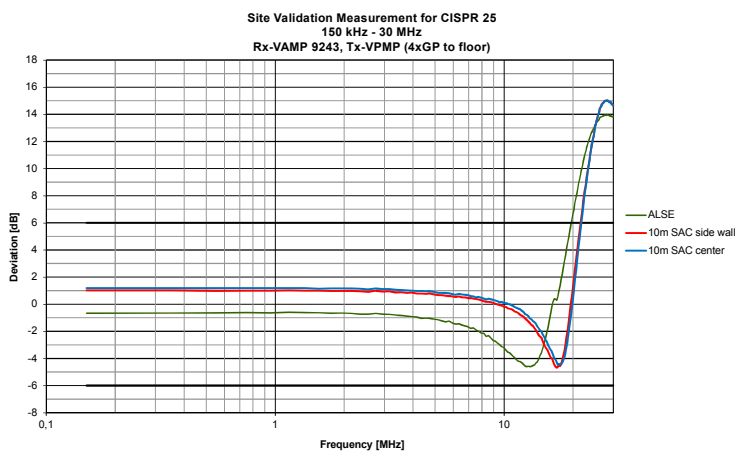


Bild 3.2.1: Messung nach RMM in einer 10 m Absorberhalle mittig (blau), nahe der Seitenwand (rot) und ALSE (grün) bezogen auf die Referenz gemessen am Boden der 10 m Absorberhalle



Bild 3.2.1a

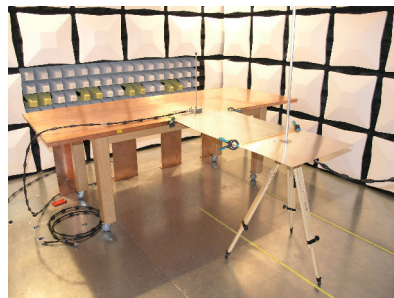


Bild 3.2.1b

Bilder 3.2.1 a und b: Messanordnung RMM mit Monopolen in einer 10 m Absorberhalle (mittige Anordnung in der Absorberhalle) und einer ALSE

Messanordnung mit einer Langdrahtantenne (LWM):

Das Bild 3.2.2 zeigt Messergebnisse nach der LWM in einer 10 m Absorberhalle mittig (blau) und nahe an der Seitenwand (rot) und einer Alse (grün). Die Erdung erfolgt mit vier Erdungsbändern am Boden.

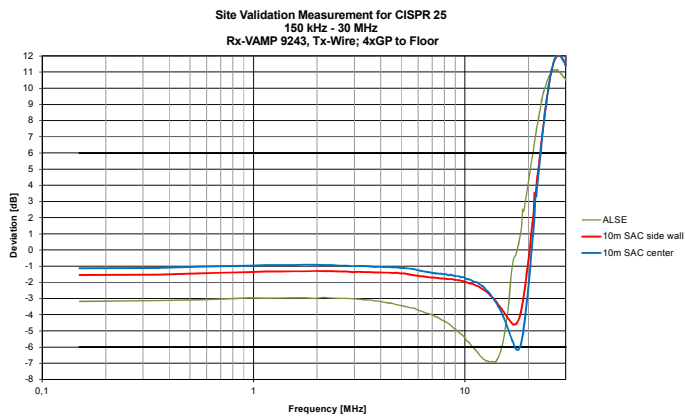


Bild 3.2.2: Messergebnisse nach der LWM in einer 10 m Absorberhalle rote Kurve nahe der Seitenwand (Bild 3.2.2a), blaue Kurve in der Mitte der Absorberhalle und grüne Kurve ALSE Bild 3.2.2.b)



Bild 3.2.2a

Bild 3.2.2b

Die Bilder 3.2.2 a und b: Messung nach der LWM in einer Absorberhalle nahe an einer Seitenwand 3.2.2 a und in einer ALSE 3.2.2b. Der Messtisch ist mit vier Erdungsbändern am Boden geerdet.

Die Bilder 3.2.3 und 3.2.4 zeigen Messergebnisse nach RMM und LWM. Die Erdung des Standardmesstisches erfolgt mit vier Erdungsbändern nach hinten an die Wand.

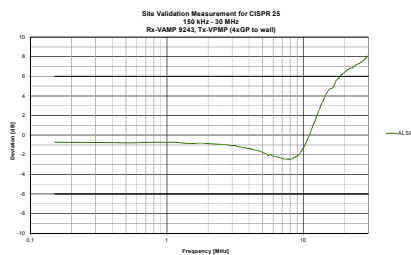


Bild 3.2.3: Messung RMM in einer ALSE Bild 3.2.3a: RMM Messanordnung in einer ALSE

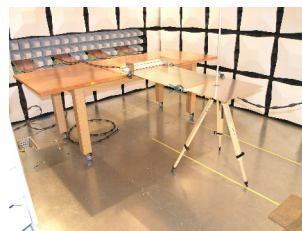
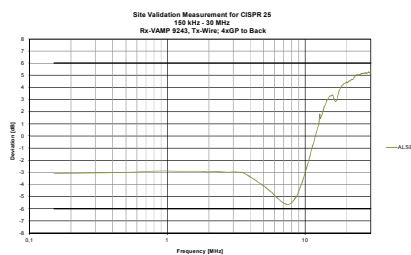


Bild 3.2.4: Messung LWM in einer ALSE Bild 3.2.4a: LWM Messanordnung in einer ALSE, Erdung des Messtisches nach hinten an der Wand

3.3 Kalibrierungen im Frequenzbereich von 30 bis 1000 MHz

Im Frequenzbereich von 30 ... 1000 MHz wurden Kalibrierungen mit drei verschiedenen Messtischanbindungen durchgeführt. Der Messtisch wurde mit vier, einem und keinem Erdungsband zum Boden kalibriert. Die Ergebnisse sind in den Bildern 3.3.1 und 3.3.2 dargestellt.

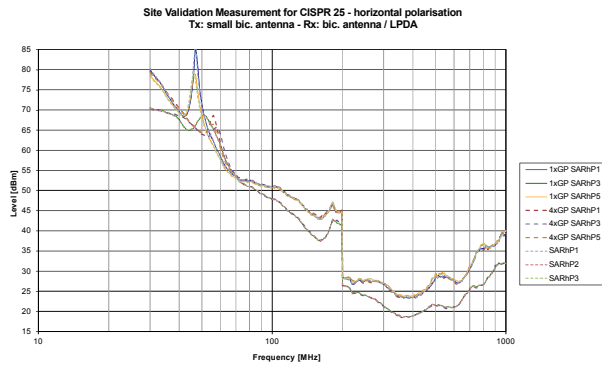


Bild 3.3.1: RMM Kalibrierung horizontale Polarisation mit vier Erdungsbandern zum Boden glatte Kurven, ein Erdungsband zum Boden gestrichelte Kurven, kein Erdungsband gepunktete Kurven

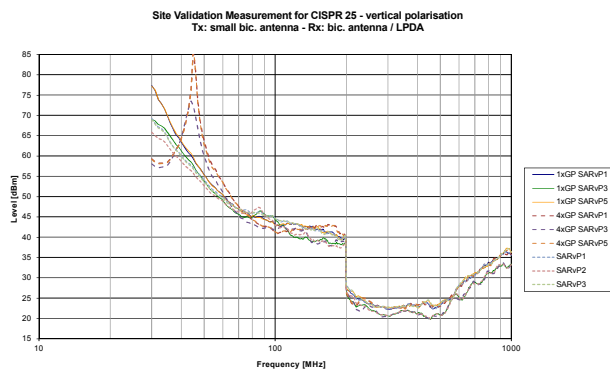


Bild 3.3.2: RMM Kalibrierung vertikale Polarisation mit vier Erdungsbandern zum Boden glatte Kurven, ein Erdungsband zum Boden gestrichelte Kurven, kein Erdungsband gepunktete Kurven



Bild 3.3.2a

Bild 3.3.2b

Bild 3.3.2c

Bilder 3.3.2 a-c: a 4 Erdungsbandern zum Boden, b ein Erdungsband zum Boden, c kein Erdungsband

3.4 Messergebnisse im Frequenzbereich von 30 bis 1000 MHz

Unter Bezugnahme der Kalibrierungen wurde eine ALSE vermessen. Die Messungen wurden mit unterschiedlichen Erdungen des Messtisches durchgeführt. Erdung Tisch mit vier Erdungsbandern zum Boden, Kalibrierung Tisch mit einem Erdungsband:

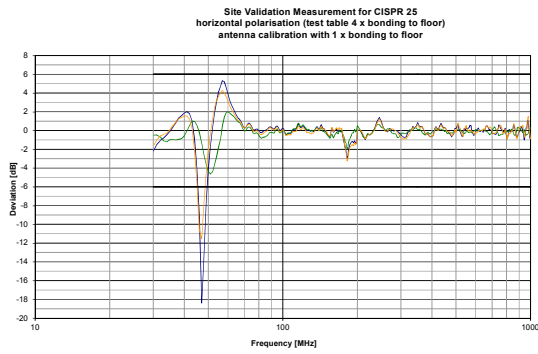


Bild 3.3.1 a horizontale Polarisation

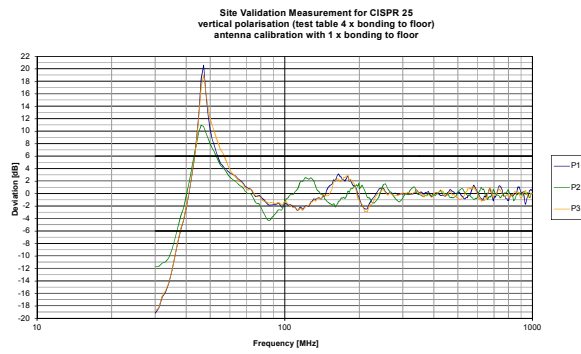


Bild 3.3.1 b vertikale Polarisation

Die Bilder 3.3.1 a und b zeigen die Messergebnisse der RMM in einer ALSE Tischanbindung mit vier Erdungsbändern. Die Ergebnisse werden auf die Kalibrierung mit einem Erdungsband bezogen.

Erdung Tisch mit vier Erdungsbändern, Kalibrierung Tisch mit vier Erdungsbändern:

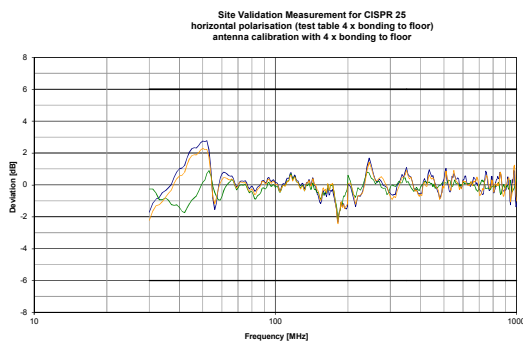


Bild 3.3.2.a horizontale Polarisation

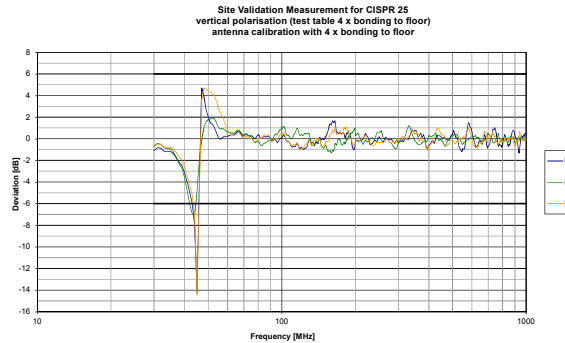


Bild 3.3.2.b vertikale Polarisation

Die Bilder 3.3.2 a und b zeigen die Messergebnisse der RMM in einer ALSE Tischanbindung mit vier Erdungsbändern. Die Ergebnisse werden auf die Kalibrierung mit vier Erdungsbändern bezogen.

Erdung Tisch mit vier Erdungsbändern, Kalibrierung Tisch ohne Erdungsband:

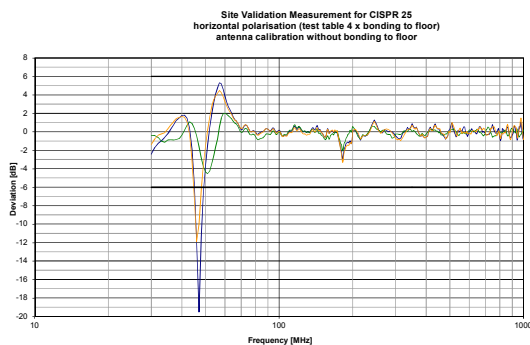


Bild 3.3.3.a horizontale Polarisation

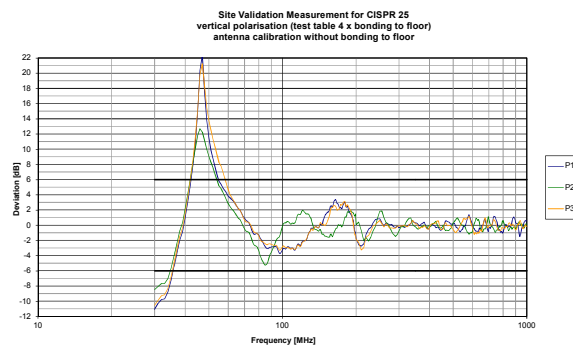


Bild 3.3.3.b vertikale Polarisation

Die Bilder 3.3.3 a und b zeigen die Messergebnisse der RMM in einer ALSE Tischanbindung mit vier Erdungsbändern. Die Ergebnisse werden auf die Kalibrierung ohne Erdungsband bezogen.

Messergebnisse LWM einer ALSE, Messtisch mit vier Erdungsbändern zum Boden:

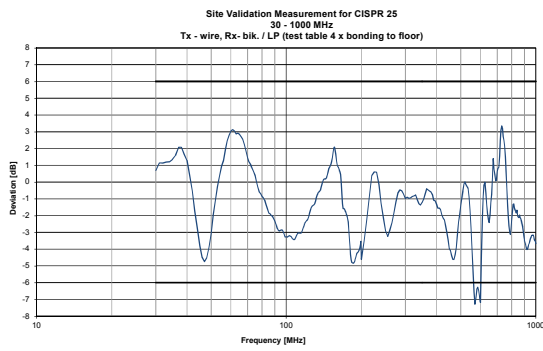


Bild 3.3.4: Messung LWM in einer ALSE, Messtisch mit vier Erdungsbändern zum Boden

Erdung Tisch mit vier Erdungsbändern zur Wand, Kalibrierung Tisch mit einem Erdungsband zum Boden:

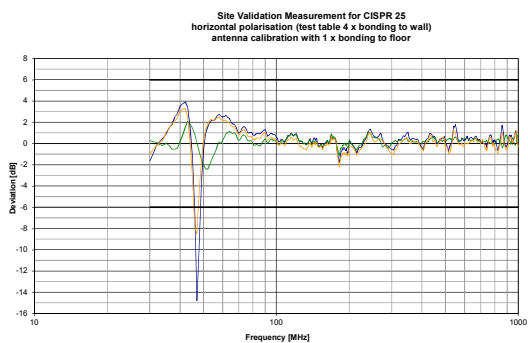


Bild 3.3.5a horizontale Polarisation

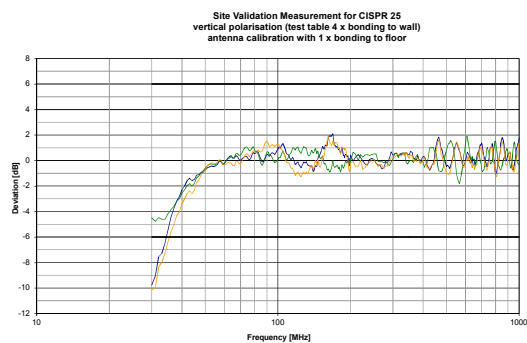


Bild 3.3.5b vertikale Polarisation

Die Bilder 3.3.5 a und b zeigen die Messergebnisse der RMM in einer ALSE Tischanbindung mit vier Erdungsbändern zur Wand. Die Ergebnisse werden auf die Kalibrierung mit einem Erdungsband zum Boden bezogen.

Erdung Tisch mit vier Erdungsbändern zur Wand, Kalibrierung Tisch ohne Erdungsband zum Boden:

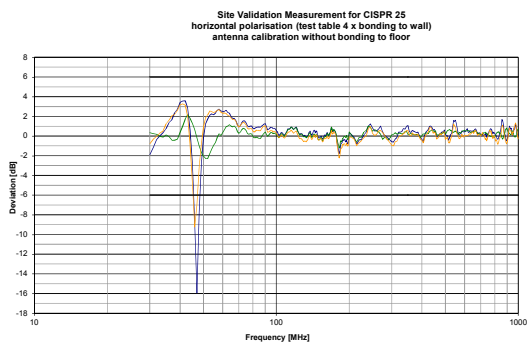


Bild 3.3.6a horizontale Polarisation

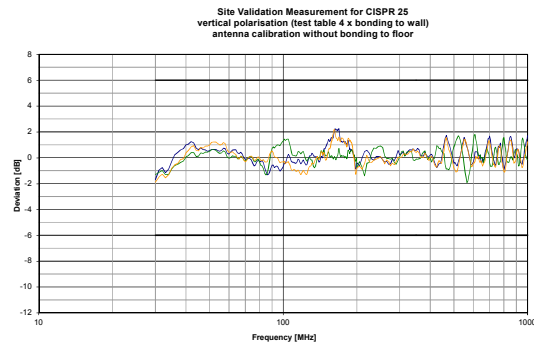


Bild 3.3.6b vertikale Polarisation

Die Bilder 3.3.6 a und b zeigen die Messergebnisse der RMM in einer ALSE Tischanbindung mit vier Erdungsbändern zur Wand. Die Ergebnisse werden auf die Kalibrierung ohne Erdungsband zum Boden bezogen.

Messergebnisse LWM einer ALSE, Messtisch mit vier Erdungsbändern zur Wand:

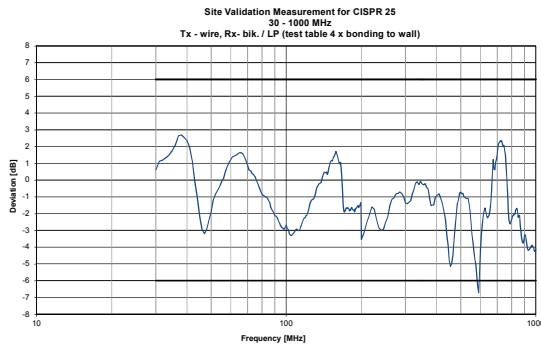


Bild 3.3.4: Messung LWM in einer ALSE, Messtisch mit vier Erdungsbändern zur Wand

4. Diskussion und Folgerungen

Frequenzbereich 150 kHz ... 30 MHz:

RMM:

Es sollte geklärt werden, warum der Messaufbau während der Kalibrierung auf dem Boden liegt und später bei der Messung auf 90 cm angehoben wird. Die Kalibrierung sollte ebenfalls in 90 cm durchgeführt werden.

LWM:

Die Simulationsdaten mit der Erdung zum Boden scheinen nicht mit den Messungen zu harmonieren. Es sollte geklärt werden, wie mit diesen Unterschieden umgegangen wird.

Frequenzbereich von 30 ... 1000 MHz

RMM:

Große Abweichungen werden für die unterschiedlichen Erdungsanbindungen beobachtet. (vier Erdungsbänder, ein Erdungsband, ohne Erdung zum Boden)

Das Validierungskriterium kann nur erfüllt werden, wenn die geeigneten Kalibrierungsdaten derselben Erdung verwendet werden. Somit scheint die vorgeschlagene Kalibrierung mit einem Erdungsband zum Boden nicht für die Kalibrierung des späteren Messaufbaus geeignet zu sein.

5. Literaturhinweise

- 1 CISPR D 400e CD, CISPR 25 f1 Ed. 4.0 and CISPR 25 f2 Ed.4.0*
- 2 CISPR/A/JWG D-SITE -VAL/N001/2012 Trautnitz/ Riedelsheimer Joint Task Force between CISPR/A and CISPR/D – Chamber validation methods Draft Annex – ALSE Validation 30 MHz – 1 GHz
- 3 CISPR/Á/JWG D-SITE -VAL/N002/2012 Trautnitz/ Riedelsheimer Joint Task Force between CISPR/A and CISPR/D – Chamber validation methods Draft Annex – ALSE Validation 150 kHz – 30 MHz
- 4 CISPR D 391 CD, CISPR D 400 CD

Statistische Untersuchung von CISPR 12 Messplätzen anhand numerischer Feldsimulationen

M.Sc. Christoph Schwing, Universität Duisburg-Essen, IW/ETS
 Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, IW/ETS

1. Einleitung

Für die Störaussendungsmessung von Kraftfahrzeugen ist in der internationalen Norm CISPR 12 festgelegt, dass diese Messungen auf einem im Freien gelegenen Messplatz (*en: outdoor test site, OTS*) durchzuführen sind. Alternativ dazu können Absorberräume (*en: absorber lined shielded enclosure, ALSE*) genutzt werden, wenn die Ergebnisse denen entsprechen, die auf einer OTS gewonnen werden. Dazu sind derzeit im zuständigen Gremium CISPR/D Validierungsverfahren in Beratung. Die Eignung eines möglichen Validierungsverfahrens ist in [1] dargestellt worden. Um für das Validierungsverfahren passende Grenzwerte zu definieren, müssen die Unterschiede der Messplätze herausgearbeitet und verstanden sein. Dazu bietet sich die Korrelation von Messverfahren nach CISPR 16-4-5 TR [2] an. In [3] und [4] ist anhand von realen Messungen sowie numerischer Feldsimulationen gezeigt worden, dass Unterschiede zwischen den Messplätzen aufgrund unterschiedlicher Bodenparameter existieren. Im Folgenden wird die Korrelation von ALSE und OTS, im Hinblick auf die Abweichung des jeweiligen Messplatzes zu einer definierten Referenzgröße untersucht. Diese physikalische Referenzgröße ist ein Maß für das Störpotential eines Prüflings hinsichtlich des Funkschutzes.

2. CISPR 12 Validierungsbestrebungen

Messplätze für Störaussendungsmessungen von Fahrzeugen nach CISPR 12 können ein im Freien gelegener Messplatz, aber auch eine Absorberhalle sein. Der im Freien gelegene Messplatz darf nach CISPR 12 keine metallischen, elektromagnetisch reflektierenden Gegenstände innerhalb eines Radius von $d = 30$ m aufweisen, weitere elektrische Bodenparameter sind nicht definiert. Die Absorberhalle wird oft mit metallischem Boden realisiert, es existieren aber auch Absorberhallen mit künstlichem Bodenbelag, welcher den elektrischen Eigenschaften von Asphalt nachempfunden ist. Für Absorberhallen, die laut CISPR 12 ein alternativer Messplatz sind, muss nachgewiesen werden, dass die Ergebnisse, denen auf im Freien gelegenen Messplätzen entsprechen. Derzeit wird in CISPR/D über Verfahren diskutiert, wie die Vergleichbarkeit der zulässigen Messplätze nachgewiesen werden kann. Die Verfahren lehnen sich an die Messung der „*normalized site attenuation*“ (NSA) Methode nach CISPR 16 an, folgen aber der Messmethodik mit fester Antennenhöhe, welche in CISPR 12 definiert ist. Dazu wird eine kleine bikonische Sendeantenne verwendet und die Messplatzdämpfung für horizontale und vertikale Polarisation aufgenommen. Ein Verfahren, welches nur für nicht-metallische Messplätze geeignet ist, nutzt nur die Antennenposition direkt gegenüber der Empfangsantenne, Bild 1, und ist dabei in 1,0 m Höhe aufzustellen.

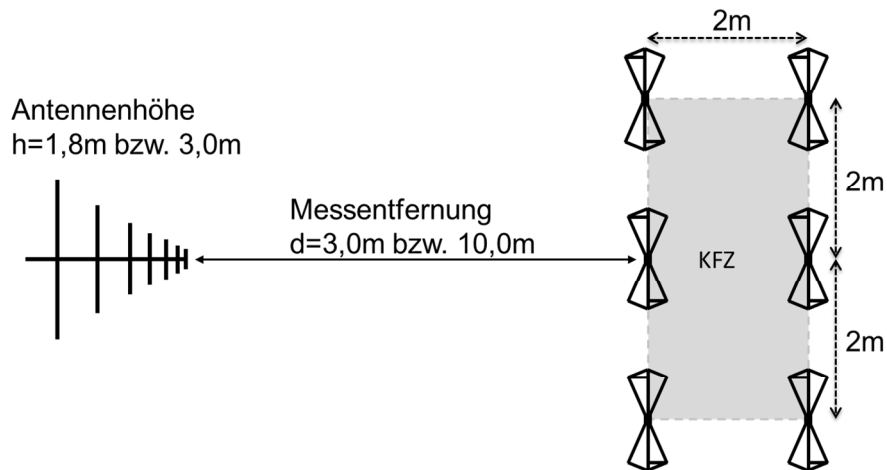


Bild 1: Aufbau zur Validierung von Messplätzen

Ein Verfahren, welches auch für metallische Böden geeignet sein könnte verwendet sechs Positionen der Sendeantenne, die den Umriss eines KFZ annähern, wie in Bild 1 zu sehen ist. Dazu wird die Sendeantenne an jeder Position in $1,0\text{m}$ und $1,5\text{m}$ Höhe aufgestellt. Die so gewonnen 24 Messplatzdämpfungen werden danach zu einer minimalen Messplatzdämpfung verrechnet. Die minimale Messplatzdämpfung soll ein Maß für die auf einem Messplatz maximal zu empfangende Feldstärke sein.

3. CISPR 16-4-5 – Verwendung alternativer Messverfahren

Werden für Störaussendungsmessungen alternative Messverfahren (ATM) eingesetzt, so ist es wünschenswert, dass diese dasselbe Maß an Funkschutz herstellen, das auch etablierte Messverfahren bieten. Der technische Bericht CISPR 16-4-5 TR stellt dafür ein geeignetes Verfahren zu Verfügung. Dieses basiert auf der Analyse einer großen Anzahl unterschiedlicher Prüflinge, welche mit dem etablierten Messverfahren (ETM) sowie dem alternativen Messverfahren untersucht werden. Des Weiteren wird eine Referenzgröße (X_i) für die Störaussendung jedes Prüflings ermittelt. Diese muss das Störpotential eines Prüflings hinsichtlich der Funkschutzanforderungen abbilden können. Für jeden einzelnen Prüfling kann nun eine Differenz zwischen der Referenzgröße und dem Messergebnis ($M_{ATM,i}$, $M_{ETM,i}$) beider Messverfahren ermittelt werden.

$$D_{ATM,i}(f) = X_i(f) - M_{ATM,i}(f) \quad D_{ETM,i}(f) = X_i(f) - M_{ETM,i}(f) \quad (1)$$

Über die Gesamtheit aller untersuchten Prüflinge lässt sich der Mittelwert der Abweichungen zwischen der Referenzgröße und beiden Messverfahren ermitteln.

$$\bar{D}_{ATM,i}(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N D_{ATM,i}(f) \quad \bar{D}_{ETM,i}(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N D_{ETM,i}(f) \quad (2)$$

Über die beiden oben angegebenen Formeln kann die inhärente Unsicherheit, ($U_{ATM,inherent}$, $U_{ETM,inherent}$) eines Messverfahrens bezogen auf die Referenzgröße anhand der Standardabweichung (s) abgeschätzt werden.

$$u_{ETM|ATM, \text{inherent}} = s(D_{ETM|ATM}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (D_{ETM|ATM} - \bar{D}_{ETM|ATM})^2}{N-1}} \quad (3)$$

Somit hat man ein Maß für die inhärente Unsicherheit mit der die Messverfahren das Störpotential von Prüflingen bewerten.

Eine Aussage über die systematische Abweichung von Messergebnissen zwischen alternativem und etabliertem Messverfahren kann über den Mittelwert des Korrelationsfaktors (\bar{k}) ausgedrückt werden.

$$\bar{k}(f) = \bar{D}_{ATM}(f) - \bar{D}_{ETM,i}(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N M_{ETM,i}(f) - M_{ATM,i}(f) \quad (4)$$

Aus den abgeleiteten Größen lässt sich der Grenzwert des etablierten Messverfahrens (L_{ETM}) auf einen Grenzwert für das alternative Messverfahren (L_{ATM}) umrechnen.

$$L_{ATM} = L_{ETM} - \bar{k} \quad (5)$$

Die hier betrachtete inhärente Unsicherheit u_{inherent} muss zur intrinsischen Unsicherheit der Messverfahren nach CISPR 16-4-1 und der Unsicherheit des Messinstrumentariums hinzugezogen werden, um die erweiterte Unsicherheit jedes Messverfahrens zu erhalten. Ist die erweiterte Unsicherheit des alternativen Messverfahrens kleiner als die des etablierten Messverfahrens, so wird L_{ATM} verwendet. Ist sie größer, so wird L_{ATM} um den Betrag Differenz der erweiterten Unsicherheiten reduziert.

Da es für eine Untersuchung nach CISPR 16-4-5 vieler unterschiedlicher Prüflinge Bedarf, bietet sich eine statistische Analyse von Feldberechnungsergebnissen an.

4. Statistisches Modell

Hierbei soll auch anhand der Methodik zur Verwendung von alternativen Messverfahren nach CISPR 16-4-5 die Charakteristik des Bodens von verschiedenen Messplätzen für die Fahrzeugmessung untersucht werden. Das verwendete Modell wird an das Validierungsverfahren mit den sechs unterschiedlichen Antennenpositionen angelehnt. Dazu werden in einem Feldberechnungsprogramm zwölf Antennen in 1,0 m und 1,5 m Höhe, an den sechs Positionen entlang des gedachten KFZ-Umfangs erzeugt. Es wird ein Modell mit horizontal polarisierten Antennen, und ein Modell mit vertikal polarisierten Antennen benötigt. Unter der Annahme linearen Verhaltens dieses Aufbaus können die Ergebnisse der Feldberechnung aus horizontaler und vertikaler Polarisation komponentenweise überlagert werden.

Für die Untersuchung nach der CISPR 16-4-5-Methode werden Prüflinge mit zufälliger Charakteristik benötigt. Dies wird hier durch zufällige Auswahl der Anregung jeder einzelnen Antenne im Antennenarray erreicht. Dazu wird der Betrag der Anregung aus einer Normalverteilung, die Phase der Anregung aus einer Rechteckverteilung von 0 bis $2 \cdot \pi$ durch Pseudo-Zufallszahlen erzeugt.

Für das horizontale und vertikale Modell eines zufällig erzeugten Prüflings werden die Daten für die Feldstärke an den interessierenden Punkten durch das Feldberechnungsprogramm berechnet. Die Simulation einer Empfangsantenne ließe eine mathematische Überlagerung der Ergebnisse nur bedingt zu und wird hier nicht weiter verfolgt. Zur Auswertung der Abstrahlung werden für jedes Modell die Messpunkte nach CISPR 12 in

3 m und 10 m Messentfernung in 1,8 m und 3,0 m Höhe beidseitig des Antennenarrays berechnet. Um eine Aussage über das Störpotential eines Prüflings zu erhalten werden Messpunkte auf einer Halbkugel in 11 m Entfernung zum Mittelpunkt am Boden des Antennenarrays berechnet. Für das Verhalten der Prüflinge im Freiraum (FAR) werden die Messpunkte wie zuvor, aber über eine Vollkugel berechnet.

Die Analyse der Bodenparameter wird auf folgende Parameterkombinationen beschränkt:

Tabelle 1: Parametersätze der elektrischen Bodeneigenschaften von Messplätzen

Name	Elektrische Bodenparameter	
	Leitfähigkeit in $1/(\Omega \cdot m)$	Relative Permittivität
Freiraum (FAR)	-	-
OTS _{reference}	0.0001	3
CityMaxAtt	0.0004	3
CityAvgAtt	0.001	5
DrySandyCoastal	0.001	10
RichAgricLand	0.01	15
Freifeld (SAR)	Ideal leitfähig	-

Das Freifeld (SAR) steht hier stellvertretend für die Bodenparameter einer Absorberhalle mit metallischem Boden, auch wenn dabei ideale Absorber unterstellt werden. Die Parametersätze von Freifeldern mit nicht ideal leitender Charakteristik stehen hier für Beispiele von möglichen Referenzmessplätzen.

5. Ergebnisse der Korrelation

Die im Folgenden dargestellten Ergebnisse basieren auf einer Anzahl von $N = 1000$ zufällig erzeugten Prüflingen, welche unter Verwendung eines numerischen Feldberechnungsprogramms untersucht wurden. Die 1000 unterschiedlichen Prüflinge sind für jeden Parametersatz aus Tabelle 1 berechnet worden. Es wird der Mittelwert des Korrelationsfaktors (\bar{k}), von jeweils einem Parametersatz eines Referenzmessplatzes gegen den alternativen Messplatz (SAR) für die Messung nach CISPR 12 dargestellt. Die Darstellung der Standardabweichung (s) jedes Messplatzes geschieht gegen die physikalische Referenz, welche hier als maximale effektive Feldstärke auf einer Vollkugel mit gegebenem Radius um den Prüfling herum, im Freiraum gewählt wurde. Somit sind in Bild 2 und Bild 4 sechs Kurven für die Korrelation von verschiedenen Bodenparametern der etablierten Methode gegen die alternative Methode dargestellt. In Bild 3 und Bild 5 sind sieben Kurven der Standardabweichung jeder Messmethode gegen die physikalische Referenz aufgetragen.

Für Bild 1 und Bild 2 beträgt die Messentfernung der CISPR 12 Methode $d = 3$ m zur Seite des Prüflings.

In Bild 1 ist gut zu erkennen, dass die fünf Parametersätze der etablierten Methode annähernd parallel zu einander sind und innerhalb eines Streubandes von circa 1 dB verlaufen. Dabei ist die größte Abweichung mit fast -3 dB bei knapp unterhalb 50 MHz zu finden. Die Korrelation von FAR gegen SAR weicht davon ab und ist rein informativ als Messverfahren ohne Bodenreflexion gewählt worden.

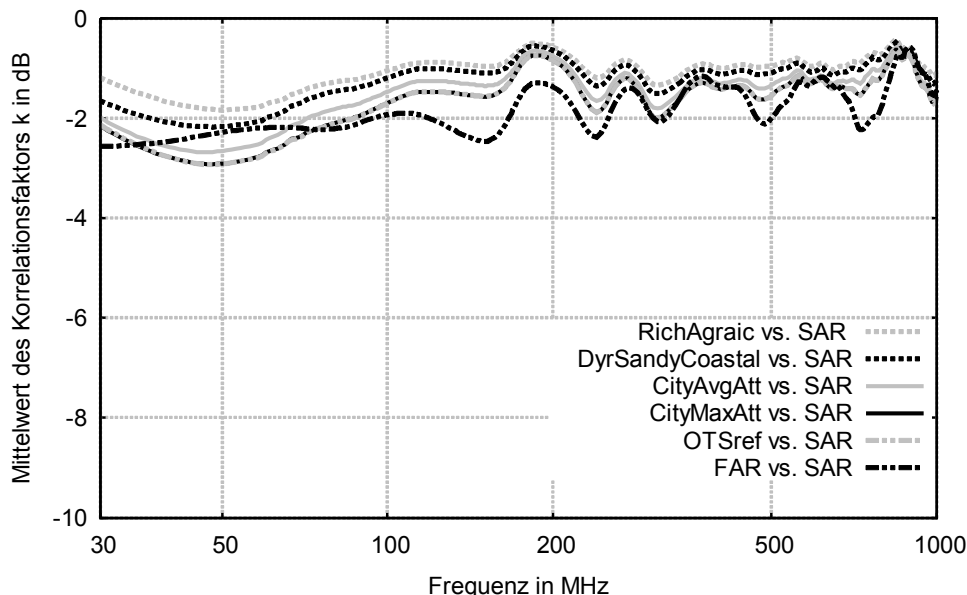


Bild 2: Mittelwert des Korrelationsfaktors, Messentfernung $d = 3\text{ m}$

Die Kurven für die Paarungen CityMaxAtt und OTS_{reference} gegen SAR sind nur schwer zu unterscheiden, da diese fast komplett gleich verlaufen.

Bild 3 zeigt die Verläufe der Standardabweichung der Messmethoden zur Referenzgröße. Auffällig ist, dass die Standardabweichung für Frequenzen unter 70 MHz für die etablierten Messplätze etwa 0,2 bis 0,5 dB niedriger ist als für den alternativen Messplatz (SAR). Weiterhin lässt sich erkennen, dass für Frequenzen oberhalb von 200 MHz die Unterschiede zwischen den Kurven sehr gering werden.

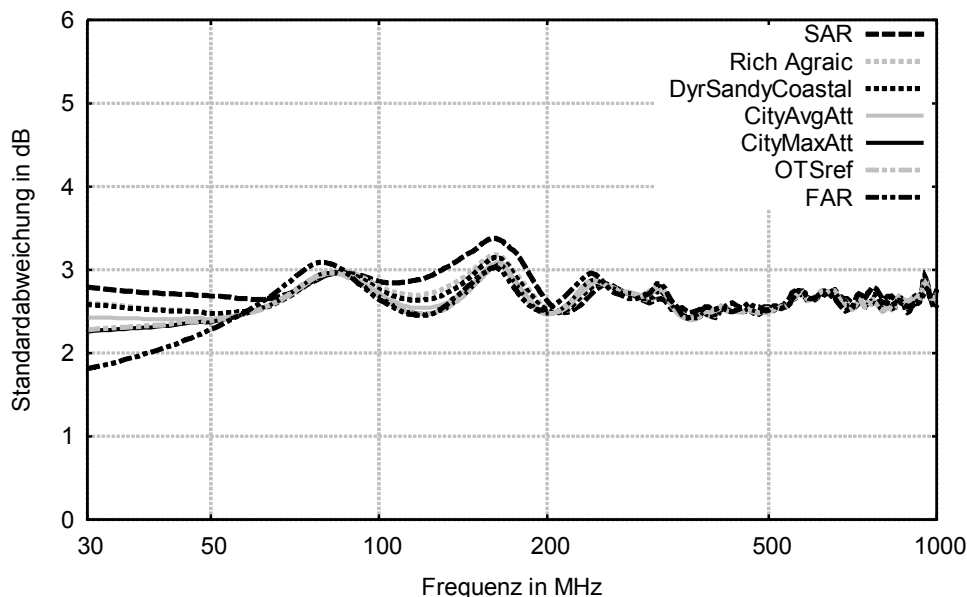


Bild 3: Standardabweichung zur Referenzgröße, Messentfernung $d = 3\text{ m}$

In Bild 4 und Bild 5 sind der Mittelwert des Korrelationsfaktors und die Standardabweichung der Messmethoden für eine Messdistanz von $d = 10$ m nach CISPR 12 dargestellt.

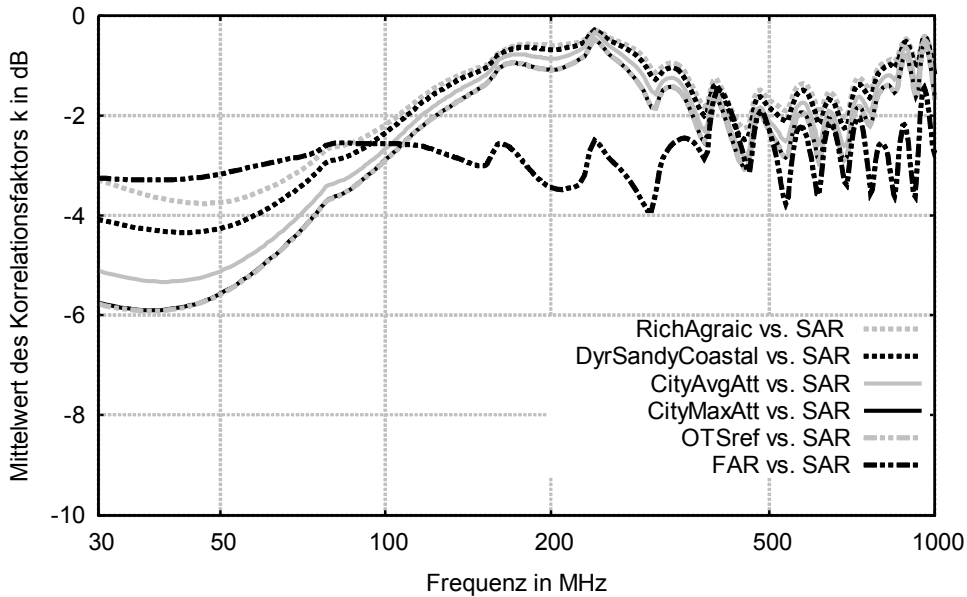


Bild 4: Mittelwert des Korrelationsfaktors, Messentfernung $d = 10$ m

Die Kurven für die OTS-Parameter verlaufen ab etwa 100 MHz parallel zueinander, weisen aber unterhalb von 100 MHz stärkere Abweichungen zueinander auf als für die $d = 3$ m Messdistanz. Auch hier verläuft die FAR gegen SAR Korrelation anders als die restlichen Kurven.

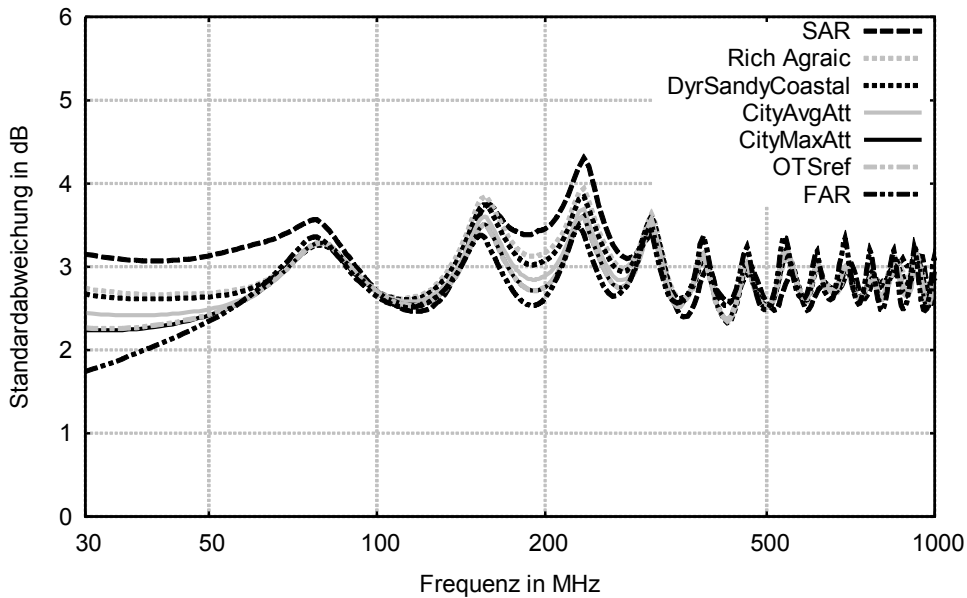


Bild 5: Standardabweichung zur Referenzgröße, Messentfernung $d = 10$ m

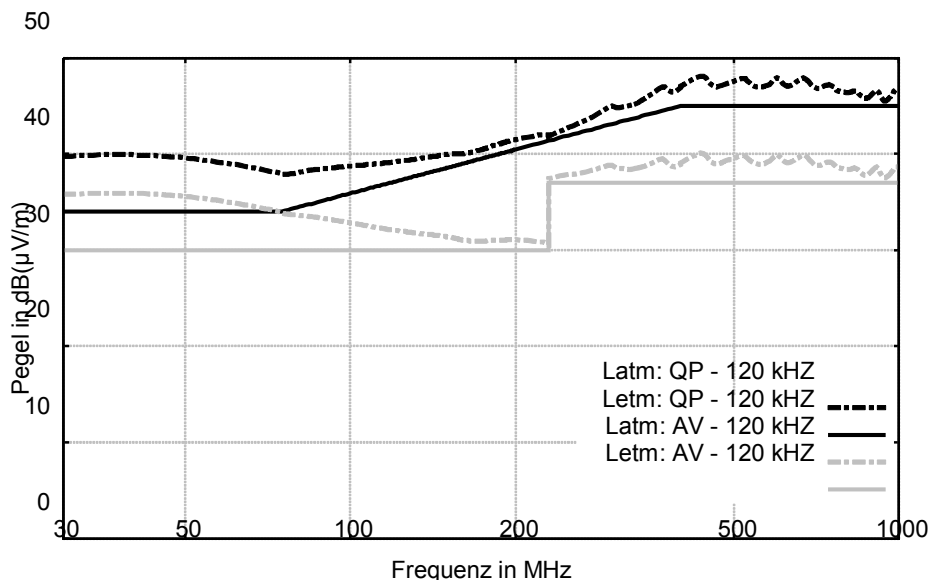
Bild 5 zeigt den Verlauf der Standardabweichungen für die Messdistanz $d = 10$ m. Es ist zu erkennen, dass die Standardabweichung von SAR gegen die Referenzgröße hier etwas mehr von den Kurven der Standardabweichung der etablierten Messverfahren abweicht als bei der Messdistanz $d = 3$ m. Der größte Unterschied zwischen alternativem und etabliertem Messverfahren ist aber auch hier für Frequenzen unterhalb von

70 MHz mit 0,5 bis 1 dB Abweichung zu finden. Zwischen 150 MHz und 250 MHz weichen die Standardabweichungen nochmals stärker voneinander ab. Ansonsten verlaufen die Kurven parallel zueinander in einem schmalen Streuband.

Speziell in den Kurven für die Messentfernung $d = 10$ m ist eine periodisch auftretende Resonanz über den Frequenzbereich sowohl für die Mittelwerte des Korrelationsfaktors, also auch für die Standardabweichungen zu erkennen. Da dieser Effekt auch für die Standardabweichung der FAR-Kurve zu erkennen ist, kann dies kein Effekt sein, der durch den Boden hervorgerufen wird. Wertet man den Frequenzabstand zweier aufeinanderfolgender Resonanzen aus, so erhält man $\Delta f = 76$ MHz. Rechnet man dies in die korrespondierende Wellenlänge um, so erhält man $\lambda/2 \approx 2$ m. Dies entspricht dem Abstand der einzelnen Antennenpositionen zueinander. Ein weiteres Indiz dafür, dass dieser Effekt durch die gegenseitige Verkopplung der Antennen in Antennenarray hervorgerufen wird ist, dass in [3] Korrelationsfaktoren bestimmt wurden, für die jede Antennenposition einzeln berechnet und hinterher überlagert wurden. Die Mittelwerte der Korrelationsfaktoren aus [3] zeigen nicht das für Resonanzen typische periodische Verhalten.

6. Umrechnung des Grenzwertes

Anhand der durch die CISPR 16-4-5 Methode gewonnenen Daten, lässt sich beispielhaft der Grenzwert der gestrahlten Störaussendungsmessung des Referenzmessplatzes (L_{etm}) auf einen Grenzwert für den alternativen Messplatz (L_{atm}) umrechnen. Hier wird dies für die Messentfernung $d = 10$ m durchgeführt, da diese die größeren Unterschiede zwischen der Messplätzen aufwies. Als Parameter für die elektrische Bodenbeschaffenheit des Referenzmessplatzes werden die Parameter des $\text{OTS}_{\text{reference}}$ verwendet, SAR ist der alternative Messplatz.



Die Korrektur des Grenzwertes für den alternativen Messplatz ist hier nur mit dem Mittelwert des Korrelationsfaktors für $\text{OTS}_{\text{reference}}$ gegen SAR durchgeführt worden. Die Standardabweichungen sind hier unberücksichtigt geblieben.

7. Fazit

Es sind mit der CISPR 16-4-5 Methode die Unterschiede von CISPR 12 Referenzmessplätzen und alternativen Messplatz herausgearbeitet worden. Dabei sind durch die Art der Prüflingsmodellauswahl anhand einer Validierungsmethode Resonanzen entstanden, welche auf die gemeinsame Simulation vieler Antennen in einem Modell zurückzuführen sind. Die Ergebnisse zeigen dieselbe Tendenz für die Korrelationsfaktoren wie vorausgehende Untersuchungen. Neu ist die Bestimmung der Standardabweichungen der Messverfahren gegen die Referenzgröße. Die Resonanzphänomene bedingen weitere Untersuchungen.

Würde die Methodik der CISPR 16-4-5 auf die Grenzwerte der CISPR 12 angewandt werden, wäre eher eine Erleichterung der Anforderungen zu erwarten.

8. Literatur

- [1] C. Schwing, H. Hirsch et al., „Validierung von Messplätzen für Störaussendungsmessungen von Fahrzeugen nach CISPR 12“, Elektromagnetische Verträglichkeit emv 2012, VDE VERLAG GMBH Berlin, 2012, pp. 273-280
- [2] IEC Technical Report CISPR 16-4-5, „Conditions for the use of alternative test methods“
- [3] C. Schwing, H. Hirsch, „Investigation of CISPR 12 test sites“, Conference Proceedings EMC Europe 2012, Rome, doi: 10.1109/EMCEurope.2012.6396660
- [4] C. Schwing, H. Hirsch, „Validation of CISPR 12 test sites“, Conference Proceedings EMC Europe 2013, Brugge, ISSN 2325-0356, pp. 316-320

Bestimmung von Messunsicherheiten von Tischen und Masten nach CISPR 16-1-4

Dipl.-Ing. Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH
 Dipl.-Ing. Friedrich, Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH
 Dipl.-Ing. Bernd Woerl, SONY Deutschland GmbH

1. Einleitung

Nach den aktuellen Vorgaben der CISPR 16-1-4 muss die Unsicherheit durch den verwendeten Messtisch ermittelt werden und in der Unsicherheitsbetrachtung der Prüflingsmessung berücksichtigt werden. Obwohl solch eine Unsicherheitsbetrachtung für Antennenmasten nach CISPR 16-1-4 nicht explizit gefordert ist, wurde auch dies untersucht und darüber hinaus der Einfluss der Antennenausrichtung am Mast zum Prüfobjekt analysiert. Da dieser Einflussfaktor maßgeblich durch die Richtcharakteristik der Empfangsantenne beeinflusst wird, wurden typische Empfangsantennen ausgewählt, um die Unterschiede mit und ohne Neigung der Antenne zu betrachten. Ein Einfluss der Richtcharakteristik der Empfangsantenne ist nach CISPR 16-1-4 insbesondere bei Messentfernungen kleiner 10 m entweder durch Neigung oder durch Korrekturwerte in der entsprechenden Unsicherheitsbetrachtung zu berücksichtigen.

2. Einflussfaktor Prüftisch

2.1 Vorgaben zur Unsicherheitsbestimmung von Prüftischen

Die Bestimmung des individuellen Unsicherheitsbeitrages des verwendeten Prüftisches im Frequenzbereich ab 200 MHz ist bereits seit 2006 fester Bestandteil der Norm CISPR 16-1-4 zuerst nur im Frequenzbereich bis 1 GHz, später im Frequenzbereich bis 18 GHz.

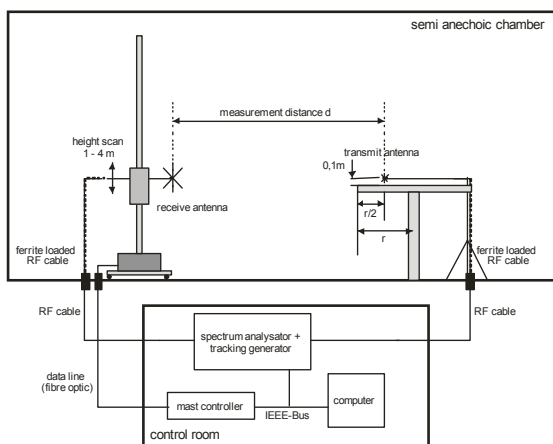


Bild 1: Messaufbau 200 MHz – 1 GHz

Als Sendeantenne ist hierzu eine hinreichend kleine Antenne mit omnidirektionaler Strahlungscharakteristik an einer vorgegebenen Position über dem Prüftisch zu positionieren und der Messpegel mit sowie ohne Prüftisch mit den angegebenen Frequenzschrittweiten, bei ansonsten unverändertem Prüfaufbau zu ermitteln.

$$\square(f) = |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)|$$

mit: $V_{R,mit}(f)$ = maximale Spannung, gemessen mit Prüftisch
 $V_{R,ohne}(f)$ = maximale Spannung, gemessen ohne Prüftisch

Für weitere Berechnungen der Messunsicherheit ist die maximale Differenz Δ_{max} in dB, ermittelt aus den beiden vorangegangenen Messungen, zu verwenden

$$\square_{max} = \max |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)|$$

Der Unsicherheitsbeitrag u_{Tisch} (dB) bedingt durch den Prüftisch ist mit einer Rechteckverteilung in der Messunsicherheitsbetrachtung zu berücksichtigen.

$$u_{table} = \frac{1}{\sqrt{3}} \square_{max}$$

2.2 Untersuchungsergebnisse zu verschiedenen Prüftischen

Im Folgenden werden Untersuchungsergebnisse mit verschiedenen Prüftischausführungen im Frequenzbereich 200 MHz – 18 GHz vorgestellt.

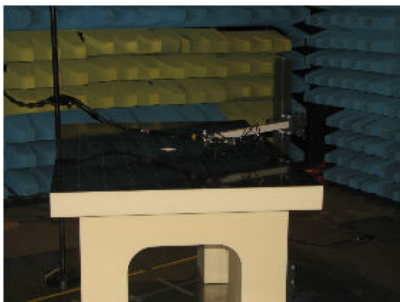


Bild 2: Messaufbau 200 MHz – 1 GHz

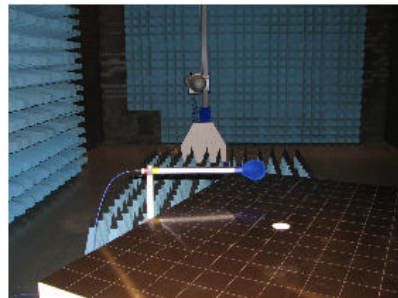


Bild 3: Messaufbau 1 -18 GHz

Der Prüftisch hatte eine Größe von 1,5 m x 1 m und eine Höhe von 0,8 m. Die Ergebnisse zeigen Messungen mit einem Holztisch, einem Tisch aus Styrodur, der mit und ohne Pertinaxdeckplatte getestet wurde. Im Frequenzbereich > 1 GHz wurden die maximalen Messpegel aus Messungen in 1 m, 1,2 m und 1,5 m Empfangsantennenhöhe ermittelt.

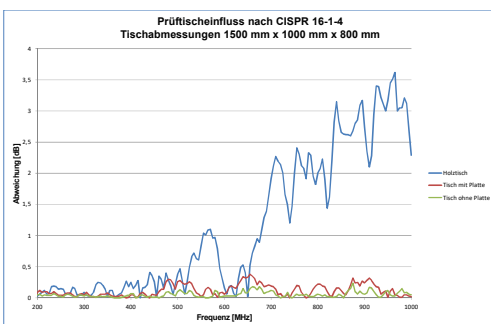


Bild 4: Messungen 200 MHz – 1 GHz

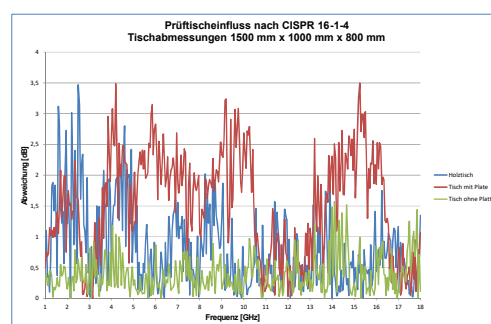


Bild 5: Messungen 1 -18 GHz

Die maximalen Abweichungen

200 – 1000 MHz	Holztisch	Tisch mit Platte	Tisch ohne Platte
Δ_{\max}	3,6 dB	0,4 dB	0,2 dB
u_{Tisch}	2,1 dB	0,2 dB	0,1 dB

1 – 18 GHz	Holztisch	Tisch mit Platte	Tisch ohne Platte
Δ_{\max}	3,5 dB	3,5 dB	1,6 dB
u_{Tisch}	2,0 dB	2,0 dB	0,9 dB

Nach den Vorgaben der Norm CISPR 16-4-2 wird bei der Messunsicherheitsbetrachtung im Frequenzbereich 200 – 1000 MHz ein Schätzwert von u_{Tisch} mit 0,29 dB angesetzt. Dieser Wert kann realistisch mit dem Styrodurtisch erreicht werden, der zusätzlich sogar mit einer stabilen Deckplatte ausgerüstet werden kann. In beiden Fällen wird der Schätzwert noch unterschritten, ganz im Gegensatz zu einem Prüftisch aus Holz, der stärkere Beeinflussung ab 500 MHz zeigt.

Im Frequenzbereich oberhalb von 1 GHz wird nach CISPR 16-4-2 ein Schätzwert für u_{Tisch} von 0,87 dB (1 – 6 GHz) bzw. 1,15 dB bis 18 GHz angenommen. Diese Werte können nur mit einem Tisch erreicht werden, dessen Material eine Dielektrizitätskonstante ϵ_r nahe 1 aufweist. Nur der Styrodurtisch ohne Deckplatte kann hier bessere Unsicherheitswerte als angenommen erreichen. Die 2 mm starke Pertinaxplatte zeigt ähnlich starke Beeinflussungen wie der verwendete Holztisch.

3. Einflussfaktor Mastsystem

3.1 Untersuchungsergebnisse zum Einfluss eines Mastsystems

Während der Einflussfaktor des Prüftisches in der Fehlerbetrachtung hinlänglich berücksichtigt wird und ein detailliertes Verfahren zur genauen Bestimmung des Unsicherheitsbeitrages in CISPR 16-1-4 enthalten ist, wird die Betrachtung des Einflusses des Mastsystems nicht für notwendig erachtet, da störende Einflüsse bereits bei der Messplatzvalidierung erfasst werden sollten. Im Detail ist dieser Einflussfaktor allerdings nur bei der Antennenkalibrierung für Antennen zur Messplatzvalidierung gefordert, wo sie in die Unsicherheitsbetrachtung einfließen. Die geschätzte Unsicherheit nach CISPR 16-1-4 liegt mit $\pm 0,15$ dB und einer Rechteckverteilung bei u_{AM} von 0,09 dB. Da bei der Messplatzvalidierung jedoch in der Regel andere Antennentypen als bei der Emissionsmessung verwendet werden und auch die Abstände der kritischen Antennenelemente vor dem Mast durchaus variieren können, ist eine sichere Bewertung des Unsicherheitsbeitrages nicht wirklich garantiert.

Um den Einfluss eines Neige-Mastsystems, genauer zu analysieren, wurde als Quelle eine kleine bikonische Sendeantenne im Frequenzbereich 30 MHz – 1 GHz verwendet, die in einer Höhe von 1 m mittig im Prüfvolumen angeordnet wurde. Die Empfangsantenne wurde auf einem Stativ in einer Höhe von 1 m positioniert und während den Messungen nicht verändert. Der Abstand Mast - Referenzpunkt der Antenne wurde in einem Abstand von 223 cm, 200 cm und 175 cm variiert und der Mast zum Abschluss ganz entfernt.

Der Einfluss des Antennenmastsystems (siehe Bild 6) zeigt in vertikaler Polarisation insbesondere im unteren Frequenzbereich, in dem der bikonische Teil der Antenne aktiv ist die stärkste Beeinflussung, bis zu 1,16 dB ($u_{AM} = 0,67$). In horizontaler Polarisation treten die maximalen Abweichungen dagegen erst im höheren Frequenzbereich auf, wenn das Feldstärkemaximum im Bereich der Empfangsantennenhöhe liegt.

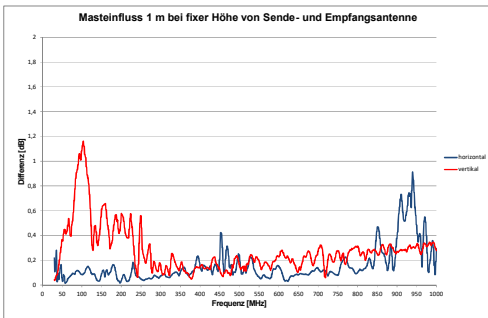


Bild 6: Masteinfluss durch Kopplungseffekte zur Antenne

3.2 Einfluss der Antennenausrichtung im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz

Als weiterer Einflussfaktor ist bei der Unsicherheitsbetrachtung nach CISPR 16-4-2 die Ausrichtung der Empfangsantenne bzw. der Einfluss des Strahlungsdiagrammes zu berücksichtigen, der zu einem systematischen Fehler führt. Im optimalen Fall sollte sowohl der direkte als auch der am Boden reflektierte Strahl innerhalb der 3-dB-Halbwertsbreite der Antennenhauptkeule liegen, was nur durch eine entsprechende höhenvariable Neigung der Antenne realisierbar ist. Wird keine Neigetechnik angewendet, so ist dies in der Unsicherheitsbetrachtung entsprechend zu berücksichtigen.

Nach CISPR 16-4-2 werden folgende Schätzwerte zur Richtwirkung bei 3 m Messabstand hinsichtlich der Unsicherheiten $u(x_i)$ ohne / mit Neigung angesetzt:

$u(x_i)_{\text{CISPR 16-4-2}}$	30 – 200 MHz		200 – 1000 MHz	
	horizontale Polarisation	vertikale Polarisation	horizontale Polarisation	vertikale Polarisation
3 m ohne Neigen	0,0 dB	0,29 dB <130 MHz 0,58 dB >130 MHz	0,58 dB	1,8 dB
3 m mit Neigen	0,0 dB	0,29 dB	0,29 dB	0,43 dB

In den folgenden Untersuchungen soll der Einfluss der Neigetechnik auf die maximale Feldstärke sowie der Höhenverteilung der Maxima genauer analysiert werden.

3.2.1 Messungen mit der Sendeantenne in 1 m Höhe in der Mitte des Prüfvolumen

Bei dieser Untersuchung wurde als Sendeantenne, eine kleine bikonische Antenne (32 cm), in 1 m Höhe im Prüfvolumenzentrum positioniert. Als Empfangsantenne wurde eine bikonische log.-per. Antenne verwendet, die in Schrittweiten von 10 cm im Höhenbereich von 1 m – 4 m gescannt wurde. Die Messpegel wurden getrennt nach vertikaler und horizontaler Polarisation mit und ohne Neigung aufgenommen. Die Neigung der Antenne erfolgte stets auf die fixe Position der Sendeantenne. Bei der Messung ohne

Neigung erreichte der Antennenreferenzpunkt die vorgegebene Höhe von 4 m, mit Neigen dagegen nur eine maximale Höhe von ca. 3,2 m.

Die Unterschiede in den maximal gemessenen Pegelwerten beim Vergleich der Messungen mit bzw. ohne Neigen sind in Bild 7 - 8 dargestellt. In vertikaler Polarisisation sind die maximalen Unterschiede im Frequenzbereich 175 – 300 MHz zu beobachten.

Die Messung mit Neigung der Antenne führt zu einem zusätzlichen Messpegel von bis zu 2,7 dB. In horizontaler Polarisisation sind die Unterschiede mit einem zusätzlichen Pegelanstieg von max. 0,8 dB eher gering. Der verminderte Pegel unterhalb von 70 MHz ist auf die fehlende Scanhöhe bei Neigung zurückzuführen.

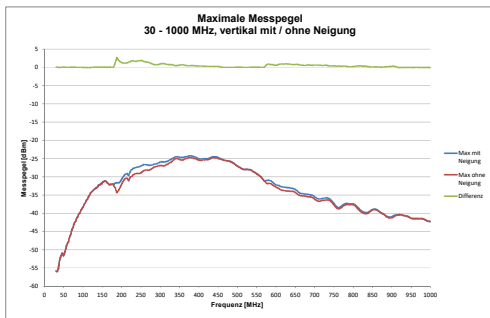


Bild 7: maximale Messpegel, vertikal

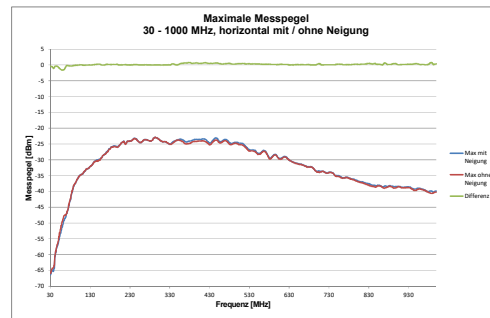


Bild 8: maximale Messpegel, horizontal

Bild 9 – 10 zeigt die Höhenverteilung der gemessenen Maxima mit sowie ohne Neigung der Antenne sowie im Vergleich dazu, die theoretische Verteilung der Maxima, die sich bei der Berechnung der NSA ergeben. Insbesondere bei der Messung in vertikaler Polarisisation ist zu erkennen, dass sich die Signalmaxima, die nach der Theorie in größeren Höhen liegen bei Neigung der Antenne noch weiter nach oben verschieben, was dem Strahlungsdiagramm der Antenne zuzuordnen ist.

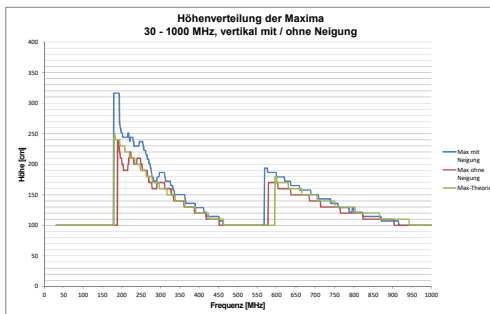


Bild 9: Höhenverteilung der Maxima, vertikal

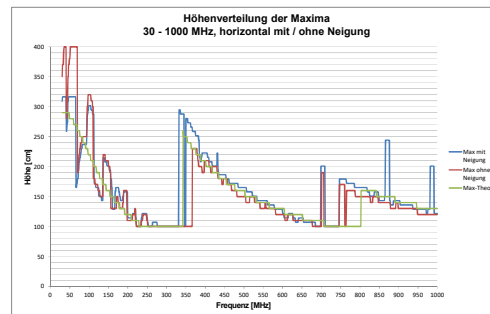


Bild 10: Höhenverteilung der Maxima, horizontal

Ein kontinuierlicher Scan im Maxhold, der zu Testzwecken durchgeführt wurde zeigte keine erwähnenswerte Veränderung der Messwerte gegenüber der Messung mit 10 cm Schrittweite.

3.2.2 Messungen mit Variation der Sendeantenne im Prüfvolumen

In den folgenden Messungen wurde die Sendeantenne innerhalb eines Prüfvolumens mit dem Durchmesser 2 m in den Höhen 1 m, 1,5 m und 2 m in der mittleren, der rechten, der linken und der vorderen Position im Prüfvolumen angeordnet.

Der Maximale Signalpegel in den Messpositionen wurde während eines Höhenscans mit sowie ohne Neigung der Antenne ermittelt. Die Neigung der Empfangsantenne erfolgte weiterhin auf das Zentrum des Prüfvolumens, 1 m über der ground plane.

In den Bilder 11 und 12 sind die Differenzen aus den entsprechenden Messungen mit und ohne Neigung dargestellt. Die größten Abweichungen treten dabei in den Außenpunkten mit bis zu 2,5 dB in vertikaler Polarisierung auf. Die signifikanten negativen Abweichungen in vertikaler Polarisierung bei 110 MHz waren bei einer Sendehöhe von 2 m, vor allem in den Außenpositionen zu beobachten. Die Messung mit geneigter Antenne liefert in diesem Fall einen geringeren Pegel aufgrund der Strahlungscharakteristik der Antenne. Bei stärkerem Neigungswinkel ist somit ein wachsender Fehler mit zunehmender Höhe der Quelle am Rand des Prüfvolumens zu erwarten.

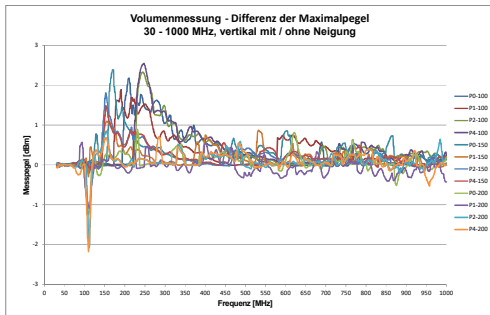


Bild 11: Differenz der max. Messpegel, vertikal

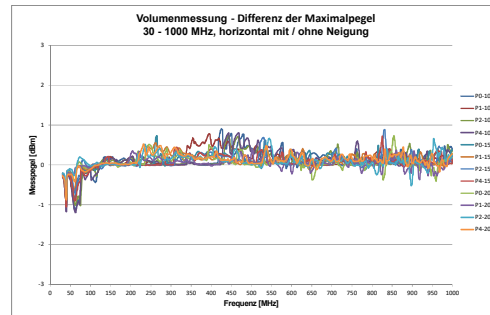


Bild 12: Differenz der max. Messpegel, horizontal

3.3 Messungen im Frequenzbereich von 1 GHz bis 6 GHz

Für Messungen oberhalb 1 GHz ist eine Höhenvariation der Empfangsantenne nur für den Fall vorgesehen, dass die 3-dB-Halbwertsbreite der Antennenhauptkeule nicht ausreicht, um die Höhe des Prüflings bei der gewählten Messentfernung komplett auszuleuchten. Der in CISPR 16-4-2 geschätzte Unsicherheitsbeitrag durch die Richtwirkung der Empfangsantenne liegt bei 0,87 dB. Aufgrund der oftmals fehlenden Detailinformationen zur tatsächlichen Strahlungscharakteristik der verwendeten Antenne stellt sich jedoch die Frage ab welchen Prüflingsabmessungen ein Höhenscan tatsächlich erforderlich wird.

Um den Einfluss eines Höhescans genauer zu untersuchen wurden auch im Frequenzbereich 1 – 6 GHz Messungen mit einer linear polarisierten omnidirektionalen Strahlungsquelle in 1 m Höhe in Prüfvolumenmitte (2 m Durchmesser) mit und ohne Neigung der Empfangsantenne durchgeführt. Als Empfangsantenne wurde eine Hornantenne verwendet. Die Messungen wurden in einer 3 m SAC unter Freiraumbedingungen durchgeführt. Dazu wurde der Boden mit zusätzlichen Pyramidenabsorbern ausgelegt. Die bei der Site VSWR Messung mit dem entsprechenden Messaufbau ermittelte maximale Abweichung lag bei 4,3 dB und zeigte keine signifikanten Stehwellen in der Absorberhalle.

Der Höhenscan wurde mit einer Schrittweite von 10 cm mit und ohne Neigung der Antenne auf den Punkt der Sendeantenne durchgeführt.

Da ein Höhenscan bei kleinen Prüflingen und entsprechendem Öffnungswinkel der Empfangsantenne nicht erforderlich ist, wurden die Pegelveränderungen mit und ohne Neigung der Antenne auf den Signalpegel bei 1 m Höhe normiert.

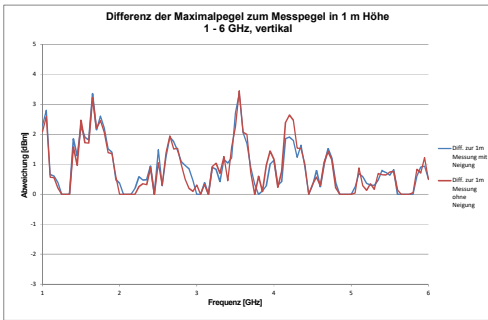


Bild 13: Abw. Maximalpegel zur 1m Messung

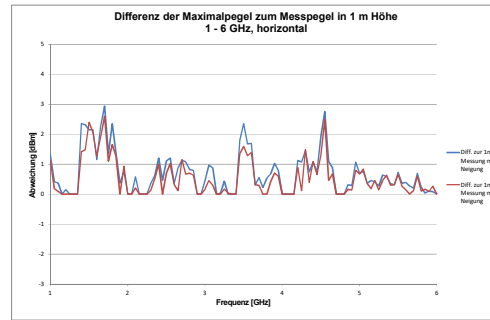


Bild 14: Abw. Maximalpegel zur 1m Messung

Die Messungen zeigen Pegelerhöhungen bis zu 3,5 dB in vertikaler und 3 dB in horizontaler Polarisation. Wobei der Einfluss der Antennenneigung eine untergeordnete Rolle spielt. Trotz der Pegelreduzierung, bedingt durch den verringerten Öffnungswinkel der Hornantenne, sind die Signalmaxima noch bis in Höhen von 2,3 m in vertikaler und 2,5 m in horizontaler Polarisation zu detektieren.

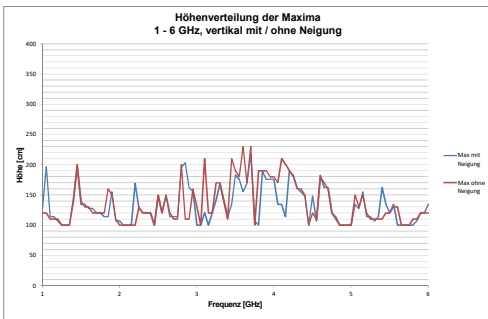


Bild 15: Höhenverteilung der Maxima, vertikal

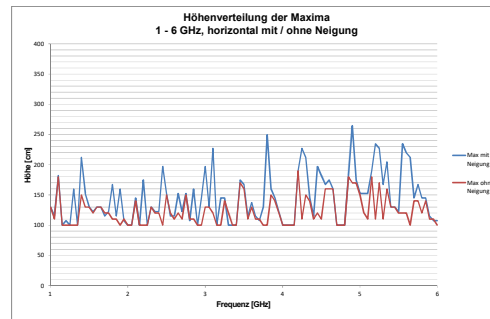


Bild 16: Höhenverteilung der Maxima, horizontal

Die gleiche Vorgehensweise wurde nochmals mit einer Sendehöhe von 2 m wiederholt. Die Neigung der Empfangsantenne wurde weiterhin auf den 1 m Mittelpunkt belassen. In diesem Fall wurden die Pegelveränderungen mit und ohne Neigung der Antenne jedoch auf den maximalen Signalpegel bei 1 - 2 m Höhenscan normiert.

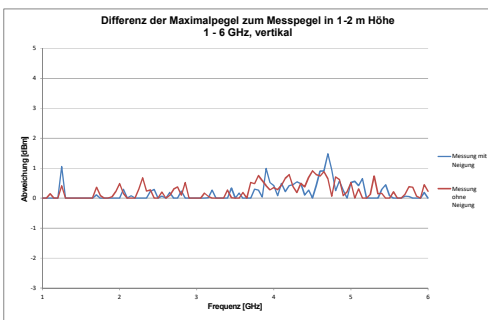


Bild 17: Abw. Maximalpegel zur 1-2m Messung

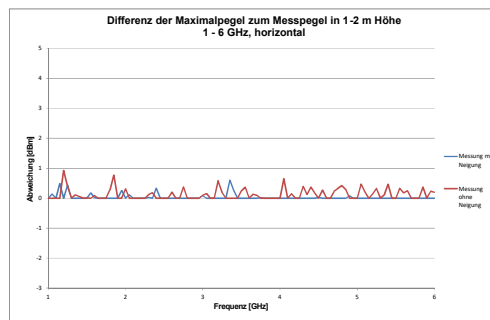


Bild 18: Abw. Maximalpegel zur 1-2m Messung

Die Messungen zeigen in diesem Messaufbau nur noch geringe Pegelerhöhungen, bis ca. 1,5 dB. Die Signalmaxima reichen in vertikaler Polarisation bis 3,4 m Höhe und 3,2 m in horizontaler Polarisation. Der Einfluss der Neigung wirkt sich in dieser Messkonfiguration nur noch geringfügig aus.

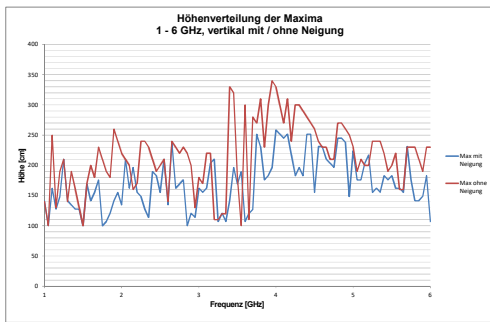


Bild 19: Höhenverteilung der Maxima, vertikal

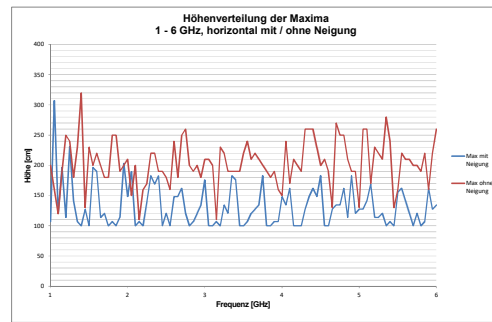


Bild 20: Höhenverteilung der Maxima, horizontal

4. Diskussion und Folgerungen

Die Untersuchung verschiedener Prüftische hat gezeigt, dass der angenommene Schätzwert der Messunsicherheit nach CISPR 16-4-2 erreicht werden kann, eine individuelle Bestimmung der Unsicherheit ist jedoch zu empfehlen.

Bzgl. der Beeinflussung der Messergebnisse durch Kopplungen zum Mastsystem ist eine Analyse, ähnlich der bei Prüftischen zu empfehlen, da sich dieser Einflussfaktor nicht zwingend und in entsprechender Weise in der Abweichung der NSA zeigt.

Die Untersuchungen zur Neigung der Antenne im Frequenzbereich 30 – 1000 MHz hat gezeigt, dass die Einstufung der Schätzwerte ohne Neigung in vertikaler Polarisation im Frequenzbereich 130 – 200 MHz etwas zu gering ausfallen, dagegen im Bereich >200 MHz tendenziell überbewertet sind. Die Messung mit mehreren Sendepositionen innerhalb des Volumens zeigt eine nahezu ähnliche maximale Pegelerhöhung, wie die Messung in Volumenmitte. Somit ist auch bei einer Veränderung der Störquelle im Volumen eine realistische Fehlerabschätzung gewährleistet. Durch den Einfluss der Strahlungscharakteristik der Antenne ist unter Umständen sogar eine Pegelverminderung bei Neigung möglich. Bei Messungen oberhalb 1 GHz ist eine signifikante Zunahme der Messpegel insbesondere durch den Höhenscan der Empfangsantenne zu beobachten. Eine deutliche Zunahme des Signalpegels durch eine zusätzliche Neigung der Antenne ist trotz der stärkeren Richtwirkung der Hornantenne nicht eindeutig zu beobachten. Ein Ringvergleich unter den akkreditierten EMV Laboren zur Messunsicherheit oberhalb 1 GHz, ähnlich dem im Jahre 2002 präsentierten Ringvergleich, könnte hier weiterführende Informationen liefern.

5. Literaturhinweise

❑❑ CISPR 16-1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Antennas and test sites for radiated disturbance measurements, Edition 3.1, 2012-07

❑❑ CISPR 16-2-3: Methods of measurements of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements, Edition 3.1, 2010-08







❑❑ CISPR 16-4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling - Measurement instrumentation uncertainty, Edition 2.0, 2011-06

[4]: IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, August 18-22, 2008, Detroit Michigan: Alexander Kriz, Calculation of Antenna Pattern Influence on Radiated Emission Measurement Uncertainty

Veranstungskalender Exhibition calendar

Änderungen vorbehalten
subject to change

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen
Source: data of the last event/target data in the case of new events

 emv	<p>EMV Internationale Fachmesse mit Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit International Exhibition with Conference on Electromagnetic Compatibility (EMC)</p> <p>www.e-emv.com</p>	<p>Düsseldorf Turnus alle 2 Jahre Sequence biennial</p> <p>Aussteller/Exhibitors: 113 Fläche/Space: 3.600 m² Besucher/Visitors: 2.618 Workshop-buchung/bookings: 1.044</p>	<p>11. - 13.03.2014</p>
 smartsystems integration	<p>Smart Systems Integration International Conference & Exhibition on Integration Issues of Miniaturized Systems - MEMS, NEMS, ICs and Electronic Components</p> <p>www.smartsystemsintegration.com</p>	<p>Wien, Österreich Turnus jährlich, wechselnde Standorte Sequence annual, different locations</p> <p>Aussteller/Exhibitors: 27 Teilnehmer/Participants: 291</p>	<p>26. - 27.03.2014</p>
 China Electronics Fair <small>Since 1964</small> CEF • Shenzhen	<p>China Electronics Fair 2013 Shenzhen* Fachmesse und Kongress Exhibition and Conference</p> <p>www.mesago.de/de/FCEF/</p>	<p>Shenzhen, China</p> <p>Veranstalter ist China Electronics Appliance Corporation (CEAC), unterstützt von Mesago organized by China Electronics Appliance Corporation (CEAC), supported by Mesago</p>	<p>10. - 12.04.2014</p>
smthybridpackaging	<p>SMT Hybrid Packaging Systemintegration in der Mikroelektronik Internationale Fachmesse System Integration in Micro Electronics International Exhibition</p> <p>www.smt-exhibition.com</p>	<p>Nürnberg Turnus jährlich Sequence annual</p> <p>Aussteller/Exhibitors: 516 Fläche/Space: 27.000 m² Besucher/Visitors: 20.019 Kongress/Conference: 387</p>	<p>06. - 08.05.2014</p>
 ECWC13	<p>ECWC 13 13. Electronic Cicuits World Convention www.ecwc13.org</p>	<p>07. - 09.05.2014</p>	
 PCIM EUROPE	<p>PCIM Europe Internationale Fachmesse und Konferenz für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management</p> <p>www.pcim.de</p>	<p>Aussteller/Exhibitors: 395 Fläche/Space: 18.500 m² Besucher/Visitors: 7.883 Kongress/Conference: 726</p> <p>Nürnberg</p>	<p>20. - 22.05.2014</p>
 sps ipc drives ITALIA	<p>SPS IPC Drives Italia* Tecnologie per l'Automazione Elettrica Sistemi e Componenti Fiera e Congresso</p> <p>www.sps-italia.net</p>	<p>Veranstalter ist Messe Frankfurt Italia S.r.l., unterstützt von Mesago organized by Messe Frankfurt Italia S.r.l., supported by Mesago</p> <p>Aussteller/Exhibitors: 518 Fläche/Space: 40.000 m² Besucher/Visitors: 18.058</p>	<p>20. - 22.05.2014</p>

* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago/Partner events supported by Mesago

Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Johann Thoma (President), Petra Haarburger
Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • www.mesago.de • info@mesago.com

Änderungen vorbehalten
subject to change

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen
Source: data of the last event/target data in the case of new events

	<p>PCIM Asia* Internationale Fachmesse und Konferenz für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management</p> <p>www.pcimasia-expo.com</p>	<p>Shanghai, China Turnus jährlich Sequence annual</p> <p>Veranstalter ist China Guangzhou Guangya Messe Frankfurt Co Ltd., unterstützt von Mesago organized by China Guangzhou Guangya Messe</p> <p>Aussteller/Exhibitors: 75 Fläche/Space: 4.600 m² Besucher/Visitors: 4.237 Kongress/Conference: 367</p>	<p>17. - 19.06.2014</p>
	<p>ZELLCHEMING-Expo Fibers in Process 109. Jahrestagung und Fachmesse Fibers in Process 109th Annual General Meeting and Exhibition</p> <p>www.zellcheming-expo.de</p>	<p>Frankfurt am Main Turnus jährlich Sequence annual</p>	<p>24. - 26.06.2014</p>
	<p>China Electronics Fair 2013 Chengdu* Fachmesse und Kongress Exhibition and Conference</p> <p>www.mesago.de/de/SCEF/</p>	<p>Chengdu, China</p> <p>Veranstalter ist China Electronics Appliance Corporation (CEAC), unterstützt von Mesago organized by China Electronics Appliance Corporation (CEAC), supported by Mesago</p>	<p>10. - 12.07.2014</p>
	<p>ID World Rio de Janeiro* Annual Americas Summit</p> <p>www.idworldriodejaneiro.com</p>	<p>Rio de Janeiro, Brasilien</p> <p>Veranstalter ist Wise Media, unterstützt von Mesago organized by Wise Media, supported by Mesago</p>	<p>September 2014</p>
	<p>E DPC Konferenz mit Ausstellung für die Produktion elektrischer Antriebe Electric Drives Production Conference and Exhibition</p> <p>www.edpc-expo.com</p>	<p>Nürnberg</p>	<p>30.09. - 01.10.2014</p>
	<p>PCIM South America* Internationale Konferenz und Fachmesse für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement International conference and exhibition on Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management</p> <p>www.pcim-southamerica.com</p>	<p>São Paulo, Brasilien</p> <p>Veranstalter ist News Press, unterstützt von Mesago organized by News Press, supported by Mesago</p>	<p>14. - 15.10.2014</p>

* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago/Partner events supported by Mesago







Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Johann Thoma (President), Petra Haarburger
Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • www.mesago.de • info@mesago.com

Veranstungskalender

Exhibition calendar

Änderungen vorbehalten
subject to change

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen
Source: data of the last event/target data in the case of new events






 <p>China Electronics Fair Since 1964 CEF • Shanghai</p>	<p>China Electronics Fair 2013 Shanghai* Fachmesse und Kongress Exhibition and Conference</p>	<p>Shanghai, Pudong, China</p>	<p>28.10. - 30.10. 2014</p>
<p>www.mesago.de/de/HCEF/</p>		<p>Veranstalter ist China Electronics Appliance Corporation (CEAC), unterstützt von Mesago organized by China Electronics Appliance Corporation (CEAC), supported by Mesago</p>	
 <p>euro ID 2014 ID WORLD INTERNATIONAL CONGRESS</p>	<p>Euro ID Internationale Fachmesse für Identifikation International Exhibition for Identification</p>	<p>Frankfurt am Main Turnus jährlich Sequence annual</p>	<p>18. - 20.11.2014</p>
<p>www.euro-id-messe.de</p>		<p>ID WORLD International Congress 12th Annual World Summit on Biometrics, Cards, RFID and Data Collection</p>	
<p>www.idworldonline.com</p>			
 <p>sps ipc drives</p>	<p>SPS IPC Drives Elektrische Automatisierung Systeme und Komponenten Internationale Fachmesse und Kongress Electric Automation Systems & Components International Exhibition and Conference</p>	<p>Nürnberg Turnus jährlich Sequence annual</p>	<p>25. - 27.11.2014</p>
<p>www.mesago.de/sps</p>			
 <p>emv seminare</p>	<p>EMV Seminare Ganztagesseminare zum Thema Elektromagnetische Verträglichkeit All-day seminars on Electromagnetic Compatibility (EMC)</p>	<p>München/Stuttgart Turnus jährlich Sequence annual</p>	<p>Winter 2014</p>
<p>www.mesago.de/emv-seminare</p>			
 <p>sps automation INDIA Driving manufacturing processes of the future</p>	<p>SPS Automation India A professional trade platform for the manufacturing. Sectors focussed on Industrial automation. It covers all components down to complete systems and integrated automation solutions.</p>	<p>Ahmedabad, India</p>	<p>05.02. - 07.02.2015</p>
<p>www.spsautomation-india.in</p>		<p>Veranstalter ist Messe Frankfurt India, Mesago Messemanagement GmbH in Zusammenarbeit mit Bloomberg TV eine Tochter der Reliance Broadcast Network organized by Messe Frankfurt India in association with Bloomberg TV a subsidiary of Reliance Boradcast Network supported by Mesago</p>	
 <p>facilitymanagement</p>	<p>Facility Management Fachmesse und Kongress Exhibition and Conference</p>	<p>Frankfurt am Main Turnus jährlich Sequence annual</p>	<p>24. - 26.03.2015</p>
<p>www.fm-messe.de</p>		<p>Aussteller/Exhibitors: 167 Fläche/Space: 6.530 m² Besucher/Visitors: 5.012 Kongress/conference: 459</p>	

* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago/Partner events supported by Mesago

Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Johann Thoma (President), Petra Haarburger
Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • www.mesago.de • info@mesago.com

Änderungen vorbehalten
subject to change

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen
Source: data of the last event/target data in the case of new events

 emv	EMV Internationale Fachmesse mit Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit International Exhibition with Conference on Electromagnetic Compatibility (EMC) www.e-emv.com	Stuttgart Turnus alle 2 Jahre Sequence biennial Aussteller/Exhibitors: 113 Fläche/Space: 3.600 m ² Besucher/Visitors: 2.618 Workshop-buchung/bookings: 1.044	24. - 26.03.2015
fireprotec	Fireprotec Baurecht – Brandschutz – Sicherheit Symposium mit Fachausstellung www.mesago.de/fireprotec www.brandschutz-symposium.de	Frankfurt am Main Turnus jährlich Sequence annual Aussteller/Exhibitors: 32 Symposium/Conference: 1.183	25. - 26.03.2015
 innosecure	Innosecure Kongress mit Ausstellung für Innovationen in den Sicherheitstechnologien www.innosecure.de	Velbert, Heiligenhaus	22. - 23.04.2015
 smt hybrid packaging	SMT Hybrid Packaging Systemintegration in der Mikroelektronik Internationale Fachmesse und Kongress www.smt-exhibition.com	Nürnberg Turnus jährlich Sequence annual	05. - 07.05.2015
 PCIM <small>EUROPE</small>	PCIM Europe Internationale Fachmesse und Konferenz für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management www.pcim.de	Aussteller/Exhibitors: 395 Fläche/Space: 18.500 m ² Besucher/Visitors: 7.883 Kongress/Conference: 726 Nürnberg	19. - 21.05.2015
 PARKEN	Parken Fachausstellung und Fachtagung für Planung, Bau und Betrieb von Einrichtungen des ruhenden Verkehrs Trade Exhibition and Conference on Planning, Construction and Operating of Parking Areas www.parken-messe.de	Berlin Turnus alle 2 Jahre Sequence biennial Aussteller/Exhibitors: 91 Fläche/Space: 3.053 m ² Besucher/Visitors: 1.266	23. - 25.09.2015

* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago/Partner events supported by Mesago

Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Johann Thoma (President), Petra Haarburger
 Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • www.mesago.de • info@mesago.com